



دانشگاه صنعتی شاهرود

دانشکده مهندسی برق و رباتیک

گروه کنترل

پایان نامه کارشناسی ارشد

کنترل فازی تطبیقی برای سیستم تعلیق مغناطیسی

حسام فلاح قویدل

استاد راهنما:

دکتر محمد حداد ظریف

استاد مشاور:

دکتر علی اکبرزاده کلات

شهریور ۱۳۹۲

دانشگاه صنعتی شاهرود

دانشکده برق و رباتیک

گروه کنترل

پایان نامه کارشناسی ارشد آقای حسام فلاح قویدل

تحت عنوان:

کنترل فازی تطبیقی برای سیستم تعلیق مغناطیسی

در تاریخ..... توسط کمیته تخصصی زیر جهت اخذ مدرک کارشناسی ارشد مورد ارزیابی و با درجه..... مورد پذیرش قرار گرفت.

امضا	اساتید مشاور	امضا	استاد راهنما
	دکتر علی اکبرزاده کلات		دکتر محمد حداد ظریف

امضا	نماینده تحصیلات تکمیلی	امضا	اساتید داور

با تسکّر و سپاس از تمام کسانی که مرا یار کردند...

تعهدنامه

اینجانب حسام فلاح قویدل دانشجوی کارشناسی ارشد رشته برق - کنترل دانشکده برق و رباتیک دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه " کنترل فازی تطبیقی برای سیستم تعلیق مغناطیسی " تحت راهنمایی دکتر محمد حداد ظریف متعهد می‌شوم.

- تحقیقات در این پایان نامه توسط اینجانب انجام شده و از صحت و اصالت برخوردار است.
- در استفاده از نتایج پژوهش‌های محققان دیگر به مرجع مورد استفاده استناد شده است.
- مطالب مندرج در پایان نامه تاکنون توسط خود یا فرد دیگری برای هیچ نوع مدرک یا امتیازی در هیچ جا استفاده نشده است.
- کلیه حقوق معنوی این اثر متعلق به دانشگاه صنعتی شاهرود می‌باشد و مقالات مستخرج با نام << دانشگاه صنعتی شاهرود >> و یا << Shahrood University of Technology >> به چاپ خواهد رسید.
- در کلیه مراحل انجام این پایان نامه در مواردی که به حوضه اطلاعات شخصی افراد دسترسی یافته یا استفاده شده است اصل رازداری، ضوابط و اصول اخلاقی انسانی رعایت شده است.

تاریخ:

امضای دانشجو:

مالکیت نتایج و حق نشر

- کلیه حقوق معنوی این اثر و محصولات آن (مقالات مستخرج، کتاب، برنامه‌های رایانه ای، نرم افزارها و تجهیزات ساخته شده است) متعلق به دانشگاه صنعتی شاهرود می‌باشد. این مطلب باید به نحو مقتضی در تولیدات علمی مربوطه ذکر شود.
- استفاده از نتایج موجود در پایان نامه بدون ذکر منبع مجاز نمی‌باشد.

چکیده:

در این پایان نامه، یک کنترل فازی تطبیقی تناسبی-انتگرالی برای یک کلاس از سیستم‌های غیر خطی و دارای عدم قطعیت پیشنهاد شده است که هدف آن مقاوم بودن در حضور اختلال و عدم قطعیت بزرگ و سریع، اما محدود است. گرچه در رویکرد پیشنهادی نیاز است که عدم قطعیت‌های محدود باشند، اما لازم نیست که این محدوده معلوم باشد. روش کنترل تطبیقی پارامترهای سیستم را در برابر عدم قطعیت‌ها تطبیق می‌دهد، اما تنها در صورتیکه این عدم قطعیت به آرامی تغییر کنند. روش کنترل مقاوم، پایداری سیستم در برابر عدم قطعیت‌ها را تضمین می‌کند، اما تنها در صورتیکه این عدم قطعیت‌ها در کران‌های مشخص باقی بمانند. حال آنکه درحقیقت، اختلال و عدم قطعیت‌ها، نامشخص هستند. تحلیل لیاپانوف برای اثبات پایداری روش پیشنهاد شده مورد استفاده قرار می‌گیرد. در نهایت، از الگوریتم بهینه سازی ازدحام ذرات برای بهینه سازی پارامترهای طراحی کنترل استفاده شده که در نتیجه آن عملکرد سیستم کنترل بهبود یافته است. این روش در سیستم تعلیق مغناطیسی تک ورودی تک خروجی و دو ورودی-دو خروجی پیاده سازی شده و نتایج آن مورد ارزیابی قرار گرفته است.

کلمات کلیدی: کنترل فازی تطبیقی، سیستم تعلیق مغناطیسی، اغتشاش خارجی، تئوری

لیاپانوف

فهرست مطالب

بخش اول: مقدمه.....	۱
بخش دوم: روش‌های کنترلی.....	۳
۱-۲. کنترل فازی.....	۳
۱-۲-۱. تاریخچه مختصری از تئوری و کاربردهای فازی.....	۴
۱-۲-۲. ساختار سیستم‌های فازی.....	۴
۱-۲-۳. کاربرد سیستم‌های فازی.....	۴
۱-۲-۴. انواع سیستم‌های فازی.....	۵
۱-۲-۵. ریاضیات فازی.....	۵
۱-۲-۶. تقسیم بندی سیستم‌های فازی.....	۶
۱-۲-۷. کنترل فازی در مقایسه با کنترل کلاسیک.....	۷
۱-۲-۸. روش‌های طراحی کنترل کننده‌های فازی.....	۸
۲-۲. کنترل تطبیقی.....	۱۰
۱-۲-۲. تاریخچه.....	۱۱
۲-۲-۲. تفاوت کنترل تطبیقی و کنترل مقاوم.....	۱۲
۲-۲-۳. ساختار اصلی سیستم‌های کنترل تطبیقی.....	۱۲
۲-۲-۴. ایراد کنترل تطبیقی سنتی.....	۱۳
۲-۲-۵. کنترل تطبیقی مدل آزاد.....	۱۳
۲-۲-۶. مزایای کنترل مدل آزاد.....	۱۵
۳-۲. کنترل فازی تطبیقی.....	۱۶
۱-۳-۲. مقدمه.....	۱۷
۲-۳-۲. مقایسه کنترل فازی تطبیقی و کنترل فازی غیر تطبیقی.....	۱۸
۳-۳-۲. دسته بندی کنترل کننده‌های فازی تطبیقی.....	۱۹

۲۰	۴-۳-۲. طراحی کنترل کننده‌های فازی تطبیقی غیر مستقیم.....
۲۱	۵-۳-۲. طراحی کنترل کننده فازی.....
۲۶	۶-۳-۲. قاعده تعدیل.....
۳۰	۷-۳-۲. کنترل فازی دو ورودی-دو خروجی.....
۳۳	۴-۲. الگوریتم بهینه سازی انبوه ذرات.....
۳۴	۱-۴-۲. مقدمه.....
۳۵	۲-۴-۲. تاریخچه.....
۳۶	۳-۴-۲. الگوریتم PSO.....
۳۹	۴-۴-۲. پارامترهای PSO.....
۴۲	۵-۲. کنترل مقاوم.....
۴۳	بخش سوم: سیستم تعلیق مغناطیسی.....
۴۴	۱-۳. کاربردهای سیستم شناوری مغناطیسی.....
۴۵	۲-۳. آشنایی بیشتر با برخی کاربردهای سیستم تعلیق مغناطیسی در صنعت.....
۴۵	۱-۲-۳. کاربرد شناوری مغناطیسی در بهره برداری از قطارهای مغناطیسی.....
۴۷	۱-۱-۲-۳. تاریخچه قطار مگلو.....
۴۸	۲-۱-۲-۳. فناوری مگلو.....
۴۹	۳-۱-۲-۳. مکانیزم تامین شناوری.....
۵۱	۲-۲-۳. تعدیل کننده مغناطیسی.....
۵۲	۳-۲-۳. سیستم الکترومغناطیسی در خودرو.....
۵۳	۳-۳. مزیت‌های اصلی محرک‌های الکترومغناطیسی در مقایسه با محرک‌های هیدرولیکی.....
۵۳	۴-۳. تحلیل حرکت سیستم تعلیق مغناطیسی.....
۵۴	۵-۳. مشکل اساسی در کنترل سیستم‌های تعلیق مغناطیسی.....
۵۴	۶-۳. دستگاه مگلو ECP 720.....
۵۹	بخش چهارم: کنترل فازی تطبیقی غیر مستقیم.....

۶۰.....	۱-۴. مقدمه.....
۶۱.....	۲-۴. کنترل غیرخطی.....
۶۲.....	۱-۲-۴. روابط مربوط به کنترل پیشنهادی (۳-۴).....
۶۳.....	۲-۲-۴. ضعف کنترل پیشنهادی (۳-۴).....
۶۴.....	۳-۲-۴. روابط مربوط به کنترل پیشنهادی (۴-۱۵)، با جمله انتگرالی.....
۶۵.....	۴-۲-۴. ضعف کنترل پیشنهادی (۴-۱۵)، با جمله انتگرالی.....
۶۶.....	۵-۲-۴. ضعف کنترل پیشنهادی (۴-۱۹)، با جمله تناسبی - انتگرالی برای سیستم تعلیق.....
۶۶.....	۳-۴. کنترل فازی تطبیقی.....
۶۷.....	۱-۳-۴. روابط مربوط به کنترل فازی تطبیقی پیشنهادی (۴-۲۳).....
۶۹.....	۲-۳-۴. ضعف کنترل فازی تطبیقی پیشنهادی (۴-۲۳).....
۶۹.....	۳-۳-۴. کنترل نظارتی تخمین‌گر.....
۷۰.....	۴-۳-۴. روابط مربوط به کنترل نظارتی تخمین‌گر (۴-۳۴).....
۷۲.....	۵-۳-۴. ضعف کنترل پیشنهادی با تخمین‌گر (۴-۳۴).....
۷۲.....	۶-۳-۴. تخمین حد بالای اغتشاش.....
۷۶.....	۴-۴. کنترل حالت لغزشی.....
۷۸.....	۱-۴-۴. ضعف کنترل حالت لغزشی (۴-۵۸).....
۸۰.....	۲-۴-۴. روابط مربوط به کنترل فازی تطبیقی پیشنهادی (۴-۵۹).....
۸۲.....	۳-۴-۴. ضعف کنترل فازی تطبیقی پیشنهادی (۴-۵۹).....
۸۵.....	بخش پنجم : نتایج شبیه سازی و مقایسه.....
۸۵.....	۱-۵. تعریف مسئله.....
۸۷.....	۲-۵. بررسی نتایج کنترل کننده (۳-۴).....
۹۱.....	۳-۵. بررسی نتایج کنترل کننده با تابع اشباع.....
۹۳.....	۴-۵. بررسی نتایج کنترل کننده (۴-۱۹).....
۹۶.....	۵-۵. بررسی نتایج کنترل فازی تطبیقی (۴-۲۳).....

- ۵-۶. نتایج شبیه سازی به ازای مسیر مطلوب دیگر برای کنترل کننده (۴-۲۳) ۱۰۴
- ۵-۷. نتایج شبیه سازی به ازای سیستم با دو ورودی و دو خروجی ۱۰۶
- ۵-۸. بررسی نتایج مربوط به کنترل پیشنهادی (۴-۵۹) ۱۱۹
- بخش ششم : نتیجه گیری و پیشنهاد کار ۱۲۱
- بخش هفتم : مراجع ۱۲۲

بخش اول: مقدمه

در علم کنترل با طراحی کنترل کننده برای یک سیستم مواجه هستیم، به طوریکه سیستم مورد نظر بتواند عملیات خاصی را که مورد نظر است انجام دهد. در نتیجه محققان روش‌های کنترلی مختلفی را پایه ریزی کردند. مدت‌ها از کنترل خطی برای کنترل سیستم‌ها استفاده می‌شد، هرچند هنوز هم به دلیل سادگی و ارزانی، مورد توجه قرار می‌گیرد اما امروزه به دلیل ماهیت غیرخطی و پیچیدگی سیستم‌ها از کنترل غیرخطی استفاده می‌شود. امروزه کنترل غیرخطی پیشرفت گسترده‌ای از نظر تئوری و عملی داشته است، از جمله تکنیک‌های خطی سازی فیدبکی، کنترل تطبیقی، و کنترل حالت لغزشی.

در سال‌های اخیر و با گسترش تکنولوژی استفاده از سیستم تعلیق مغناطیسی رو به افزایش است. با توجه به غیرخطی بودن ذاتی این سیستم، نیاز به یک کنترل کننده مناسب برای آن لازم و ضروری به نظر می‌رسد و مطالعات بسیاری در این زمینه انجام شده است. در [۱]، از یک کنترل انتگرالی برای کاهش لرزش و نوسانات ناخواسته استفاده شده است اما این روش چندان مطلوب نبوده و مقدار کاهش نوسانات غیرقابل چشم پوشی بوده است. همچنین در [۲-۳]، روش خطی سازی فیدبکی^۱ برای این سیستم بکار برده شد که این روش با مشکلات پایداری همراه بود. در [۴] دینامیک غیرخطی سیستم با استفاده از بسط تیلور^۲ تقریب زده می‌شود که بررسی عملکرد مناسب سیستم با این روش

1-Feedback linearization

2-Taylor

امکان پذیر نبود. در [۵]، خطی سازی فیدبکی مقاوم ارائه شد. اگرچه این روش پایداری سیستم را تضمین می نمود اما فراجهدش های نسبتاً بزرگی در نتایج مشاهده گردید. بنابراین معمولاً از قوانین تطبیق برای حل این مشکل استفاده می شود. در [۶] از روش گام به عقب^۱ و مقاوم استفاده کرده است که در اینجا بعلت استفاده از تابع اشباع، خطای حالت ماندگار همیشه وجود دارد. در [۷-۸] یک کنترل حالت لغزشی^۲ پیشنهاد شد اما این روش به تنهایی نمی تواند لرزش و نوسانات ناخواسته را حذف کند. در سالهای بعد روش مختلفی برای کاهش لرزش و نوسانات ناخواسته مورد استفاده قرار گرفته است [۹-۱۱]، اما همچنان با مشکلات قبلی روبرو هستیم. همچنین در سال های اخیر از روش های کنترلی دیگر نظیر روش های هوشمند، فازی، تطبیقی، مقاوم، کنترل کلاسیک و غیره نیز برای این سیستم مورد استفاده قرار گرفته است [۱۲-۲۰]. در این پایان نامه ما از برای بهره گیری همزمان از مزایای فازی و همچنین کنترل تطبیقی از ترکیب این دو روش استفاده شده است تا کارایی سیستم تعلیق مغناطیسی در برابر تغییرات نامعلوم پارامتری و ساختاری مفروض برای آن، ثابت بماند. همچنین برای بهبود عملکرد کنترل، الگوریتم بهینه سازی تجمع ذرات^۳ ارائه شده و نیز از یک سوئیچینگ تناسبی انتگرالی برای غلبه بر عدم قطعیت ها و همچنین کاهش لرزش های ناخواسته استفاده شده است که نیازی به تعیین محدوده این عدم قطعیت ها نیست. با توجه به مسائل و مشکلات کنترلی که سیستم تعلیق مغناطیسی با آن ها روبرو است، روش های کنترلی فوق سعی در بهبود عملکرد این سیستم دارد.

1-Backstepping

2-Sliding-mode control

3-PSO

۱-۲ کنترل فازی^۱

۱-۱-۲. تاریخچه مختصری از تئوری و کاربردهای فازی

۲-۱-۲. ساختار سیستم‌های فازی

۳-۱-۲. کاربرد سیستم‌های فازی

۴-۱-۲. انواع سیستم‌های فازی

۵-۱-۲. ریاضیات فازی

۶-۱-۲. تقسیم بندی سیستم‌های فازی

۷-۱-۲. کنترل فازی در مقایسه با کنترل کلاسیک

۸-۱-۲. روش‌های طراحی کنترل کننده‌های فازی

۱-۱-۱. تاریخچه مختصری از تئوری و کاربردهای فازی

دهه ۱۹۶۰، آغاز تئوری فازی است. تئوری فازی توسط پروفسور لطفی زاده در سال ۱۹۶۵ در مقاله ای بنام مجموعه‌های فازی معرفی گردید. در اوایل دهه ۶۰ او فکر کرد که تئوری کنترل کلاسیک بیش از حد بر روی دقت تاکید داشته و از این رو با سیستم‌های پیچیده نمی تواند کار کند. با پیدایش تئوری فازی بحث و جدل‌ها پیرامون آن نیز آغاز گردید. برخی آن را تائید کرده و برخی آن را بر خلاف اصول علمی موجود می‌دانستند. دهه ۱۹۷۰، تئوری فازی رشد پیدا کرد و کاربردهای عملی ظاهر گردید. در دهه ۱۹۸۰، کاربردهای آن بیشتر و مهم‌تر شد.

۱-۱-۲. ساختار سیستم‌های فازی

سیستم‌های فازی سیستم‌هایی مبتنی بر دانش یا قواعد می‌باشند. قلب یک سیستم فازی یک پایگاه دانش بوده که از قواعد اگر-آنگاه فازی تشکیل شده است. یک قاعده اگر-آنگاه فازی یک عبارت اگر - آنگاه بوده که بعضی کلمات آن بوسیله توابع تعلق پیوسته مشخص شده اند.

۱-۱-۳. کاربرد سیستم‌های فازی

سیستم‌های فازی امروزه در طیف وسیعی از علوم و فنون کاربرد پیدا کرده اند. از کنترل، پردازش سیگنال، ارتباطات، ساخت مدارهای مجتمع و سیستم‌های خبره گرفته تا پزشکی، دانش اجتماعی و غیره. با این حال یکی از مهمترین کاربردهای آن حل مسائل و مشکلات مرتبط به علم کنترل است.

۴-۱-۱. انواع سیستمهای فازی

- حلقه باز
- حلقه بسته

هنگامی که سیستم فازی به عنوان کنترل کننده حلقه باز استفاده می‌شود، سیستم فازی معمولاً بعضی پارامترهای کنترل را معین کرده و آنگاه سیستم مطابق با این پارامترهای کنترل کار می‌کند. بسیاری از کاربردهای سیستمهای فازی در الکترونیک به این دسته تعلق دارند. هنگامی که سیستم فازی بعنوان یک کنترل کننده حلقه بسته استفاده می‌شود در این حالت خروجی‌های فرایند را اندازه گیری کرده و بطور همزمان عملیات کنترل را انجام می‌دهد. کاربردهای سیستمهای فازی در فرایندهای صنعتی به این دسته تعلق دارند.

۵-۱-۱. ریاضیات فازی

ریاضیات فازی یک نقطه شروع و یک زبان اصلی را برای سیستمهای فازی فراهم می‌کند. ریاضیات فازی به تنهایی زمینه گسترده‌ای بوده که در آن اصول ریاضی با جایگزینی مجموعه‌های فازی به جای مجموعه‌های ریاضیات کلاسیک گسترش پیدا کرده است. در این راه تمامی شاخه‌های ریاضیات کلاسیک به شکل فازی تبدیل می‌گردد. شاخه‌هایی نظیر تئوری اندازه گیری فازی، جبر فازی، تجزیه و تحلیل فازی و غیره. البته فقط بخش کوچکی از ریاضیات فازی را می‌توان در کاربردهای مهندسی پیدا کرد.

۶-۱-۱. تقسیم بندی سیستم‌های فازی

سیستم‌های فازی دارای چهار بخش است :

- پایگاه قواعد فازی
- موتور استنتاج فازی
- فازی سازها
- غیر فازی سازها

وقتی سیستم‌های فازی به عنوان کنترل کننده مورد استفاده قرار گیرند به آنها کنترل کننده‌های فازی اطلاق می‌گردد. اگر سیستم‌های فازی به منظور مدل سازی فرایند و کنترل کننده‌ها بر پایه این مدل طراحی گردند آنگاه این کنترل کننده‌ها نیز به نام کنترل کننده‌های فازی تلقی می‌شوند. بنابراین کنترل کننده‌های فازی کنترل کننده‌های غیر خطی با یک ساختار خاص هستند. کنترل فازی کاربردهای موفقیت آمیزی از تئوری فازی را در مسائل عملی ارائه می‌نماید.

کنترل فازی به دو دسته تقسیم می‌شود :

- کنترل فازی غیر تطبیقی
- کنترل فازی تطبیقی

در کنترل فازی غیر تطبیقی ساختار و پارامترهای فازی ثابت بوده و در طی انجام عملیات زمان حقیقی عوض نخواهد شد. در حالیکه در کنترل فازی تطبیقی ساختار و پارامترهای کنترل کننده فازی بر حسب شرایط در طی اعمال زمان حقیقی تغییر می‌یابد. کنترل فازی غیر تطبیقی ساده تر از کنترل فازی تطبیقی بوده اما به اطلاعات بیشتری از مدل فرایند و قواعد آن نیاز دارد. از طرفی دیگر کنترل

فازی تطبیقی جهت به اجرا در آمدن پر هزینه بوده ولی در عین حال به اطلاعات کمتری نیاز خواهد داشت و در نتیجه ممکن است بهتر و موثرتر به اجرا در آید .

۷-۱-۱. کنترل فازی در مقایسه با کنترل کلاسیک

شباهت :

- این دو سعی در حل نوع یکسانی از مسائل را دارند که همان مسائل کنترل می‌باشند . بنابراین باید به جنبه‌های یکسانی که در هر مسئله کنترل مشترک می‌باشد توجه داشته باشند. به عنوان مثال پایداری و عملکرد .
- ابزارهای ریاضی مورد استفاده جهت تحلیل سیستمهای کنترل طراحی شده مشابه می‌باشند، چرا که به مطالعه جنبه‌های یکسانی (پایداری - همگرایی و غیره) برای یک سیستم می‌پردازند .

تفاوت :

به هر حال یک تفاوت اساسی بین کنترل فازی و کنترل کلاسیک وجود خواهد داشت. کنترل کلاسیک جهت طراحی کنترل کننده با یک مدل ریاضی از فرایند شروع می‌نماید و کنترل کننده‌ها برای مدل طراحی می‌گردند . در حالیکه کنترل فازی با استفاده از تجربیات شخص خبره (به صورت قواعد اگر- آنگاه فازی) شروع می‌گردد و کنترل کننده‌ها بوسیله ترکیب این قواعد طراحی می‌گردند. بدین معنی که اطلاعات لازم جهت ساخت این دو نوع

کنترل کننده متفاوت است همچنین کنترل کننده های فازی پیشرفته با استفاده از هر دو مدل ریاضی و هیروستیک ساخته می شوند .

برای بسیاری از مسائل کنترل عملی مشاهده یک مدل ریاضی ساده و در عین حال دقیق مشکل می باشد. اما می تواند آزمایش هایی توسط یک شخص ماهر و با تجربه فراهم شود که یک راهکار عملی و تجربی مفید را برای کنترل نمودن فرایند ارائه نماید . کنترل فازی برای این دو نوع مسائل بیش از هر راه دیگری مفید می باشد .

۸-۱-۱. روش های طراحی کنترل کننده های فازی

- رهیافت سعی و خطا :

در این روش با استفاده از دانشی که بر پایه آزمایش ها و تجربیات به دست آمده و به صورت شفاهی قابل بیان است (مجموعه اعمال دستی و اپراتوری) و همچنین با سوال هایی که از خبرگان مربوطه صورت می گیرد پرسشنامه های دقیقی تنظیم می شود، مجموعه ای از قواعد اگر - آنگاه فازی جمع آوری می گردد و آنگاه در ادامه کنترل کننده های فازی بر اساس این قواعد ساخته شده و در نهایت سیستم مورد آزمایش قرار می گیرد. حال اگر به کار گیری کنترل کننده فازی طراحی شده در عمل رضایت بخش نباشد قواعد مجدداً به صورت مناسبی تغییر و تنظیم می گردند و یا دوباره از ابتدا ایجاد می گردند و این عمل آنقدر ادامه می یابد تا پس از چند چرخه سعی و خطا عملکرد نهایی رضایت بخش گردد.

• روش تئوریک :

در این روش ساختار و پارامترهای کنترل کننده‌های فازی چنان طراحی می‌شوند که معیار عملکرد مشخصی (برای مثال پایداری) تضمین گردد. البته بهتر است که در طراحی کنترل کننده‌های فازی برای سیستم‌های عملی هر دو روش را ترکیب نماییم تا امکان دستیابی به بهترین کنترل کننده فازی فراهم آید.

۲-۲. کنترل تطبیقی

۱-۲-۲. تاریخچه

۲-۲-۲. تفاوت کنترل تطبیقی و کنترل مقاوم

۳-۲-۲. ساختار اصلی سیستم‌های کنترل تطبیقی

۴-۲-۲. ایراد کنترل تطبیقی سنتی

۵-۲-۲. کنترل تطبیقی مدل آزاد

۶-۲-۲. مزایای کنترل مدل آزاد

۲-۱-۲. تاریخچه

بیش از شش دهه از طراحی اولین کنترل تطبیقی^۱ گذشته است. در یک نگاه کلان می توان به سه نسل از سیستم‌های تطبیقی اشاره کرد. سیستم‌های تطبیقی اولیه، با استفاده از روش گرادیان، قوانین تطابقی برای پارامترهای کنترل کننده سیستم نامعلوم می دهند که در صورت پایداری حلقه بسته خطای ردیابی را در حد صفر می کنند. مشکل اصلی این روش‌ها ناپایداری آن‌ها با تغییرات ساده و در چارچوب مساله است. این روش‌ها اگرچه در حل چند مساله سودمند بودند، اما کارایی لازم برای پیاده سازی در سیستم‌های واقعی را نداشتند. نسل دوم سیستم‌های تطبیقی، سیستم‌های تطبیقی پایدار هستند که از اواخر دهه ۶۰ تا اوایل دهه ۸۰ مورد توجه جدی بودند. این روش‌ها قوانین تطابق را بر اساس نظریه‌های پایداری و لیاپانوف طراحی می کنند و با ارایه شروطی برای مساله، پایداری حلقه بسته را تضمین می نمایند. در اوایل دهه ۸۰، شرایط داده شده برای تضمین پایداری حلقه بسته و همگرایی پارامترهای سیستم‌های تطبیقی، بازنگری شدند و نشان داده شد که سیستم‌های تطبیقی پایدار به سادگی با نقض یکی از این شروط ناپایدار می شوند. از این رو، در اوایل دهه ۸۰ مساله سیستم‌های تطبیقی مقاوم مورد توجه قرار گرفت و نسل سوم سیستم‌های تطبیقی معرفی شدند. این موضوع تا کنون نیز مورد توجه بوده و هم اکنون از زمینه‌های فعال پژوهشی است. سیستم‌های تطبیقی مقاوم ارایه شده در اوایل دهه ۸۰ تا اواخر دهه ۹۰ را سیستم‌های تطبیقی مقاوم کلاسیک نامیده ایم و هرچند که هم اکنون نیز کم و بیش به آن‌ها پرداخته می شود، اما توجه اصلی پژوهشگران حوزه سیستم‌های تطبیقی مقاوم از اواخر دهه ۹۰ تا کنون به روش‌های کنترل تطبیقی مقاوم بر پایه کلیدزنی و مدل چندگانه بوده است. هدف استفاده از کنترل تطبیقی آن است که کنترل کننده

1-Adaptive control

طراحی شده با این روش، بتواند در مقابل تغییرات آرام در سیستم و همچنین خطاهای مدل سازی پاسخ مناسبی داشته باشد .

۲-۲-۲. تفاوت کنترل تطبیقی و کنترل مقاوم

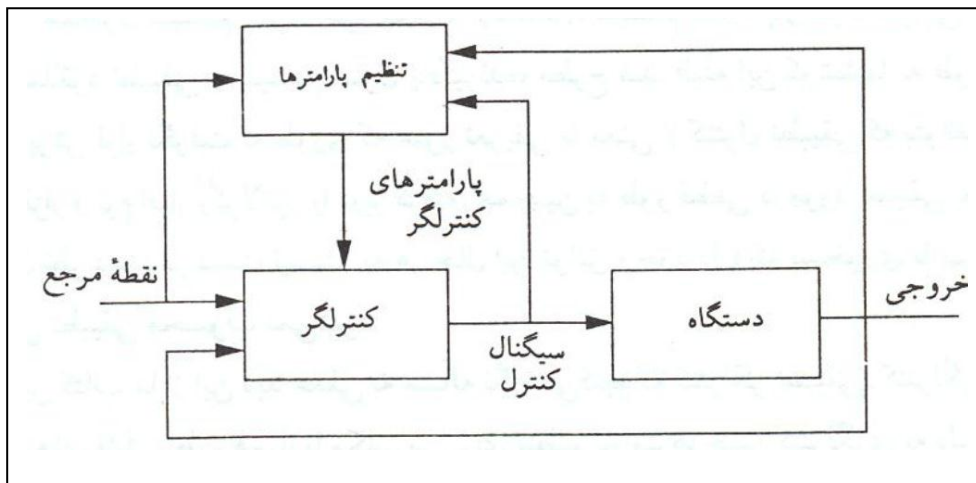
تفاوت کنترل تطبیقی و کنترل مقاوم این است که در کنترل تطبیقی نیازی به دانستن بازه کاری سیستم و یا میزان خطای پارامترها نیست. به عبارتی، طراحی از دیدگاه کنترلی، کنترل مقاوم در بازه مشخصی به پایداری سیستم می انجامد بدون آنکه نیازی به تغییر قوانین کنترلی باشد، ولی در روش کنترل تطبیقی می توان قوانین کنترلی را به گونه ای با تغییر شرایط تطبیق داد که سیستم پایدار شود. کنترل تطبیقی به دو روش مستقیم و غیر مستقیم تقسیم بندی می شود.

۲-۲-۳. ساختار اصلی سیستم های کنترل تطبیقی

سیستم کنترل تطبیقی اصولاً از دو حلقه تشکیل می شود:

- حلقه پسخور معمولی : شامل فرایند و کنترل کننده
- حلقه تنظیم پارامتر که غالباً از حلقه اول کندتر است

ساختار اصلی سیستم های کنترل فازی تطبیقی در شکل (۲-۱) آمده است.



شکل ۱-۲. ساختار اصلی سیستم‌های کنترل فازی تطبیقی

۲-۲-۴. ایراد کنترل تطبیقی سنتی

ایراد عمده تئوری کنترل تطبیقی سنتی، وابستگی آن به مدل ریاضی سیستم می‌باشد که این امر سبب می‌شود دینامیک مدل نشده بر روی عملکرد سیستم تأثیر فراوانی بگذارد. به عنوان قسمتی از تئوری کنترل مدرن، کنترل مدل آزاد یک استراتژی کنترلی پیشرفته است که درمقایسه با روش‌های کنترلی که بر اساس مدل^۱ کار می‌کنند، یک روش ابتکاری محسوب می‌شود.

۲-۲-۵. کنترل تطبیقی مدل آزاد

همان طور که از اسم کنترل تطبیقی مدل آزاد^۲ بر می‌آید، این روش کنترل تطبیقی نیاز به شناخت فرآیند مدل ندارد و فقط داده‌های ورودی - خروجی سیستم کنترل شده، در طراحی کنترلر استفاده می‌شوند. در حقیقت می‌توان گفت کنترل تطبیقی مدل آزاد یک کنترل کننده غیرخطی طراحی

شده بر اساس روشی است که در آن قانون کنترلی بدون نیاز به مدل ریاضی سیستم کنترل شده، طراحی شده است. در سال ۱۹۹۴ هان^۳ [۲۱] تحقیقات ابتدایی روی موضوع کنترل مدل آزاد را آغاز کرد، او توانست پایدار کنترل تطبیقی مدل آزاد را اثبات کند. در سال ۱۹۹۳-۹۴ هان [۲۲] در تز دکترای خود کاربردها و تئوری کنترل مدل آزاد را بیان کرد. در سال ۱۹۹۹ ونگ^۴ [۲۳] پایداری کلاس‌های مختلف کنترل تطبیقی مدل آزاد را اثبات نمود. یین^۵ و لی^۶ [۲۴] در سال ۱۹۹۵ یک کنترل تطبیقی مدل مرجع فازی پیوسته زمان را بر اساس توابع پایه فازی پیشنهاد دادند. در همان جاناتان^۷ سال [۲۵] یک کنترل کننده فازی را برای کلاس محدودی از سیستم‌های غیرخطی به فرم $x(k+1)=f(x(k))+u(k)$ که در آن $f(x)$ تابع غیرخطی ناشناخته است همراه با آنالیز پایدار پیشنهاد نمودند. در سال ۱۹۹۶ این کنترل کننده همراه با آنالیز پایدار برای سیستم‌های غیرخطی به فرم عمومی $x(k+1)=f(x(k))+g(x(k))u(k)$ طراحی شد [۲۶].

ایده دیگر توسط جورج چنگ^۸ [۲۷] در سال ۲۰۰۰ پیشنهاد داده شد که در آن از شبکه‌های عصبی به عنوان یک کنترل کننده تطبیقی برای پایداری سیستم استفاده گردیده است. این الگوریتم نیاز به تنظیم دستی پیچیده برای پارامترها ندارد و قابل اعمال به هر نوع سیستم چند ورودی کنترل پذیر پایدار است.

1. Model Base

2. Model free adaptive control (MRAC)

3-Han

4-Wang

5- Yin

6- Lee

7- Jagannathan

8-George Cheng

۲-۲-۶. مزایای کنترل مدل آزاد

مزایای کنترل مدل آزاد را می‌توان به صورت زیر بیان نمود:

- نیاز به شناخت دقیق از فرآیند نیست
- هیچ مکانیزم شناسایی فرآیند یا شناسایی کننده در کنترل کننده وجود ندارد

۲-۳. کنترل فازی تطبیقی

۲-۳-۱. مقدمه

۲-۳-۲. مقایسه کنترل فازی تطبیقی و کنترل فازی غیر تطبیقی

۲-۳-۳. دسته بندی کنترل کننده‌های فازی تطبیقی

۲-۳-۳-۱. کنترل فازی تطبیقی مستقیم

۲-۳-۳-۲. کنترل فازی تطبیقی غیر مستقیم

۲-۳-۳-۳. کنترل فازی تطبیقی مستقیم / غیر مستقیم

۲-۳-۵. طراحی کنترل کننده‌های فازی تطبیقی غیر مستقیم

۲-۳-۶. طراحی کنترل کننده فازی

۲-۳-۷. قاعده تعدیل

۲-۳-۸. کنترل فازی تطبیقی سیستم دو ورودی - دو خروجی

۲-۳-۱. مقدمه

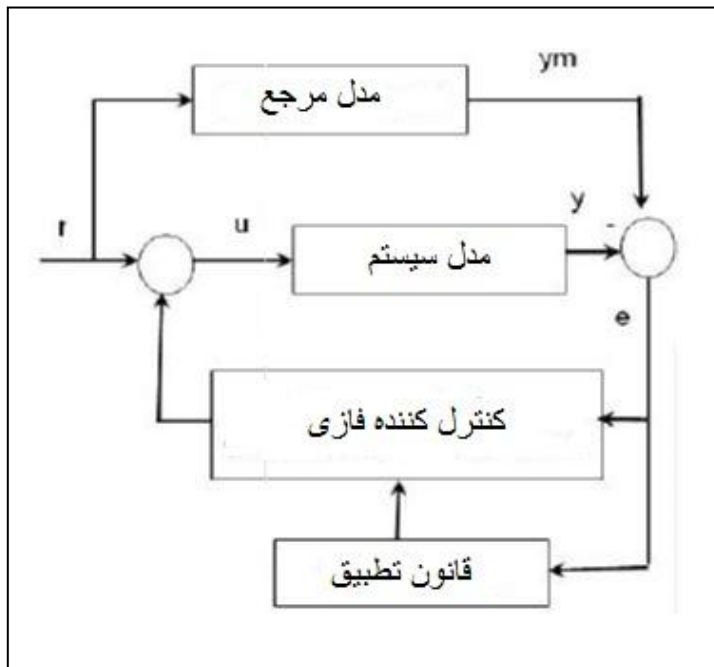
کنترل فازی می‌تواند به دو دسته کنترل فازی غیر تطبیقی و کنترل فازی تطبیقی^۱ دسته بندی شود. در کنترل فازی غیر تطبیقی، ساختار و پارامترهای کنترل کننده ثابت و مشخص بوده و در طی انجام زمان حقیقی عوض نخواهد شد. در کنترل فازی تطبیقی ساختار و پارامترهای کنترل کننده فازی برحسب شرایط در طی اعمال زمان حقیقی تغییر می‌یابد.

کنترل فازی غیر تطبیقی ساده تر از کنترل فازی تطبیقی می‌باشد اما در عوض به اطلاعات بیشتری از مدل فرایند نیاز دارد. همچنین اجرا نمودن کنترل تطبیقی پرهزینه بوده ولی در عین حال به اطلاعات کمتری نیاز خواهد داشت، بنابراین می‌تواند بهتر و موثرتر عمل کند.

در کنترل کننده‌های فازی فرض می‌شود در وضعیت‌هایی کار کند که در آن یک عدم قطعیت^۲ بزرگ با تغییرات نامعلوم در پارامترها و ساختار سیستم وجود دارد. عموماً هدف اصلی کنترل تطبیقی ثابت نگاه داشتن کارایی‌های سیستم در حضور عدم قطعیت‌ها است. بنابراین یک کنترل کننده فازی پیشرفته باید تطبیقی باشد.

ساختار کلی یک سیستم فازی تطبیقی در شکل (۲-۲) نشان داده شده است. مدل مرجع به منظور مشخص نمودن پاسخ ایده ال که کنترل فازی تطبیقی باید مشخص نماید استفاده می‌گردد. فرض می‌کنیم سیستم تحت کنترل دارای اجزای ناشناخته باشد. کنترل کننده‌های فازی از سیستم‌های فازی ساخته می‌شوند که در آن پارامترهای سیستم قابل تنظیم است. قاعده تعدیل^۳ پارامترهای سیستم را بصورت برخط چنان تنظیم می‌کند که خروجی سیستم تحت کنترل یعنی، خروجی مدل مرجع یعنی را دنبال کند.

1-Adaptive fuzzy control
2-Ucertainly
3-Adaptation law



شکل ۲-۲. ساختار اصلی سیستم‌های کنترل فازی تطبیقی

۲-۳-۲. مقایسه کنترل فازی تطبیقی و کنترل فازی غیر تطبیقی

تفاوت اصلی میان سیستم‌های کنترل فازی تطبیقی و سیستم‌های کنترل فازی غیر تطبیقی عبارت است از:

- کنترل کننده‌های فازی در سیستم‌های فازی تطبیقی در طی عملیات زمان حقیقی تغییر می‌کنند، در حالیکه کنترل کننده‌های فازی در سیستم‌های فازی غیر تطبیقی قبل از عملیات زمان حقیقی مشخص و ثابت خواهند بود.
- یک جز اضافی به نام قاعده تعدیل به سیستم کنترل فازی تطبیقی ارائه می‌گردد تا پارامترهای کنترل کننده فازی را تنظیم سازد.

برخی مزیت‌های کنترل کننده‌های فازی تطبیقی به کنترل کننده‌های فازی غیر تطبیقی عبارتند از:

- معمولا عملکرد و کارایی مطلوب تر قابل دستیابی می‌باشد، زیرا کنترل کننده‌های فازی تطبیقی می‌توانند خود را با توجه به تغییرات محیطی تنظیم کنند.
- دانش کمتری از سیستم تحت کنترل لازم است، چرا که قاعده تعدیل می‌تواند در جهت یادگیری دینامیک سیستم در طی عملیات زمان حقیقی کمک نماید.

معایب اصلی کنترل فازی تطبیقی نسبت به کنترل فازی غیر تطبیقی عبارتند از:

- تحلیل نتایج سیستم کنترل فازی تطبیقی مشکل است، زیرا سیستم کنترل غیر خطی و متغیر با زمان است
- پیاده سازی کنترل فازی تطبیقی گران و پرهزینه است

۲-۳-۳. دسته بندی کنترل کننده های فازی تطبیقی

کنترل کننده های فازی تطبیقی را می‌توان به سه دسته کلی طبقه بندی کرد:

- ۱- کنترل فازی تطبیقی مستقیم
- ۲- کنترل فازی تطبیقی غیر مستقیم
- ۳- ترکیب مستقیم و غیر مستقیم

کنترل فازی تطبیقی مستقیم

کنترل کننده فازی را شامل می‌شود که این سیستم‌های فازی از روی دانش سیستمی ساخته می‌شوند.

کنترل فازی تطبیقی غیر مستقیم

کنترل فازی تنها یک سیستم فازی می‌باشد که از دانش کنترلی ساخته می‌شود.

کنترل فازی تطبیقی مستقیم / غیر مستقیم

کنترل کننده فازی یک متوسط وزن دار شده از کنترل کننده های فازی تطبیقی مستقیم و غیر مستقیم است.

۴-۳-۲. طراحی کنترل کننده‌های فازی تطبیقی غیر مستقیم

فرض کنید یک سیستم غیرخطی مرتبه n ام که بوسیله معادلات دیفرانسیل زیر بیان می‌شود ، f و g توابع ناشناخته و u و y به ترتیب ورودی و خروجی سیستم باشند .

$$x^{(n)} = f(x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)}) + g(x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)})u \quad (1-2)$$

$$x = y$$

$$X = (x_1, x_2, \dots, x_n)^T = (x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)})^T \quad R^n$$

برای اینکه رابطه (۱-۲) کنترل پذیر شود، باید $g(x) \neq 0$ باشد.

بدون از دست دادن عمومیت، فرض می‌کنیم $g(x) > 0$ باشد. در متون مربوط به کنترل غیر خطی

این سیستم به فرم همراه بوده و دارای درجه نسبی برابر n هستند .

هدف کنترل عبارت است از طراحی یک کنترل کننده بازخورد $u=u(x|\theta)$ برپایه سیستم‌های فازی و یک قاعده تعدیل به منظور تنظیم بردار پارامتر θ ، بطوریکه خروجی سیستم یعنی y ، خروجی ایده آل یعنی x_d را دنبال نماید و اینکه مشتقات زمانی آن معلوم و کران دار باشد.

از آنجاییکه توابع $f(x)$ و $g(x)$ در سیستم غیر خطی بوده و نامعلوم فرض می‌گردند، ما با یک سیستم غیر خطی تک ورودی و تک خروجی روبرو هستیم.

بنابراین در هدف کنترل، بر این مورد پافشاری نخواهیم کرد که خروجی سیستم y حتماً باید به سوی خروجی x_d بطور مجانبی همگرا گردد، بلکه تنها لازم داریم که y تا حد امکان x_d را دنبال کند.

از آنجاییکه ما یک کنترل کننده فازی تطبیقی غیر مستقیم را در این بخش طراحی می‌کنیم، مقداری دانش سیستمی موجود است. در حالت خاص، فرض می‌کنیم که مجموعه‌ای از قواعد اگر-آنگاه فازی در دسترس می‌باشد که رفتار ورودی - خروجی $f(x)$ و $g(x)$ را تشریح می‌کنند. این قواعد بصورت زیر است:

(۳-۲) اگر x_1 و F_1^r است و و x_n و F_n^r ، آنگاه $f(x)$ ، C^r است.

که $f(x)$ را تشریح می‌کند و

(۴-۲) اگر x_1 و G_1^s است و و x_n و G_n^s ، آنگاه $g(x)$ ، D^s است.

که $g(x)$ را تشریح می‌کند و در روابط بالا F_1^r و C^r و G_1^s و D^s مجموعه‌های فازی هستند و r و s به ترتیب تعداد قوانین فازی مربوط به سیستم های فازی f و g می‌باشند.

۲-۳-۵. طراحی کنترل کننده فازی

اگر توابع غیر خطی $f(x)$ و $g(x)$ مشخص باشند، آنگاه ما می‌توانیم کنترل u را چنان تعیین کنیم که قسمت غیرخطی را از بین ببرد و کنترل کننده‌ای بر پایه کنترل خطی طراحی کنیم (برای مثال جابجای قطب).

در حالت خاص فرض کنید :

$$k = (k_n, \dots, k_1) \text{ و } e = (e, \dot{e}, \dots, e^{n-1})^T \text{ و } e = x_d - y = x_d - x$$

بطوریکه همه ریشه‌های چند جمله‌ای $s^n + k_1 s^{(n-1)} + \dots + k_1$ در نیمه باز چپ صفحه مختلط قرار داشته باشد و قاعده کنترل را بصورت زیر انتخاب کنید :

$$u^* = \frac{1}{g(x)} [-f(x) + x_d^{(n)} + k^T e] \quad (5-2)$$

باجگذاری (5-2) در (1-2) سیستم حلقه بسته را بصورت زیر می‌نویسیم :

$$e^{(n)} + k_1 e^{(n-1)} + \dots + k_n e = 0$$

بدلیل انتخاب k ما داریم $e(t) \rightarrow 0$ هرگاه $t \rightarrow 0$ ، یعنی خروجی سیستم y به سوی خروجی x_d به طور مجانبی همگرا می‌گردد.

از آنجایی که $f(x)$ و $g(x)$ نامعلوم می‌باشند، لذا کنترل کننده ایده آل (5-2) نمی‌تواند مورد استفاده قرار گیرد. بنابراین ما قاعده اگر-آنگاه فازی که رفتار ورودی - خروجی $f(x)$ و $g(x)$ در (5-2) بوسیله سیستم‌های فازی $\hat{f}(x)$ و $\hat{g}(x)$ می‌باشد، که بترتیب از قاعده (2-3) و (2-4) ساخته می‌شوند.

از آنجایی که قواعد (2-3) و (2-4) تنها اطلاعات تقریبی $f(x)$ و $g(x)$ را فراهم می‌نماید، لذا سیستم-های فازی ساخته شده $\hat{f}(x)$ و $\hat{g}(x)$ قادر نخواهند بود به اندازه کافی $f(x)$ و $g(x)$ را تقریب بزنند.

به منظور یافتن دقت x_d ، یک ایده آن است که برخی پارامترها را در $\hat{f}(x)$ و $\hat{g}(x)$ آزاد بگذاریم تا در طی عملیات برخط تغییر یابند بطوری که دقت تقریب همراه با گذشت زمان بهبود یابد.

فرض کنید $\theta_g \in R^{mg}$ و $\theta_f \in R^{mf}$ به ترتیب پارامترهای آزاد $g(x)$ و $f(x)$ باشند، بنابراین ما عبارات $\hat{g}(x) = \hat{g}(x|\theta_g)$ و $\hat{f}(x) = \hat{f}(x|\theta_f)$ را نمایش می‌دهیم. با جاگذاری $\hat{f}(x)$ و $\hat{g}(x)$ در (۵-۲) بترتیب بوسیله سیستم‌های فازی $\hat{f}(x|\theta_f)$ و $\hat{g}(x|\theta_g)$ ، کنترل کننده فازی را بصورت زیر بدست می‌آوریم:

$$u = u_1 = \frac{1}{\hat{g}(x|\theta_g)} [-\hat{f}(x|\theta_f) + x_d^{(n)} + k^T e] \quad (۶-۲)$$

این کنترل کننده فازی، کنترل کننده معادل قطعی^۱ نامیده می‌شود.

زیرا اگر \hat{f} و \hat{g} معادل با f و g متناظر خود باشند، آنگاه کنترل کننده u_1 همان کنترل کننده ایده آل u^* رابطه (۵-۲) خواهد شد.

برای پیاده سازی کنترل کننده (۶-۲)، ما باید فرمول‌ها و جزئیات $\hat{f}(x|\theta_f)$ و $\hat{g}(x|\theta_g)$ را مشخص کنیم. از آنجایی که ممکن است تعداد قوانین در (۳-۲) و (۴-۲) کم باشد، بنابراین این تعداد قوانین جهت ایجاد $\hat{f}(x|\theta_f)$ و $\hat{g}(x|\theta_g)$ عموماً کافی نخواهد بود و نمی‌توان آنها را بنا بر پایه L_f قاعده در (۳-۲) و L_g قاعده در (۴-۲) بنا نمود.

ما باید $\hat{f}(x|\theta_f)$ و $\hat{g}(x|\theta_g)$ را بر پایه مجموعه‌ای کامل از قواعد که قواعد (۳-۲) و (۴-۲) بعنوان حالت‌های خاص شامل می‌شوند، بسازیم. در حالات خاص $\hat{f}(x|\theta_f)$ و $\hat{g}(x|\theta_g)$ با استفاده از دو

1- Certainly equivalent controller

گام زیر ساخته می‌شوند :

گام اول : برای متغیرهای $x_i (i = 1, 2, \dots, n)$ و p_i مجموعه فازی $A_i^{l_i} (i = 1, 2, \dots, n)$ تعریف کنید که $F_i^r (r = 1, 2, \dots, L_f)$ در (۳-۲) را بعنوان حالت خاص شامل شود و q_i مجموعه فازی $B_i^{l_i} (i = 1, 2, \dots, n)$ تعریف کنید که $G_i^s (r = 1, 2, \dots, L_g)$ در (۴-۲) را بعنوان حالت خاص شامل شود .

گام دوم : سیستم فازی $\hat{f}(x|\theta_f)$ را از $\prod_{i=1}^n p_i$ قاعده ،

$$(۷-۲) \quad \text{اگر } x_1, x_1^{l_1}, \dots, x_n \text{ و } \dots \text{ و } A_n^{l_n} \text{ است ، آنگاه } \hat{f} , E^{l_1, \dots, l_n} \text{ است.}$$

بسازید که $(l_i = 1, 2, \dots, p_i)$ و $i = 1, 2, \dots, n$ و E^{l_1, \dots, l_n} معادل C^r می‌باشد .

اگر رابطه (۷-۲) با قسمت اگر رابطه (۳-۲) مطابق باشد و در غیر این صورت معادل با یک مجموعه فازی دلخواه خواهد بود .

بطور مشابه سیستم فازی $\hat{g}(x|\theta_g)$ را از $\prod_{i=1}^n q_i$ قاعده ،

$$(۸-۲) \quad \text{اگر } x_1, x_1^{l_1}, \dots, x_n \text{ و } \dots \text{ و } B_n^{l_n} \text{ است ، آنگاه } \hat{g} , H^{l_1, \dots, l_n} \text{ است.}$$

بسازید که $(l_i = 1, 2, \dots, q_i)$ و $i = 1, 2, \dots, n$ و H^{l_1, \dots, l_n} معادل D^s می‌باشد.

اگر رابطه (۸-۲) با قسمت اگر رابطه (۴-۲) مطابق باشد و در غیر این صورت معادل با یک مجموعه فازی دلخواه خواهد بود.

در حالت خاص با استفاده از موتور استنتاج^۱ ضرب، فازی ساز منفرد و غیر فازی ساز میانگین مراکز^۲ بدست خواهیم آورد :

$$\hat{f}(x|\theta_f) = \frac{\sum_{l_1=1}^{p_1} \cdots \sum_{l_n=1}^{p_n} \bar{y}_f^{l_1 \cdots l_n} [\prod_{i=1}^n \mu_{A_i} l_i(x_i)]}{\sum_{l_1=1}^{p_1} \cdots \sum_{l_n=1}^{p_n} \cdot [\prod_{i=1}^n \mu_{A_i} l_i(x_i)]} \quad (۹-۲)$$

$$\hat{g}(x|\theta_g) = \frac{\sum_{l_1=1}^{q_1} \cdots \sum_{l_n=1}^{q_n} \bar{y}_g^{l_1 \cdots l_n} [\prod_{i=1}^n \mu_{B_i} l_i(x_i)]}{\sum_{l_1=1}^{q_1} \cdots \sum_{l_n=1}^{q_n} \cdot [\prod_{i=1}^n \mu_{B_i} l_i(x_i)]} \quad (۱۰-۲)$$

فرض کنید $\bar{y}_f^{l_1 \cdots l_n}$ و $\bar{y}_g^{l_1 \cdots l_n}$ ، پارامترهای آزاد باشند که به ترتیب $\theta_g \in R^{\prod_{i=1}^n q_i}$ و

$\theta_f \in R^{\prod_{i=1}^n p_i}$ جمع آوری شده باشد ، بنابراین ما روابط (۹-۲) و (۱۰-۲) را بصورت زیر بازنویسی می کنیم :

$$\hat{f}(x|\theta_f) = \theta_f^T \xi(x) \quad (۱۱-۲)$$

$$\hat{g}(x|\theta_g) = \theta_g^T \eta(x) \quad (۱۲-۲)$$

که در آن $\xi(x)$ یک بردار $\prod_{i=1}^n p_i$ بعدی با عناصر $l_1 \dots l_n$ ام خودش است :

$$\xi_{l_1 \cdots l_n}(x) = \frac{\prod_{i=1}^n \mu_{A_i} l_i(x_i)}{\sum_{l_1=1}^{p_1} \cdots \sum_{l_n=1}^{p_n} \cdot [\prod_{i=1}^n \mu_{A_i} l_i(x_i)]} \quad (۱۳-۲)$$

1-Inference motor

2-Center average defuzzifier

و $\eta(x)$ یک بردار q $\prod_{i=1}^n$ بعدی با عناصر $l_1 \dots l_n$ ام خودش است :

$$\eta_{l_1 \dots l_n}(x) = \frac{\prod_{i=1}^n \mu_{B_i} l_i(x_i)}{\sum_{l_1=1}^{q_1} \dots \sum_{l_n=1}^{q_n} [\prod_{i=1}^n \mu_{B_i} l_i(x_i)]} \quad (14-2)$$

از گام دوم مشاهده می‌نماییم که برخی پارامترهای θ_f و θ_g مطابق قواعد (2-3) و (2-4) انتخاب می‌گردند و از سایر پارامترهای باقی مانده در θ_f و θ_g بصورت تصادفی (یا با در نظر گرفتن بعضی ساختارها) انتخاب می‌شوند. از آنجا که پارامترهای θ_f و θ_g در طی عملیات بر خط تغییر می‌نمایند، این پارامترها به عنوان پارامترهای اولیه محسوب می‌شوند. وظیفه بعدی ما پیدا کردن یک قاعده تعدیل برای θ_f و θ_g می‌باشد، بطوریکه خطای ردیابی e حداقل گردد .

2-3-6. قاعده تعدیل

با جاگذاری رابطه (2-6) در (2-1) و طی انجام عملیاتی، دینامیک حلقه بسته سیستم کنترل فازی بصورت زیر خواهد بود :

$$e^{(n)} = -k^T + [\hat{f}(x|\theta_f) - f(x)] + [\hat{g}(x|\theta_g) - g(x)]u_I \quad (15-2)$$

$$\Lambda = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ & \vdots & & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & & \dots & 0 & 1 \\ -k_n & -k_{n-1} & & \dots & -k_1 \end{bmatrix} \quad b = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

آنگاه می‌توان نوشت :

$$\dot{e} = \Lambda e + \{[\hat{f}(x|\theta_f) - f(x)] + [\hat{g}(x|\theta_g) - g(x)]u_I\} \quad (16-2)$$

پارامترهای بهینه بصورت زیر تعریف می‌شوند :

$$\theta_f^* = \arg \min_{\theta_f \in \Omega_f} \left[\min_{x \in R^n} |\hat{f}(x|\theta_f) - f(x)| \right], \quad (17-2)$$

$$\theta_g^* = \arg \min_{\theta_g \in \Omega_g} \left[\min_{x \in R^n} |\hat{g}(x|\theta_g) - g(x)| \right], \quad (18-2)$$

خطای تقریب حداقل¹ بصورت زیر تعریف می‌شود :

$$\omega = \hat{f}(x|\theta_f^*) - f(x) + (\hat{g}(x|\theta_g^*) - g(x))u_I \quad (19-2)$$

بنابراین رابطه (۱۶-۲) را می‌توان بصورت زیر بازنویسی کرد :

$$\dot{e} = \Lambda e + b([\hat{f}(x|\theta_f) - \hat{f}(x|\theta_f^*)] + [\hat{g}(x|\theta_g) - \hat{g}(x|\theta_g^*)]u_I + \omega) \quad (20-2)$$

وظیفه یک قاعده تعدیل، تعیین یک مکانیزم تنظیم برای θ_f و θ_g می‌باشد، بطوریکه خطای ردیابی e و خطای پارامترهای $\theta_f - \theta_f^*$ و $\theta_g - \theta_g^*$ حداقل گردد.

بنابراین کاندیدای لیاپانوف زیر را در نظر می‌گیریم :

$$V = -\frac{1}{2}e^T p e + \frac{1}{2\gamma_1} (\theta_f - \theta_f^*)^T (\theta_f - \theta_f^*) + \frac{1}{2\gamma_2} (\theta_g - \theta_g^*)^T (\theta_g - \theta_g^*) \quad (21-2)$$

که در آن γ_1 و γ_2 ثابت‌های مثبت و p یک ماتریس مثبت معین می‌باشد.

$$\Lambda^T p + p\Lambda = -Q \quad (22-2)$$

1-Minimum approximation error

Q یک ماتریس مثبت معین $n \times n$ دلخواه می‌باشد.

مشتق زمانی V عبارت است از:

$$\dot{V} = -\frac{1}{2}e^T Q e + e^T p b \omega + \frac{1}{\gamma_1} (\theta_f - \theta_f^*)^T [\dot{\theta}_f + \gamma_1 e^T p b \xi(x)] + (\theta_g - \theta_g^*)^T [\dot{\theta}_g + \gamma_2 e^T p b \eta(x)] u_I \quad (2-23)$$

به منظور حداقل نمودن خطای ردیابی e و خطای پارامترهای $\theta_f - \theta_f^*$ و $\theta_g - \theta_g^*$ و یا بطور معدل حداقل نمودن V ، ما بایستی قاعده تعدیل را طوری انتخاب کنیم که \dot{V} حداقل شود.

از آنجاییکه $-\frac{1}{2}e^T Q e$ منفی می‌باشد و ما می‌توانیم سیستم‌های فازی را چنان انتخاب کنیم که خطای تقریب حداقل ω کوچک باشد، یک استراتژی خوب این است که قاعده تعدیل چنان انتخاب شود که دو عبارت آخر (2-23) صفر شوند.

بنابراین قاعده تعدیل بصورت زیر خواهد بود:

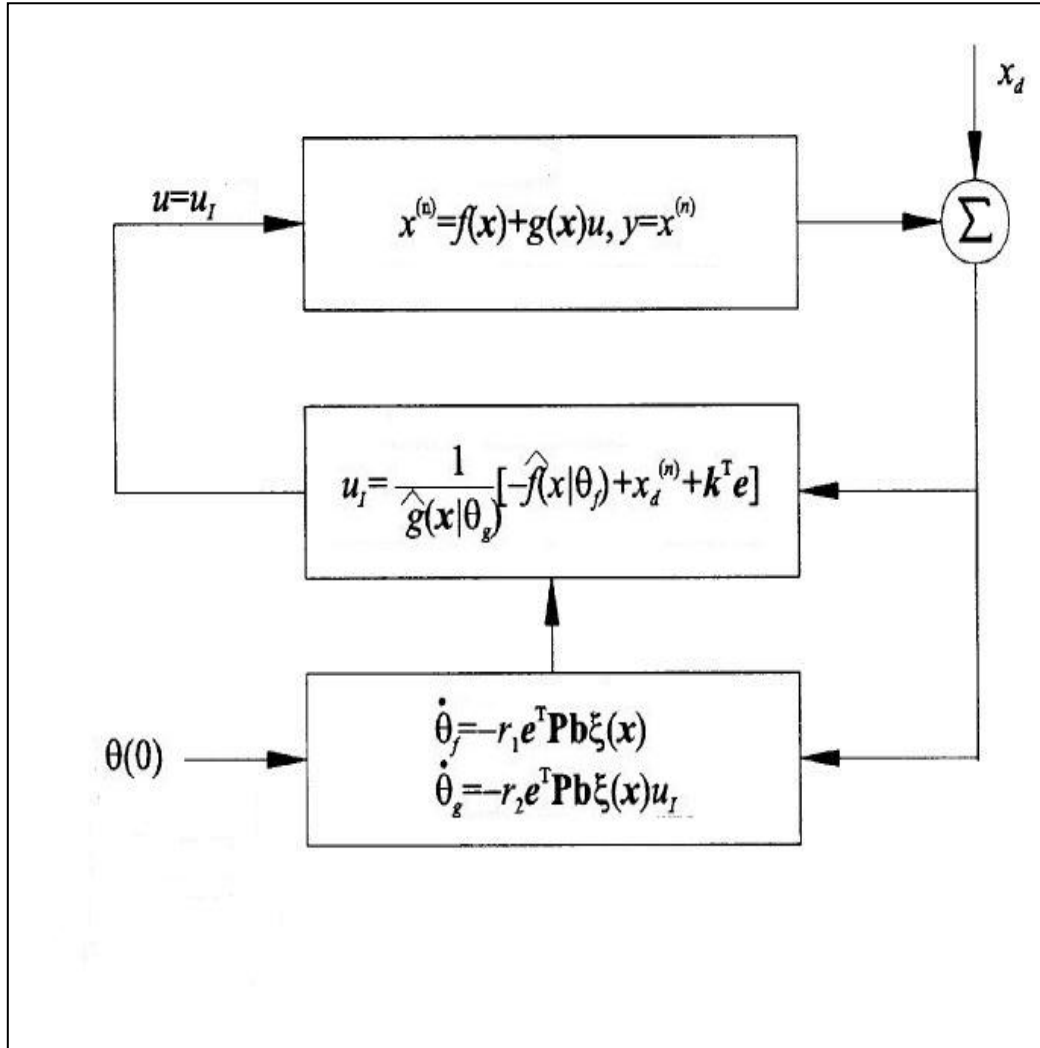
$$\dot{\theta}_f = -\gamma_1 e^T p b \xi(x) \quad (2-24)$$

$$\dot{\theta}_g = -\gamma_2 e^T p b \eta(x) u_I \quad (2-25)$$

بطور خلاصه، کل سیستم فازی تطبیقی غیر مستقیم در شکل (2-3) نشان داده شده است.

بایستی یاد آوری شود دانش سیستمی از طریق پارامترهای اولیه $\theta_f(0)$ و $\theta_g(0)$ ، همانطور که

در گام دوم طراحی برای $\hat{g}(x|\theta_g)$ و $\hat{f}(x|\theta_f)$ نشان داده شد، دخالت داده شده است.



شکل ۲-۳. سیستم کنترل فازی تطبیقی غیر مستقیم

۲-۳-۸. کنترل فازی تطبیقی سیستم دو ورودی - دو خروجی

سیستم زیر را در نظر می‌گیریم [۲۸-۳۰]:

$$x_1^{(n)} = f(x) + g_{11}(x)u_1 + \dots + g_{1m}(x)u_m \quad (۲۶-۲)$$

$$y_1 = x_1 \quad (۲۷-۲)$$

...

$$x_m^{(n)} = f(x) + g_{m1}(x)u_1 + \dots + g_{mm}(x)u_m \quad (۲۸-۲)$$

$$y_m = x_m \quad (۲۹-۲)$$

که در آن $x = [x_1, \dots, x_m]^T \in R^m$ ، $y = [y_1, \dots, y_m]^T \in R^m$ ، و $U = [u_1, \dots, u_m]^T \in R^m$ می‌باشد.

در نتیجه می‌توانیم معادله بالا را بصورت زیر بنویسیم:

$$X = F(X) + G(X)U \quad (۳۰-۲)$$

$$Y = C^T X \quad (۳۱-۲)$$

که در این معادله به ازای $i=1, \dots, m$ ، داریم:

$$G_i(X) = [g_{i1} \dots g_{im}]^T \quad \text{و} \quad G(x) = [G_1(x), \dots, G_m(x)]$$

$$F(x) = [F_1(x), \dots, F_m(x)],$$

$$C_i^T = [1 \ 0 \ \dots \ 0]_{1 \times m} \quad \text{و} \quad C^T = \text{diag}[C_1, \dots, C_m]$$

و اگر x_{di} مسیر مطلوب برای هر معادله باشد، کنترل کننده‌ای بصورت زیر پیشنهاد می‌کنیم:

$$U = \begin{bmatrix} g_{11} & \cdots & g_{1m} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{m1} & \cdots & g_{mm} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -f_1 + v_1 \\ \vdots \\ -f_m + v_m \end{bmatrix} \quad (۳۲-۲)$$

که v_i برابر است با :

$$v_i = x_{di}^{(n)} - k_1 e_i - \cdots - k_m e_i^{(m-1)} \quad (۳۳-۲)$$

همانطور که در بخش‌های قبلی گفتیم، در حالت خاص فرض می‌شود:

$$e_i = y_i - x_{di}, \quad e_i = (e_i, \dots, e_i^{(m-1)})^T, \quad k_i = (k_m, \dots, k_1)^T$$

معادلات f_i و g_{ij} را نیز بصورت زیر می‌نویسیم:

$$f_i(x|\theta_{fi}) = \theta_{fi}^T \xi(x) \quad (۳۴-۲)$$

$$g_{ij}(x|\theta_{gij}) = \theta_{gij}^T \xi(x) \quad (۳۵-۲)$$

که در آن $\xi(x)$ یک بردار $\prod_{i=1}^n p_i$ بعدی با عناصر $l_1 \dots l_n$ ام خودش است :

$$\xi_{l_1 \dots l_n}(x) = \frac{\prod_{i=1}^n \mu_{A_i} l_i(x)}{\sum_{l_1=1}^{p_1} \dots \sum_{l_n=1}^{p_n} [\prod_{i=1}^n \mu_{A_i} l_i(x)]} \quad (۳۶-۲)$$

پارامترهای بهینه بصورت زیر تعریف می‌شوند :

$$\theta_f^* = \arg \min_{\theta_f \in \Omega_f} \left[\min_{x \in R^n} |\hat{f}(x|\theta_f) - f(x)| \right], \quad (۳۷-۲)$$

$$\theta_g^* = \arg \min_{\theta_g \in \Omega_g} \left[\min_{x \in R^n} |\hat{g}(x|\theta_g) - g(x)| \right], \quad (۳۸-۲)$$

خطای تقریب حداقل بصورت زیر تعریف می‌گردد:

$$\omega = f_i(x|\theta_{fi}^*) - f_i(x) + \sum_{i=1}^m [g_{ij}(x|\theta_{gij}^*) - g_{ij}(x_i)]u_i \quad (39-2)$$

می توانیم دینامیکی به شکل زیر تعریف کنیم:

$$\dot{e}_i = A_i e_i + b_i [f_i(x|\theta_f) - f_i(x|\theta_{fi}^*) + \sum_{i=1}^m [g_{ij}(x|\theta_{gij}) - g_{ij}(x|\theta_{gij}^*)u_i]] + b_i \omega \quad (40-2)$$

و فرض می کنیم:

$$A_i = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \\ -k_m & -k_{m-1} & \dots & \dots & -k_1 \end{bmatrix}, \quad \text{و} \quad b_i = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (41-2)$$

و برای هر دینامیک خطا، تابع لیاپانوفی به صورت زیر پیشنهاد می دهیم:

$$V_i = e_i^T p_i e_i + \frac{1}{2\gamma_i} \tilde{\theta}_{fi}^T \tilde{\theta}_{fi} + \sum_{i=1}^m \frac{1}{2\gamma_{ij}} \tilde{\theta}_{gil}^T \tilde{\theta}_{gil} \quad (42-2)$$

که در معادله بالا خواهیم داشت:

$$\begin{aligned} \tilde{\theta}_f &= \theta_f^* - \theta_f \\ \tilde{\theta}_g &= \theta_g^* - \theta_g \end{aligned}$$

در نتیجه قواعد تعدیل زیر را داریم:

$$\dot{\theta}_{fi} = \gamma_i e_i^T p_i b_i \xi(x) \quad (43-2)$$

$$\dot{\theta}_{gij} = \gamma_i e_i^T p_i b_i u_i \xi(x) \quad (44-2)$$

۴-۲. الگوریتم بهینه سازی انبوه ذرات^۱

۱-۴-۲ مقدمه

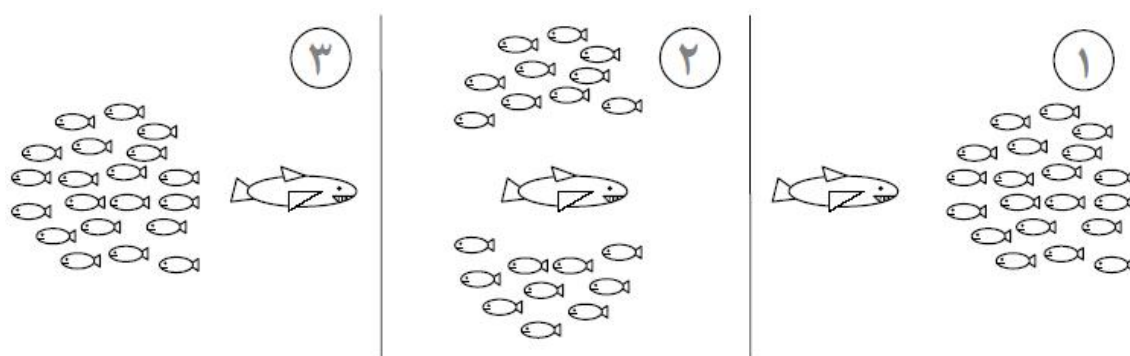
۲-۴-۲ تاریخچه

۳-۴-۲ الگوریتم PSO

۴-۴-۲ پارامترهای PSO

۲-۴-۱. مقدمه

برای برخی از حیوانات که به صورت گروهی زندگی می‌کنند از جمله دسته‌های ماهی، رفتارهای پیچیده‌ای به هنگام حرکت قابل مشاهده هستند. این در حالی است که هر کدام از اعضای جمع به اطلاعات محدودی دسترسی دارند و فقط از موقعیت عده اندکی از همسایگان شان خبر دارند. به عنوان مثال، یک دسته از ماهی‌ها، همانطور که در شکل (۲-۴) دیده می‌شود، می‌توانند خطر یک شکارچی را دفع کنند. در ابتدا گروه به دو قسمت تقسیم می‌شود و سپس از نو ساخته می‌شود. اما در هر حالتی، نزدیکی و فشردگی کل جمع، از طرف همه ماهی‌ها کنترل می‌شود [۳۱].



شکل ۲-۴. یک گروه از ماهی‌ها که خطر یک شکارچی را پشت سر می‌گذارد

در چنین مجموعه‌ای، هر کدام از حیوانات فقط از چند قانون ساده تبعیت می‌کنند و رفتارهای پیچیده‌ای که در کل جمع قابل مشاهده هستند، چیزی جز ترکیب این قوانین ساده نیستند. هر کدام از ماهی‌ها در یک دسته، از موقعیت، جهت حرکت و سرعت ماهی‌های نزدیکش خبر دارد و با استفاده از این اطلاعات و پیروی از چند قانون ساده، خود را با جمع تطبیق می‌دهد.

۲-۴-۲. تاریخچه

جیمز کندی^۱ روانشناس اجتماعی و راسل سی ابرهارت^۲ مهندس برق، صاحبان اصلی ایده الگوریتم PSO می باشند. آن‌ها در ابتدا قصد داشتند که با بهره‌گیری از مدل‌های اجتماعی و روابط موجود اجتماعی، نوعی از هوش محاسباتی را به وجود بیاورند که به توانایی‌های فردی ویژه نیازی نداشته باشد. اولین شبیه‌سازی آن‌ها که در سال ۱۹۹۵ انجام گرفت. آنها را به سمت شبیه‌سازی رفتار پرندگان برای یافتن دانه رهنمون کرد. این کار تحت تاثیر کار هپنر^۳ و گرناندر^۴ بود، که در سال ۱۹۹۰ برای شبیه‌سازی رفتار پرندگان به صورت یک سیستم غیر خطی انجام گرفته بود. کار کندی و ابرهارت، منجر به ایجاد الگوریتمی قوی برای بهینه‌سازی، به نام الگوریتم بهینه‌سازی گروه ذرات شد. در الگوریتم بهینه‌سازی گروه ذرات، تعدادی از موجودات وجود دارند که به آن‌ها ذره گفته می‌شود و در فضای جستجوی تابعی که قصد کمینه‌کردن و یا بهینه‌کردن مقدار آن را داریم، پخش شده‌اند. هر ذره مقدار تابع هدف را در موقعیتی از فضا که در آن قرار گرفته است محاسبه می‌کند. سپس با استفاده از ترکیب اطلاعات محل فعلی و بهترین محلی که در گذشته در آن بوده است و همچنین اطلاعات یک یا چند ذره از بهترین ذرات موجود در جمع، جهتی را برای حرکت انتخاب می‌کند. همه ذرات جهتی برای حرکت انتخاب می‌کنند و پس از انجام حرکت، یک مرحله از الگوریتم به پایان می‌رسد. این مراحل چندین بار تکرار می‌شوند تا آن که جواب مورد نظر به دست بیاید.

-
- 1- James kennedy
 - 2- Russell c. eberhart
 - 3- Heppner
 - 4- Grenander

۲-۴-۳. الگوریتم PSO

هر ذره یا پرنده در الگوریتم PSO از سه بردار d بعدی تشکیل شده است که d بعد فضای جستجو می باشد. برای ذره i ام این سه بردار عبارتند از: X^i موقعیت فعلی ذره، v^i سرعت حرکت ذره (نرخ تغییر موقعیت پرنده ی i ام) و $X^{i,best}$ بهترین موقعیتی که ذره تا به حال تجربه کرده است. X^i مجموعه ای از مختصات است که موقعیت فعلی ذره را نمایش می دهد. در هر مرحله ای که الگوریتم تکرار می شود، X^i به عنوان یک جواب برای مساله محاسبه می شود. اگر این موقعیت بهتر از جواب های پیشین باشد در $X^{i,best}$ ذخیره می شود. v^i تعیین می کند در کدام جهت در فضای جستجو، ذره باید به حرکت ادامه دهد و بیانگر خاصیت اکتشافی یک ذره می باشد. f^i مقدار تابع هدف در X^i و $f^{i,best}$ مقدار تابع هدف در $X^{i,best}$ است که هر دو از عناصر تشکیل دهنده هر ذره به حساب می آیند. ذخیره کردن مقدار $f^{i,best}$ برای انجام مقایسه های بعدی، ضروری است. اما ذخیره کردن مقدار f^i ضروری نمی باشد. در هر تکرار X^i و v^i جدیدی به دست می آیند و منظور از اجرای الگوریتم، بهتر کردن $X^{i,best}$ و به احتمال X^i است

الگوریتم PSO چیزی فراتر از یک مجموعه ذرات است. هیچکدام از ذرات قدرت حل هیچ مساله ای را ندارند، بلکه هنگامی می توان به حل مساله امیدوار شد که آن ها با همدیگر ارتباط و تعامل داشته باشند. در واقع برای انبوه ذرات، حل مساله یک مفهوم اجتماعی است که از رفتار تک تک ذرات و تعامل میان آن ها به وجود می آید، بهترین موقعیتی که به وسیله همه ذرات پیدا شده است به صورت x^{gbest} نشان داده می شود که با مقایسه مقادیر $f^{i,best}$ به ازای همه ذرات و از میانها انتخاب می شود. مقدار تابع هدف در x^{gbest} به صورت f^{gbest} نشان داده می شود. اگر تعداد ذرات موجود در جمعیت، n باشد، آن گاه می توان روابط زیر را نوشت:

$$x^{i, best}[t] = \arg \min_{\tau \leq t} f(x^i[\tau]) = \arg \min \{f(x^i[t]), f(x^{i, best}[t-1])\} \quad (1-4)$$

$$f^{i, best}[t] = f(x^{i, best}[t]) = \min_{\tau \leq t} f^i[\tau] = \min \{f^i[t], f^{i, best}[t-1]\} \quad ()$$

$$x^{gbest}[t] = \arg \min_{i=1, \dots, n} f(x^{i, best}[t]) \quad ()$$

$$f^{gbest}[t] = f(x^{gbest}[t]) = \min_{i=1, \dots, n} f^{i, best}[t] \quad (48-2)$$

در مرحله ی ابتدایی الگوریتم، ذرات با موقعیت‌ها و سرعت‌های تصادفی ایجاد می شوند. در طی اجرای الگوریتم، موقعیت و سرعت هر ذره در مرحله $t+1$ ام از الگوریتم، از روی اطلاعات مرحله قبلی ساخته می‌شوند. اگر z_j مولفه ی z ام از بردار z باشد، آن گاه روابطی که سرعت و موقعیت ذرات را تغییر می‌دهند، عبارتند از:

$$v_j^i[t+1] = wv_j^i[t] + c_1r_1(x_j^{i, best}[t] - x_j^i[t]) + c_2r_2(x_j^{gbest}[t] - x_j^i[t])$$

$$x_j^i[t+1] = x_j^i[t] + v_j^i[t+1] \quad ()$$

در این روابط، w ضریب اینرسی، r_1 و r_2 اعدادی تصادفی در بازه $[0,1]$ با توزیع یکنواخت و همچنین c_1 و c_2 ضرایب یادگیری هستند. r_1 و r_2 باعث می‌شوند که نوعی گوناگونی در جواب‌ها به وجود بیاید و به این نحو جستجوی کاملی روی فضا انجام پذیرد. c_1 ضریب یادگیری مربوط به تجارب شخصی هر ذره است و در مقابل c_2 ضریب یادگیری مربوط به تجارب کل جمع می‌باشد. از معادله (۳۰-۲) می‌توان به این نتیجه رسید که، هر ذره به هنگام حرکت جهت حرکت

قبلی خود، بهترین موقعیتی را که در آن قرار داشته است، بهترین موقعیتی را که به وسیله کل جمع تجربه شده است، در نظر می‌گیرد.

به منظور محدود کردن میزان حرکت هر ذره، مقدار مولفه‌های سرعت ذرات در بازه $[-V_{max}, V_{max}]$ در نظر گرفته می‌شود و مقادیر بزرگتر یا کوچکتر نیز به این بازه تصویر می‌شوند. در شکل (۲-۵) مراحل الگوریتم بهینه‌سازی انبوه ذرات که در بالا توضیح داده شد، آمده است.

الگوریتم بهینه‌سازی انبوه ذرات

۱۳

- n ذره بساز.
- برای تمام ذرات، سرعت و موقعیتی تصادفی ایجاد کن.
- تا زمانی که شرایط خاتمه محقق نشده‌اند:
 - یک واحد به t اضافه کن.
 - مقدار تابع هدف را به ازای هر ذره محاسبه کن.
 - به ازای i از یک تا n :
 - $x^{i, best}[t]$ را محاسبه کن.
 - مقدار بعدی i .
 - $x^{gbest}[t]$ را محاسبه کن.
 - به ازای i از یک تا n :
 - به ازای j از یک تا d :

$$v'_j[t + 1] = wv'_j[t] + c_1r_1(x_j^{i, best}[t] - x'_j[t]) + c_2r_2(x_j^{gbest}[t] - x'_j[t])$$

$$x'_j[t + 1] = x'_j[t] + v'_j[t + 1]$$
 - مقدار بعدی j .
 - مقدار بعدی i .

شکل ۲-۵ مراحل الگوریتم الگوریتم بهینه‌سازی انبوه ذرات

۲-۴-۴. پارامترهای PSO

ضریب اینرسی w بر روی همگرایی الگوریتم تاثیر مستقیم دارد. در واقع میتوان به واسطه ضریب اینرسی، تاثیر سرعت‌های گذشته را بر سرعت‌های زمان حال کنترل نمود. می‌توان برای برقراری موازنه بهتر میان جستجوی سراسری^۱ و جستجوی محلی^۲ مقدار w را تغییر داد. مقدار زیاد برای w باعث می‌شود که ذرات موجود در الگوریتم، به جستجوی مناطق جدیدتر روی بیاورند و یک جستجوی سراسری را انجام دهند. در مقابل یک مقدار کم برای w باعث می‌شود که ذرات در منطقه محدودی بمانند و در واقع یک جستجوی محلی را انجام دهند. جستجوی محلی برای دقیق‌تر کردن جواب‌های فعلی مناسب است و جستجوی سراسری برای یافتن جواب‌های بهتری که به احتمال در جاهای ناشناخته از فضای جستجو وجود دارند، به کار می‌رود.

معادله‌ی (۲-۵۱) به صورت زیر قابل باز نویسی است:

$$v^i[t+1] = wv^i[t] + F^i[t] \quad (۲-۵۲)$$

که در آن $F^i[t]$ ، به معنی یک نیروی خارجی است و به صورت زیر تعریف شده است:

$$F^i[t] = c_1R_1 (x^{i,best}[t] - x^i[t]) + c_2R_2 (x^{gbest}[t] - x^i[t]) \quad (۲-۵۳)$$

تغییرات سرعت ذره، یا شتابی که به ذره وارد می‌شود، به این صورت قابل محاسبه است:

$$\Delta v^i[t+1] = v^i[t+1] - v^i[t] = F^i[t] - (1-w)v^i[t] \quad (۲-۵۴)$$

1-Global exploration (global search)

2-Local exploration (local search)

در واقع ضریب $1-w$ به عنوان یک ضریب اصطکاک عمل می‌کند و می‌توان w را به صورت ضریب سیالی^۱ محیطی که ذره در آن در حال حرکت است، در نظر گرفت. اگر معادله (۲-۵۳) را به صورت معادله فضای حالت یک سیستم گسسته فرض شود، مقادیر بزرگتر از یک برای w ، باعث ناپایداری شدن سیستم ذرات می‌شود. از طرفی به ازای مقادیر کمتر برای w ، سرعت همگرایی سامانه بیشتر خواهد شد.

یک مقدار مناسب برای w باعث ایجاد تعادل بین جستجوی‌های محلی و سراسری می‌شود و در اغلب اوقات باعث کاهش تعداد تکرارهای لازم برای همگرایی به یک جواب مناسب، می‌شود. برای انجام یک جستجوی کامل و سراسری در الگوریتم پیشنهاد شده ابتدا مقدار w در مراحل ابتدایی، یک مقدار بزرگ در نظر گرفته شده سپس در طی مراحل اجرای الگوریتم، مقدار w ، به تدریج کاهش داده می‌شود تا الگوریتم به مرز همگرایی نزدیک شود و جواب‌های دقیق تری به دست آید. با در نظر گرفتن w به صورت ضریب سیالی محیط، مقدار بیشتر برای w به معنی راحت‌تر بودن حرکت در محیط است و محیط دارای گرا نیروی^۲ پایین تری است. با کمتر شدن مقدار w ، حرکت ذرات در محیط سخت تر می‌شود و به این ترتیب ذرات با گرانروی بیشتری مواجه می‌شوند. در این حالت امکان همگرایی ذرات به سمت نقاط بهینه بیشتر می‌شود.

همچنین در اینجا، عامل میرا کننده ای همچون محدود کردن سرعت در بازه $[-V_{max}, V_{max}]$ مورد توجه واقع شده است زیرا اگر الگوریتم بدون در نظر گرفتن محدودیت‌های سرعت اجرا شود، در عرض چندین تکرار، سرعت ذرات به شدت افزایش می‌یابد و به مقادیر غیر قابل قبول می‌رسد. پارامتر v_{max} ، پارامتر مهمی است، به طوری که اگر مقدار بزرگی برای آن در نظر گرفته شود، به عامل‌ها اجازه پرواز به نواحی دورتر را می‌دهد و امکان جستجوی ناحیه بیشتری از

فضای جستجو را فراهم می‌آورد و در مقابل انتخاب v_{max} کوچک، امکان جستجوی نواحی دورتر را از ما می‌گیرد، و احتمال گرفتار شدن در مینیمم محلی را بالا می‌برد. کندی ضمن تحقیقات خود، در سال ۱۹۹۸، دریافت که برای ذرات تک-بعدی که به صورت غیر تصادفی حرکت می‌کنند، اگر مقدار C_1+C_2 بین صفر و 4 باشد، مسیرهایی که ذرات طی می‌کنند قابل قبول تر می‌باشند. با تحلیل‌هایی که بر روی سیستم حرکت ذرات انجام شد، راهبردی برای تعیین ضرایب یادگیری C_1 و C_2 ایجاد شده است که (الف) از ناپایدار شدن سیستم حرکتی ذرات جلوگیری می‌کند، (ب) همگرایی ذرات را تضمین می‌کند و (پ) نیازی به تعریف پارامتر v_{max} وجود ندارد. همچنین به واسطه ی تحلیل‌های انجام شده، روشی برای تعیین مقادیر حدسی برای ضرایب یادگیری نیز ارائه شده است.

۵-۲. کنترل مقاوم

تقریباً برای همه سیستم‌های عملی، خصوصاً سیستم‌های صنعتی، مدل‌های سیستم تحت کنترل هرگز نمی‌توانند کاملاً دقیق باشند. از آنجاییکه کنترل کننده ما بر اساس مدل‌ها طراحی می‌گردد، راندمان خوب در تئوری‌ها و شبیه‌سازی‌ها (وقتی مدل مورد استفاده قرار می‌گیرد) لزوماً راندمان خوبی در سیستم‌های حقیقی (وقتی کنترل کننده‌ها مستقیماً به سیستم‌های حقیقی اعمال شوند) به دنبال نخواهد داشت. هدف کنترل مقاوم عبارت از طراحی کنترل کننده‌هایی می‌باشد که پایداری سیستم حلقه بسته را برای محدوده وسیعی از سیستم‌های تحت کنترل تضمین نماید. به عبارت دیگر مقاوم‌تر بودن کنترل کننده‌ها، باعث می‌شود که محدوده وسیع‌تری از سیستم‌های تحت کنترل قابل کنترل شوند.

یکی از مسائلی که در مهندسی کنترل وجود دارد عدم قطعیت است. عدم قطعیت می‌تواند هم در مدل و هم در اندازه‌گیری وجود داشته باشد. حضور این موارد در سیستم‌های کنترل باعث می‌شود تا اهداف کنترلی آنچنان که باید تحقق پیدا نکند.

کنترل مقاوم تلاشی است که برای از پیش رو برداشتن این مشکل انجام می‌شود. در واقع کنترل مقاوم، کنترل در حضور عدم قطعیت‌هاست به طوریکه رفتار و عملکرد سیستم در تمام حالات ممکن قابل قبول باشد یک از مسائل حساس و مهم در هنگام رویارویی با موضوع عدم قطعیت پایداری سیستم کنترل است. حفظ پایداری در حضور عدم قطعیت‌ها یکی از چالش‌ها اصلی کنترل مقاوم است.

بخش سوم: سیستم تعلیق مغناطیسی^۱

۱-۳. کاربردهای سیستم شناوری مغناطیسی

۲-۳. آشنایی بیشتر با برخی کاربردهای سیستم تعلیق مغناطیسی در صنعت

۱-۲-۳. کاربرد شناوری مغناطیسی در بهره برداری از قطارهای مغناطیسی

۱-۱-۲-۳. تاریخچه قطار مگلو^۲

۲-۱-۲-۳. فناوری مگلو

۳-۱-۲-۳. مکانیزم تامین شناوری

۲-۲-۳. کمک فنر مغناطیسی

۳-۲-۳. سیستم الکترومغناطیسی در خودرو

۳-۳. مزیت‌های اصلی محرک‌های الکترومغناطیسی در مقایسه با محرک‌های هیدرولیکی

۴-۳. تحلیل حرکت سیستم تعلیق مغناطیسی

۵-۳. مشکل اساسی در کنترل سیستم‌های تعلیق مغناطیسی

۶-۳. دستگاه مگلو

1- Magnetic levitation

2- Maglev

۳-۱. کاربردهای سیستم شناوری مغناطیسی

شناوری مغناطیسی یا مگلو یکی از پیشرفته‌ترین تکنولوژی‌های اخیر در جهان محسوب می‌گردد.

برخی از کاربردهای آن عبارت است از [۳۲]:

- حمل و نقل به عنوان مثال قطار مغناطیسی
- مهندسی خودرو
- هوا فضا و تسلیحات نظامی مثل اسلحه، موشک، ارسال انسان به فضا، آماده سازی فضانوردان برای تحمل بی وزنی و غیره
- علوم هسته ای مانند راکتورهای هسته ای در بخش سانتریفیوژ
- علم پزشکی مانند قلب مصنوعی، میکروسکوپ، تکثیر و پرورش سلول‌ها و سایر موارد
- به کارگیری در علوم زیست محیطی مانند توربین‌های بادی
- تاسیسات ساختمانی و صنعتی مانند فن، یاتاقان، پمپ، کمپرسور، چیلر و غیره
- آسانسور و بالابر باری
- مهندسی متالورژی
- مهندسی کشاورزی و صنایع غذایی به عنوان مثال در ارزیابی مناسب بودن آب برای آشامیدن، آبیاری، تخمین میزان چربی مواد غذایی و نوشیدنی‌ها
- نظارت بر فراوری غلات
- در مهندسی معدن برا استخراج چاه‌های معدنی
- در مهندسی کامپیوتر و در ساخت تجهیزات سخت افزاری
- نانو تکنولوژی

- و صدها موارد دیگر از جمله کاربردهای شناوری مغناطیسی به شمار می‌رود

یکی از نکات مهم مشترک در این کاربردها، معلق نگاه داشتن و به حرکت در آوردن جسم مورد نظر بدون تماس با تکیه گاه و محیط پیرامونی و در نتیجه عدم سایش و اصطکاک و به دنبال آن افزایش سرعت، راندمان و عمر مفید سیستم و نیز کاهش هزینه‌های تعمیر و نگهداری می‌باشد.

تکنولوژی شناوری مغناطیسی می‌تواند به عنوان یک تکنولوژی پیشرفته و کارآمد در صنایع مختلف مورد استفاده قرار گیرد .

۲-۳. آشنایی بیشتر با برخی کاربردهای سیستم تعلیق مغناطیسی در صنعت

۱-۲-۳. کاربرد شناوری مغناطیسی در بهره برداری از قطارهای مغناطیسی

کاربرد شناوری مغناطیسی در بهره برداری از قطارهای مغناطیسی از اهمیت بیشتری برخوردار است که در آن بر خلاف فناوری موجود که چرخ بر روی ریل حرکت می‌نماید، هیچ گونه تماسی میان وسیله نقلیه و هادی راه وجود ندارد. از زمانی که خصوصیات و مشخصات فنی اصلی سیستم‌های ریلی طرح گردیده تاکنون همواره سعی بر این بوده که مشکلات این سیستم رفع گردد و یا حتی الامکان بهبود یابد. در این زمینه تلاش‌های مختلفی به صورت جدی و یا به صورت مقطعی صورت پذیرفته است. در عصر حاضر، بیشتر توجه بر روی کاهش نیاز به تماس چرخ و ریل متمرکز شده است چرا که این امر باعث فرسودگی چرخ و ریل و ایجاد آلودگی صوتی می‌گردد و از سوی دیگر در میزان چسبندگی و در نتیجه اعمال توان حداکثر، محدودیت‌هایی ایجاد می‌گردد. یکی از راه‌های مفید و سودمند جهت کاهش تماس چرخ و ریل، استفاده از سیستم شناوری مغناطیسی است. شناوری

مغناطیسی یا مگلو (مگ لو) تکنولوژی جدیدی در حمل و نقل ریلی است. مگلو اولین حرکت اساسی در زمینه تکنولوژی راه آهن از زمان پیدایش آن بوده است. قطار مگلو با داشتن سرعتی بالا، از سیستم‌های تعلیق مغناطیسی غیرتماسی، هدایت کننده و رانشی استفاده نموده و دارای چرخ و محور نمی‌باشد. با جایگزینی اجزای مکانیکی با قطعات الکترونیکی بدون سایش، بر محدودیت‌های تکنولوژی چرخ - ریل غلبه می‌شود. سیستم مگلو با بهره‌گیری از میدان مغناطیسی که بین قطار و هادی راه ایجاد می‌گردد، در فاصله اندکی از خط معلق مانده و در طول آن به حرکت در می‌آید. در قطارهای مغناطیسی به دلیل عدم تماس فیزیکی بین قطار و خط، اصطکاک تماسی وجود ندارد. فناوری مگلو نقطه اشتراکی با خطوط ریلی نداشته و تاسیسات آن کاملاً باید بطور مجزا طراحی و ساخته شود. این قطارها با شکل خاص آیرودینامیک خود دارای سرعت بسیار بالایی می‌باشند. سیستم‌های مگلو از لحاظ شکل و ظاهر دارای ویژگی‌هایی هستند که می‌توانند به عنوان یک گزینه جذاب و ایده آل در سیستم حمل و نقل به شمار روند. سیستم شناوری، سیستم رانشی و سیستم هدایتگر جانبی سه ویژگی اصلی تکنولوژی مگلو است. قطارهای مگلو از نیروهای مغناطیسی استفاده می‌کنند که آنها را قادر می‌سازد بر روی خطوط خود معلق باشند که این امر باعث کاهش قابل توجهی از اصطکاک شده و در نتیجه سرعت بسیار زیادی را فراهم می‌نماید. رکورد سرعت مگلو در ژاپن به ۵۸۱ کیلومتر بر ساعت با سرنشین نیز رسیده است. همچنین مگلو شرایط راحت و مناسبی را برای مسافرین ایجاد می‌نماید چرا که عدم وجود تماس بین قطار و خط، لغزش حرکت قطار را جذب نموده و آسایش بیشتر مسافرین را فراهم می‌نماید. مسافرین در این وسیله نقلیه با وجود سرعتی بالا، نسبت به سیستم‌های حمل و نقل دیگر ایمن‌تر هستند. همچنین به علت بالاتر بودن ریل نسبت به سطح زمین، این اطمینان حاصل می‌شود که هیچ گونه مانعی بر سر راه وجود نخواهد داشت.

رکوردهای ایمنی بدست آمده از قطارهای مگلوئی که تا به حال مورد بهره برداری قرار گرفته اند و مسافران را به مقاصد خود جابجا نموده اند، بیانگر عدم وجود خسارات جانی بوده است. بر خلاف دیگر وسایل حمل و نقل، به دلیل استفاده از انرژی الکتریکی (برق)، هیچ گونه آلودگی هوا در مسیر حرکت قطار مگلو وجود نخواهد داشت که این مساله در مناطق پرآلودگی شهری که آلودگی هوا یک مشکل عمده تلقی می گردد نقطه قوت می باشد. کنترل از طریق انرژی الکتریکی نسبت به بسیاری از منابع سوختی دیگر آسانتر و مؤثرتر بوده و به همین علت است که در تکنولوژی غیر تماسی، نیمرخهای فولادی نورد شده و ایجاد سر و صدا وجود نخواهد داشت. با توجه به اینکه در سیستم مگلو، چرخ وجود ندارد، این سیستم از لحاظ آلودگی صوتی ناشی از چرخ مبرا می باشد. در تکنولوژی غیر تماسی، اتلاف انرژی به علت اصطکاک چرخ - ریل صورت نمی گیرد. وزن وسیله نقلیه نیز به علت نبودن چرخ، محور و لوکوموتیو کمتر می باشد. سیستمهای مگلو، پتانسیل مناسبی را برای هماهنگی و یکنواخت ساختن رشد ترافیک فراهم می سازند. این سیستمها تراکم و ترافیک عبور و مرور هوایی و زمینی را با جایگزینی خود کاهش می دهند. در خطوط مگلو مساله ای بنام هزینه دسترسی به زیر ساخت مسیر وجود ندارد و این عمل بدون نیاز به هزینه انجام می پذیرد. هزینه رانندگی قطار برای سیستم مگلو با توجه به اینکه این سیستم به صورت اتوماتیک هدایت می گردد، وجود نخواهد داشت. هزینه تعمیر و نگهداری نیز به علت عدم وجود تماس چرخ و ریل در مسیر، کاهش می یابد.

۳-۲-۱. تاریخچه قطار مگلو

قطارهای مگلو یا ماگلو گونه ای از قطارها هستند که بطور شناور در هوا در فاصله کمی از ریل قرار دارند و بدون دریافت مقاومت زیادی از محیط می توانند با سرعت های بسیار زیاد به پیش بروند. این قطارها برای حرکت خود از نیروی الکترومغناطیسی بهره می گیرند. در مگلو تماس با ریل وجود ندارد

و قطارها به جای غلتیدن چرخ‌ها برای ریل با نیروی مغناطیسی در هوا شناور شده بود و به جلو رانده می‌شوند. در فناوری مگلو نیروی مغناطیسی قطار را از زمین بلند کرده و با استفاده از موتور خطی در یک مسیر مشخص هدایت می‌کند. این قطارها نصف انرژی هواپیما را مصرف کرده و با همان سرعت نیز حرکت می‌کنند. نام مگلو از هم آمیزی دو واژه انگلیسی Magnetic و levitation درست شده است. بطور نظری مگلوها می‌توانند به سرعت‌هایی قابل مقایسه با سرعت توربوپروپ و هواپیمای جت، یعنی سرعتی حدود ۵۰۰ تا ۵۸۰ کیلومتر در ساعت دست بیابند.

اولین طرح قطار مغناطیسی را رابرت گدار^۱ در نوامبر سال ۱۹۰۹ مطرح کرد. او پیشنهاد کرد بین شهر بستن و نیویورک تونلی ایجاد شود که در آن قطارهای معلق در یک خلاء جزئی با نیروی مغناطیسی به حرکت در آیند. چند سال بعد در سال ۱۹۱۲ یک مهندس فرانسوی به نام امیل باشه یک طرحی را پیشنهاد کرد که شباهت زیادی به وسیله مغناطیسی فعلی داشت. وسیله آزمایشی ۱۵ کیلوگرمی او در اثر وجود آهنرباهای برقی تغذیه شده با جریان متناوب از زمین بلند شده و به حرکت در می‌آمد، ولی در اثر برخورد با دیوار آزمایشگاه از بین رفت.

نخستین خط بازرگانی مگلو در شانگهای چین به راستای ۳۰ کیلومتر بوسیله شرکت آلمانی ساخته شده است. این راه آهن فرودگاه شانگهای را به مرکز این شهر پیوند داده است. در ۲۲ سپتامبر ۲۰۰۶ یک مگلو در مسیر آزمایشی امسلاند در آلمان با یک واگن خدماتی برخورد کرد. بیش از بیست نفر در این حادثه کشته شدند. به گفته مقامات علت حادثه خطای انسانی بوده و ناشی از فناوری مگلو نیست.

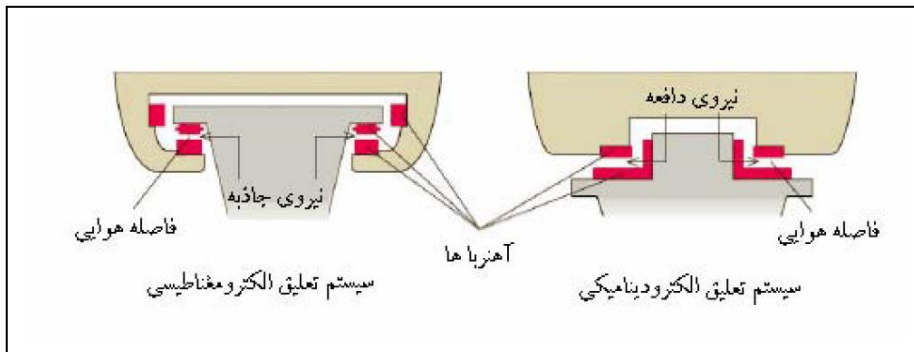
۳-۲-۱-۲. فناوری مگلو

1-Robert gudard

در حال حاضر سه نوع فناوری مگلو سریع السیر در دنیا وجود دارد که عبارتند از [۳۳]:

- سیستم مگلو بر مبنای تعلیق الکترو مغناطیسی^۱ (نوع آلمانی)
- سیستم مگلو بر مبنای تعلیق الکترو دینامیکی^۲ (نوع ژاپنی)
- سایر سیستمهای مگلو که در مراحل آزمایشی و مقیاس کوچک هستند

در سیستم آلمانی سیستم تعلیق و جلو برنده واحد ولی در سایر سیستمها جداگانه دیده می شود . میزان تعلیق سیستم آلمانی حدود ۱ سانتیمتر ولی در سیستم ژاپنی در حدود ۱۰ سانتیمتر است که لازمه آن ایجاد میدانهای شدید مغناطیسی از طریق مگنتهای ابررسانا است. علت این مقدار تعلیق ایمن بودن در برابر دامنه بزرگ موج زلزله‌های است که در ژاپن رخ می دهد.



شکل ۳-۱. سیستم مگلو بر مبنای تعلیق الکترو مغناطیسی و تعلیق الکترو دینامیکی [۳۲]

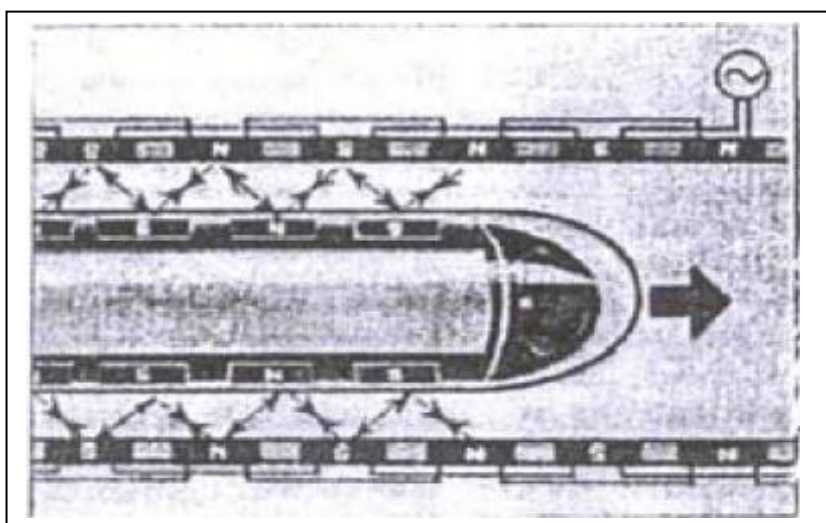
۳-۱-۲-۳. مکانیزم تامین شناوری

تکنولوژی عمل کننده در قطارهای مغناطیسی عمدتاً به دو بخش مکانیزم تامین شناوری قطار و

1-EMS

2-EDS

مکانیزم تامین نیروی جلوبرنده قطار تقسیم می‌گردد. در بخش اول که مکانیزم تامین نیروی شناوری می‌باشد دو روش الکترودینامیک و الکترومغناطیس وجود دارد. اما مکانیزم نیروی جلوبرنده در دو روش فوق یکسان می‌باشد. تکنولوژی ژاپن پیشرو در روش الکترودینامیک و تکنولوژی آلمان پیشرو در روش الکترومغناطیس می‌باشند. شکل ۲-۳ مکانیزم تامین نیروی جلوبرندگی را نشان می‌دهد.



شکل ۲-۳. مکانیزم تامین نیروی جلوبرندگی

• سیستم تعلیق الکترومغناطیسی

در سیستم تعلیق الکترومغناطیسی، قطار با داشتن الکترومغناطیس بسیار قوی بر ریل نیرو وارد کرده و همین عمل باعث معلق ماندن آن می‌شود. در این سیستم مغناطیس‌های غیر ابر رسانا روی بوژی و زیر ریل‌های فرومغناطیس قرار دارند. مغناطیس‌ها ریل‌های هدایتگر منحنی شکل را جذب و به سمت ریل‌های فرومغناطیس بلند می‌کنند. در این روش فاصله هوایی بین واگن و مسیر راهنما بسیار کم است.

• سیستم تعلیق الکترو دینامیکی

سیستم تعلیق الکترو دینامیک به شیوه دیگری عمل می‌کند بدین صورت که هم ریل و هم قطار دارای مغناطیس می‌باشند که قطار بوسیله نیروی دافعه قطب‌های همنام ارتفاع و فاصله خود را از ریل نگه می‌دارد. در مغناطیس قرار داده شده زیر قطار و روی مسیر راهنما قطب‌های غیر همنام همدیگر را دفع و قطار را بلند می‌کند. در تعلیق الکترو دینامیکی مغناطیس‌های بزرگ ابر رسانا در واگن مورد استفاده قرار می‌گیرد.

۳-۲-۲. تعدیل کننده مغناطیسی

این نوع لرزه گیر بر پایه تغییر چسبناکی^۱ مورد استفاده در آن برای تغییر پارامترهای لرزه گیر عمل می‌کند. سیال به کار رفته در این لرزه گیر دارای ویژگی لزجت وابسته به میدان مغناطیسی است. با پیچیدن سیم فلزی دور میله پیستون لرزه گیر و عبور جریان الکتریکی از این سیم پیچ می‌توان میدان مغناطیسی در محفظه بوجود آورد و با تغییر جریان الکتریسیته، میدان مغناطیسی و در نتیجه لزجت سیال را تغییر داد. مقدار جریان الکتریسیته سیم پیچ بوسیله واحد کنترل الکتریکی بر مبنای پارامترهای اندازه گیری شده بوسیله سنسورها محاسبه می‌شود.

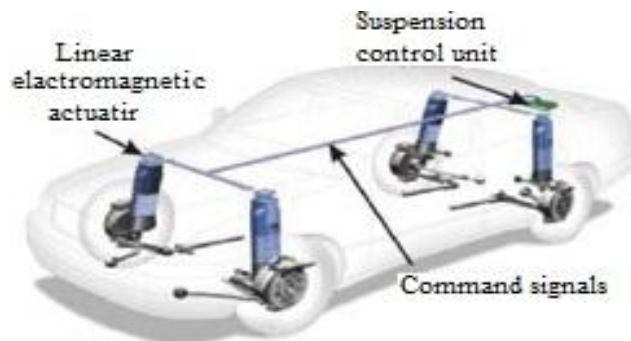
در این نوع از لرزه گیرها دیگر از دریچه‌های الکترو مکانیکی استفاده نمی‌شود و تنها از یک سیلندر و پیستون ساده تشکیل شده است. طیف تنظیمات این نوع لرزه گیر خیلی بیشتر از انواع دیگر بوده و همچنین به سبب عدم جریان سیال در آنها بسیار کم صدا می‌باشد.

این نوع دمپرها ساختمان بسیار ساده ای دارند. تنها ویژگی قابل ذکری که دارند کمک گرفتن از سامانه ای الکتریکی است که باعث هوشمندی این نوع دمپرها در مقابل ضربات شده است. سیال

مخصوصی است که چسبناکی آن توسط یک حوزه مغناطیسی کنترل می‌گردد. سیستم تعلیق این خودروها از همین ویژگی این سیال برای کنترل و مستهلک کردن نیروهای ضربات اعمالی به خودرو استفاده می‌نماید.

۳-۲-۳. تحلیل سیستم تعلیق الکترومغناطیسی در خودرو

اساس کار سیستم تعلیق الکترومغناطیسی در خودرو به این صورت است که وقتی جریان از درون کوئل سه فاز مربوط به سیستم تعلیق عبور می‌کند، باعث القای مغناطیس به فازهای کوئل شده و وقتی در برابر قطب‌های آهن ربا قرار می‌گیرد، باعث رانش و حرکت به سمت بالا و پایین می‌شود و اگر جهت جریان معکوس شود، جهت رانش عوض می‌شود. این حرکت رفت و برگشتی به‌طور پیوسته ادامه پیدا می‌کند تا نیروی الکترومغناطیسی با نیروی گرانشی زمین به تعادل رسیده و خودرو در تعادلی نسبی قرار گیرد. شکل (۳-۳) ساختمان سیستم تعلیق مغناطیسی خودرو را نشان می‌دهد. سیستم تعلیق الکترومغناطیسی معمولاً در خودروهای گران قیمت استفاده می‌شود.



شکل ۳-۳. ساختمان سیستم تعلیق مغناطیسی خودرو

۳-۳. مزیت‌های اصلی محرک‌های الکترومغناطیسی در مقایسه با محرک‌های هیدرولیکی:

بهبود رفتار دینامیکی خودرو

بهبود پایداری خودرو

کنترل بسیار دقیق نیرو

عملکرد دوگانه محرک‌ها

و معایب آن عبارتند از:

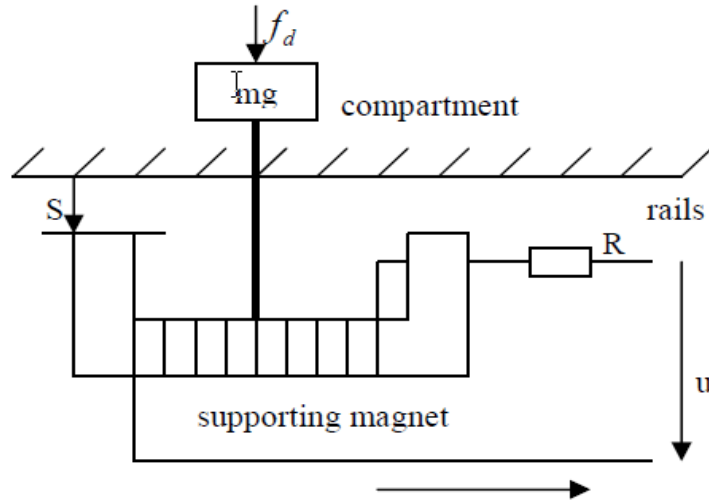
افزایش حجم و جرم سیستم تعلیق الکترومغناطیسی نسبت به سیستم هیدرولیکی

نیاز به جریان نسبتاً بالا برای سیستم مغناطیسی

هزینه بالای آن، در قبال کارایی مناسب تر

۳-۴. تحلیل حرکت سیستم تعلیق مغناطیسی

در حالت کلی، سیستم‌های تعلیق مغناطیسی عمود پرواز یا از رابطه $ma = mg + F_m$ پیروی می‌کنند، که m جرم جسم معلق، a شتاب جسم معلق، g شتاب جاذبه زمین و F_m نیز نیروی مغناطیسی وارد شده بر این جسم معلق است. بعنوان مثال تعلیق مغناطیسی عمودی یک قطار مگلو در شکل (۳-۴) از همین رابطه پیروی می‌کند [۳۴]. نیروی مغناطیسی وابسته به ولتاژ و جریان ورودی می‌باشد.



شکل ۳-۴. نمای ساده‌ای از سیستم تعلیق مغناطیسی قطار مگلو [۳۴]

۳-۵. مشکل اساسی در کنترل سیستم‌های تعلیق مغناطیسی

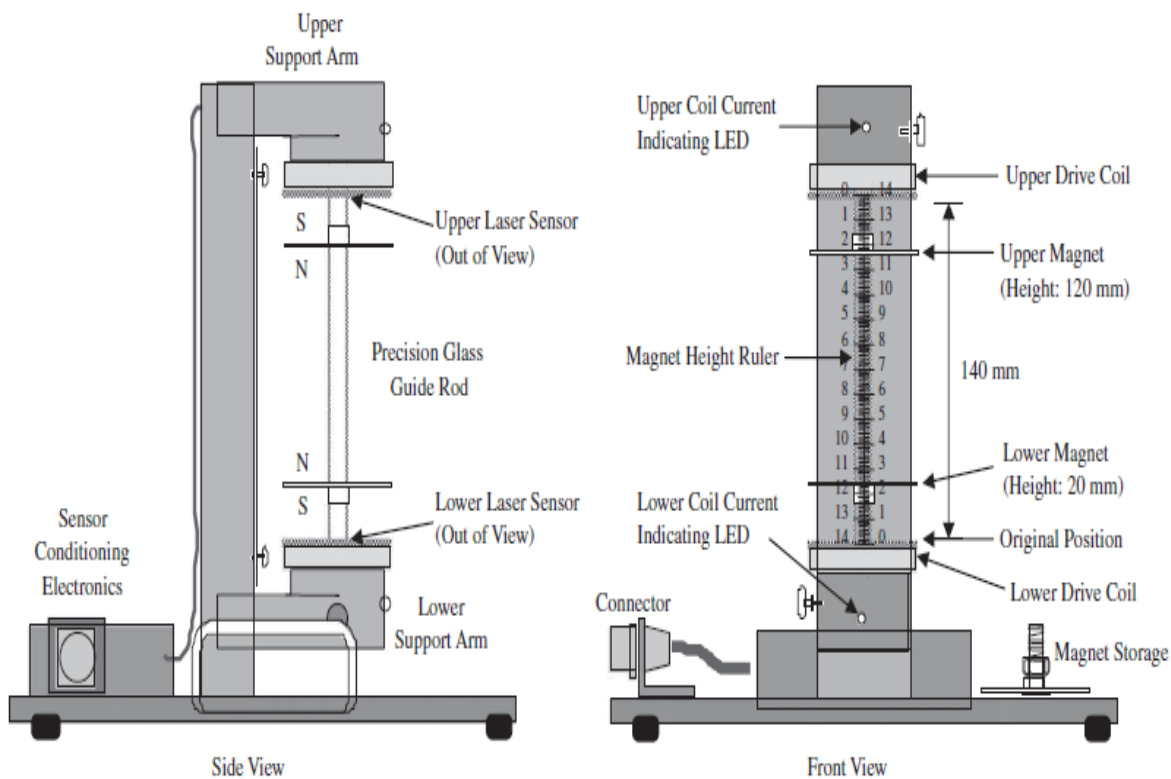
یکی از مشکلات اساسی سیستم‌های تعلیق مغناطیسی این است که نیروی مغناطیسی آن به شدت غیرخطی بوده و همچنین مدل دقیقی از آن در دست نیست و این امر طراحی و پیاده سازی یک کنترل کننده مناسب را بسیار دشوار می‌کند. به همین دلیل از سیستم‌های آزمایشی تعلیق مغناطیسی به منظور طراحی و سعی و خطا در این سیستم‌ها استفاده می‌کنند. بنابراین طراحی و ساخت اینگونه سیستم‌های آزمایشی ضروری به نظر می‌رسد.

ECP 720 نام دستگاهی است که برای این منظور طراحی و ساخته شده است.

۳-۶. دستگاه مگلو ECP 720^۱

نمای دستگاه تعلیق مغناطیسی ECP-720 در شکل (۳-۵) نشان داده شده است [۳۵]. این دستگاه

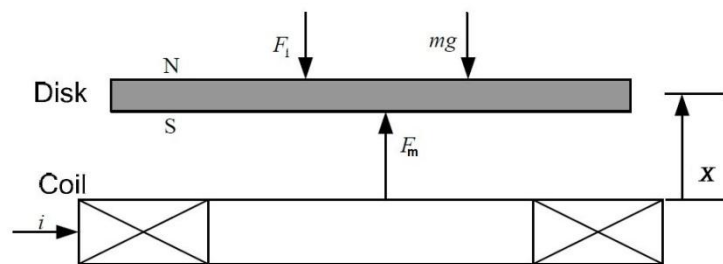
یک بستر آزمایشی مناسب برای سیستم‌های تعلیق مغناطیسی می‌باشد و هدف از تولید آن شبیه سازی حرکات سیستم‌های تعلیق مغناطیسی، بخصوص قطارهای مگلو بیان شده است. این دستگاه دارای سیم پیچی با اندوکتانس پایین می‌باشد و با عبور جریان مستقیم از آن، باعث ایجاد نیروی مغناطیسی و در نتیجه سبب جایجایی یک دیسک مغناطیسی در راستای عمود می‌شود [۳۶-۳۷]. ایجاد نیروی دافعه و یا جاذبه بستگی به یکسان یا متمایز بودن قطب‌های سیم پیچ و دیسک مغناطیسی دارد. هنگامی که مقدار ولتاژ در سیم پیچ افزایش می‌یابد، قدرت میدان مغناطیسی بیشتر می‌شود، از این رو ارتفاع آهنربا نیز افزایش می‌یابد. دیسک دارای میدان مغناطیسی قوی^۱ می‌باشد و توانایی معلق شدن در فواصل زیاد را دارد. این دستگاه همچنین مجهز به سنسور لیزری می‌باشد، هدف آن اندازه گیری موقعیت دیسک در هر لحظه است [۳۵, ۳۸]



شکل ۳-۵. نمای از جلو و کنار مگلو ECP 720 [۳۵]

این دستگاه در دو حالت تک ورودی- تک خروجی^۱ و دو ورودی- دو خروجی^۲ کار می‌کند. معادله حرکت این سیستم برای حالت تک ورودی- تک خروجی، طبق شکل ۳-۷ بصورت زیر است [۳۵، ۳۷]:

$$m\ddot{x} = -mg - c\dot{x} - f_l + F_m \quad (۱-۳)$$



شکل ۳-۶. نیروهای وارد شده بر یک دیسک

که x فاصله بین سیم پیچ و دیسک، m جرم جسم معلق، g شتاب جاذبه زمین، c ضریب اصطکاک ناچیز با میله، f_l نیروی خارجی وارد بر دستگاه و F_m نیروی مغناطیسی می‌باشد که رابطه آن بصورت زیر است:

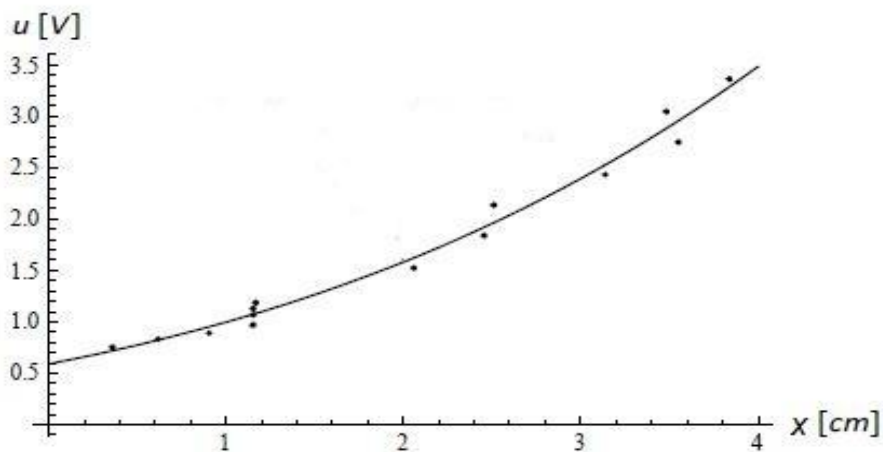
$$F_m = \frac{u}{a(x+b)^N} \quad (۲-۳)$$

a و b و N ثابت‌های مثبتی هستند و باید بوسیله آزمایش و سعی و خطا مشخص گردند و معمولاً $N \approx 4$ فرض می‌شود. u نیز قانون کنترل می‌باشد، در واقع همان ولتاژ ورودی است که باعث تولید جریان مغناطیسی در سیم پیچ و در نتیجه تولید میدان مغناطیسی می‌شود.

1-Mimo

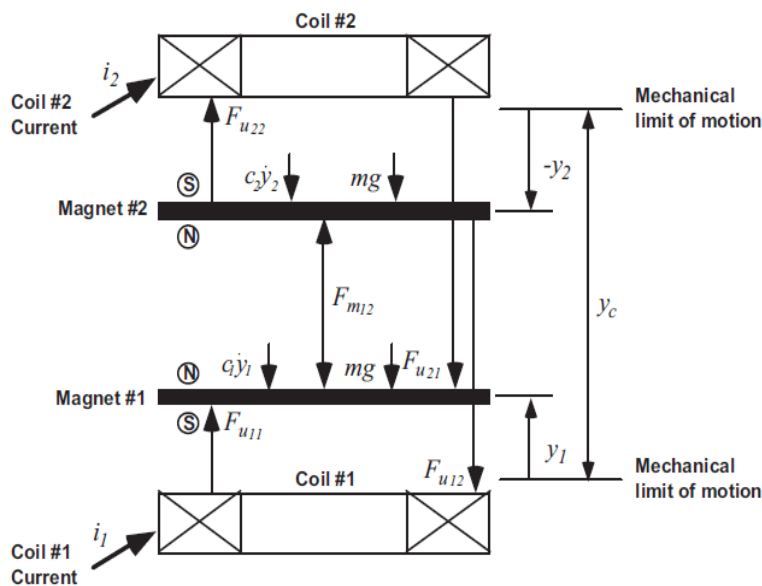
2-Siso

در یک آزمایش تجربی بین ولتاژ ورودی و جابجایی دیسک مطابق شکل ۳-۸، پارامترها اندازه گیری می شوند. این آزمایش برای وزنه ۱۴۱ گرمی انجام شده و با نتایج واقعی مقایسه می شود [۳۹].



شکل ۳-۷. نسبت ولتاژ ورودی به جابجایی دیسک [۳۹]

با توجه به شکل ۳-۹ برای حالت دو ورودی - دو خروجی معادلات زیر را خواهیم داشت:



شکل ۳-۸. نیروهای وارد شده بر هر دیسک

$$m\ddot{x}_1 = -c\dot{x}_1 - m_1g - f_l - F_m + F_{11} - F_{21} \quad (3-3)$$

$$m\ddot{x}_2 = -c\dot{x}_2 - m_2g - f_l + F_m + F_{22} - F_{12} \quad (4-3)$$

که معادله اول مرتبط به دیسک اول و رابطه دوم مرتبط به دیسک دوم می‌باشد. در روابط بالا که x فاصله بین سیم پیچ و دیسک، m جرم جسم معلق، g شتاب جاذبه زمین، c ضریب اصطکاک، f_l نیروی خارجی وارد بر دستگاه و F_m نیروی مغناطیسی بین دو دیسک می‌باشد، همچنین F_{11} نیروی وارد شده از سیم پیچ اول به دیسک اول، F_{22} نیروی وارد شده از سیم پیچ دوم به دیسک دوم، F_{12} نیروی وارد شده از سیم پیچ اول به دیسک دوم و F_{21} نیروی وارد شده از سیم پیچ دوم به دیسک اول می‌باشد و رابطه آن‌ها بصورت زیر است:

$$F_{11} = \frac{u_1}{a(x_1 + b)^N} \quad (5-3)$$

$$F_{12} = \frac{u_1}{a(x_c + x_2 + b)^N} \quad (6-3)$$

$$F_{21} = \frac{u_2}{a(x_c - x_1 + b)^N} \quad (7-3)$$

$$F_{22} = \frac{u_2}{a(-x_2 + b)^N} \quad (8-3)$$

$$F_m = \frac{c}{a(x_{12} + d)^N} \quad (9-3)$$

$$x_{12} = x_c + x_2 - x_1 \quad (10-3)$$

$$x_c \approx 14 \text{ cm} \quad (11-3)$$

در روابط بالا F_{12} و F_{21} ، یعنی نیروی وارد شده از سیم پیچ اول به دیسک دوم و نیز نیروی وارد شده از سیم پیچ دوم به دیسک اول، درمقابل سایر نیروها مقدار کوچکتر و قابل چشم پوشی دارد و می‌توان از آن‌ها در طراحی کنترل کننده صرف نظر کرد.

بخش چهارم: کنترل فازی تطبیقی غیر مستقیم

۱-۴. مقدمه

۲-۴. کنترل غیرخطی

۱-۲-۴. روابط مربوط به کنترل پیشنهادی (۳-۴)

۲-۲-۴. ضعف کنترل پیشنهادی (۳-۴)

۳-۲-۴. روابط مربوط به کنترل پیشنهادی (۱۵-۴)، با جمله انتگرالی

۴-۲-۴. ضعف کنترل پیشنهادی (۱۵-۴)، با جمله انتگرالی

۵-۲-۴. ضعف کنترل پیشنهادی (۱۹-۴)، با جمله تناسبی - انتگرالی برای سیستم تعلیق

۳-۴. کنترل فازی تطبیقی

۱-۳-۴. روابط مربوط به کنترل فازی تطبیقی پیشنهادی (۲۳-۴)

۲-۳-۴. ضعف کنترل فازی تطبیقی پیشنهادی (۲۳-۴)

۳-۳-۴. کنترل نظارتی تخمین‌گر

۴-۳-۴. روابط مربوط به کنترل نظارتی تخمین‌گر (۳۴-۴)

۵-۳-۴. ضعف کنترل پیشنهادی با تخمین‌گر (۳۴-۴)

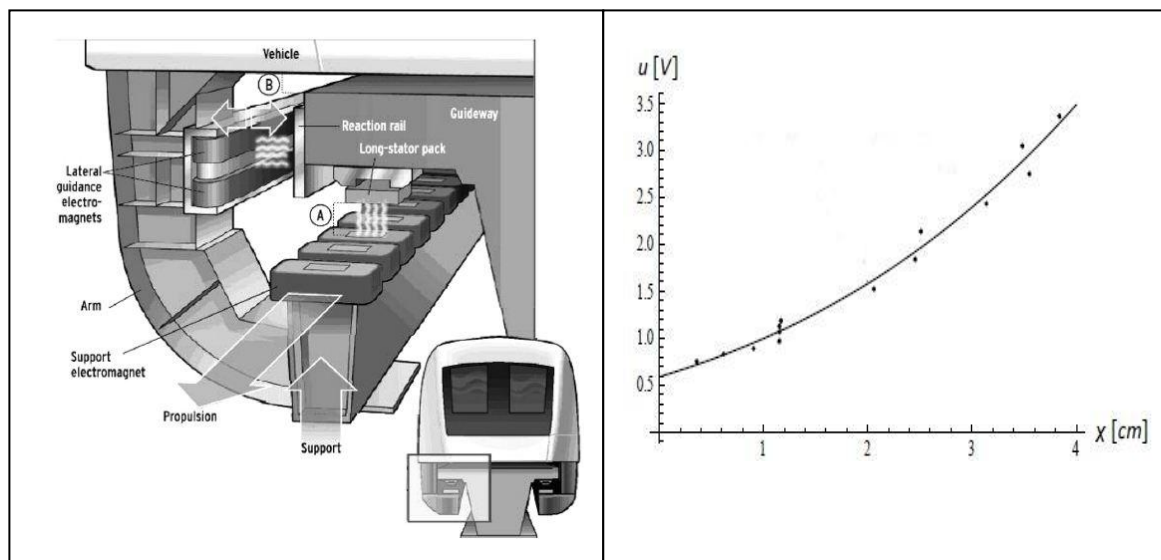
۶-۳-۴. تخمین حد بالای اغتشاش

۱-۴. مقدمه

همانطور که در بخش ۳ گفته شد، معادله مربوط به نیروی مغناطیسی سیستم تعلیق مغناطیسی، بسیار غیر خطی بوده و اقلب بوسیله آزمایش و سعی خطا بدست می‌آید، در نتیجه با مقدار حقیقی آن متفاوت و دارای خطای محاسباتی می‌باشد. شکل (۱-۴) آزمایش و سعی و خطا برای یک سیستم تعلیق مغناطیسی را نشان می‌دهد [۳۹].

یکی دیگر از مسائلی که این سیستم با آن مواجه می‌شود و آن را تحت تاثیر قرار می‌دهد، وجود اغتشاشات خارجی است. به عنوان مثال همانطور که در شکل ۲-۴ مشاهده می‌شود، سیستم تعلیق عمودی یک قطار مگلو نشان داده شده است و ملاحظه می‌شود که تعداد زیادی از نیروهای مغناطیسی در مجاورت هم وجود دارند و طبیعتاً بر یکدیگر تاثیر خواهند گذاشت [۴۰].

از این رو به کنترل کارآمدی نیاز است تا بر مشکلات این سیستم فائق آییم.



شکل ۲-۴. سیستم تعلیق یک قطار مگلو [۲۷]

شکل ۱-۴. سعی و خطا برای یک سیستم تعلیق [۲۶]

۲-۴. کنترل غیرخطی

با توجه به مطالب گفته شده دربخش (۲-۳-۶) و (۲-۳-۷) فرض کنید یک سیستم غیرخطی مرتبه n ام تک ورودی- تک خروجی که بوسیله معادلات دیفرانسیل زیر بیان می‌شود، f و g توابع ناشناخته و u و y به ترتیب ورودی و خروجی سیستم باشند. همچنین d اغتشاش بیرونی وارد شده است.

$$\dot{x}^{(n)} = f(x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)}) + g(x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)})u + d(t)$$

$$y=x \quad (۱-۴)$$

$$X = (x_1, x_2, \dots, x_n)^T = (x, \dot{x}, \dots, x^{(n)})^T \quad (۲-۴)$$

اندازه‌گیری باشد. برای اینکه رابطه (۱-۴) کنترل پذیر باشد باید $g(x) \neq 0$ و همچنین $|d(t)| \leq D$ باشد، که D یک مقدار ثابت و مثبت است. توابع $f(x)$ و $g(x)$ در سیستم غیر خطی بوده و نامعلوم فرض می‌کردند، ما با یک سیستم غیر خطی تک ورودی و تک خروجی روبرو هستیم. همانطور که قبلا نیز گفتیم، در حالت خاص فرض کنید :

$$k = (k_n, \dots, k_1) \text{ و } e = (e, \dot{e}, \dots, e^{(n-1)})^T \text{ و } e = y - x_d = x - x_d$$

از آنجاییکه $f(x)$ و $g(x)$ نامعلوم می‌باشند، بوسیله $\hat{f}(x)$ و $\hat{g}(x)$ مقدار آن‌ها را تقریب می‌زنیم و کنترل کننده‌ای بصورت زیر پیشنهاد می‌دهیم [۴۱-۴۲]:

$$u = \frac{1}{\hat{g}(x)} [-\hat{f}(x) + \dot{x}_d^{(n)} - k^T e - k_r \text{sgn}(e^T p b)] \quad (۳-۴)$$

$$u_a = \frac{1}{\hat{g}(x)} [-\hat{f}(x) + \dot{x}_d^{(n)} + k^T e]$$

$$f(x) = \hat{f}(x) + \Delta f \quad (۴-۴)$$

$$g(x) = \hat{g}(x) + \Delta g \quad (۶-۴)$$

$$k_r \geq |\Delta f + \Delta g u_a + D| \quad (۷-۴)$$

که Δf و Δg عدم قطعیت‌ها هستند.

۴-۲-۱. روابط مربوط به کنترل پیشنهادی (۴-۳):

با توجه به معادله‌های (۴-۱)، (۴-۳) و (۴-۴) داریم:

$$\dot{e} = \Lambda e + b[f(x) - \hat{f}(x)] + [g(x) - \hat{g}(x)]u_a + b[d(t) - k_r \operatorname{sgn}(e^T p b)] \quad (۴-۸)$$

$$b = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \text{ و } \Lambda = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \\ -k_n & -k_{n-1} & \dots & -k_1 & \end{bmatrix} \quad (۴-۹)$$

تابع لیاپانوف زیر را تعریف می‌کنیم:

$$V = \frac{1}{2} e^T p e \quad (۴-۱۰)$$

از تابع لیاپانوف مشتق می‌گیریم:

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -\frac{1}{2} e^T Q e + e^T p b ([f(x) - \hat{f}(x)] + [g(x) - \hat{g}(x)]u_a \\ & + [d(t) - k_r \operatorname{sgn}(e^T p b)]) \end{aligned} \quad (۴-۱۱)$$

برای پایداری سیستم باید داشته باشیم:

$$\begin{aligned} | [f(x) - \hat{f}(x)] + [g(x) - \hat{g}(x)]u_a + [d(t) - k_r \operatorname{sgn}(e^T p b)] | & \leq 0 \\ | [f(x) - \hat{f}(x)] + [g(x) - \hat{g}(x)]u_a + d(t) | & \leq |k_r \operatorname{sgn}(e^T p b)| \end{aligned} \quad (۴-۱۲)$$

در نتیجه خواهیم داشت:

$$k_r \geq |\Delta f + \Delta g u_a + D|$$

۴-۲-۲. ضعف کنترل پیشنهادی (۴-۳):

- تعیین تقریب $\hat{f}(x)$ و $\hat{g}(x)$ و حد بالای اغتشاش خارجی D
- ایجاد لرزش و نوسانات ناخواسته در سیستم، به علت تحریک دینامیک‌های مدل نشده

یک راه برای حل این مشکل استفاده از تابع اشباع $\text{sat}[e^T p b / \Phi]$ می‌باشد که یک لایه مرزی ایجاد

می‌کند و در داخل این لایه مرزی $\text{sat}[e^T p b / \Phi] = \text{sign}(e^T p b)$ می‌باشد [۴۳].

که ایراد این روش این است که اگرچه نوسان ظاهر نشده است، اما یک خطای ردیابی ماندگار باقی می‌ماند.

$$\text{sat}\left[\frac{e^T p b}{\Phi}\right] = \begin{cases} -1 & \frac{e^T p b}{\Phi} \leq -1 \\ \frac{e^T p b}{\Phi} & -1 \leq \frac{e^T p b}{\Phi} \leq 1 \\ 1 & \frac{e^T p b}{\Phi} > 1 \end{cases}$$

برای اجتناب از مشکل لرزش و نوسانات ناخواسته، یک لایه مرزی با پهنای باند 2Φ تعیین می‌کنیم که دینامیک ورودی کنترل u را هموار کند. برای این منظور از یک جمله انتگرالی استفاده کرد [۴۴-۴۵]:

$$R(e^T pb|\theta_R) = \theta_R^T \varphi(e^T pb) \quad (۱۳-۴)$$

$$\varphi = \int e^T pb \quad (۱۴-۴)$$

$$R(e^T pb|\theta_R) = \begin{cases} k_I \int e^T pb & |e^T pb| \leq \Phi \\ k_r \operatorname{sgn}(e^T pb) & |e^T pb| > \Phi \end{cases}$$

بنابراین کنترل کننده (۴-۱۵) را خواهیم داشت:

$$u = \frac{1}{\hat{g}(x)} [-\hat{f}(x) + x_d^{(n)} - k^T e - R(e^T pb|\theta_R)] \quad (۱۵-۴)$$

که $\theta_R = k_I$ می‌باشد.

۳-۲-۴. روابط مربوط به کنترل پیشنهادی (۴-۱۵)، با جمله انتگرالی:

تابع لیاپانوف زیر را تعریف می‌کنیم:

$$V = \frac{1}{2} e^T p e + \frac{1}{2\gamma_1} \bar{\theta}_R^T \bar{\theta}_R \quad (۱۶-۴)$$

$$\bar{\theta}_R = \theta_R^* - \theta_R$$

و از تابع لیاپانوف مشتق می‌گیریم:

$$\dot{V} = -\frac{1}{2} e^T Q e + e^T pb ([f(x) - \hat{f}(x)] + [g(x) - \hat{g}(x)] u_a + [d(t) - R(e^T pb|\theta_R)]) + e^T pb (R(e^T pb|\theta_R^*) - R(e^T pb|\theta_R)) + \frac{1}{\gamma_1} \bar{\theta}_R^T \dot{\bar{\theta}}_R$$

$$\dot{V} = -\frac{1}{2}e^T Q e + e^T p b ([f(x) - \hat{f}(x)] + [g(x) - \hat{g}(x)]u_a + \theta_R^T \varphi(e^T p b)) + e^T p b d(t) - R(e^T p b | \theta_R^*) + \frac{1}{\gamma_1} \widetilde{\theta}_R^T \dot{\widetilde{\theta}}_R$$

$$\dot{V} \leq -\frac{1}{2}e^T Q e + e^T p b (|[f(x) - \hat{f}(x)]| + |[g(x) - \hat{g}(x)]u_a|) + |e^T p b| |d(t)| - |R(e^T p b | \theta_R^*)| + \frac{1}{\gamma_1} \widetilde{\theta}_R^T (e^T p b \varphi(e^T p b) + \frac{1}{\gamma_1} \dot{\widetilde{\theta}}_R)$$

$$\dot{V} \leq -\frac{1}{2}e^T Q e + \frac{1}{\gamma_1} \widetilde{\theta}_R^T (e^T p b \varphi(e^T p b) + \frac{1}{\gamma_1} \dot{\widetilde{\theta}}_R) \quad (17-4)$$

در نتیجه خواهیم داشت:

$$\dot{\theta}_R = \gamma_1 e^T p b \varphi(e^T p b) \quad (18-4)$$

$$R(e^T p b | \theta_R) = \theta_R^T \varphi(e^T p b)$$

$$\varphi = \int e^T p b$$

۴-۲-۴. ضعف کنترل پیشنهادی (۴-۱۵)، با جمله انتگرالی :

• حذف لرزش و نوسانات بطور مطلوبی فراهم می گردد اما ممکن است همگرایی و ردیابی مسیر

مطلوب، چندان مناسب نباشد و یک خطای ماندگار ایجاد شود [۴۶].

برای حل با مشکل بالا می توانیم از یک جمله تناسبی- انتگرالی استفاده می کنیم [۴۶-۴۷]:

$$u = \frac{1}{\hat{g}(x)} [-\hat{f}(x) + x_d^{(n)} - k^T e - R(e^T p b | \theta_R)] \quad (19-4)$$

$$R(e^T p b | \theta_R) = \theta_R^T \varphi(e^T p b)$$

$$\theta_R = [\theta_{R1}, \theta_{R2}]^T = [k_P, k_I]^T \quad (20-4)$$

$$\varphi = [e^T p b, \int e^T p b]^T \quad (21-4)$$

در واقع محدوده جمله تناسبی- انتگرالی را می توان بصورت زیر نوشت :

$$R(e^T pb | \theta_R) = \begin{cases} k_P e^T pb + k_I \int e^T pb & |e^T pb| \leq \Phi \\ k_r \operatorname{sgn}(e^T pb) & |e^T pb| > \Phi \end{cases} \quad (22-4)$$

۴-۲-۵. ضعف کنترل پیشنهادی (۴-۱۹)، با جمله تناسبی - انتگرالی برای سیستم تعلیق :

- تعیین حدود برای اغتشاش خارجی
- البته همانطور که قبلا توضیح داده شد سیستم تعلیق مغناطیسی یک سیستم بسیار غیرخطی می باشد و تعیین معادلات ریاضی برای نیروی مغناطیسی آن بسیار دشوار می باشد. بنابراین در تخمین توابع $\hat{f}(x)$ و $\hat{g}(x)$ ممکن است با مشکلاتی در طراحی روبرو شویم.

❖ یک راه برای حل مشکل این است که ما توابع $\mathbf{f}(x)$ و $\mathbf{g}(x)$ در معادله (۴-۱) را

بوسیله فازی تطبیقی محاسبه می کنیم.

به همین علت کنترل فازی تطبیقی را پیشنهاد می دهیم.

۴-۳. کنترل فازی تطبیقی

کنترل کننده ای بصورت زیر تعریف می کنیم:

$$u = \frac{1}{\hat{g}(x|\theta_g)} [-\hat{f}(x|\theta_f) + x_d^{(n)} - k^T e - R(e^T pb | \theta_R)] \quad (23-4)$$

با توجه به توضیحات گفته شده دربخش (۴-۱-۳) و (۴-۱-۴) داریم:

$$R(e^T pb | \theta_R) = \theta_R^T \varphi(e^T pb)$$

$$\theta_R = [\theta_{R1}, \theta_{R2}]^T = [k_P, k_I]^T$$

$$\varphi = [e^T pb, \int e^T pb]^T$$

و با توجه به مطالب گفته شده دربخش (۲-۳-۶) و (۲-۳-۷) می توانیم بنویسیم:

$$\hat{f}(x|\theta_f) = \theta_f^T \xi(x)$$

$$\hat{g}(x|\theta_g) = \theta_g^T \eta(x)$$

و در نتیجه قوانین تعدیل زیر را داشتیم:

$$\dot{\theta}_f = \gamma_1 e^T p b \xi(x)$$

$$\dot{\theta}_g = \gamma_2 e^T p b \eta(x) u_I$$

همچنین برای تخمین فازی داریم:

$$\omega = \hat{f}(x|\theta_f^*) - f(x) + (\hat{g}(x|\theta_g^*) - g(x)) u_I$$

۴-۳-۱. روابط مربوط به کنترل فازی تطبیقی پیشنهادی (۴-۲۳):

باتوجه به نکات گفته شده در (۲-۳-۶) و (۲-۳-۷) دینامیک خطایی به صورت زیر خواهیم داشت:

$$\dot{e} = \Lambda e + b[f(x) - \hat{f}(x|\theta_f)] + b[g(x) - \hat{g}(x|\theta_g)]u_I + b[d(t) - R(e^T p b|\theta_R)]$$

$$b = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad \Lambda = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \dots & 0 & 1 \\ -k_n & -k_{n-1} & \dots & \dots & -k_1 \end{bmatrix}$$

$$\dot{e} = \Lambda e + b[\hat{f}(x|\theta_f^*) - \hat{f}(x|\theta_f)] + b[\hat{g}(x|\theta_g^*) - \hat{g}(x|\theta_g)]u_I + b[d(t) -$$

$$R(e^T p b|\theta_R)] + b\omega$$

$$\dot{e} = \Lambda e + b[\hat{f}(x|\theta_f^*) - \hat{f}(x|\theta_f)] + b[\hat{g}(x|\theta_g^*) - \hat{g}(x|\theta_g)]u_I + [R(e^T p b|\theta_R^*) -$$

$$R(e^T p b|\theta_R)] + b[d(t) - R(e^T p b|\theta_R^*)] + b\omega \quad (۴-۲۴)$$

بنابراین کاندیدای لیپانوف زیر را در نظر می‌گیریم:

$$V = \frac{1}{2} e^T p e + \frac{1}{2\gamma_1} \bar{\theta}_f^T \bar{\theta}_f + \frac{1}{2\gamma_2} \bar{\theta}_g^T \bar{\theta}_g + \frac{1}{2\gamma_3} \bar{\theta}_R^T \bar{\theta}_R \quad (۴-۲۵)$$

که در آن :

$$\widetilde{\theta}_f = \theta_f^* - \theta_f$$

$$\widetilde{\theta}_g = \theta_g^* - \theta_g$$

$$\widetilde{\theta}_R = \theta_R^* - \theta_R$$

و با توجه به توضیحات بخش‌های قبلی، از لیاپانوف مشتق می‌گیریم:

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -\frac{1}{2}e^T Q e + e^T p b \omega + \frac{1}{\gamma_1} \widetilde{\theta}_f^T [\dot{\theta}_f + \gamma_1 e^T p b \xi(x)] + \frac{1}{\gamma_2} \widetilde{\theta}_g^T [\dot{\theta}_g + \gamma_2 e^T p b \eta(x) u_I] + \\ & \frac{1}{\gamma_3} \widetilde{\theta}_R^T [\dot{\theta}_R + \gamma_3 e^T p b \varphi(e^T p b)] - e^T p b R(e^T p b |\theta_R^*|) + e^T p b d(t) \end{aligned} \quad (۲۶-۴)$$

بنابراین خواهیم داشت:

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & -\frac{1}{2}e^T Q e + e^T p b \omega + \frac{1}{\gamma_1} \widetilde{\theta}_f^T [\dot{\theta}_f + \gamma_1 e^T p b \xi(x)] + \frac{1}{\gamma_2} \widetilde{\theta}_g^T [\dot{\theta}_g + \gamma_2 e^T p b \eta(x) u_I] \\ & + \frac{1}{\gamma_3} \widetilde{\theta}_R^T [\dot{\theta}_R + \gamma_3 e^T p b \varphi(e^T p b)] - |e^T p b| |R(e^T p b |\theta_R^*|)| \\ & + |e^T p b| |d(t)| \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & -\frac{1}{2}e^T Q e + e^T p b \omega + \frac{1}{\gamma_1} \widetilde{\theta}_f^T [\dot{\theta}_f + \gamma_1 e^T p b \xi(x)] + \frac{1}{\gamma_2} \widetilde{\theta}_g^T [\dot{\theta}_g + \gamma_2 e^T p b \eta(x) u_I] + \\ & \frac{1}{\gamma_3} \widetilde{\theta}_R^T [\dot{\theta}_R + \gamma_3 e^T p b \varphi(e^T p b)] + |e^T p b| D - |e^T p b| D \end{aligned} \quad (۲۷-۴)$$

در نتیجه داریم:

$$\dot{V} \leq -\frac{1}{2}e^T Q e + e^T p b \omega \quad (۲۸-۴)$$

با توجه به توضیحات داده شده در بخش (۲-۳-۷)، از آنجاییکه $-\frac{1}{2}e^T Q e$ منفی می‌باشد و ما می‌توانیم سیستم‌های فازی را چنان انتخاب کنیم که خطای تقریب حداقل ω کوچک باشد، یک استراتژی خوب این است که قاعده تعدیل چنان انتخاب شود که عبارات آخر صفر شوند:

$$\dot{\theta}_f = \gamma_1 e^T p b \xi(x)$$

$$\dot{\theta}_g = \gamma_2 e^T p b \eta(x) u_f$$

$$\dot{\theta}_R = \gamma_3 e^T p b \varphi(e^T p b) \quad (29-4)$$

$$R(e^T p b | \theta_R) = \begin{cases} k_p e^T p b + k_I \int e^T p b & |e^T p b| \leq \Phi \\ D \operatorname{sgn}(e^T p b) & |e^T p b| > \Phi \end{cases} \quad (30-4)$$

۲-۳-۴. ضعف کنترل فازی تطبیقی پیشنهادی (۲۳-۴):

- ما باید سیستم‌های فازی را چنان انتخاب کنیم که خطای تقریب حداقل ω کوچک باشد. یک ایده برای رفع این مشکل و حفظ پایداری، استفاده از کنترل نظارتی تخمینگر خطای تقریب است.

۳-۳-۴. کنترل نظارتی تخمین‌گر

قانون کنترل زیر را در نظر می‌گیریم [۴۸]:

$$u = u_c + u_s \quad (31-4)$$

که در واقع u_c کنترل کننده ما، و u_s کنترل نظارتی پیشنهادی است:

$$u_c = \frac{1}{\hat{g}(x|\theta_g)} \left[-\hat{f}(x|\theta_f) + x_d^{(n)} - k^T e - R(s|\theta_R) \right] \quad (32-4)$$

$$u_s = \frac{\hat{\omega}}{\hat{g}(x|\theta_g)} \quad (33-4)$$

در نتیجه کنترل کننده‌ای بصورت زیر داریم:

$$u = \frac{1}{\hat{g}(x|\theta_g)} \left[-\hat{f}(x|\theta_f) + y_m^{(n)} - k^T e - R(s|\theta_R) \right] - \frac{\hat{\omega}}{\hat{g}(x|\theta_g)} \quad (34-4)$$

که $\hat{\omega}$ ، تخمینی از ω می‌باشد.

۴-۳-۴. روابط مربوط به کنترل نظارتی تخمین‌گر (۳۴-۴):

$$\dot{e} = \Lambda e + b[f(x) - \hat{f}(x|\theta_f)] + [g(x) - \hat{g}(x|\theta_g)]u + b[d(t) - R(e^T p b|\theta_R)]$$

$$\dot{e} = \Lambda e + b[\hat{f}(x|\theta_f^*) - \hat{f}(x|\theta_f)] + b[\hat{g}(x|\theta_g^*) - \hat{g}(x|\theta_g)]u + b[d(t) - R(e^T p b|\theta_R)] + b\omega - b\hat{\omega}$$

$$\dot{e} = \Lambda e + b[\hat{f}(x|\theta_f^*) - \hat{f}(x|\theta_f)] + b[\hat{g}(x|\theta_g^*) - \hat{g}(x|\theta_g)]u + [R(e^T p b|\theta_R^*) - R(e^T p b|\theta_R)] + b[d(t) - R(e^T p b|\theta_R^*)] + b\omega - b\hat{\omega} \quad (35-4)$$

تابع لیپانوفی به صورت زیر پیشنهاد می‌دهیم:

$$V = \frac{1}{2} e^T p e + \frac{1}{2\gamma_1} \tilde{\theta}_f^T \tilde{\theta}_f + \frac{1}{2\gamma_2} \tilde{\theta}_g^T \tilde{\theta}_g + \frac{1}{2\gamma_3} \tilde{\theta}_R^T \tilde{\theta}_R + \frac{1}{2\gamma_4} \tilde{\omega}^2 \quad (36-4)$$

که مقادیر زیر را داریم:

$$\tilde{\theta}_f = \theta_f^* - \theta_f$$

$$\tilde{\theta}_g = \theta_g^* - \theta_g$$

$$\tilde{\theta}_R = \theta_R^* - \theta_R$$

$$\tilde{\omega} = \omega - \hat{\omega}$$

از تابع لیپانوف مشتق می‌گیریم:

$$\begin{aligned}
\dot{V} = & -\frac{1}{2}e^T Q e + e^T p b \omega - e^T p b \hat{\omega} + \frac{1}{\gamma_1} \tilde{\theta}_f^T [\dot{\theta}_f + \gamma_1 e^T p b \xi(x)] \\
& + \frac{1}{\gamma_2} \tilde{\theta}_g^T [\dot{\theta}_g + \gamma_2 e^T p b \eta(x) u_I] + \frac{1}{\gamma_3} \tilde{\theta}_R^T [\dot{\theta}_R + \gamma_3 e^T p b \varphi(e^T p b)] \\
& + \frac{1}{\gamma_4} \tilde{\omega} \dot{\tilde{\omega}} - e^T p b R(e^T p b | \theta_R^*) + e^T p b d(t)
\end{aligned} \tag{۳۷-۴}$$

$$\begin{aligned}
\dot{V} \leq & -\frac{1}{2}e^T Q e + e^T p b \omega - e^T p b \hat{\omega} + \frac{1}{\gamma_1} \tilde{\theta}_f^T [\dot{\theta}_f + \gamma_1 e^T p b \xi(x)] + \\
& \frac{1}{\gamma_2} \tilde{\theta}_g^T [\dot{\theta}_g + \gamma_2 e^T p b \eta(x) u_I] + \frac{1}{\gamma_3} \tilde{\theta}_R^T [\dot{\theta}_R + \gamma_3 e^T p b \varphi(e^T p b)] + \frac{1}{\gamma_4} \tilde{\omega} \dot{\tilde{\omega}} - \\
& |e^T p b R|(e^T p b | \theta_R^*)| + |e^T p b||d(t)|
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\dot{V} \leq & -\frac{1}{2}e^T Q e + \frac{1}{\gamma_1} \tilde{\theta}_f^T [\dot{\theta}_f + \gamma_1 e^T p b \xi(x)] + \\
& \frac{1}{\gamma_2} \tilde{\theta}_g^T [\dot{\theta}_g + \gamma_2 e^T p b \eta(x) u_I] + \frac{1}{\gamma_3} \tilde{\theta}_R^T [\dot{\theta}_R + \gamma_3 e^T p b \varphi(e^T p b)] + \frac{1}{\gamma_4} \tilde{\omega} [\gamma_4 e^T p b + \dot{\tilde{\omega}}] + \\
& |e^T p b| D - |e^T p b| D
\end{aligned} \tag{۳۸-۴}$$

فرض می‌کنیم که حد بالای $R(e^T p b | \theta_R^*)$ برابر با D باشد [۴۶-۴۷].

با توجه به روابط نوشته شده، قوانین تطبیقی بصورت زیر خواهیم داشت:

$$\begin{aligned}
\dot{\theta}_f &= \gamma_1 e^T p b \xi(x) \\
\dot{\theta}_g &= \gamma_2 e^T p b \eta(x) u_I \\
\dot{\theta}_R &= \gamma_3 e^T p b \varphi(e^T p b) \\
\dot{\omega} &= \gamma_4 e^T p b
\end{aligned} \tag{۳۹-۴}$$

۵-۳-۴. ضعف کنترل پیشنهادی با تخمین گر (۴-۳۴) :

• همانطور که در رابطه (۴-۳۰) دیده می‌شود، ما همچنان نیاز به این داریم که حد بالای

اغتشاش خارجی یعنی D را بدانیم

$$R(e^T pb | \theta_R) = \begin{cases} k_p e^T pb + k_I \int e^T pb & |e^T pb| \leq \Phi \\ D \operatorname{sgn}(e^T pb) & |e^T pb| > \Phi \end{cases}$$

بنابراین ما می‌توانیم بوسیله قوانین تطبیق حد بالای اغتشاش را تخمین بزنیم [۴۹-۵۰].

۶-۳-۴. تخمین حد بالای اغتشاش:

اگر D حد بالای اغتشاش و δ حد بالای خطای تخمین فازی ω باشد [۴۳،۵۱]:

$$|d(t)| \leq D \quad (۴۰-۴)$$

$$|\omega| \leq \delta \quad (۴۱-۴)$$

بنابراین اگر رابطه زیر را برای آن بنویسیم:

$$D_\omega = D + \delta \quad \text{و} \quad \widehat{D}_\omega = \widehat{D} + \widehat{\delta} \quad (۴۲-۴)$$

می‌توانیم رابطه (۴-۳۰) را با رابطه (۴-۴۳) جایگزین کنیم:

$$R(e^T pb | \theta_R) = \begin{cases} k_p e^T pb + k_I \int e^T pb & |e^T pb| \leq \Phi \\ D_\omega \operatorname{sgn}(e^T pb) & |e^T pb| > \Phi \end{cases} \quad (۴۳-۴)$$

و تابع لیاپانوفی به صورت زیر پیشنهاد می‌دهیم:

$$V = \frac{1}{2} e^T p e + \frac{1}{2\gamma_1} \widetilde{\theta}_f^T \widetilde{\theta}_f + \frac{1}{2\gamma_2} \widetilde{\theta}_g^T \widetilde{\theta}_g + \frac{1}{2\gamma_3} \widetilde{\theta}_R^T \widetilde{\theta}_R + \frac{1}{2\gamma_4} \widehat{D}_\omega^2 \quad (۴۴-۴)$$

که در آن داریم :

$$\widetilde{\theta}_f = \theta_f^* - \theta_f$$

$$\widetilde{\theta}_g = \theta_g^* - \theta_g$$

$$\widetilde{\theta}_R = \theta_R^* - \theta_R$$

$$\widetilde{D}_\omega = D_\omega - \widehat{D}_\omega$$

با مشتق گیری از تابع لیپانوف داریم:

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -\frac{1}{2}e^T Q e + e^T p b \omega + \frac{1}{\gamma_1} \widetilde{\theta}_f^T [\dot{\theta}_f + \gamma_1 e^T p b \xi(x)] + \frac{1}{\gamma_2} \widetilde{\theta}_g^T [\dot{\theta}_g + \gamma_2 e^T p b \eta(x) u_I] \\ & + \frac{1}{\gamma_3} \widetilde{\theta}_R^T [\dot{\theta}_R + \gamma_3 e^T p b \varphi(e^T p b)] + \frac{1}{\gamma_4} \widetilde{D}_\omega \dot{\widehat{D}}_\omega - e^T p b R(e^T p b | \theta_R^*) \\ & + e^T p b d(t) \end{aligned} \quad (45-4)$$

$$\dot{V} \leq$$

$$\begin{aligned} & -\frac{1}{2}e^T Q e + \frac{1}{\gamma_1} \widetilde{\theta}_f^T [\dot{\theta}_f + \gamma_1 e^T p b \xi(x)] + \frac{1}{\gamma_2} \widetilde{\theta}_g^T [\dot{\theta}_g + \gamma_2 e^T p b \eta(x) u_I] + \\ & \frac{1}{\gamma_3} \widetilde{\theta}_R^T [\dot{\theta}_R + \gamma_3 e^T p b \varphi(e^T p b)] + \frac{1}{\gamma_4} \widetilde{D}_\omega \dot{\widehat{D}}_\omega + |e^T p b| |\omega| + |e^T p b| |d(t)| - \\ & |e^T p b| |R(e^T p b | \theta_R^*)| \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & -\frac{1}{2}e^T Q e + \frac{1}{\gamma_1} \widetilde{\theta}_f^T [\dot{\theta}_f + \gamma_1 e^T p b \xi(x)] + \frac{1}{\gamma_2} \widetilde{\theta}_g^T [\dot{\theta}_g + \gamma_2 e^T p b \eta(x) u_I] \\ & + \frac{1}{\gamma_3} \widetilde{\theta}_R^T [\dot{\theta}_R + \gamma_3 e^T p b \varphi(e^T p b)] + \frac{1}{\gamma_4} \widetilde{D}_\omega \dot{\widehat{D}}_\omega + |e^T p b| D_\omega - |e^T p b| \widehat{D}_\omega \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & -\frac{1}{2}e^T Q e + \frac{1}{\gamma_1} \widetilde{\theta}_f^T [\dot{\theta}_f + \gamma_1 e^T p b \xi(x)] + \frac{1}{\gamma_2} \widetilde{\theta}_g^T [\dot{\theta}_g + \gamma_2 e^T p b \eta(x) u_I] \\ & + \frac{1}{\gamma_3} \widetilde{\theta}_R^T [\dot{\theta}_R + \gamma_3 e^T p b \varphi(e^T p b)] + \frac{1}{\gamma_4} \widetilde{D}_\omega [\dot{\widehat{D}}_\omega + |e^T p b|] \end{aligned}$$

در نتیجه خواهیم داشت:

$$\dot{V} \leq -\frac{1}{2}e^T Q e \leq 0 \quad (46-4)$$

با توجه به ، در معادلات بالا چون Q مثبت تعیین است، طبق $\dot{V}, \dot{V} \leq -\frac{1}{2}e^T Q e \leq 0$ منفی نیمه معین است ($v(t) \leq v(0)$) بنابراین $e^T p b$ و $e(t)$ و $\bar{\theta}_f$ و $\bar{\theta}_g$ و $\bar{\theta}_R$ و \bar{D}_ω کراندارند و V نیز کراندار است. می توانیم بنویسیم [43, 47, 52, 53]

$$-\frac{1}{2}e^T Q e \leq -\frac{1}{2}\lambda_{\min}(Q)|e|^2 \quad (47-4)$$

λ_{\min} کوچکترین مقدار ویژه ماتریس Q است. با انتگرالگیری از دو طرف معادله (47-4) داریم:

$$\int_0^t |e|^2 d\tau \leq \frac{V(0) - V(\infty)}{\frac{1}{2}\lambda_{\min}(Q)} \quad (48-4)$$

در نتیجه سمت راست معادله محدود است و نیز \dot{e} محدود است و بر اساس لم باربالات¹ خواهیم داشت:

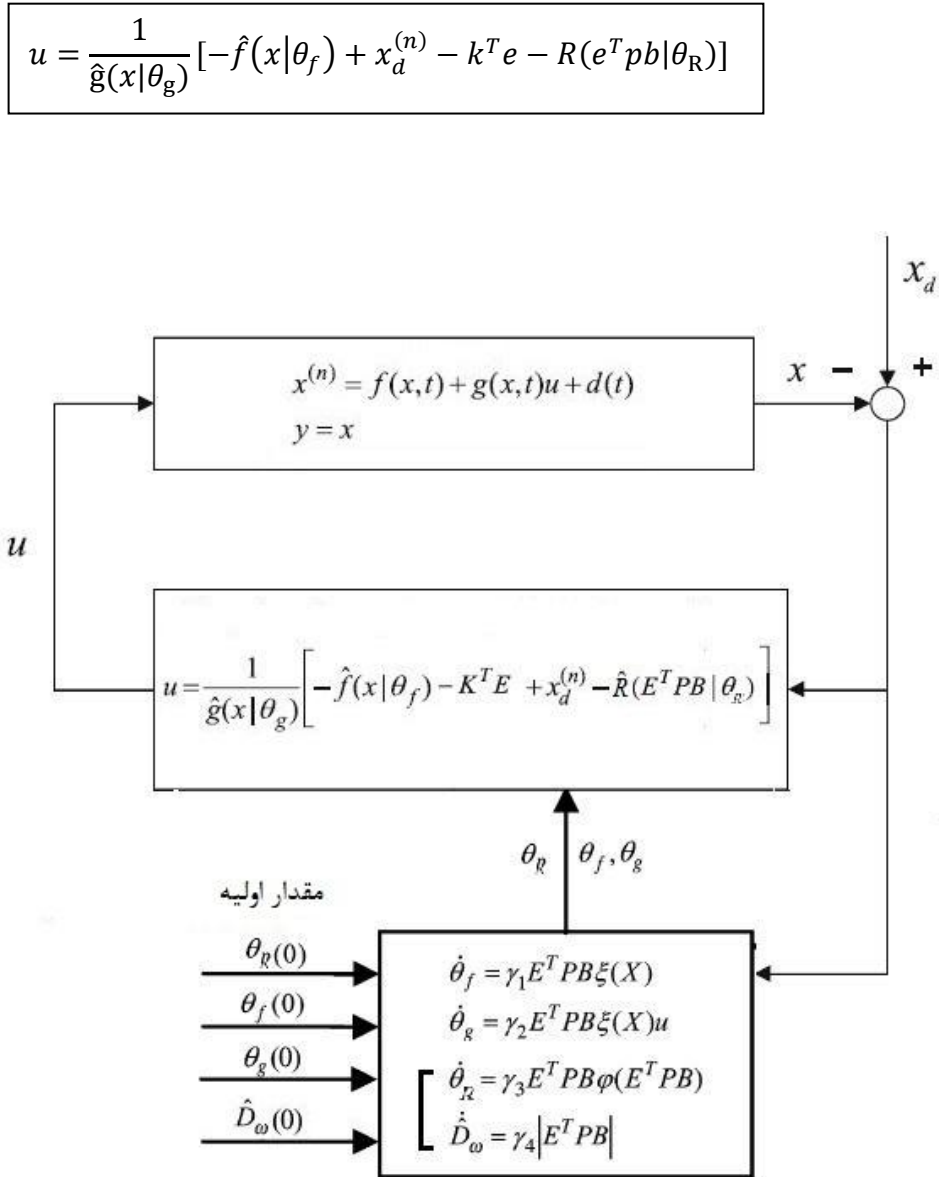
$$\lim_{t \rightarrow \infty} |e(t)| \rightarrow 0 \quad (49-4)$$

با توجه به روابط نوشته شده، قوانین تطبیقی کنترل پیشنهادی مطلوب بصورت زیر خواهد بود:

$$\begin{aligned} \dot{\theta}_f &= \gamma_1 e^T p b \xi(x) & (50-4) \\ \dot{\theta}_g &= \gamma_2 e^T p b \eta(x) u_I & (51-4) \\ \dot{R}(e^T p b | \theta_R) &= \gamma_2 e^T p b \eta(x) u_I & (52-4) \\ \dot{\bar{D}}_\omega &= \gamma_4 |e^T p b| & (53-4) \end{aligned}$$

1-Barbalat

شکل (۳-۴) بلوگ دیاگرام کنترل پیشنهادی (۲۳-۴) را نشان می‌دهد.



شکل ۳-۴. بلوگ دیاگرام کنترل پیشنهادی (۲۳-۴)

بخش چهارم: کنترل فازی تطبیقی غیر مستقیم

۴-۴. کنترل حالت لغزشی

۴-۴-۱. ضعف کنترل حالت لغزشی (۴-۵۸)

۴-۴-۲. روابط مربوط به کنترل فازی تطبیقی پیشنهادی (۴-۵۹)

۴-۴-۳. ضعف کنترل فازی تطبیقی پیشنهادی (۴-۵۹)

۴-۴. کنترل حالت لغزشی

ابتدا به توضیح مختصری از کنترل مد لغزشی می پردازیم:

کنترل مد لغزشی یک روش کنترل غیر خطی است که استراتژی کنترل را در برابر عدم قطعیت‌ها تضمین می کند. در این روش پایداری بوسیله نگه داشتن حالت‌های سیستم روی سطح لغزش بدست می آید. فرض کنید یک سیستم غیرخطی مرتبه n ام تک ورودی- تک خروجی که بوسیله معادلات دیفرانسیل زیر بیان می شود، f و g توابع ناشناخته و u و y به ترتیب ورودی و خروجی سیستم باشند. همچنین d اغتشاش بیرونی وارد شده است.

$$x^{(n)} = f(x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)}) + g(x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)})u + d(t) \quad (۵۳-۴)$$

$$y=x \quad (۵۴-۴)$$

و $X = (x_1, x_2, \dots, x_n)^T = (x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)})^T$ بردار حالت سیستم است که فرض می شود قابل اندازه گیری باشد. برای اینکه رابطه (۵۸-۴) کنترل پذیر باشد باید $g(x) \neq 0$ همچنین $|d(t)| \leq D$ باشد، که D یک مقدار ثابت و مثبت است. توابع $f(x)$ و $g(x)$ در سیستم غیر خطی بوده و نامعلوم فرض می کردند، ما با یک سیستم غیر خطی تک ورودی و تک خروجی روبرو هستیم. همانطور که قبلا نیز گفتیم، در حالت خاص فرض کنید :

$$k = (k_n, \dots, k_1) \text{ و } e = (e, \dot{e}, \dots, e^{n-1})^T \text{ و } e = y - x_d = x - x_d$$

کنترل لغزشی را می توان در سیستم‌های که تابع f و g در آنها محدود بوده اما به طور دقیق مشخص نیستند به کار می رود. بنابراین فرض می کنیم خطای تخمین تابع f زیر باشد:

$$|f(x) - \hat{f}(x)| \leq F \quad (۵۵-۴)$$

$$|g(x) - \hat{g}(x)| \leq G \quad (۵۶-۴)$$

که \hat{f} تخمینی از f و F حد بالای اختلافشان است، همچنین \hat{g} تخمینی از g و G حد بالای اختلافشان می‌باشد.

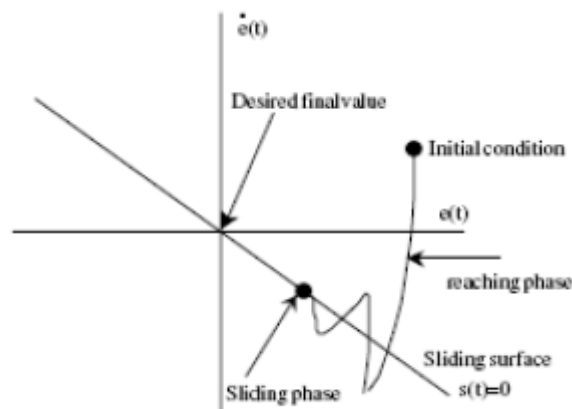
سطح لغزشی به صورت زیر تعریف می‌کنیم :

$$s(t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{n-1} \cdot e(t) \quad (57-4)$$

طبق شکل ۴-۴ در این روش پایداری بوسیله نگه داشتن حالت‌های سیستم روی سطح لغزش بدست می‌آید.

ما می‌توانیم کنترل کننده‌ای بصورت زیر پیشنهاد می‌دهیم :

$$u = \frac{1}{\hat{g}(x)} [-\hat{f}(x) + x_d^{(n)} - \sum_{i=1}^{n-1} \lambda_i e^{(i)} - k_r \text{sgn}(s)] \quad (58-4)$$



شکل ۴-۴. سطح لغزش S

۴-۴-۱. ضعف کنترل حالت لغزشی (۵۸-۴) :

- تعیین تقریب برای $\hat{f}(x)$ و $\hat{g}(x)$ و حد اغتشاش خارجی
- ایجاد لرزش و نوسانات ناخواسته در سیستم، به علت تحریک دینامیک‌های مدل نشده

اما با توجه به مطالب گفته شده (۶-۳-۲) و (۷-۳-۲)، ما قصد داریم توابع $\hat{f}(x)$ و $\hat{g}(x)$ را با استفاده از فازی تطبیقی بدست آوریم. بنابراین کنترل کننده‌ای بصورت زیر پیشنهاد می‌دهیم [۴۶]:

$$u = \frac{1}{\hat{g}(x|\theta_g)} [-\hat{f}(x|\theta_f) + x_d^{(n)} - \sum_{i=1}^{n-1} \lambda_i e^{(i)} - R(s|\theta_R)] \quad (۵۹-۴)$$

بنابراین با توجه به مطالب گفته شده (۶-۳-۲) و (۷-۳-۲):

$$\hat{f}(x|\theta_f) = \theta_f^T \xi(x)$$

$$\hat{g}(x|\theta_g) = \theta_g^T \eta(x)$$

و در نتیجه قوانین تعدیل زیر را داشتیم:

$$\dot{\theta}_f = \gamma_1 s \xi(x)$$

$$\dot{\theta}_g = \gamma_2 s \xi(x) u_l$$

و یک جمله تناسبی-انتگرالی بصورت زیر:

$$R(s|\theta_R) = \theta_R^T \varphi(s)$$

$$\theta_R = [\theta_{R1}, \theta_{R2}]^T = [k_p, k_I]^T \quad (۶۰-۴)$$

$$\varphi = [s, \int s]^T \quad (۶۱-۴)$$

همچنین خطای تخمین فازی بصورت زیر داشتیم:

$$\omega = \hat{f}(x|\theta_f^*) - f(x) + (\hat{g}(x|\theta_g^*) - g(x)) u_l$$

در واقع محدوده جمله مقاوم تناسبی- انتگرالی را می توان بصورت زیر نوشت :

$$R(s|\theta_R) = \begin{cases} k_P s + k_I \int s & |s| \leq \Phi \\ (D + \eta) \operatorname{sgn}(s) & |s| > \Phi \end{cases} \quad (۶۲-۴)$$

۲-۴-۴. روابط مربوط به کنترل فازی تطبیقی پیشنهادی (۴-۵۹):

باتوجه به نکات گفته شده در بخش (۴-۳)، خواهیم داشت [۴۶]:

$$\begin{aligned} \dot{S} &= \sum_{i=1}^{n-1} \lambda_i e^{(i)} + x^{(n)} - x_d^{(n)} = \sum_{i=1}^{n-1} \lambda_i e^{(i)} + f(x) + g(x)u + d(t) - x_d^{(n)} \\ &= \sum_{i=1}^{n-1} \lambda_i e^{(i)} + f(x) - \hat{f}(x) + (g(x) - \hat{g}(x))u - \sum_{i=1}^{n-1} \lambda_i e^{(i)} - R(s|\theta_R) + d(t) \\ &= f(x) - \hat{f}(x|\theta_f) + (g(x) - \hat{g}(x|\theta_g))u - R(s|\theta_R) + d(t) + \omega \\ &= \hat{f}(x|\theta_f^*) - \hat{f}(x|\theta_f) + (\hat{g}(x|\theta_g^*) - \hat{g}(x|\theta_g))u - R(s|\theta_R) + R(s|\theta_R^*) - \\ &R(s|\theta_R^*) + d(t) + \omega \end{aligned} \quad (۶۳-۴)$$

$$\dot{S} = \bar{\theta}_f^T \xi(x) + \bar{\theta}_g^T \xi(x) \cdot u + \bar{\theta}_R^T \varphi(s) - R(s|\theta_R^*) + d(t) + \omega \quad (۶۴-۴)$$

بنابراین کاندیدای لیاپانوفی بصورت زیر را در نظر می گیریم :

$$V = \frac{1}{2} S^2 + \frac{1}{2\gamma_1} \bar{\theta}_f^T \bar{\theta}_f + \frac{1}{2\gamma_2} \bar{\theta}_g^T \bar{\theta}_g + \frac{1}{2\gamma_3} \bar{\theta}_R^T \bar{\theta}_R \quad (۶۵-۴)$$

که در آن داریم:

$$\bar{\theta}_f = \theta_f^* - \theta_f$$

$$\bar{\theta}_g = \theta_g^* - \theta_g$$

$$\widetilde{\theta}_R = \theta_R^* - \theta_R$$

و با توجه به توضیحات بخش‌های قبلی، از لیاپانوف مشتق می‌گیریم:

$$\dot{V} = s\dot{s} + \frac{1}{\gamma_1} \widetilde{\theta}_f^T \dot{\widetilde{\theta}}_f + \frac{1}{\gamma_2} \widetilde{\theta}_g^T \dot{\widetilde{\theta}}_g + \frac{1}{\gamma_3} \widetilde{\theta}_R^T \dot{\widetilde{\theta}}_R \quad (۶۶-۴)$$

$$\begin{aligned} &= s(\widetilde{\theta}_f^T \xi(x) + \widetilde{\theta}_g^T \xi(x).u + \widetilde{\theta}_R^T \varphi(s) - R(s|\theta_R^*) + d(t) + \omega) + \frac{1}{\gamma_1} \widetilde{\theta}_f^T \dot{\widetilde{\theta}}_f \\ &\quad + \frac{1}{\gamma_2} \widetilde{\theta}_g^T \dot{\widetilde{\theta}}_g + \frac{1}{\gamma_3} \widetilde{\theta}_R^T \dot{\widetilde{\theta}}_R \\ &= s \widetilde{\theta}_f^T \xi(x) + \frac{1}{\gamma_1} \widetilde{\theta}_f^T \dot{\widetilde{\theta}}_f + s \widetilde{\theta}_g^T \xi(x).u + \frac{1}{\gamma_2} \widetilde{\theta}_g^T \dot{\widetilde{\theta}}_g + s \widetilde{\theta}_R^T \varphi(s) + \frac{1}{\gamma_3} \widetilde{\theta}_R^T \dot{\widetilde{\theta}}_R \\ &\quad - sR(s|\theta_R^*) + sd(t) + s\omega \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \frac{1}{\gamma_1} \widetilde{\theta}_f^T (\gamma_1 s \xi(x) + \dot{\theta}_f) + \frac{1}{\gamma_2} \widetilde{\theta}_g^T (\gamma_2 s \xi(x)u + \dot{\theta}_g) + \frac{1}{\gamma_3} \widetilde{\theta}_R^T (\gamma_3 s \varphi(s) + \\ &\quad \dot{\theta}_R) - sR(s|\theta_R^*) + sd(t) + s\omega \end{aligned} \quad (۶۷-۴)$$

فرض می‌کنیم که حد بالای $R(S|\theta_R^*)$ برابر با D باشد:

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq \frac{1}{\gamma_1} \widetilde{\theta}_f^T (\gamma_1 s \xi(x) + \dot{\theta}_f) + \frac{1}{\gamma_2} \widetilde{\theta}_g^T (\gamma_2 s \xi(x)u + \dot{\theta}_g) + \frac{1}{\gamma_3} \widetilde{\theta}_R^T (\gamma_3 s \varphi(s) \\ &\quad + \dot{\theta}_R) - s(D + \eta)sgn(s) + sd(t) + s\omega \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq \frac{1}{\gamma_1} \widetilde{\theta}_f^T (\gamma_1 s \xi(x) + \dot{\theta}_f) + \frac{1}{\gamma_2} \widetilde{\theta}_g^T (\gamma_2 s \xi(x)u + \dot{\theta}_g) + \frac{1}{\gamma_3} \widetilde{\theta}_R^T (\gamma_3 s \varphi(s) + \\ &\quad \dot{\theta}_R) - \eta|s| + s\omega \end{aligned} \quad (۶۸-۴)$$

در نتیجه خواهیم داشت:

$$\dot{V} \leq -\eta|s| + s\omega \quad (۶۹-۴)$$

با توجه به توضیحات داده شده در بخش‌های قبل، از آنجاییکه $-\eta|s|$ منفی می‌باشد و ما می‌توانیم سیستم‌های فازی را چنان انتخاب کنیم که خطای تقریب حداقل ω کوچک باشد

، یک استراتژی خوب این است که قاعده تعدیل چنان انتخاب شود که عبارات آخر صفر شوند :

$$\dot{\theta}_f = \gamma_1 s \xi(x)$$

$$\dot{\theta}_g = \gamma_2 s \xi(x) u_I$$

$$\dot{\theta}_R = \gamma_3 s \varphi(S) \quad (70-4)$$

۳-۴-۴. ضعف کنترل پیشنهادی (۴-۵۹):

• ما باید سیستم‌های فازی را چنان انتخاب کنیم که خطای تقریب حداقل ω کوچک باشد
با توجه به نکات گفته شده در بخش (۴-۳-۶) می‌توانیم روابطی بصورت زیر تعریف کنیم تا بر مشکلات پیش بینی شده در طراحی کنترل کننده غلبه کنیم:

$$D_\omega = D + \delta$$

که D همان حد بالای اغتشاش و δ حد بالای خطای تخمین فازی ω است.

$$|d(t)| \leq D \quad (71-4)$$

$$|\omega| \leq \delta \quad (72-4)$$

و تابع لیاپانوفی به صورت زیر پیشنهاد می‌دهیم:

$$V = \frac{1}{2} S^2 + \frac{1}{2\gamma_1} \widetilde{\theta}_f^T \widetilde{\theta}_f + \frac{1}{2\gamma_2} \widetilde{\theta}_g^T \widetilde{\theta}_g + \frac{1}{2\gamma_3} \widetilde{\theta}_R^T \widetilde{\theta}_R + \frac{1}{2\gamma_4} \widetilde{D}_\omega^2 \quad (73-4)$$

که در آن داریم :

$$\widetilde{\theta}_f = \theta_f^* - \theta_f$$

$$\widetilde{\theta}_g = \theta_g^* - \theta_g$$

$$\widetilde{\theta}_R = \theta_R^* - \theta_R$$

$$\widetilde{D}_\omega = D_\omega - \widehat{D}_\omega$$

با مشتق گیری از تابع لیاپانوف داریم:

$$\dot{V} = s\dot{s} + \frac{1}{\gamma_1} \bar{\theta}_f^T \dot{\bar{\theta}}_f + \frac{1}{\gamma_2} \bar{\theta}_g^T \dot{\bar{\theta}}_g + \frac{1}{\gamma_3} \bar{\theta}_R^T \dot{\bar{\theta}}_R + \frac{1}{\gamma_4} \bar{D}_\omega \dot{\bar{D}}_\omega \quad (74-4)$$

$$\begin{aligned} &= s \left(\bar{\theta}_f^T \xi(x) + \bar{\theta}_g^T \xi(x).u + \bar{\theta}_R^T \varphi(s) - R(s|\theta_R^*) + d(t) + \omega \right) + \frac{1}{\gamma_1} \bar{\theta}_f^T \dot{\bar{\theta}}_f \\ &\quad + \frac{1}{\gamma_2} \bar{\theta}_g^T \dot{\bar{\theta}}_g + \frac{1}{\gamma_3} \bar{\theta}_R^T \dot{\bar{\theta}}_R + \frac{1}{\gamma_4} \bar{D}_\omega \dot{\bar{D}}_\omega \\ &= s \bar{\theta}_f^T \xi(x) + \frac{1}{\gamma_1} \bar{\theta}_f^T \dot{\bar{\theta}}_f + s \bar{\theta}_g^T \xi(x).u + \frac{1}{\gamma_2} \bar{\theta}_g^T \dot{\bar{\theta}}_g + s \bar{\theta}_R^T \varphi(s) + \frac{1}{\gamma_3} \bar{\theta}_R^T \dot{\bar{\theta}}_R \\ &\quad + s\omega + \frac{1}{\gamma_4} \bar{D}_\omega \dot{\bar{D}}_\omega - sR(s|\theta_R^*) + sd(t) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq \frac{1}{\gamma_1} \bar{\theta}_f^T (\gamma_1 s \xi(x) + \dot{\bar{\theta}}_f) + \frac{1}{\gamma_2} \bar{\theta}_g^T (\gamma_2 s \xi(x)u + \dot{\bar{\theta}}_g) + \frac{1}{\gamma_3} \bar{\theta}_R^T (\gamma_R s \varphi(s) + \\ &\quad \dot{\bar{\theta}}_R) + |s|\omega + \frac{1}{\gamma_4} \bar{D}_\omega \dot{\bar{D}}_\omega - |s|R(s|\theta_R^*) + |s|d(t) \end{aligned} \quad (75-4)$$

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq \frac{1}{\gamma_1} \bar{\theta}_f^T (\gamma_1 s \xi(x) + \dot{\bar{\theta}}_f) + \frac{1}{\gamma_2} \bar{\theta}_g^T (\gamma_2 s \xi(x)u + \dot{\bar{\theta}}_g) + \frac{1}{\gamma_3} \bar{\theta}_R^T (\gamma_R s \varphi(s) + \\ &\quad \dot{\bar{\theta}}_R) + \frac{1}{\gamma_4} \bar{D}_\omega \dot{\bar{D}}_\omega + |s|D_\omega - |s|\bar{D}_\omega - \eta|s| \end{aligned}$$

$$\boxed{\dot{V} \leq -\eta|s|} \quad (76-4)$$

طبق [۵۴, ۴۶] و نکات گفته شده در بخش ۴-۱، $v(t) \leq v(0)$ و همچنین s محدود است، با محدود بودن \dot{x}_d و \ddot{x}_d و رابطه سطح لغزش (۴-۶۲)، محدود بودن \dot{s} نتیجه می‌شود.

با انتگرال گیری از رابطه (۴-۸۱) داریم:

$$\int_0^t \frac{1}{2} - \eta|s| d\tau \leq -v(t) + v(0) \leq \infty$$

در اینصورت طبق لم باربالات داریم: $\lim_{t \rightarrow \infty} \dot{s} \rightarrow 0$ که همگرایی حالت‌ها به سطح لغزش را تضمین می‌کند.

با توجه به روابط نوشته شده، قوانین تطبیقی بصورت زیر خواهیم داشت:

$$\dot{\theta}_f = \gamma_1 s \xi(x) \quad (77-4)$$

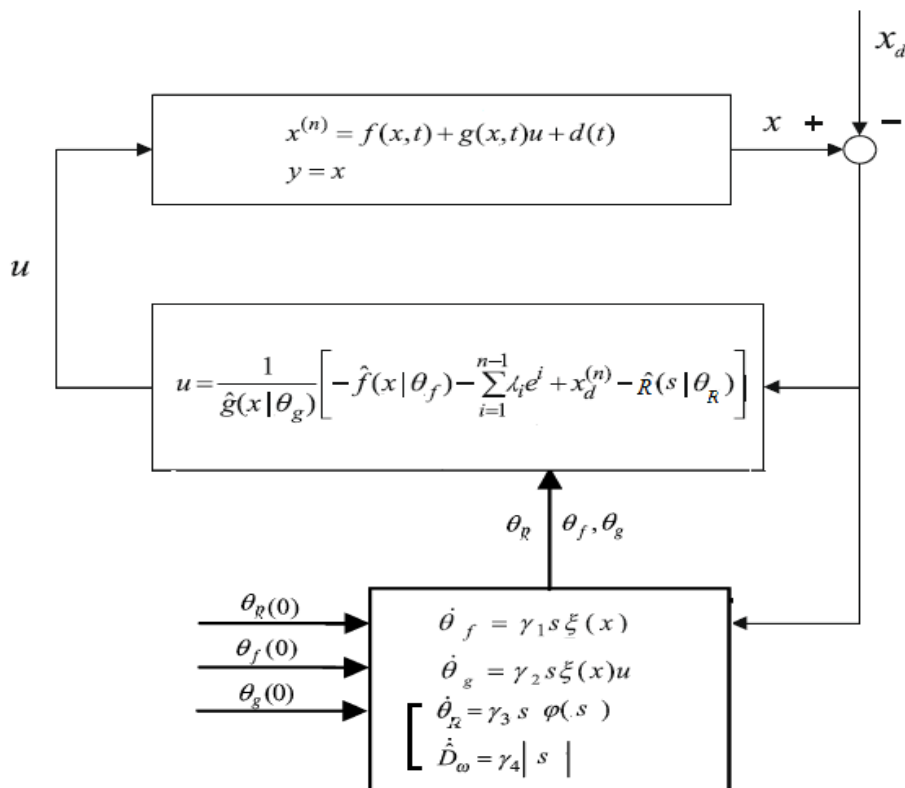
$$\dot{\theta}_g = \gamma_2 s \eta(x) u_I \quad (78-4)$$

$$\dot{\theta}_R = \gamma_3 s \varphi(s) \quad (79-4)$$

$$\dot{D}_\omega = \gamma_4 |s| \quad (80-4)$$

شکل (۵-۴) بلوک دیاگرام کنترل پیشنهادی (۵۹-۴) را نشان می‌دهد.

$$u = \frac{1}{\hat{g}(x|\theta_g)} \left[-\hat{f}(x|\theta_f) + x_d^{(n)} - \sum_{i=1}^{n-1} \lambda_i e^{(i)} - R(s|\theta_R) \right]$$



شکل ۵-۴. بلوک دیاگرام کنترل پیشنهادی (۵۹-۴)

بخش پنجم : نتایج شبیه سازی و مقایسه

۱-۵. تعریف مسئله

۲-۵. بررسی نتایج کنترل کننده (۳-۴)

۳-۵. بررسی نتایج کنترل کننده با تابع اشباع

۴-۵. بررسی نتایج کنترل کننده (۱۹-۴)

۵-۵. بررسی نتایج کنترل فازی تطبیقی (۲۳-۴)

۶-۵. نتایج شبیه سازی به ازای مسیر مطلوب دیگر برای کنترل کننده (۲۳-۴)

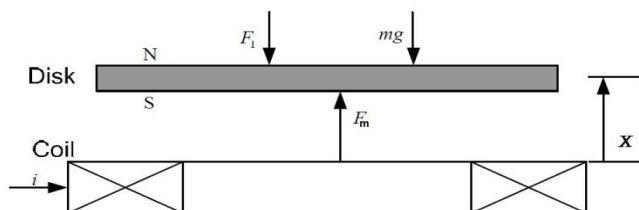
۷-۵. نتایج شبیه سازی به ازای سیستم با دو ورودی و دو خروجی

۸-۵. بررسی نتایج مربوط به کنترل پیشنهادی (۶۴-۴)

۱-۵. تعریف مسئله

با توجه به مباحث گفته شده در بخش (۳-۱۱) معادله حرکت سیستم تعلیق مغناطیسی ECP 720 بصورت زیر می باشد و شکل حرکت آن در ۱-۵ آمده است:

$$m\ddot{x} = -mg - c\dot{x} - f_l + F_m$$



شکل ۱-۵. نیروهای وارد شده بر یک دیسک

x فاصله بین سیم پیچ و دیسک ، m جرم جسم معلق ، g شتاب جاذبه زمین ، c ضریب اصطکاک ناچیز با میله ، f_l نیروی خارجی وارد بر دستگاه و F_m نیروی مغناطیسی می باشد و رابطه آن بصورت زیر می باشد :

$$F_m = \frac{u}{a(x+b)^N}$$

و در نتیجه می توان معادله حرکت سیستم را بصورت زیر نوشت:

$$\ddot{x} = -\frac{c}{m}\dot{x} - g - \frac{f_l}{m} + \frac{u_1}{ma(x+b)^N}$$

$$y = x$$

و توابع زیر را برای آن تعریف می کنیم:

$$f(X) = -\frac{c}{m_1}\dot{x}_1 - g$$

$$g(X) = \frac{1}{ma(a+b)^N}$$

$$d = \frac{f_l}{m}$$

۲-۵. بررسی نتایج کنترل کننده (۳-۴):

با توجه به توضیحات بخش‌های (۱-۴)، ابتدا کنترل کننده (۳-۴) را مورد بررسی قرار می‌دهیم:

$$u = \frac{1}{\hat{g}(x)} [-\hat{f}(x) + x_d^{(n)} - k^T e - k_r \text{sgn}(e^T p b)]$$

$$u_a = \frac{1}{\hat{g}(x)} [-\hat{f}(x) + x_d^{(n)} + k^T e]$$

$$f(x) = \hat{f}(x) + \Delta f$$

$$g(x) = \hat{g}(x) + \Delta g$$

$$k_r \geq |\Delta f + \Delta g u_a + D|$$

معمولاً بازه پارامترهای سیستم بصورت زیر است

$$1.5 \times 10^{-4} \leq a \leq 2 \times 10^{-4} \quad \text{و} \quad 5 \leq b \leq 6.5 \quad \text{و} \quad 2 \leq c \leq 3 \quad \text{و} \quad 3.5 \leq N \leq 4.5$$

بنابراین ما برای $\hat{f}(x)$ و $\hat{g}(x)$ پارامترهای زیر را در نظر می‌گیریم:

$$a=1.75 \times 10^{-4} \quad \text{و} \quad b=5.75 \quad \text{و} \quad c=2.5 \quad \text{و} \quad N=4$$

رنج جابجایی دیسک‌ها حدوداً ۵ سانتی متر است. فرض می‌کنیم یک اغتشاش بیرونی کوچک و کند و

همچنین یک اغتشاش بیرونی بزرگ و سریع به سیستم وارد شود، بنابراین ما دو اغتشاش $\cos\pi$ و

را برای آن در نظر می‌گیریم. $10\cos(50\pi)$

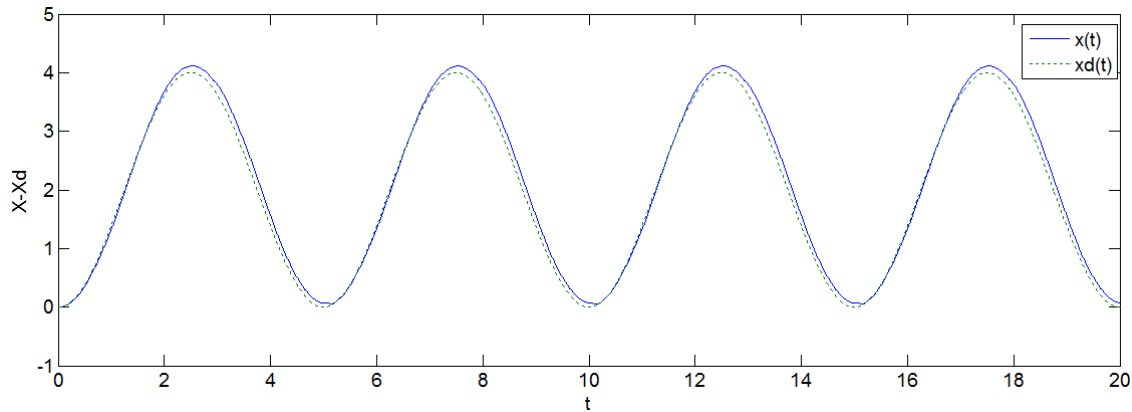
در $k = [k_1 = 10, k_2 = 500]$ است و مسیر مطلوب ما $x_d = -2\cos\left(\frac{2\pi}{5}t\right) + 2$ می باشد که در

واقع یک جابجایی بین صفر تا ۴ سانتی متر است.

ورودی سینوسی یکی از ورودی هایی که معمولاً در کارهای انجام شده برای سیستم تعلیق مغناطیسی استفاده می شود و ما نیز برای این نوع ورودی شرایط را بررسی می کنیم.

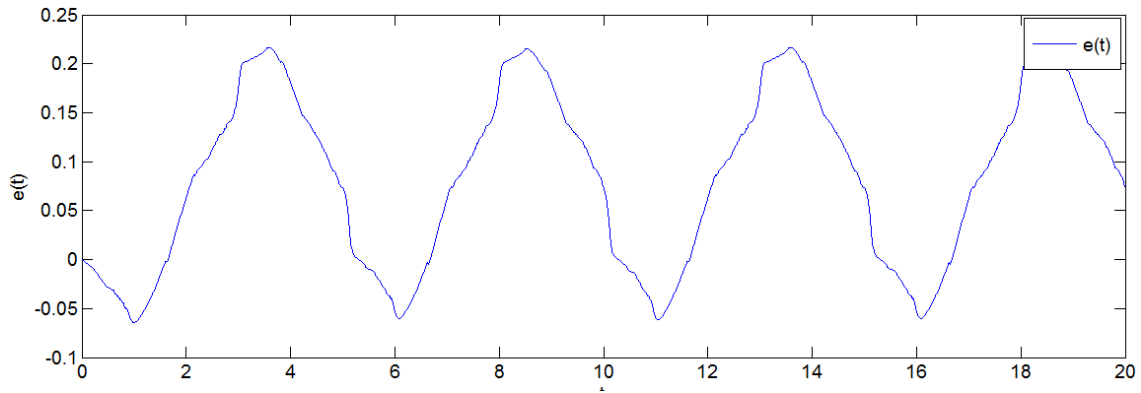
نتایج شبیه سازی به ازای اغتشاش کوچک و کند $COST\pi$:

پاسخ سیستم به ورودی مطلوب x_d



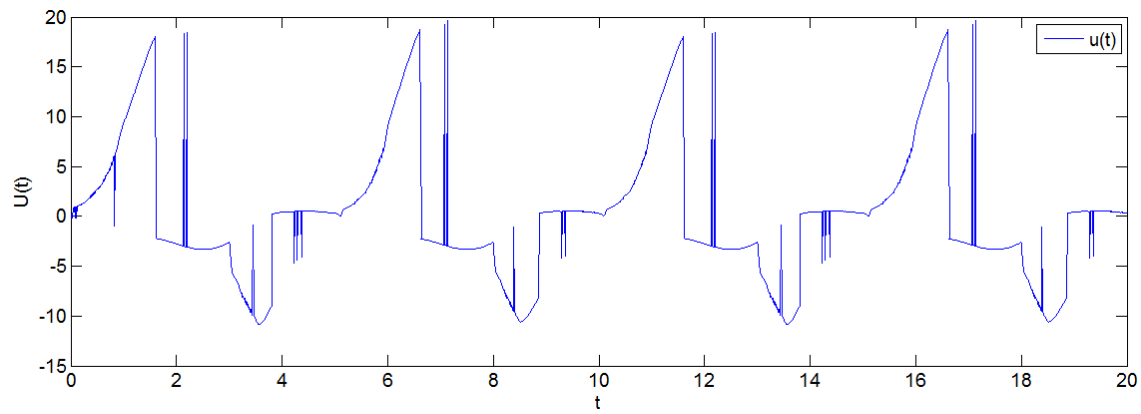
شکل ۵-۲. پاسخ سیستم به ورودی مطلوب x_d

خطای ردیابی (بر حسب سانتی متر):



شکل ۳-۵. خطای ردیابی

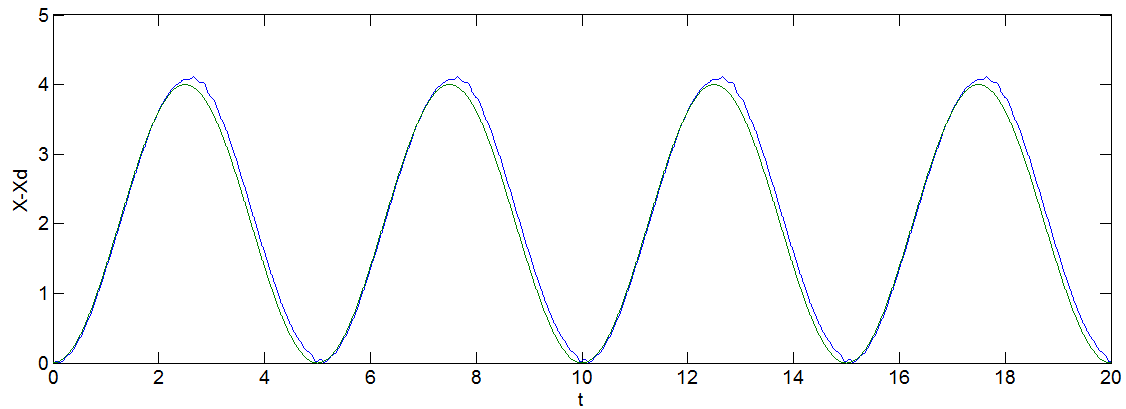
سیگنال کنترل ولتاژ:



شکل ۴-۵. سیگنال کنترل ولتاژ

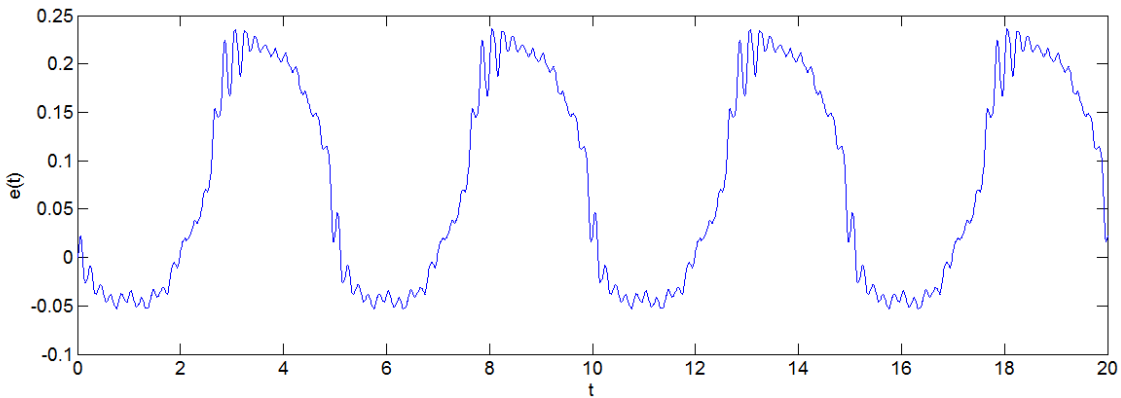
نتایج شبیه سازی به ازای اغتشاش بزرگ و سریع $10\cos(50\pi)$:

پاسخ سیستم به ورودی مطلوب x_d :



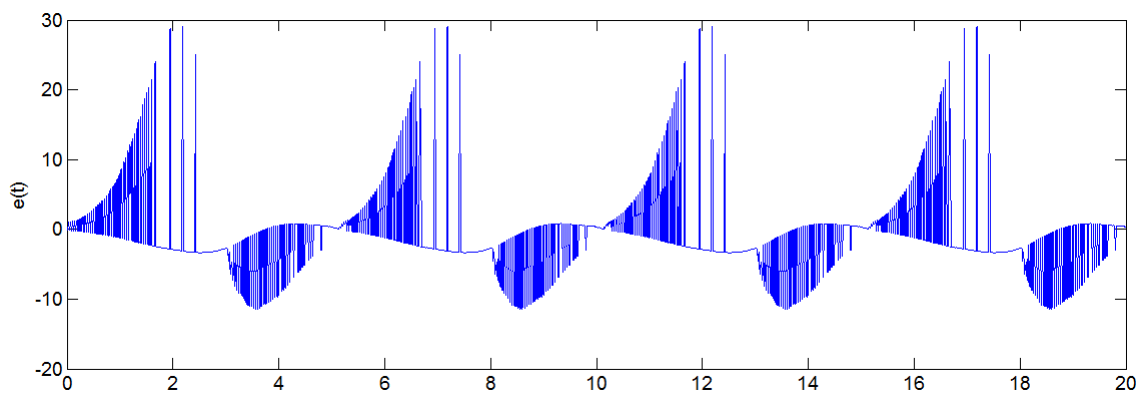
شکل ۵-۵. پاسخ سیستم به ورودی مطلوب x_d

خطای ردیابی:



شکل ۵-۶. خطای ردیابی

سیگنال کنترل ولتاژ:

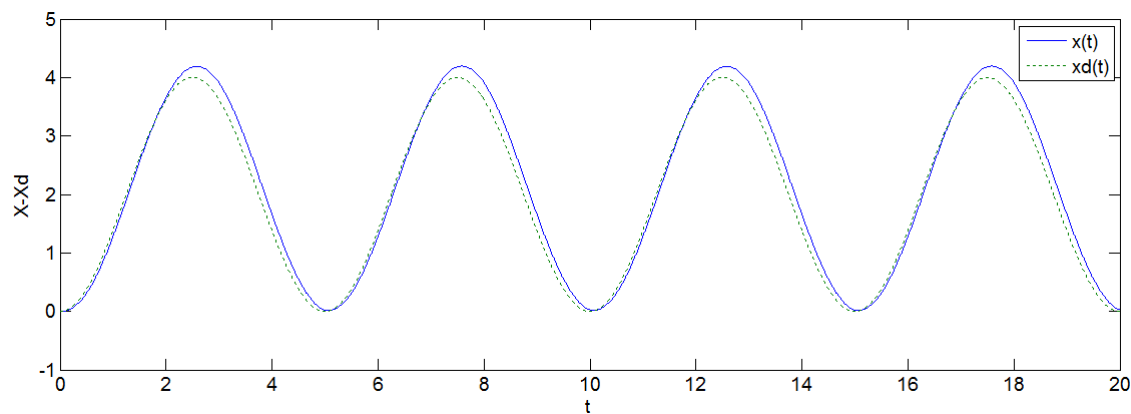


شکل ۵-۷. سیگنال کنترل ولتاژ

چنانچه که در نتایج دیده می شود، و همانطور که در بخش (۴-۲-۲) گفته شد نتایج چندان مطلوب نیست و لرزش و نوسانات ناخواسته به وضوح دیده می شود.

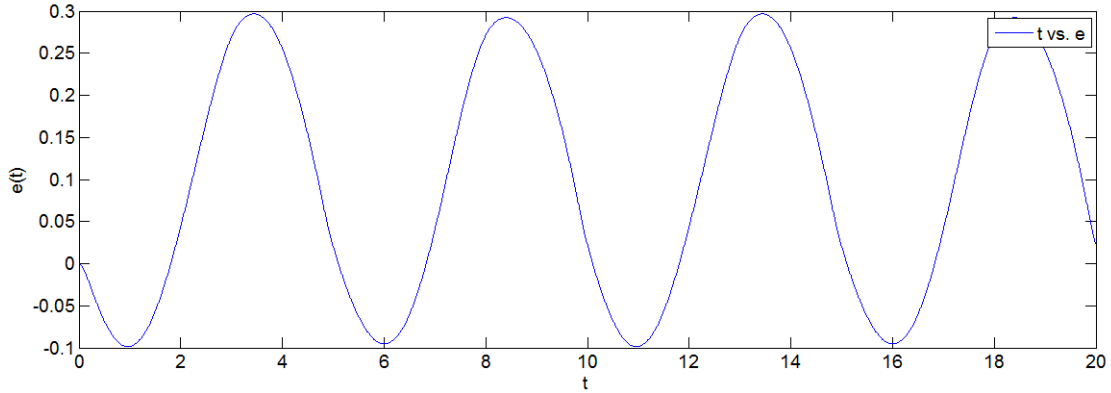
۳-۵. بررسی نتایج کنترل کننده با تابع اشباع:

پاسخ سیستم به ورودی مطلوب x_d



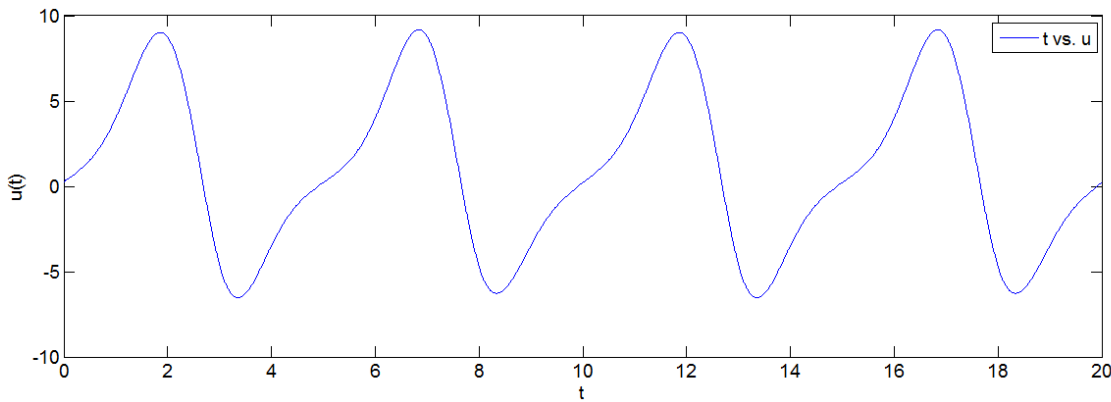
شکل ۵-۸. پاسخ سیستم به ورودی مطلوب x_d

خطای ردیابی (بر حسب سانتی متر):



شکل ۵-۹. خطای ردیابی

سیگنال کنترل ولتاژ:



شکل ۵-۱۰. کنترل ولتاژ

همانطور که از نتایج دیده می شود به ازای $\Phi=0.5$ لرزش و نواسانات ناخواسته کم شده است اما یک خطای ردیابی ماندگار باقی می ماند.

۴-۵. بررسی نتایج کنترل کننده (۴-۱۹):

$$u = \frac{1}{\hat{g}(x)} [-\hat{f}(x) + \dot{x}_d^{(n)} - k^T e - R(e^T p b | \theta_R)]$$

$$R(e^T p b | \theta_R) = \theta_R^T \varphi(e^T p b)$$

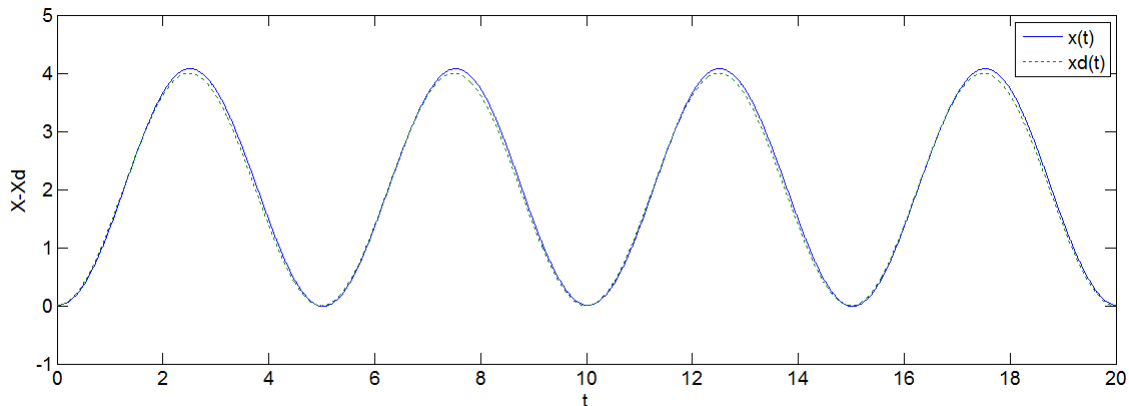
$$\theta_R = [\theta_{R1}, \theta_{R2}]^T = [k_p, k_I]^T$$

$$\varphi = [e^T p b, \int e^T p b]^T$$

با انتخاب $k = [k_1 = 5, k_2 = 400]$ ، $Q=I$ ، $\gamma_1 = 10$ ، $D=10$ ، $k_I = 50$ ، $k_p = 10$ و به ازای ورودی $x_d = -2\cos\left(\frac{2\pi}{5}t\right) + 2$ شرایط را بررسی می‌کنیم:

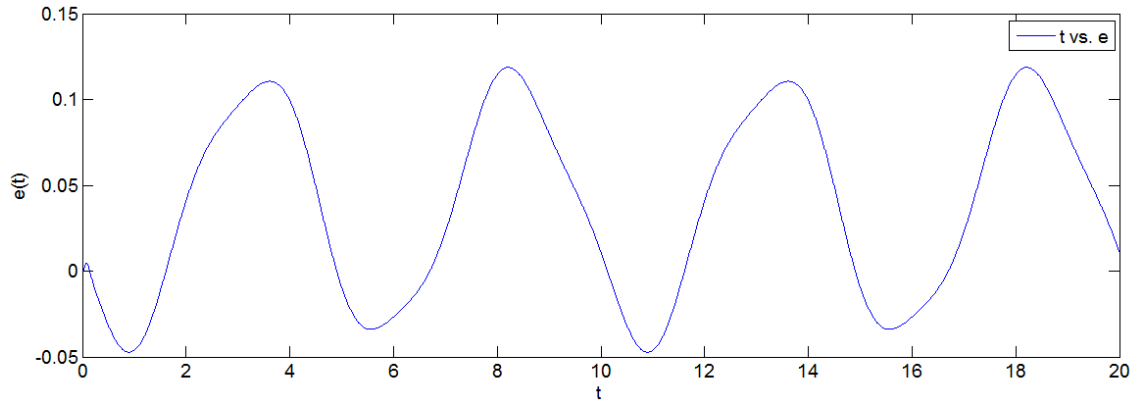
نتایج شبیه سازی به ازای اغتشاش کوچک و کند $\cos\pi$:

پاسخ سیستم به ورودی مطلوب x_d :



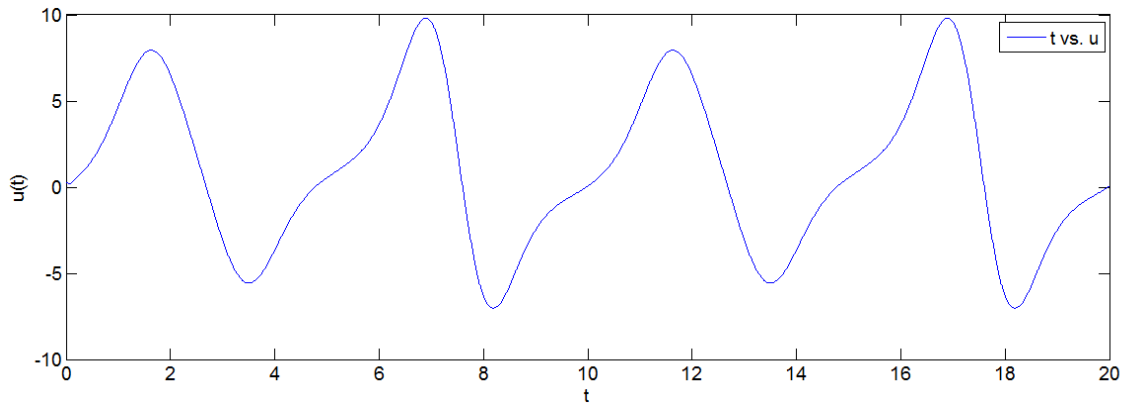
شکل ۵-۱۷. پاسخ سیستم به ورودی مطلوب x_d

خطای ردیابی (بر حسب سانتی متر):



شکل ۵-۱۸. خطای ردیابی

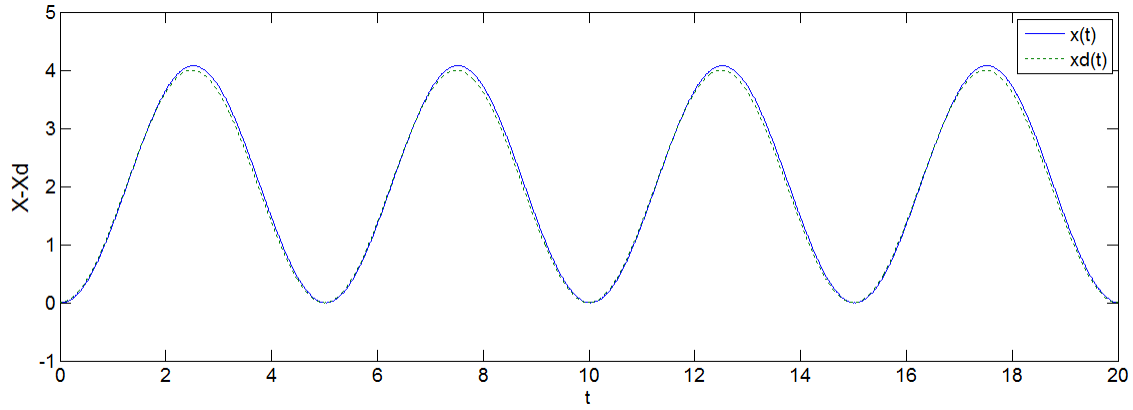
سیگنال کنترل ولتاژ:



شکل ۵-۱۹. سیگنال کنترل ولتاژ

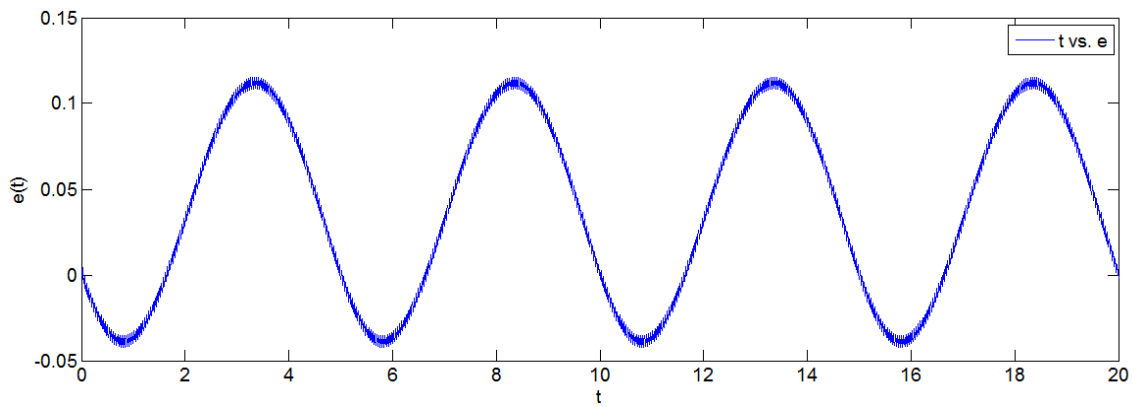
نتایج شبیه سازی به ازای اغتشاش بزرگ و سریع $10\cos(50\pi)$:

پاسخ سیستم به ورودی مطلوب x_d :



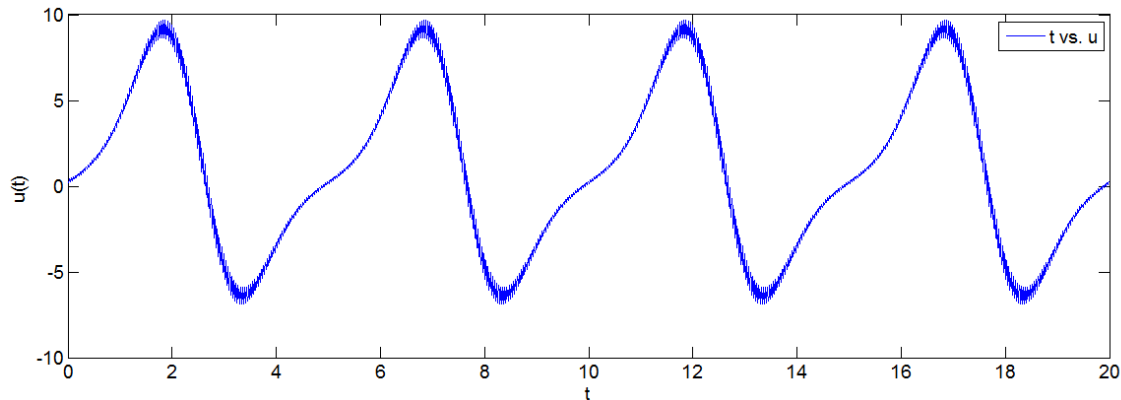
شکل ۵-۲۰. پاسخ سیستم به ورودی مطلوب x_d

خطای ردیابی:



شکل ۵-۲۱. خطای ردیابی

سیگنال کنترل ولتاژ:



شکل ۵-۲۲. سیگنال کنترل ولتاژ

چنانچه که در نتایج دیده می‌شود، و همانطور که دربخش (۴-۲-۵) گفته شد لرزش و نوسانات ناخواسته در حد مطلوب برطرف شده و نسبت به حالت قبل، خطای ردیابی کمتری داریم.

۵-۵. بررسی نتایج کنترل فازی تطبیقی (۴-۲۳):

$$u = \frac{1}{\hat{g}(x)} [-\hat{f}(x) + x_d^{(n)} - k^T e - R(e^T p b | \theta_R)]$$

$$R(e^T p b | \theta_R) = \theta_R^T \varphi(e^T p b)$$

$$\theta_R = [\theta_{R1}, \theta_{R2}]^T = [k_P, k_I]^T$$

$$\varphi = [e^T p b, \int e^T p b]^T$$

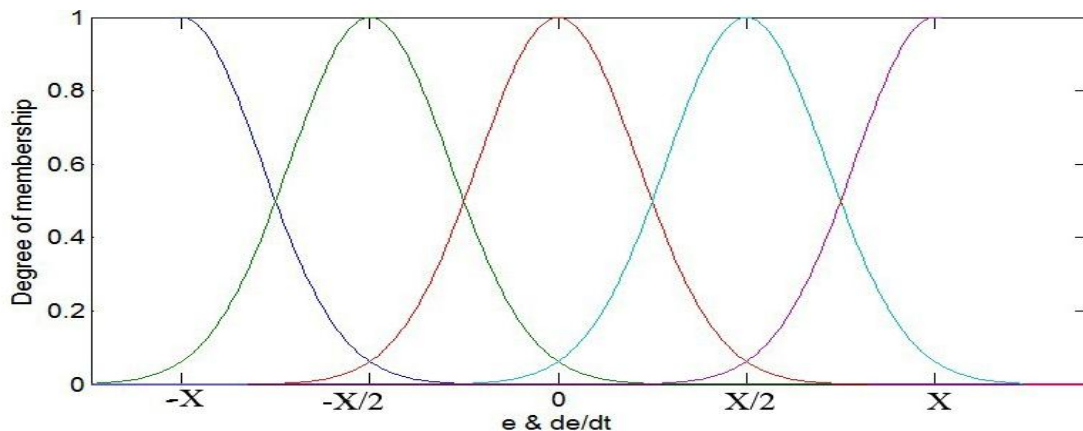
$$\dot{\theta}_f = \gamma_1 e^T p b \xi(x)$$

$$\dot{\theta}_g = \gamma_2 e^T p b \eta(x) u_I$$

$$\dot{R}(e^T p b | \theta_R) = \begin{cases} \dot{\theta}_R = \gamma_3 e^T p b \eta(x) u_I \\ \dot{\hat{D}}_\omega = \gamma_4 |e^T p b| \end{cases}$$

برای طراحی سیستم فازی لازم است ابتدا ورودی‌های این سیستم تعیین گردد. ورودی‌های سیستم \hat{f} و \hat{g} ، خطای ردیابی e و مشتق آن است.

برای هر یک از دو ورودی \hat{f} و \hat{g} ، ۵ گروه فازی در نظر می‌گیریم:



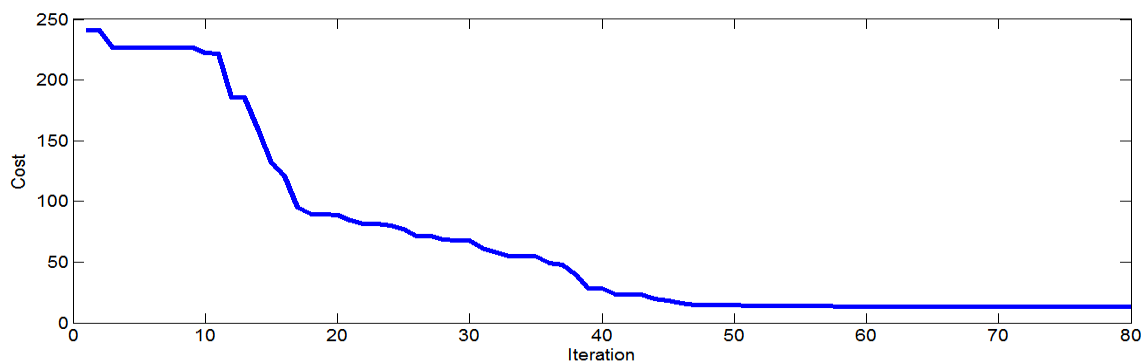
شکل ۵-۲۳. گروه‌های فازی مربوط به e و مشتق آن

با استفاده از یکی از بهترین و سریع‌ترین روش‌های بهینه‌سازی هوشمند، به تنظیم پارامترهای موجود می‌پردازیم. پارامترهای مورد نظر در این پایان‌نامه، پارامترهای γ_1 و γ_2 موجود در قوانین تطبیق، مراکز و پهنای گروه‌های فازی به اندازه $3x$ برای ورودی‌های سیستم \hat{f} و \hat{g} می‌باشد، طوریکه شرایط کامل بودن پیوسته بودن و سازگار بودن طراحی سیستم فازی طی انجام فرایند بهینه‌سازی همواره برقرار باشد. در این بهینه‌سازی، تنها با بهینه‌کردن یک نقطه می‌توان بهینه‌سازی را برای مراکز و پهنای گروه‌های فازی انجام داد. از آن جا که تعیین این پارامترها به دلیل دارا بودن قیود زیاد از پیچیدگی بسیار بالایی برخوردار است، روش‌های معمول و استفاده از آزمون سعی و خطا در حل آن ما را با مشکلات زیادی از جمله زمان بر بودن بسیار بالای آن مواجه می‌کند علاوه بر اینکه این روش‌ها قادر به حل کامل مساله و تعیین پاسخ مطلوب نمی‌باشد. بنا بر دلایل ذکر شده، از الگوریتم بهینه‌سازی انبوه ذرات استفاده شده است.

الگوریتم PSO در ۸۰ بار تکرار^۱ قرار داده شده است و تعداد ذره‌ها ۳۰ گرفته اند. در ضمن پارامتری که تحت عنوان تابع هزینه ملاک سنجش قرار گرفته، مجموع قدرمطلق خطای ردیابی بوده که از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$\text{تابع هزینه} = \int (|e|t) d\tau$$

در شکل (۵-۲۴) نشان دهنده کاهش خطای ردیابی با افزایش تعداد تکرار می‌باشد.



شکل ۵-۲۴. کاهش خطای ردیابی با افزایش تعداد تکرار

بهترین مقادیر بدست آمده $\gamma_1 = 50.7902$ ، $\gamma_2 = 6.0124$ و همچنین $x_1 = 0.8524$ و

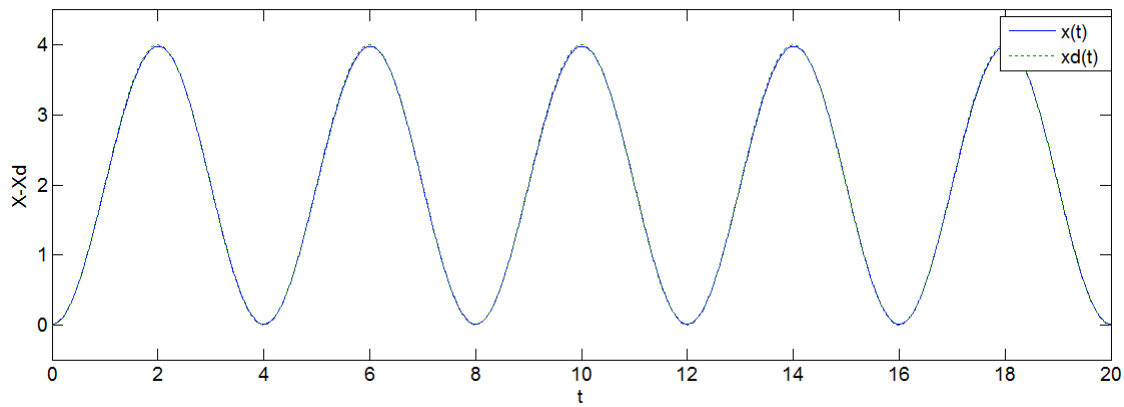
$x_2 = 0.7852$ برای \hat{f} و $x_3 = 0.614$ و $x_4 = 0.5126$ برای \hat{g} می‌باشد.

با انتخاب $k = [k_1 = 5, k_2 = 500]$ ، $Q=I$ ، $\gamma_3 = 50$ و $\gamma_4 = 200$ ، $k_I = 50$ و $k_p = 1$ و

به ازای ورودی $x_d = -2\cos\left(\frac{2\pi}{5}\right)t + 2$ شرایط را بررسی می‌کنیم:

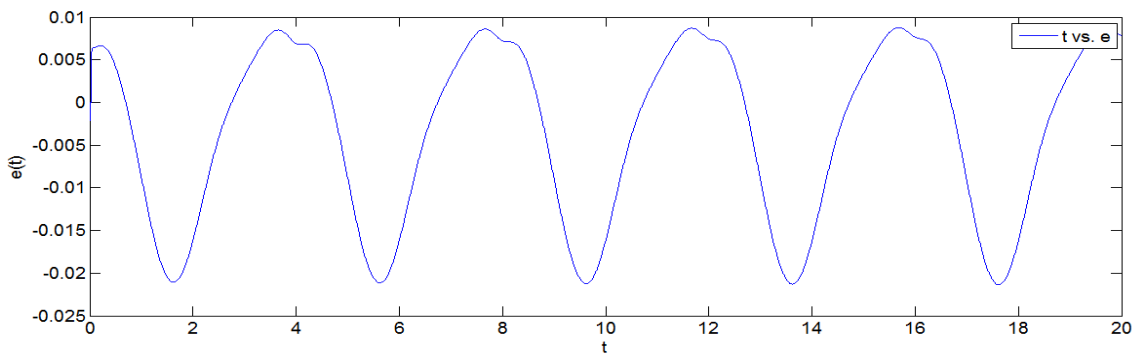
نتایج شبیه سازی به ازای اغتشاش کوچک و کند $COST$:

پاسخ سیستم به ورودی مطلوب x_d :



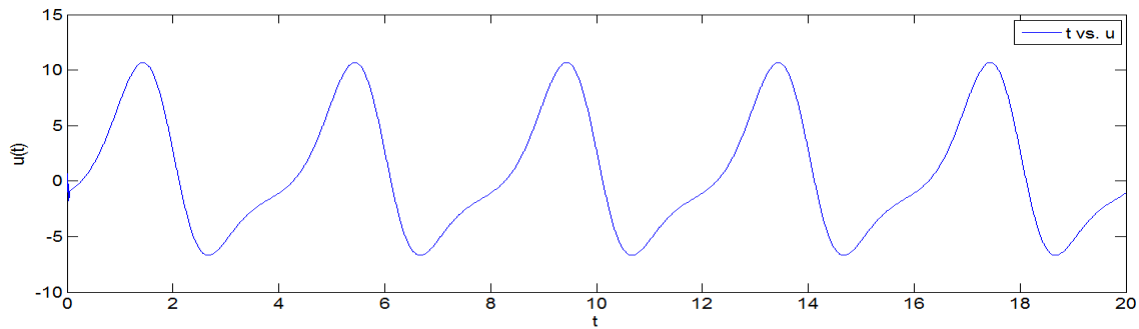
شکل ۵-۲۵. پاسخ سیستم به ورودی مطلوب x_d

خطای ردیابی (بر حسب سانتی متر):



شکل ۵-۲۶. خطای ردیابی

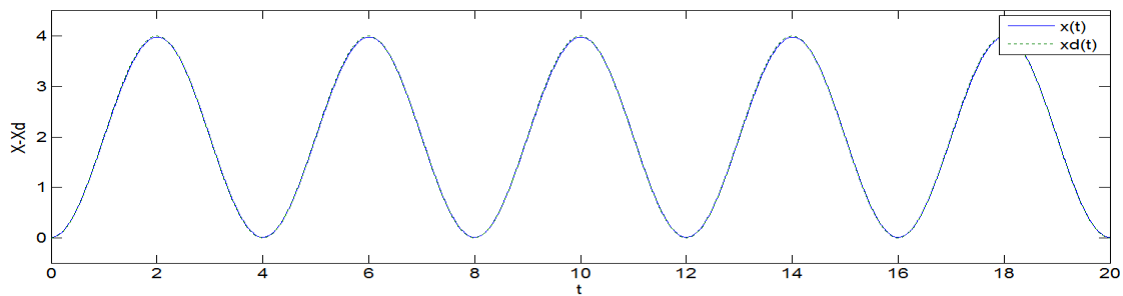
سیگنال کنترل ولتاژ:



شکل ۵-۲۷. سیگنال کنترل ولتاژ

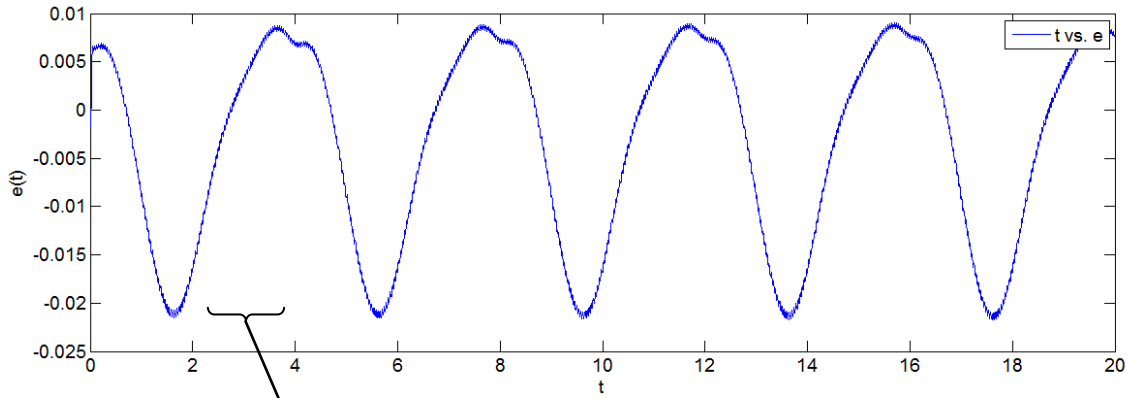
نتایج شبیه سازی به ازای اغتشاش بزرگ و سریع $10\cos(50\pi)$:

پاسخ سیستم به وروی مطلوب x_d :

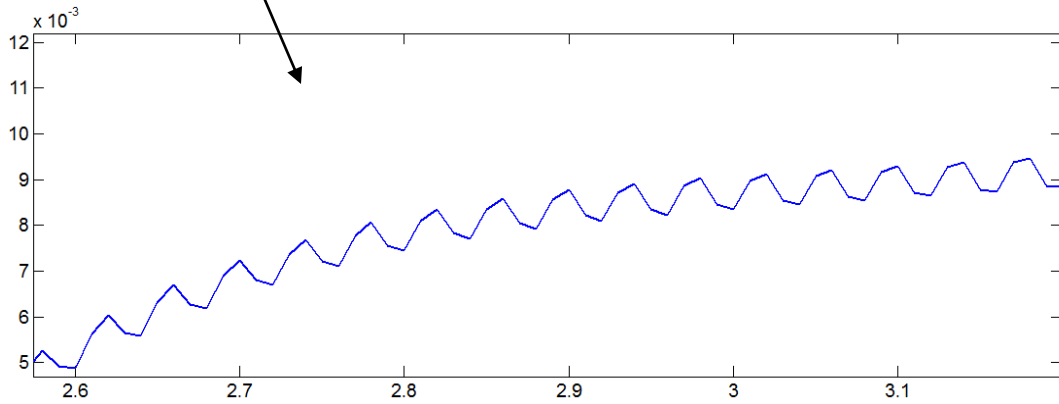


شکل ۵-۲۸. پاسخ سیستم به وروی مطلوب x_d

خطای ردیابی (بر حسب سانتی متر):



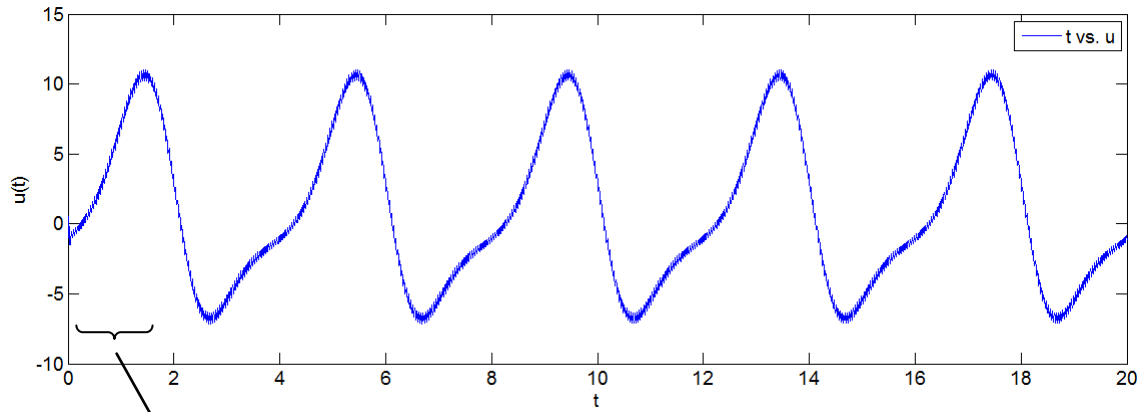
شکل ۵-۲۹. خطای ردیابی



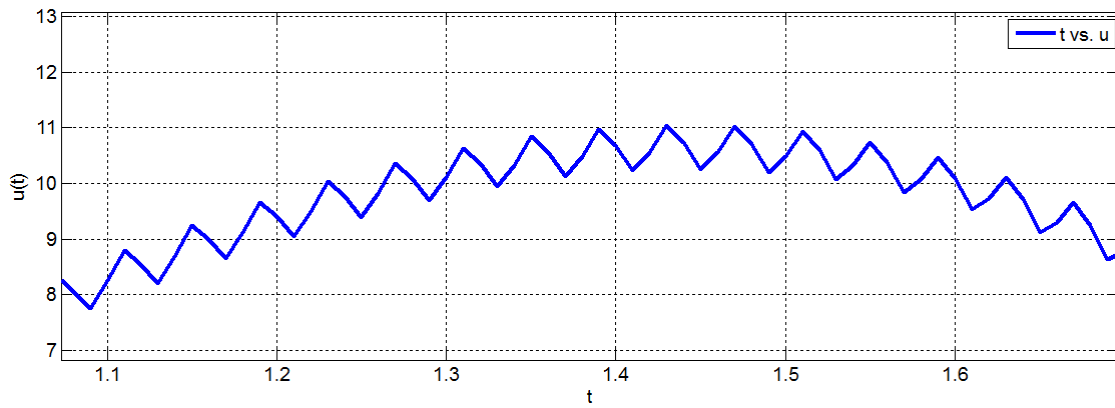
شکل ۵-۳۰. خطای ردیابی از نمای نزدیکتر

مشاهده می‌شود که لرزش در ردیابی تا حد بسیار مطلوبی کاهش یافته است.

سیگنال کنترل ولتاژ:

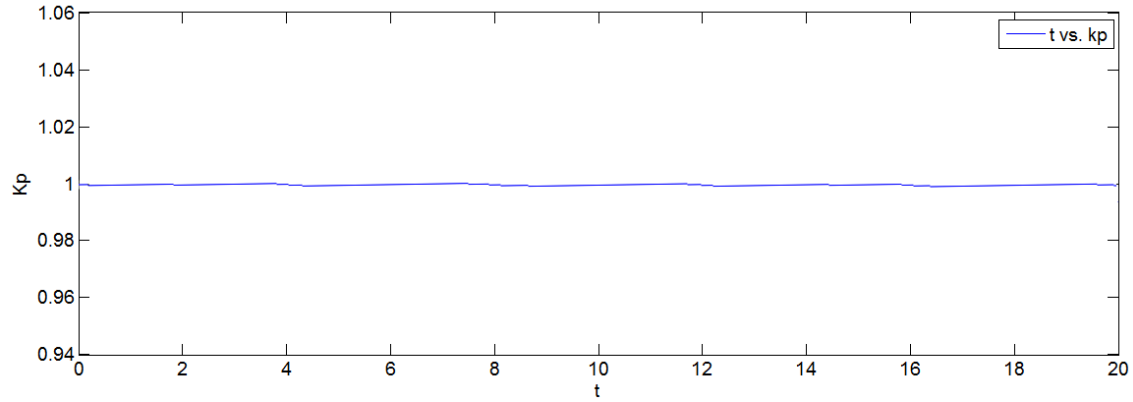


شکل ۵-۳۱. خطای ردیابی



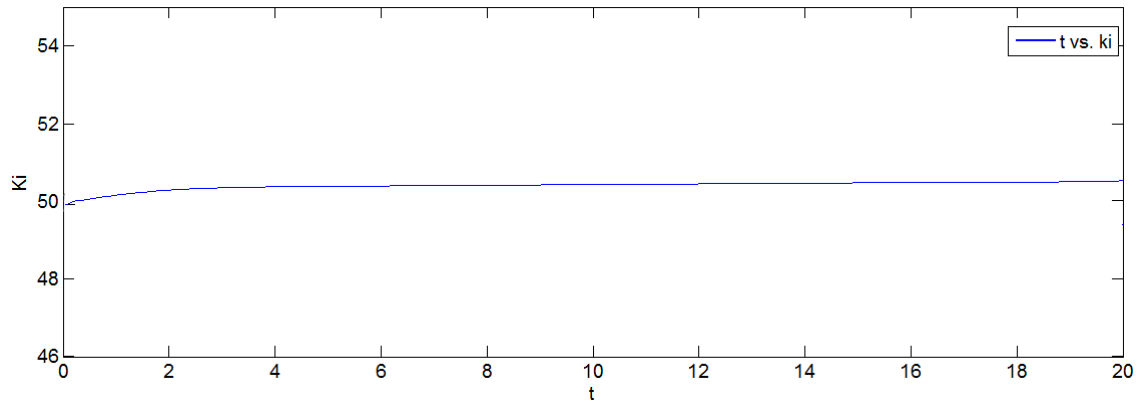
شکل ۵-۳۲. سیگنال کنترل ولتاژ

پارامتر k_p :



شکل ۵-۳۳. پارامتر k_p

پارامتر k_I :

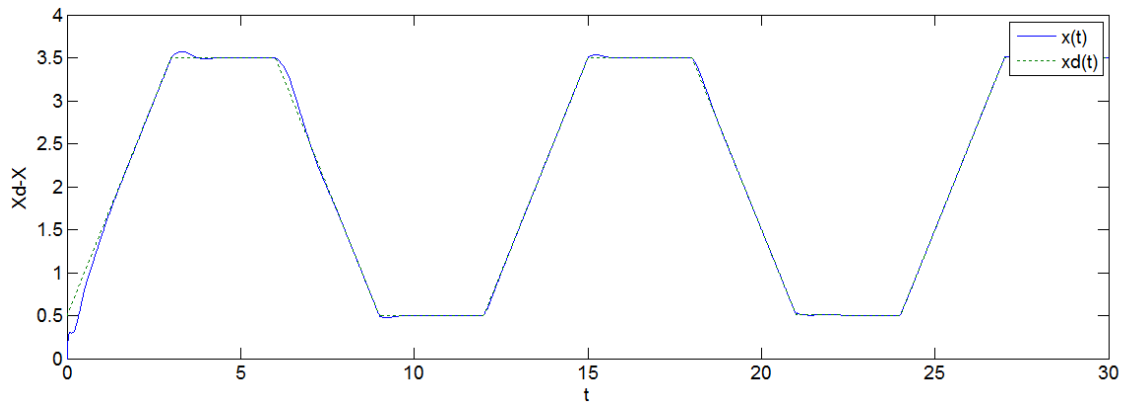


شکل ۵-۳۴. پارامتر k_I

چنانچه در نتایج دیده می‌شود، لرزش‌ها و نوسانات ناخواسته در حد مطلوب برطرف شده و ردیابی نیز به صورت قابل قبولی انجام شده است.

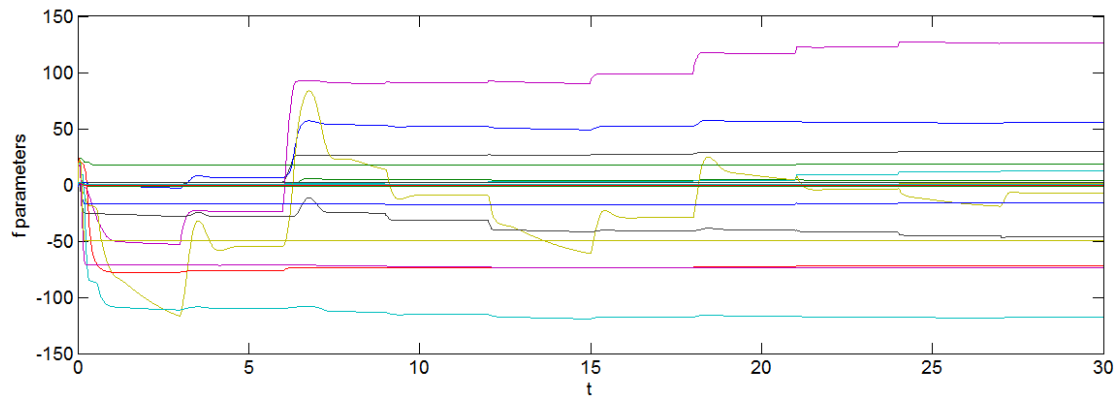
۵-۶. نتایج شبیه سازی به ازای مسیر مطلوب دیگر برای کنترل کننده (۴-۲۳):

پاسخ سیستم به ورودی مطلوب x_d به ازای اغتشاش بزرگ و سریع:



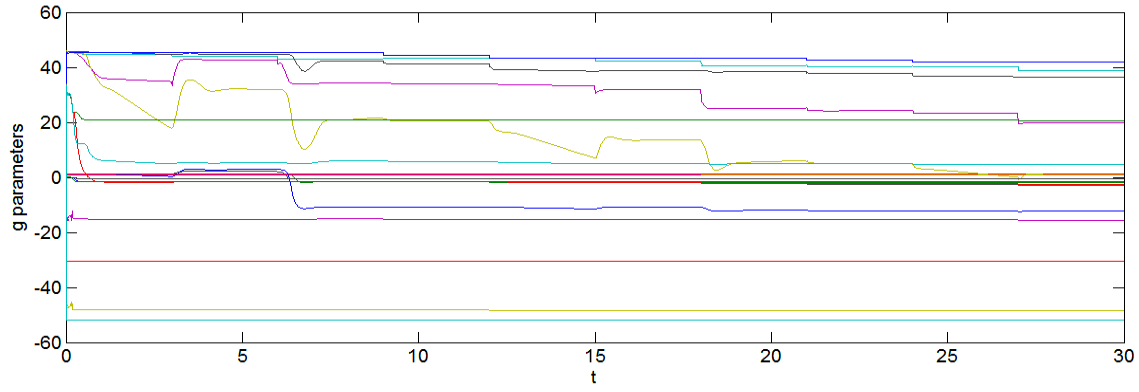
شکل ۵-۳۵. پاسخ سیستم به ورودی مطلوب x_d

همگرایی پارامتر f :



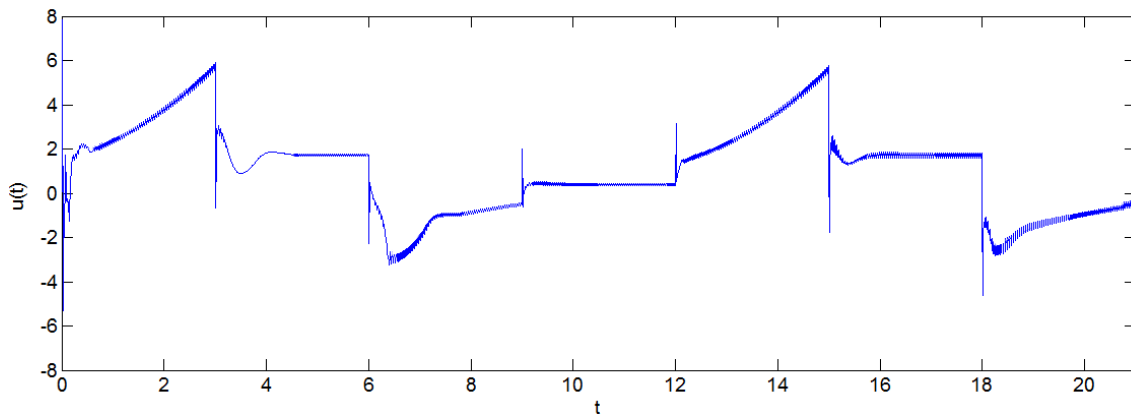
شکل ۵-۳۶. همگرایی پارامتر f

همگرایی پارامتر g :



شکل ۵-۳۷. همگرایی پارامتر g

سیگنال کنترل به ازای اغتشاش بزرگ و سریع:



شکل ۵-۳۸. همگرایی پارامتر g

۵-۷. نتایج شبیه سازی به ازای سیستم با دو ورودی و دو خروجی

چنانچه در بخش های (۴-۵) و (۳-۱۱) گفته شد، روابط زیر را خواهیم داشت:

$$m\ddot{x}_1 = -c\dot{x}_1 - m_1g - f_{l1} - F_m + F_{11} - F_{21}$$

$$m\ddot{x}_2 = -c\dot{x}_2 - m_2g - f_{l2} + F_m + F_{22} - F_{12}$$

و مقادیر زیر در نظر می گیریم:

$$F_{11} = \frac{u_1}{a(x_1 + b)^N}$$

$$F_{12} = \frac{u_1}{a(x_c + x_2 + b)^N}$$

$$F_{21} = \frac{u_2}{a(x_c - x_1 + b)^N}$$

$$F_{22} = \frac{u_2}{a(-x_2 + b)^N}$$

$$F_m = \frac{c}{a(x_{12} + d)^N}$$

$$x_{12} = x_c + x_2 - x_1$$

$$x_c \approx 14 \text{ cm}$$

در روابط بالا F_{12} و F_{21} ، یعنی نیروی وارد شده از سیم پیچ اول به دیسک دوم و نیز نیروی وارد شده از سیم پیچ دوم به دیسک اول، درمقابل سایر نیروها مقدار کوچکتر و قابل چشم پوشی دارد و می توان از آنها در طراحی کنترل کننده صرف نظر کرد.

معادله حرکت سیستم را بصورت زیر می نویسیم:

$$\ddot{x}_1 = -\frac{c}{m_1} \dot{x}_1 - g - \frac{c}{m_1 a(x_{12} + d)^N} - \frac{f_{l1}}{m_1} + \frac{u_1}{m_1 a(x_1 + b)^N} + \frac{u_2}{m_2 a(x_c - x_1 + b)^N}$$

$$y_1 = x_1$$

$$\ddot{x}_2 = -\frac{c}{m_2} \dot{x}_2 - g + \frac{c}{m_2 a(x_{12} + d)^N} - \frac{f_{l2}}{m_2} + \frac{u_2}{m_2 a(x_2 + b)^N} + \frac{u_1}{m_1 a(x_c + x_2 + b)^N}$$

$$y_2 = x_2$$

و توابع زیر را برای آن تعریف می‌کنیم:

$$f_1(X) = -\frac{c}{m_1} \dot{x}_1 - g - \frac{c}{m_1 a(x_{12} + d)^N}$$

$$g_1(X) = \frac{1}{m_1 a(x_1 + b)^N} + \frac{u_2}{m_2 a(x_c - x_1 + b)^N}$$

$$d_1 = -\frac{f_{l1}}{m_1}$$

$$f_2(X) = -\frac{c}{m_2} \dot{x}_2 - g + \frac{c}{m_2 a(x_{12} + d)^N}$$

$$g_2(X) = \frac{1}{m_2 a(x_2 + b)^N} + \frac{u_1}{m_1 a(x_c + x_2 + b)^N}$$

$$d_2 = -\frac{f_{l2}}{m_2}$$

$$x_c \approx 14 \text{ cm}$$

بنابراین می‌توان معادله حرکت سیستم را بصورت زیر بازنویسی کرد:

$$\ddot{x}_1 = f_1(X) - d_1 + g_{11}(X)u_1 + g_{21}(X)u_2$$

$$y_1 = x_1$$

$$\ddot{x}_2 = f_2(X) - d_2 + g_2(X)u_2 + g_{12}(X)u_1$$

$$y_2 = x_2$$

مقادیر پارامترهای سیستم برابر زیر می‌باشد:

$$g=9.81 \text{ و } N=4 \text{ و } m=120 \text{ gr و } d=4.2 \text{ و } c=2.69 \text{ و } b=6.2 \text{ و } a=1.65 \times 10^{-4}$$

$$U = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -f_1 + \ddot{x}_{d1} - k_{11}e_1 - k_{21}\dot{e}_1 - R_1 \\ -f_2 + \ddot{x}_{d2} - k_{12}e_2 - k_{22}\dot{e}_2 - R_2 \end{bmatrix}$$

خطا را بصورت زیر در نظر می‌گیریم:

$$e_1 = x_1 - x_{d1}$$

$$e_2 = x_2 - x_{d2}$$

یادآوری می‌شود که x_{d1} و x_{d2} مسیر مطلوب و مورد نظر ما، برای به ترتیب دیسک اول و دیسک دوم می‌باشد.

تابع لیاپانوفی بصورت زیر تعریف می‌کنیم:

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^T p_1 b_1 + \frac{1}{2\gamma_1} \tilde{\theta}_{f1}^T \tilde{\theta}_{f1} + \frac{1}{2\gamma_2} \tilde{\theta}_{g1}^T \tilde{\theta}_{g1} + \frac{1}{2\gamma_3} \tilde{\theta}_{R1}^T \tilde{\theta}_{R1} + \frac{1}{2\gamma_4} \tilde{D}_{\omega 1}^2$$

$$V_2 = \frac{1}{2} e_2^T p_2 b_2 + \frac{1}{2\gamma_5} \tilde{\theta}_{f2}^T \tilde{\theta}_{f2} + \frac{1}{2\gamma_6} \tilde{\theta}_{g2}^T \tilde{\theta}_{g2} + \frac{1}{2\gamma_7} \tilde{\theta}_{R2}^T \tilde{\theta}_{R2} + \frac{1}{2\gamma_8} \tilde{D}_{\omega 2}^2$$

و مقادیر زیر را برای آن در نظر می‌گیریم:

$$\tilde{\theta}_f = \theta_f^* - \theta_f$$

$$\tilde{\theta}_g = \theta_g^* - \theta_g$$

$$\tilde{\theta}_R = \theta_R^* - \theta_R$$

$$\tilde{D}_\omega = D_\omega - \hat{D}_\omega$$

در نتیجه قواعد تعدیل زیر را خواهیم داشت:

$$\dot{\theta}_{f1} = \gamma_1 e_1^T p_1 b_1 \xi(x)$$

$$\dot{\theta}_{g11} = \gamma_2 e_1^T p_1 b_1 \eta(x) u_1$$

$$\dot{\theta}_{g21} = \gamma_3 e_1^T p_1 b_1 \eta(x) u_2$$

$$\dot{\theta}_{R1} = \gamma_4 e_1^T p_1 b_1 \varphi(e_1^T p_1 b_1)$$

$$\dot{\hat{D}}_{\omega 1} = \gamma_5 |e_1^T p_1 b_1|$$

$$\dot{\theta}_{f1} = \gamma_6 e_2^T p_2 b_2 \xi(x)$$

$$\dot{\theta}_{g21} = \gamma_7 e_2^T p_2 b_2 \eta(x) u_2$$

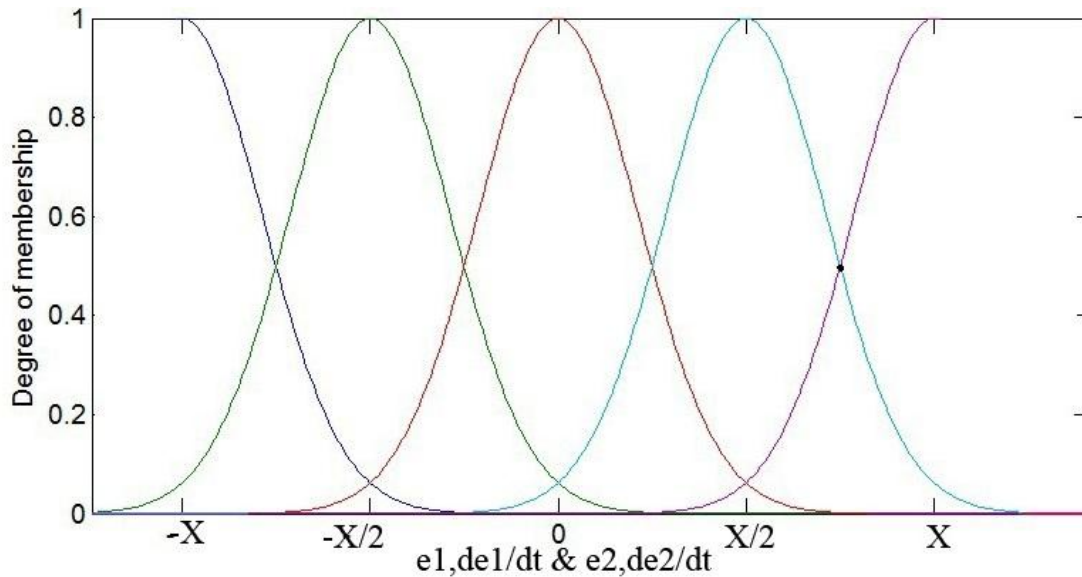
$$\dot{\theta}_{g21} = \gamma_8 e_2^T p_2 b_2 \eta(x) u_1$$

$$\dot{\theta}_{R1} = \gamma_9 e_2^T p_2 b_2 \varphi(e_2^T p_2 b_2)$$

$$\dot{\hat{D}}_{\omega 1} = \gamma_{10} |e_2^T p_2 b_2|$$

برای طراحی سیستم فازی لازم است ابتدا ورودی‌های این سیستم تعیین گردد. ورودی‌های سیستم \hat{f} و \hat{g} ، خطای ردیابی e_1 و مشتق آن و همچنین خطای ردیابی e_2 و مشتق آن است.

برای هر یک از دو ورودی \hat{f} و \hat{g} ، ۵ گروه فازی در نظر می‌گیریم:



شکل ۵-۳۹. گروه‌های فازی مربوط به e و مشتق آن

همانطور که در بخش ۵-۵ توضیح داده شد، پارامترهای بهینه، پارامترهای موجود در قوانین تطبیق، مراکز و پهناهای گروه‌های فازی به اندازه $3x$ برای ورودی‌های سیستم f و g می‌باشد، طوریکه شرایط کامل بودن پیوسته بودن و سازگار بودن طراحی سیستم فازی طی انجام فرایند بهینه سازی همواره برقرار باشد. در این بهینه سازی، تنها با بهینه کردن یک نطقه می‌توان بهینه سازی را برای مراکز و پهناهای گروه‌های فازی انجام داد معمولاً با توجه به ساختار سیستم به طراحی سیستم فازی برای آن می‌کنند. اگر ما بتوانیم شکلی از ساختار تعلق‌ها را برای آن در نظر بگیریم، می‌توانیم تعداد پارامترهای بهینه شده را تا حد زیادی کم کنیم. بعنوان مثال با تعریف گروه‌های فازی بصورت شکل (۴۴-۵) تعداد پارامترهای تعریف شده برای گروه‌ها را به ۱۰ برابر نسبت به حالتی که تک تک مراکز و پهناهای گروه‌های فازی را بهینه کنیم، کاهش می‌دهیم. البته یادآوری می‌کنیم که در طی عملیات بهینه سازی، شرط کامل بودن و پیوسته بودن و سازگار بودن سیستم فازی برقرار می‌باشد.

با انتخاب $Q=0.1I$ ، $k = [k_1 = 5 , k_2 = 500]$ ، $k_I = 10$ و $k_p = 20$ و به ازای ورودی

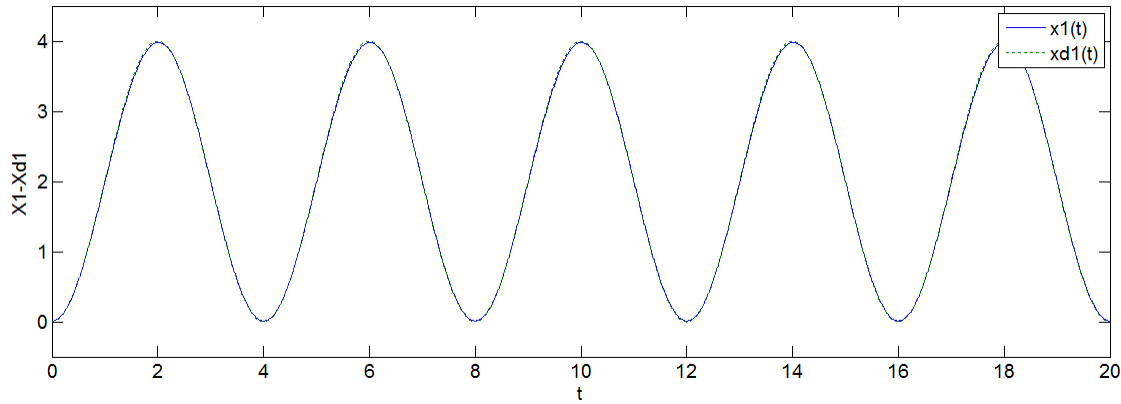
$$x_d = -2 \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) t + 2$$

شرایط را بررسی می‌کنیم:

نتایج شبیه سازی به ازای اغتشاش کوچک و کند $COST\pi$:

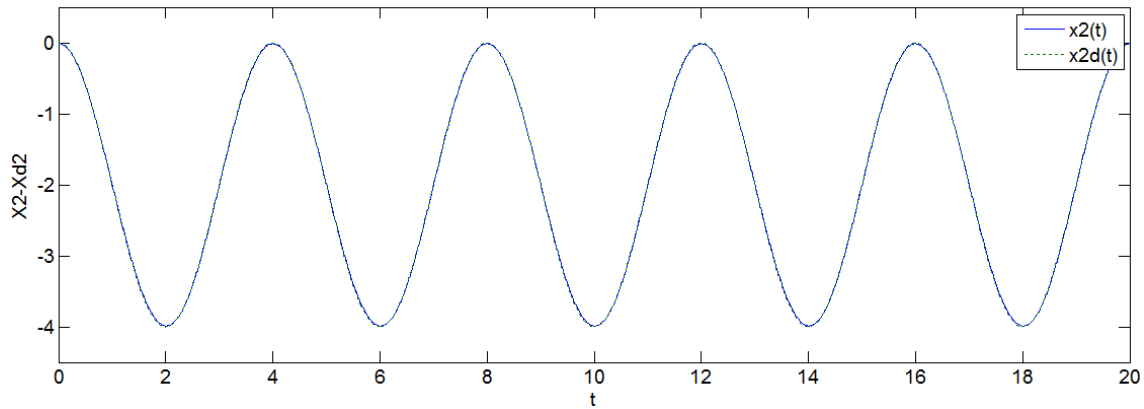
پاسخ سیستم به ورودی مطلوب x_d :

ردیابی مسیر مطلوب دیسک اول:



شکل ۴۰-۵. پاسخ سیستم به ورودی مطلوب x_{d1}

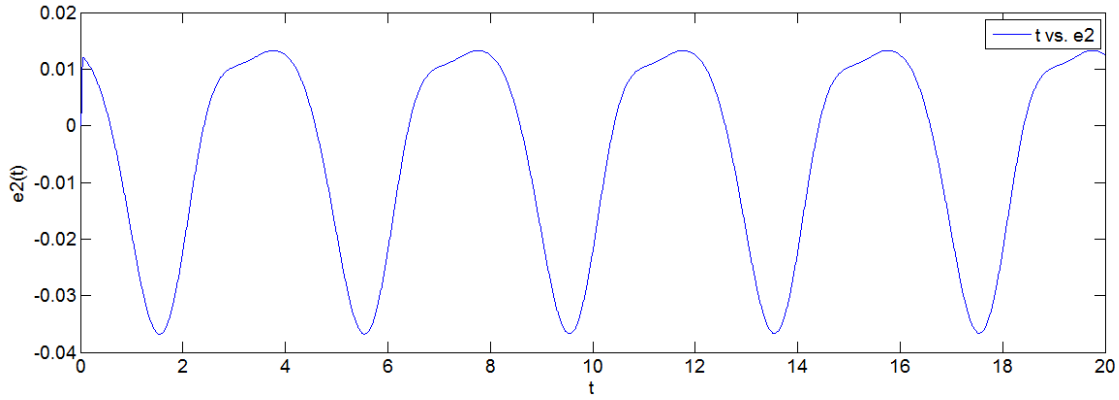
ردیابی مسیر مطلوب دیسک دوم:



شکل ۴۱-۵. پاسخ سیستم به ورودی مطلوب x_{d2}

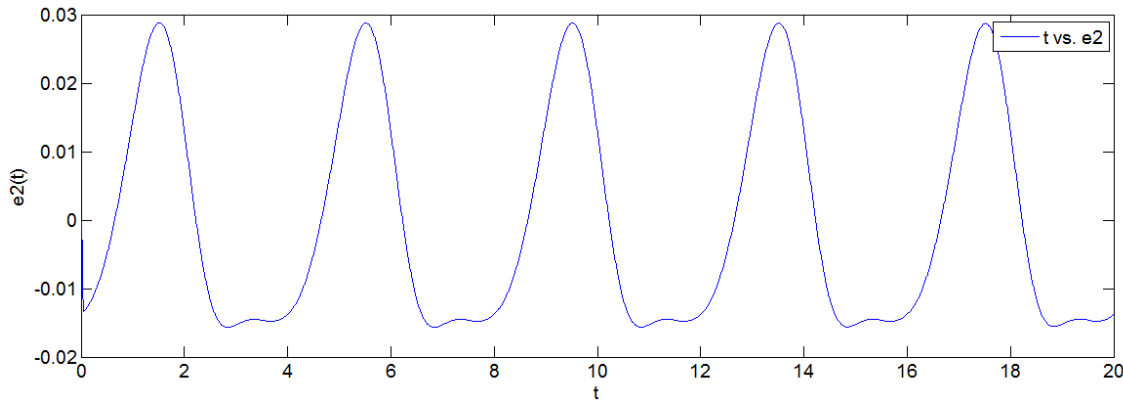
خطای ردیابی:

خطای ردیابی دیسک اول:



شکل ۵-۴۲. خطای ردیابی دیسک اول

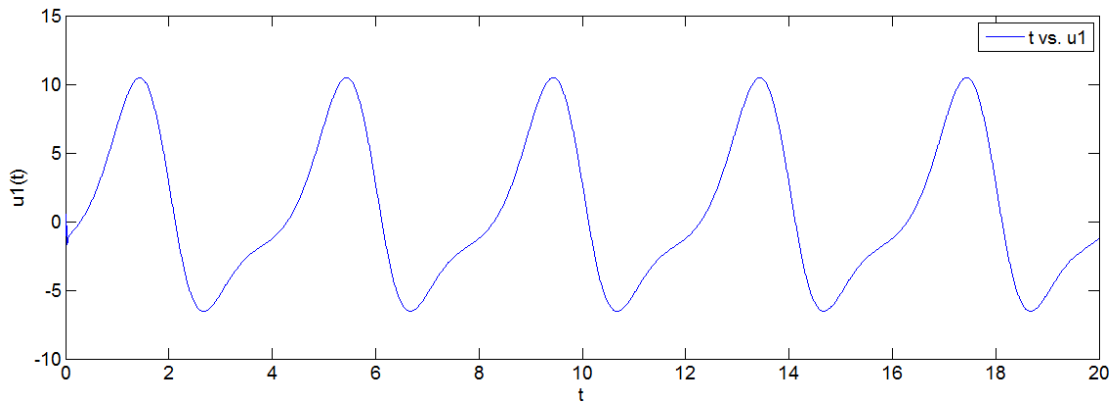
خطای ردیابی دیسک دوم:



شکل ۵-۴۳. خطای ردیابی دیسک دوم

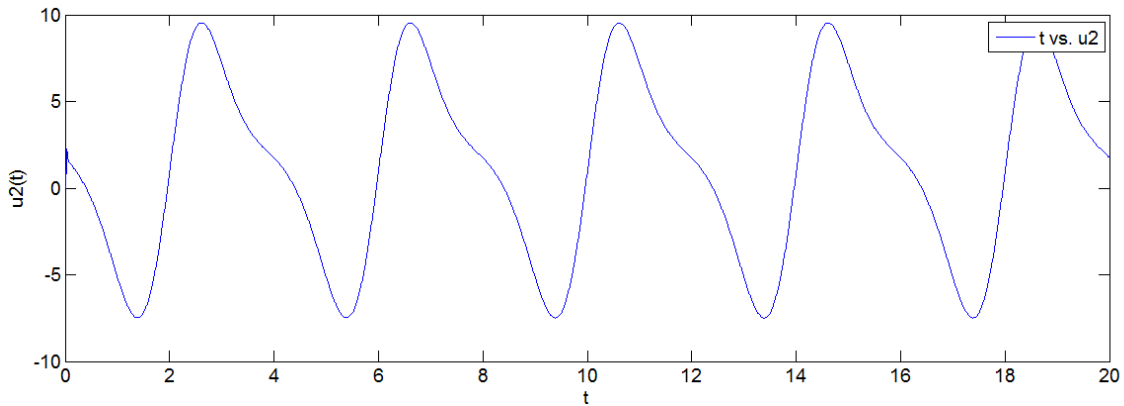
سیگنال کنترل ولتاژ

سیگنال کنترل ولتاژ دیسک اول:



شکل ۴۴-۵. سیگنال کنترل ولتاژ دیسک اول

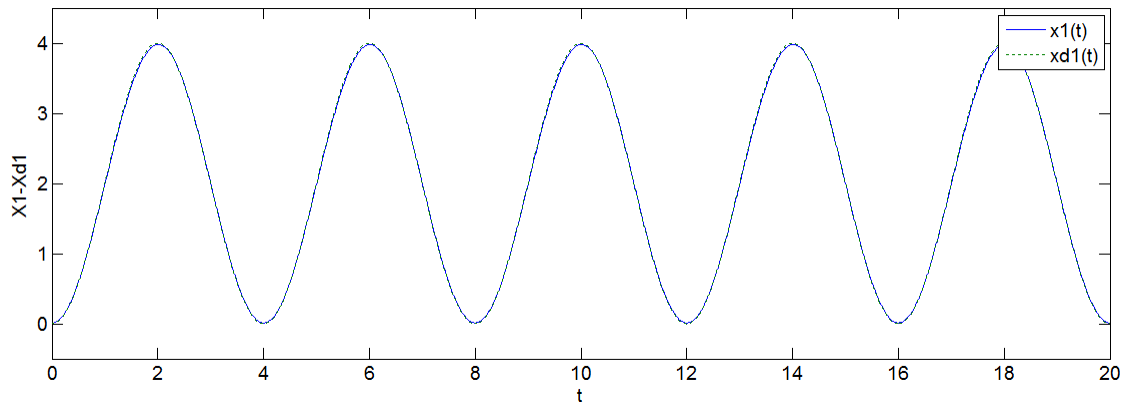
سیگنال کنترل ولتاژ دیسک دوم:



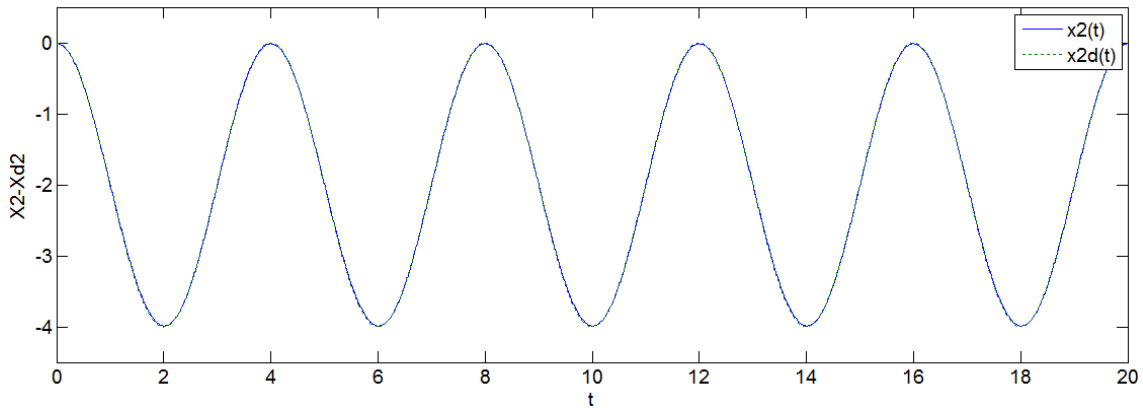
شکل ۴۵-۵. سیگنال کنترل ولتاژ دیسک دوم

نتایج شبیه سازی به ازای اغتشاش بزرگ و سریع $10\cos(50\pi)$:

پاسخ سیستم به ورودی مطلوب x_d :

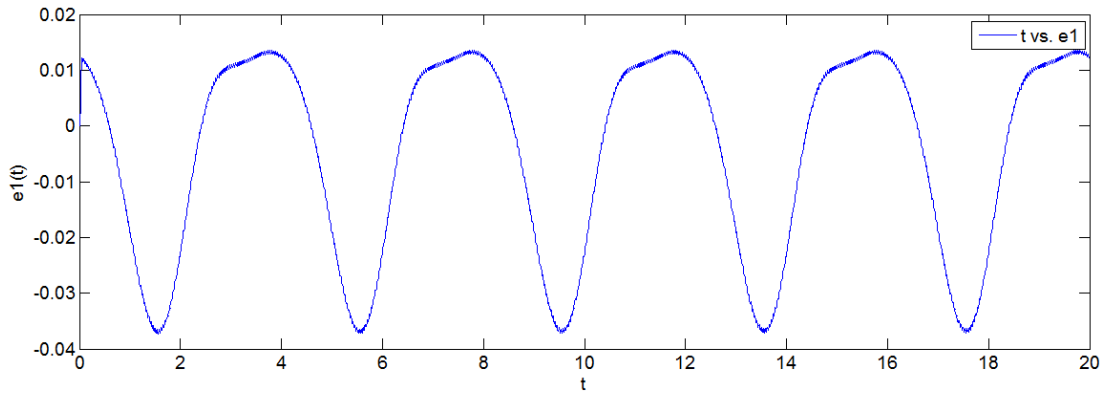


شکل ۵-۴۶. پاسخ سیستم به ورودی مطلوب x_{d1}

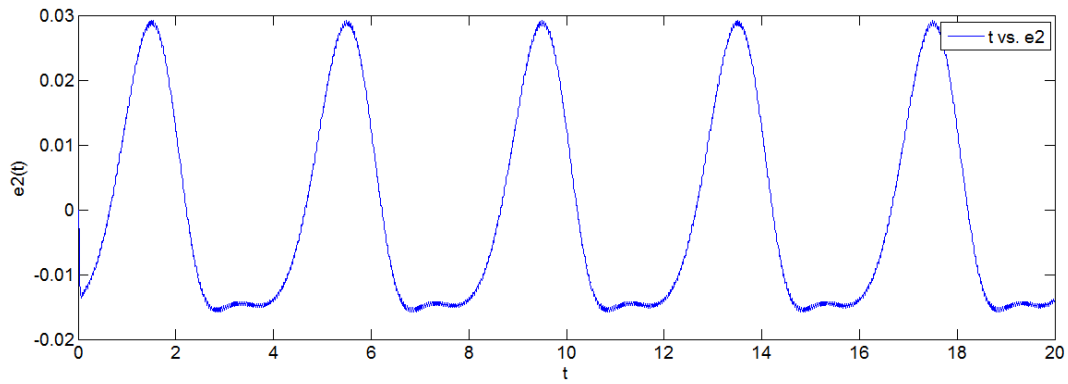


شکل ۵-۴۷. پاسخ سیستم به ورودی مطلوب x_{d2}

خطای ردیابی:

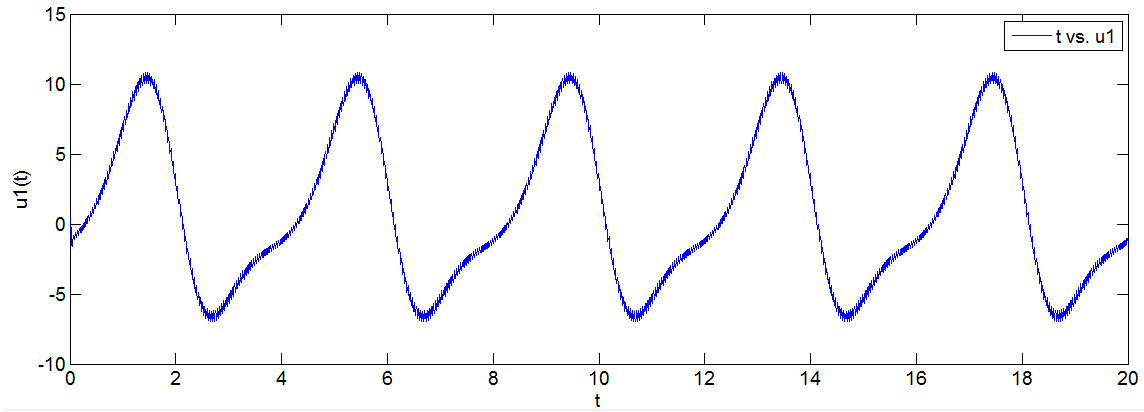


شکل ۵-۴۸. خطای ردیابی دیسک اول

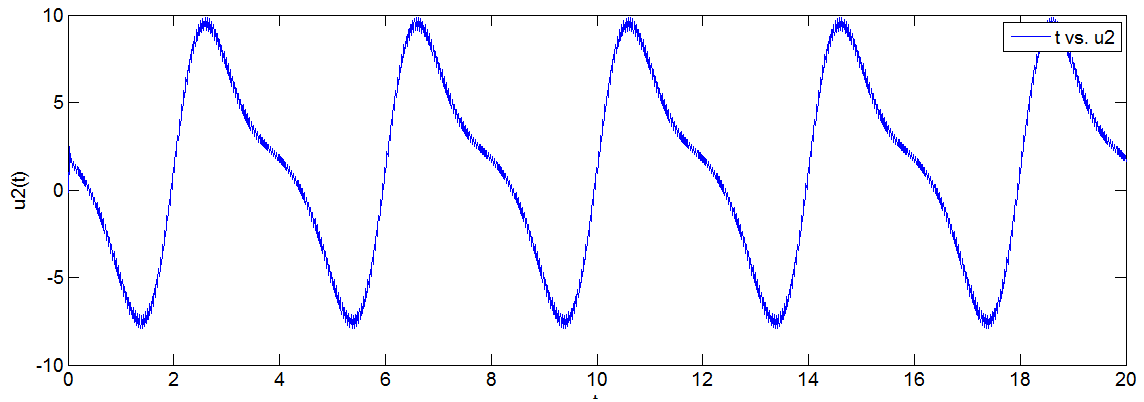


شکل ۵-۴۹. خطای ردیابی دیسک دوم

سیگنال کنترل ولتاژ:



شکل ۵-۵۰. سیگنال کنترل ولتاژ دیسک اول



شکل ۵-۵۱. سیگنال کنترل ولتاژ دیسک دوم

۵-۸. بررسی نتایج مربوط به کنترل پیشنهادی (۴-۵۹):

$$u = \frac{1}{\hat{g}(x|\theta_g)} [-\hat{f}(x|\theta_f) + x_d^{(n)} + k^T e - R(s|\theta_R)]$$

$$\dot{\theta}_f = \gamma_1 s \xi(x)$$

$$\dot{\theta}_g = \gamma_2 s(x) u_I$$

$$\dot{R}(s|\theta_R) = \begin{cases} \dot{\theta}_R = \gamma_3 s \varphi(s) \\ \dot{D}_\omega = \gamma_4 |s| \end{cases}$$

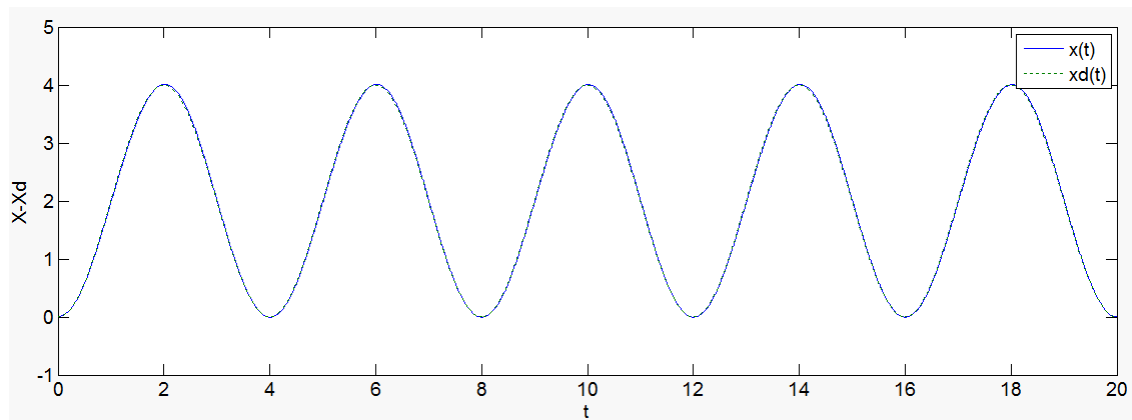
ما از روش فازی تطبیقی تناسبی انتگرالی برای کنترل کننده حالت لغزشی برای سیستم تک ورودی-تک خروجی استفاده می‌نماییم. یکی از تفاوت‌های نوع کنترل کننده با کنترل کننده قبلی، عدم نیاز به انتخاب ماتریس‌های Q و k می‌باشد.

برای طراحی سیستم فازی لازم است ابتدا ورودی‌های این سیستم تعیین گردد. ورودی‌های سیستم \hat{f} و \hat{g} ، خطای ردیابی e و مشتق آن است. دقیقاً به مانند بخش‌های قبل، برای هر یک از دو ورودی \hat{f} و \hat{g} ، ۵ گروه فازی در نظر می‌گیریم.

به ازای $\lambda = 1$ و $\eta = 0.1$ و $k_p = 5$ و $k_i = 500$ نتایج شبیه سازی را بررسی می‌کنیم.

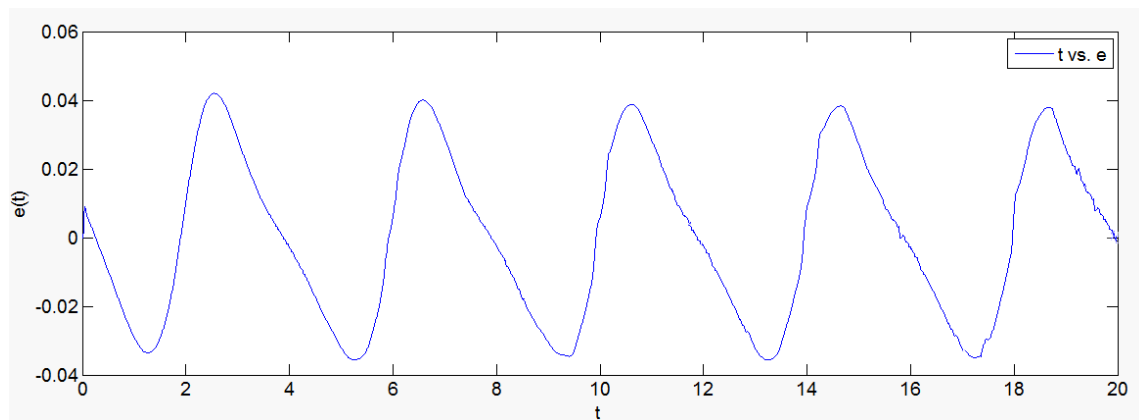
نتایج شبیه سازی به ازای اغتشاش کوچک و آرام $\cos(\pi)$:

پاسخ سیستم به ورودی مطلوب x_d



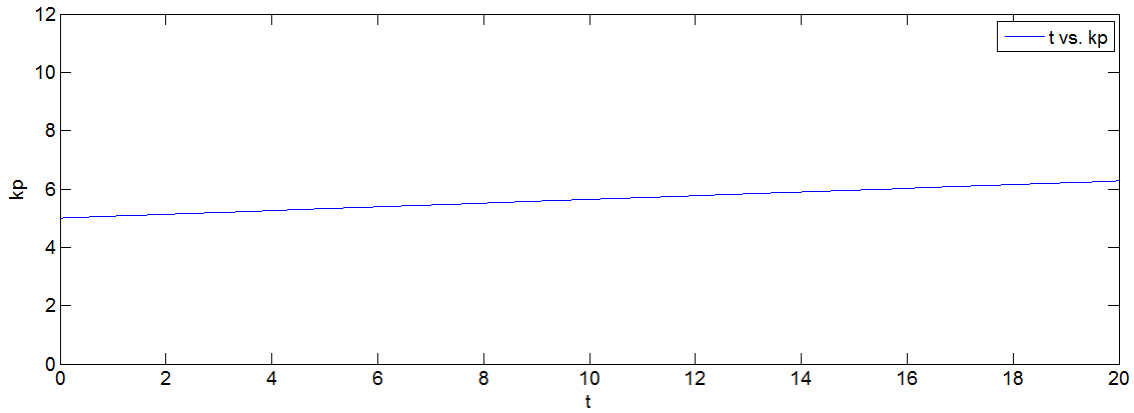
شکل ۵-۵۲. پاسخ سیستم به ورودی مطلوب x_d

خطای ردیابی:



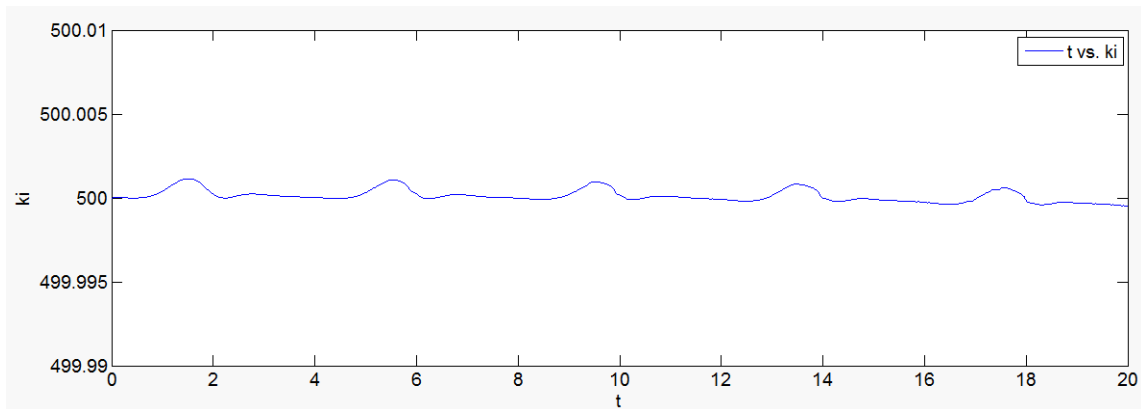
شکل ۵-۵۳. خطای ردیابی

پارامتر k_p :



شکل ۵-۵۴. پارامتر k_p

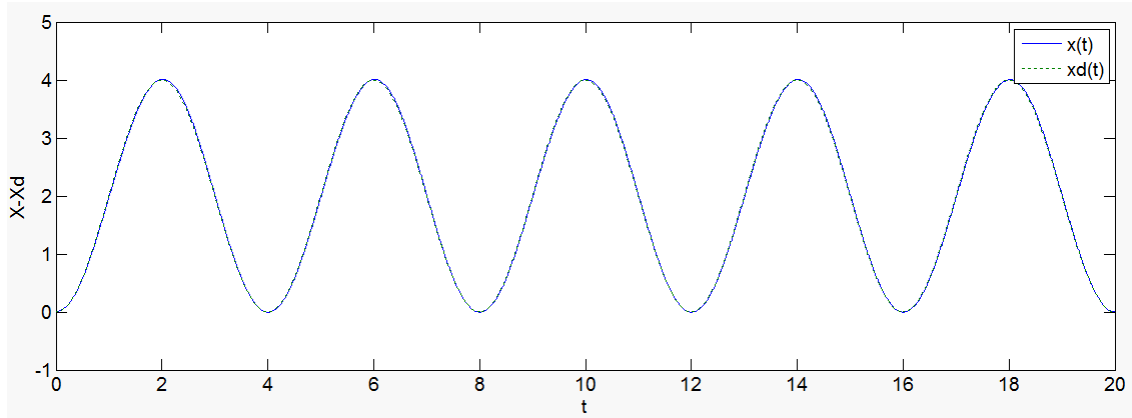
پارامتر k_i :



شکل ۵-۵۵. پارامتر k_i

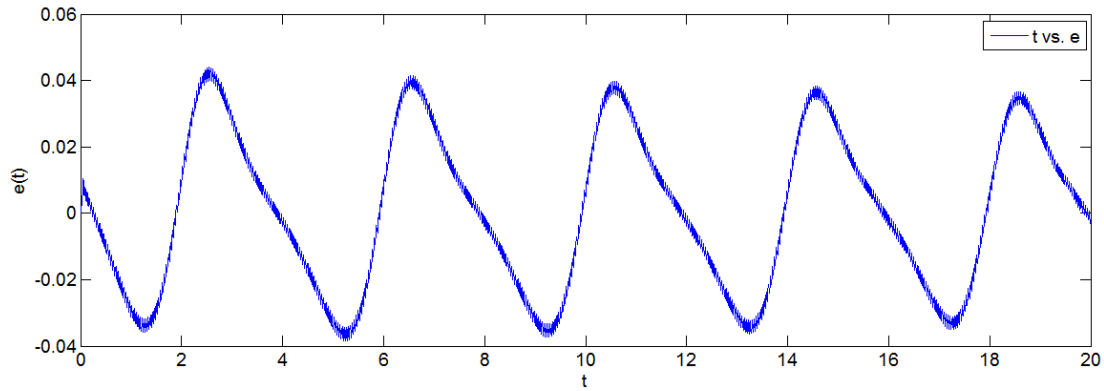
نتایج شبیه سازی به ازای اغتشاش بزرگ و سریع $10\cos(50\pi)$:

پاسخ سیستم به ورودی مطلوب x_d



شکل ۵-۵۶. پاسخ سیستم به ورودی مطلوب x_d

خطای ردیابی:



شکل ۵-۵۷. خطای ردیابی

بخش ششم : نتیجه گیری

در این پایان نامه از کنترل فازی تطبیقی تناسبی انتگرالی، برای یک سیستم غیرخطی و دارای عدم قطعیت تعلیق مغناطیسی استفاده نمودیم. عدم قطعیت‌ها می‌توانند بزرگ و سریع باشند، اما در روش‌های متعارف، عدم قطعیت‌ها باید آهسته و همچنین محدود باشند. کنترل پیشنهادی در این پایان نامه در حضور اغتشاش خارجی آرام و کوچک و همچنین تند و سریع مورد بررسی قرار گرفته است که نتایج شبیه سازی به خوبی این مطلب را نشان می‌دهد که این نوع کنترل کننده می‌تواند پاسخ مطلوبی را ارائه دهد و به کاهش لرزش و نوسانات ناخواسته منجر شود. در این طرح کنترلی گرچه عدم قطعیت‌ها باید محدود فرض شوند، اما نیاز به این نیست که ما حد آن را بدانیم. کنترل پیشنهادی بر روی سیستم دو ورودی- دو خروجی نیز مورد بررسی قرار گرفته که نتایج بدست آمده از شبیه سازی، می‌تواند حاکی از عملکرد مناسب این روش برای این نوع سیستم باشد. در نهایت نیز از الگوریتم بهینه سازی انبوه ذرات برای یک ورودی مشخص استفاده می‌کنیم تا پاسخ مسیر مطلوب به بهترین مقدار خود همگرا شود. در پایان نیز این روش پیشنهادی را برای کنترل کننده حالت لغزشی طراحی کردیم که نتایج شبیه سازی نشان دهنده پاسخ مطلوب و کاهش لرزش و نوسانات ناخواسته می‌باشد.

پیشنهاد کار:

سیستم تعلیق مغناطیسی یک سیستم جدید و در حال توسعه بوده و با توجه به پیشرفت روزافزون علم و تکنولوژی، این سیستم نیز در حال گسترش می‌باشد. انواع مختلفی از سیستم‌های تعلیق مغناطیسی موجود است [۶۲-۵۵] که هر کدام برای اهداف خاصی طراحی و ساخته شده اند و با توجه به ساختار و کارایی که دارند می‌توان کنترل کننده‌ای مناسب با آن را طراحی کرد.

- [1] H. K. Chiang, C. A. Chen, and M. Y. Li, "Integral variable-structure grey control for magnetic levitation system," IEE Proc.—Electr. Power Appl., vol. 153, No. 6, pp. 809–814, Nov, 2006.
- [2] A. E. Hajjaji and M. Ouladsine, "Modeling and nonlinear control of magnetic levitation systems," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 48, No. 4, pp. 831–838, Aug, 2001.
- [3] D. L. Trumper, S. M. Olson, and P. K. Subrahmanyam, "Linearizing control of magnetic suspension systems," IEEE Trans. Control Syst. Technol., vol. 5, No. 4, pp. 427–438, Jul, 1997.
- [4] W. G. Hurley and W. H. Wolfle, "Electromagnetic design of a magnetic suspension system," IEEE Trans. Educ., vol. 40, No. 2, pp. 124–130, May, 1997.
- [5] J. Joo and J. H. Seo, "Design and analysis of the nonlinear feedback linearizing control for an electromagnetic suspension system," IEEE Trans. Control Syst. Technol., vol. 5, No. 1, pp. 135–144, Jan, 1997.
- [6] Z. J. Yang and M. Tateishi, "Adaptive robust nonlinear control of a magnetic levitation system," Automatica, vol. 37, No. 7, pp. 1125–1131, Jul, 2001.
- [7] J. J. E. Slotine and W. Li, "Applied nonlinear control".. Englewood Cliffs, NJ: Prentice- Hall, 1991.
- [8] V. I. Utkin, "Sliding mode control design principles and applications to electric drives," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 40, No. 1, pp. 23–36, Feb, 1993.
- [9] Y. B. Shtessel, "Nonlinear output tracking in conventional and dynamic sliding manifolds," IEEE Trans. Autom. Control, vol. 42, No. 9, pp. 1282–1286, Sep, 1997.

- [10] M. Zribi, H. Sira-Ramirez, and A. Ngai, “Static and dynamic sliding mode control schemes for a permanent magnet stepper motor,” *Int. J. Control*, vol. 74, No. 2, pp. 103–117, 2001.
- [11] A. J. Koshkouei, K. J. Burnham, and A. S. I. Zinober, “Dynamic sliding mode control design,” *IEE Proc.—Control Theory Appl.*, vol. 152, No. 4, pp. 392–396, Jul, 2005.
- [12] M. D. Patil and P.S.V. Nataraj, “Automated design of fractional PI QFT controller using interval constraint satisfaction technique (ICST)”, *Nonlinear Dyn*, vol. 69, pp.1405–1422, 2012.
- [13] M. D. Patil and P.S.V. Nataraj, “Automated synthesis of multivariable QFT controller using interval constraint satisfaction technique”, *Journal of Process Control*, pp. 751– 765, 2012.
- [14] E. T. Moghaddam¹ and J. Ganji¹, “Sliding mode control of magnetic levitation systems using hybrid extended kalman filter”, vol. 2, No. 2, pp. 35-42, 2011.
- [15] P. Kallakuri , L.H. Keel and S.P. Bhattacharyya, “Sliding Mode Control of Magnetic Levitation Systems Using Hybrid Extended Kalman Filter”, *Milano (Italy)*, vol.2, No 2, Sep, 2011.
- [16] F. J. Lin, H. J. Shieh, L. T Teng, and P. H. Shieh , “Hybrid controller with recurrent neural network for magnetic levitation system”, *IEEE Transaction On Magnetics*, vol. 41, No. 7, pp. 2260 – 2269, Jul, 2005.
- [17] F. J. Lin, H. J. Shieh, L. T Teng, and P. H. Shieh , “Intelligent adaptive backstepping control system for magnetic levitation apparatus”, *IEEE Transaction On Magnetics*, vol. 43, No. 5, pp. 2009 – 2018, May, 2007.
- [18] L. Feng, L. Jianming, X. Zhao *and* T. Yahaghi , “Perfect tracking control of nonminimum phase systems in magnetic levitation system”, *IEICE Transaction Fundamentals*, vol.E89–A, pp. 4851 – 4854, No.5 May, 2006.

- [19] L. H. S. Torres, L. Schnitman, C. V. V. Junior and J. A. M. Souza, "Feedback linearization and model reference adaptive control of a magnetic levitation", *Studies in Informatics and control*, vol. 21 , No.1, pp. 67-74, 2012, Mar 2012.
- [20] L. H. S. Torres, C. A. V. Vasconcelos, L. Schnitman, and J. A. M. Felipe, "Exact linearization and fuzzy logic applied to the control of a magnetic levitation system", *IEEE World Congress on Computational Intelligence*, Barcelona, Spain, pp.18-23, pp. 1 – 5, Jul, 2010.
- [21] Z. Han and D. Wang, "Controller without model", *Journal of Natural Science of Heilong-Jiang University*, 1994.
- [22] Z. S. Hou, "Adaptive control and model Free learning sdaptive control for nonlinear Systems", *The Parameter Identification*, Shenyang, North-Eastern University, vol.1, pp. 343 – 344, Jun, 1994.
- [23] L. X. Wang, " Adaptive fuzzy systems and control design and stability analysis", Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 352 pages, Feb, 1994.
- [24] T. K. Yin, and C. S. G. Lee, "Fuzzy model-reference adaptive control", *IEEE Systems Man Cybernet*, vol. 25 No. 12, pp.1606-1615, Aug, 1995.
- [25] M. W. Vandegrift, F. L. Lewis, S. Jagannathan and K. Liu, "Adaptive fuzzy logic control of discrete-time dynamical system", *Proceedings of IEEE International Symposium on Intelligent Control*, pp.395- 401, Aug, 1995.
- [26] S. Jagannathan, "Adaptive fuzzy logic control of feedback linearizable discrete-time nonlinear systems", *Proceedings of IEEE International Symposium on Intelligent Control*, Dearborn, vol.2, pp.133-138, 1996.
- [27] C. S. George, "Model-free adaptive process control, united states patent", Washington, United States Patent and Trademark Office of the United States Department of Commerce, Apr, 2000.

- [28] H. A. Yousef and M. A. Wahba, "Adaptive fuzzy mimo control of induction motors", *Expert Systems with Applications* 36, pp. 4171–4175, 2009.
- [29] H. Yousef, M. Hamdy, E. El-Madbouly and D. Eteim, "Adaptive fuzzy decentralized control for interconnected MIMO nonlinear subsystems", *Automatica*, vol. 45, pp. 456–462, 2009.
- [30] T. Shaocheng, C. Bin and W. Yongfuc, "Fuzzy adaptive output feedback control for MIMO nonlinear systems", *Fuzzy Sets and Systems* 156, vol. 21, pp. 285–299, 2005.
- [۳۱] حبیب مطیع قادر، شهریار لطفی و میر مهدی سیداسفهلان، "مروری بر برخی از روش‌های بهینه سازی هوشمند"، چاپ اول، انتشارات دانشگاه آزاد اسلامی واحد شبستر، شبستر، ۱۳۸۹.
- [32] Maglev.ir.
- [33] J. A. Volpe, "Final Programmatic Environmental impact statement, maglev deployment program", Office of Railroad Development Washington, vol. 1, 2003.
- [34] T. Hakim Elahi and A. Nekoubin, "Optimal controller design for linear magnetic levitation Rail system", *World Academy of Science, Engineering and Technology*, vol. 58, 2011.
- [35] M. D. Patil and P. S. V. Nataraj, "Automated synthesis of multivariable QFT controller using interval constraint satisfaction technique", *Journal of Process Control*, vol. 22, pp. 751–765, 2012.
- [36] F. J. Lin, L. T. Teng, and Po-Huang Shieh, "Intelligent sliding-mode control using RBFN for magnetic levitation system", *IEEE Transaction On Industrial Electronics*, vol. 54, No. 3, Jun, 2007.
- [37] F. J. Lin, S. Y. Chen and K. K. Shyu, Member, IEEE, "Robust dynamic sliding-mode control using adaptive RENN for magnetic levitation system", *IEEE Transaction On Neural Networks*, vol. 20, No. 6, Jun, 2009.

- [38] S. Y. Faa, J. Lin, K. K. Shyu, "Direct decentralized neural control for nonlinear Mimo magnetic levitation system", *Neuro computing*, vol. 72, pp. 3220–3230, 2009.
- [39] J. L. Castro, D. H. Alcantara and L. A. Brooks, "Nonlinear control of a Magnetic Levitation System", *Robotics and Automotive Mechanics Conference*, vol.4, No.4, pp. 391 – 396, Sep, 2009.
- [40] H. W. Lee, K. C. Kim, and J. Lee, "Review of maglev train technologies", *IEEE Transaction On Magnetics*, vol. 42, No. 7, Jul, 2006.
- [41] S. S. Ge and T. H. Lee, "Robust model reference adaptive control of robots based on neural network parametrization", *Proceedings of the American Control Conference Albuquerque, New Mexico* vol.3, pp. 2006 - 2010, Jun, 1997.
- [42] A. L. Elshafei, Member, IEEE, "Taylor versus fuzzy-bases-function expansions for MRAC", *International Conference on Control Applications Trieste, Italy*, vol.1, pp. 633 – 637, Sep, 1998.
- [43] C. Wei Fan, J. Yang Chen and Y. Zhou, "An adaptive fuzzy cerebellar model articulation controller via particle swarm optimization", *2nd International Conference on Education Technology and Computer*, vol.2, pp. 385-390, Jun, 2010.
- [44] I. C. Bail, K. H. Kim and M. J. Youn, "Robust nonlinear speed control of PM synchronous motor using boundary layer integral sliding mode control technique", *IEEE Trans. Contr. Syst. Technol*, vol.8, pp.47–54, Aug, 2000.
- [45] H.F. Ho, Y.K. Wong, A.B. Rad, "Robust fuzzy tracking control for robotic manipulators", *Simul. Modell. Practice Theory*, vol.15, pp.801–816, Aug, 2007.
- [46] H.F. Ho, Y.K. Wong, A.B. Rad, "Adaptive fuzzy sliding mode control with chattering elimination for nonlinear SISO systems", *Simulation Modelling Practice and Theory*, vol. 17, pp.1199–1210, Aug, 2009.
- [47] R. Shahnazi, and M. R. Akbarzadeh, "Robust PI adaptive fuzzy control for a class of uncertain nonlinear systems", *IEEE International Conference on Systems*, vol. 3, pp. 2566 – 2571, 10-12 Oct. 2005.

- [48] M. Nie and W. W. Tan, “Stable adaptive fuzzy PD plus PI controller for nonlinear uncertain systems”, *Fuzzy Sets and Systems*, vol. 179 ,pp. 1–19, Sep, 2011.
- [49] C. W. Fan, J. Y. Chen and Y. M. Zhou, “Stable adaptive fuzzy PD plus PI controller for nonlinear uncertain systems”, *2nd International Conference on Education Technology and Computer*,2010.
- [50] M. P. Aghababa and M. E. Akbari Zhou , “A chattering-free robust adaptive sliding mode controller for synchronization of two different chaotic systems with unknown uncertainties and external disturbances”, *Applied Mathematics and Computation*,vol. 218,pp. 5757–5768, Jan, 2012.
- [51] A. Kadir, X. Y. Wang and Y. Z. Zhao“Robust adaptive fuzzy neural tracking control for a class of unknown chaotic systems”, vol. 76, No. 6, pp. 887–900, Jun, 2011.
- [52] M.fekri , “An adaptive chaos synchronization scheme applied to secure communication ”, *os,Solitons and Fractals* , pp.141-14, Sep, 2003.
- [53] H. J. Ronga, , S. Hana, G. S. Zhao, “Adaptive fuzzy control of aircraft wing-rock motion ”, *Applied Soft Computing* ,2013.
- [54] W. M. Bessaa, M. S. Dutrab and E. Kreuzer, “Depth control of remotely operated underwater vehicles using an adaptive fuzzy sliding mode controller”, *Robotics and Autonomous Systems*,vol.56 ,pp. 670–677, Aug ,2008.
- [55] T. H. S. Li, C. L. Kuo and N. R. Guo, “Stable adaptive fuzzy PD plus PI controller for nonlinear uncertain systems”, *Chaos, Solitons and Fractals* 33 ,pp.1523–1531, Sep ,2007.
- [56] G. D. Buckner “Intelligent bounds on modeling uncertainty: applications to sliding mode control”, *IEEE Transaction On Systems*, vol. 32, No. 2, May,2002.
- [57] C. A. Drago, S. Preitl, R. E. Precup, and E. M. Petriu, “Magnetic levitation system laboratory based education in Control engineering”, *Rezeszow, Poland*,pp. 496 – 501, May, 2010.
- [58] M. Zapateiro, F. Pozo, H. Karimi, and N. Luo, “Semiactive control methodologies for suspension control with magnetorheological dampers”, *IEEE Transaction On Mechatronics*, vol. 17, No. 2, Apr, 2012.

- [59] E. Shameli , M. B. Khamesee and J. P. Huissoon, “Nonlinear controller design for a magnetic levitation device” *Microsyst Technol*,vol.13 ,pp. 13:831–835, May, 2007.
- [60] D. L. Trumper, S.M. Olson, and P. K. Subrahmanyam, “Linearizing control of magnetic suspension systems”, *IEEE Transaction On Control Systems Technology*, vol. 5, No. 4, Jul, 1997.
- [61] T. H. Elahi, A. Nekoubin , “Optimal controller design for linear magnetic levitation rail system”, *World Academy of Science, Engineering and Technology*,vol. 58 ,2011.
- [62] D. Yu , H. Liu and Q. Hu, “Fuzzy sliding mode control of maglev guiding system based on feedback linearization”, *International Conference on Fuzzy Systems and Knowledge Discovery*,vol.3, pp. 1281 – 1285 , Aug ,2010.

Abstract :

In this project, a PI-adaptive fuzzy controller for a class of uncertain nonlinear systems is proposed that aims to provide added robustness in the presence of large and fast but bounded uncertainties and disturbances. While the proposed approach requires the uncertainties to be bounded, it does not require this bound to be known. Adaptive control approaches claim to adapt system parameters against uncertainties, but only if these uncertainties change slowly enough. Alternatively, robust control methodologies claim to ensure system stability against uncertainties, but only if these uncertainties remain within known bounds. This is while, in reality, disturbances and uncertainties remain faithfully uncertain. Lyapunov analysis is used to prove stability of the proposed approach. Finally, Particle Swarm Optimization (PSO) is used to optimize the control design parameters, thus the performance of control system is improved. This method is implemented on a siso and mimo magnetic suspension system and its results have been evaluated.

Keywords: Adaptive fuzzy control, Magnetic suspension system, External disturbances, Lyapunov theory



Shahrood University of Technology

Department of Electrical and Robotic Engineering

M.Sc.thesis

Adaptive Fuzzy Control For Magnetic Levitation System

Hesam Fallah Qavidel

Supervisors:

Dr. M. Hadad zarif

Advisors:

Dr. A. Akbarzadeh Kalat

September 2013