

دانشگاه صنعتی شاهرود

دانشکده برق و رباتیک

گروه کنترل

کنترل گسسته غیرخطی سیستم تعلیق روغنی

دانشجو :

عاطفه سکاکی

استاد راهنما :

دکتر محمد مهدی فاتح

پایان نامه ارشد جهت اخذ درجه کارشناسی ارشد

تابستان ۱۳۹۲

دانشگاه صنعتی شاهرود

دانشکده برق و رباتیک

گروه کنترل

پایان نامه کارشناسی ارشد خانم عاطفه سکاکی

تحت عنوان:

کنترل گسسته غیرخطی سیستم تعلیق روغنی

در تاریخ توسط کمیته تخصصی زیر جهت اخذ مدرک کارشناسی ارشد

مورد ارزیابی و با درجه مورد پذیرش قرار گرفت.

امضاء	اساتید مشاور	امضاء	اساتید راهنما
	نام و نام خانوادگی :		نام و نام خانوادگی :
	نام و نام خانوادگی :		نام و نام خانوادگی :

امضاء	نماینده تحصیلات تکمیلی	امضاء	اساتید داور
	نام و نام خانوادگی :		نام و نام خانوادگی :
			نام و نام خانوادگی :
			نام و نام خانوادگی :
			نام و نام خانوادگی :

تقدیم اثر

نهال را باران باید
تا بشوید غبار نشسته بر برگهایش
و سیرابش کند از آب حیات

و آفتاب باید
تا بتاباند
نیرو را
و محکم کند
شاخه های تازه روئیده را

به نام مادر
بوسه ای باید زد
دست هایی را
می شویند غبار خستگی روزگار را
و سیراب می کنند روح تشنه را

بوسه ای باید زد
دست هایی را
که می تابانند
نیرو را
و محکم می کنند
استواری پایه های زیستن را

ای مادر از تو هر چه می گویم باز هم کم می آورم! خورشیدی شدی و از روشنایی ات جان گرفتم و
در ناامیدی ها ناظم راکشیدی و لبریزم کردی از شوق... اکنون حاصل دستان خسته ات رمز موفقیتیم
شد. ای روح مهربان هستی ام، تو رنگ شادی هایم شدی و لحظه ها را با تمام وجود از من دور کردی
و عمری خستگی ها را به جان خریدی تا اکنون توانستی طعم خوش پیروزی را به من بچشانی

به خودم تبریک می گویم که تو را دارم و دنیا با همه بزرگیش مثل تو راندارد.....

تشکر و قدردانی

استاد گرانمایه، جناب آقای پرفسور محمدمهدی فاتح

آنچه از این جان می‌آید این است که از صمیم قلب از همکاری صادقانه و کوشش خالصانه‌ی شما در راستای هدایت و راهنمایی اینجانب تقدیر و تشکر نمایم و صمیمانه‌ترین سپاس‌های خود را به شما که شمع وجود گراندقدر خویش را در طبق اخلاص نهاده و نهال نوپای امروز را به امید فردایی شکوفاتر با عصاره‌ی جان آبیاری می‌نمایید نثار کنم. امید است پیوسته سربلند و پیروز باشید.

تعهد نامه

اینجانب عاطفه سکاکی دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته برق دانشکده برق و رباتیک دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه کنترل گسسته غیرخطی سیستم تعلیق روغنی تحت راهنمایی جناب آقای دکتر فاتح متعهد می شوم :

- تحقیقات در این پایان نامه توسط اینجانب انجام شده است و از صحت و اصالت برخوردار است.
- در استفاده از نتایج پژوهش های محققان دیگر به مرجع مورد استفاده استناد شده است.
- مطالب مندرج در پایان نامه تاکنون توسط خود یا فرد دیگری برای دریافت هیچ نوع مدرک یا امتیازی در هیچ جا ارائه نشده است.
- کلیه حقوق معنوی این اثر متعلق به دانشگاه صنعتی شاهرود می باشد و مقالات مستخرج با نام « دانشگاه صنعتی شاهرود » و یا «Shahrood University of Technology» به چاپ خواهد رسید.
- حقوق معنوی تمام افرادی که در به دست آمدن نتایج اصلی پایان نامه تأثیرگذار بوده اند در مقالات مستخرج از پایان نامه رعایت می گردد.
- در کلیه مراحل انجام این پایان نامه ، در مواردی که از موجود زنده (یا بافتهای آنها) استفاده شده است ضوابط و اصول اخلاقی رعایت شده است.
- در کلیه مراحل انجام این پایان نامه، در مواردی که به حوزه اطلاعات شخصی افراد دسترسی یافته یا استفاده شده است اصل رازداری، ضوابط و اصول اخلاق انسانی رعایت شده است.

تاریخ

امضای دانشجو

مالکیت نتایج و حق نشر

- کلیه حقوق معنوی این اثر و محصولات آن (مقالات مستخرج، کتاب، برنامه های رایانه ای، نرم افزارها و تجهیزات ساخته شده) متعلق به دانشگاه صنعتی شاهرود می باشد. این مطلب باید به نحو مقتضی در تولیدات علمی مربوطه ذکر شود.
- استفاده از اطلاعات و نتایج موجود در پایان نامه بدون ذکر مرجع مجاز نمی باشد.

چکیده فارسی

این پایان‌نامه، طراحی کنترل‌کننده‌ی زمان گسسته غیرخطی برای سیستم تعلیق خودرو به منظور راحتی مسافر و رانندگی مطمئن در خودرو ارائه می‌دهد. سیستم تعلیق فعال با بکارگیری عملگر هیدرولیکی قابلیت تولید نیرو به مقدار مناسب در هر لحظه تحت شرایط جاده‌ای مختلف به منظور دستیابی به اهداف راحتی مسافر و رانندگی مطمئن را دارد. بنابراین، کنترل‌کننده‌ی مورد نظر برای مدل سیستم تعلیق یک‌چهارم خودرو با وجود محرک هیدرولیکی طراحی می‌شود. برای این منظور ابتدا کنترل‌کننده زمان پیوسته خطی‌سازی پس‌خورد با اندازه‌گیری جابجایی، سرعت و شتاب بدنه‌ی خودرو طراحی می‌شود. سپس، کنترل‌کننده زمان گسسته خطی‌سازی پس‌خورد با اندازه‌گیری جابجایی بدنه طراحی می‌گردد. با بکارگیری روش تأخیر زمانی، به تخمین و جبران عدم قطعیت می‌پردازد. خروجی سیستم کنترل جابجایی بدنه و ورودی سیستم تعلیق جریان الکتریکی شیر هیدرولیکی است. سپس طرح نوین کنترل‌کننده زمان گسسته فازی تطبیقی در سیستم پیشنهاد می‌گردد. ورودی‌های کنترل‌کننده‌ی فازی، سیگنال‌های جابه‌جایی، سرعت و شتاب بدنه می‌باشد. پایداری اثبات می‌شود و بر این اساس قانون تطبیق پارامترهای کنترل‌کننده‌ی فازی به دست می‌آید. شبیه‌سازی‌ها نشان می‌دهند که عملکرد مطلوب سیستم تعلیق برای دستیابی به جابه‌جایی، سرعت و شتاب صفر در بدنه خودرو محقق شده است. مقایسه عملکرد کنترل سیستم تعلیق پیشنهادی با سیستم تعلیق غیرفعال، برتری کنترل‌کننده‌های پیشنهادی در فراهم آوردن راحتی مسافر و رانندگی مطمئن در خودرو با حضور اغتشاشات جاده‌ای و عدم قطعیت را نشان می‌دهند.

واژگان کلیدی: سیستم تعلیق فعال، محرک هیدرولیکی، کنترل خطی‌سازی پس‌خورد، کنترل فازی تطبیقی

فهرست مطالب

ج	تقدیم اثر.....
ه	تشکر و قدردانی.....
ز	چکیده فارسی.....
ح	فهرست مطالب.....
ی	فهرست اشکال.....
ل	فهرست جداول.....
م	فهرست علائم و اختصارات.....

فصل ۱: مقدمه

۱	۱-۱ مقدمه.....
۲	۲-۱ سیستم تعلیق و انواع آن.....
۳	۳-۱ سیستم های الکترو هیدرولیک.....
۵	۱-۳-۱ مقدمه ای در مورد محرک ها.....
۵	۲-۳-۱ مزایا و معایب محرک هیدرولیکی.....
۶	۴-۱ مروری بر پایان نامه.....

فصل ۲: کنترل سیستم های تعلیق فعال

فصل ۳: دینامیک سیستم تعلیق و محرک هیدرولیکی

۱۸	۱-۳ سیستم تعلیق.....
۱۹	۲-۳ محرک هیدرولیکی.....
۲۱	۱-۲-۳ مدل محرک هیدرولیکی.....
۲۱	۲-۲-۳ نحوه کار محرک هیدرولیکی.....

فصل ۴: کنترل زمان پیوسته خطی سازی پسخورد

۲۴	۱-۴ مقدمه.....
۲۵	۲-۴ تحلیل سیستم و کنترل کننده.....
۲۷	۳-۴ اثبات پایداری.....

فصل ۵: کنترل زمان گسسته خطی سازی پسخورد

۳۴	۱-۵ مقدمه.....
----	----------------

۳۵	تحلیل سیستم و کنترل کننده.....
۳۹	اثبات پایداری.....
۴۰	آزمون پایداری جوری.....

فصل ۶: کنترل کننده زمان گسسته فازی تطبیقی

۴۴	مقدمه.....
۴۶	طراحی کنترل کننده فازی تطبیقی مستقیم.....
۵۱	تحلیل سیستم و کنترل کننده.....

فصل ۷: نتایج عملکرد سیستم

۶۰	شبیه سازی سیستم کنترل با کنترل کننده زمان پیوسته خطی سازی پسخورد.....
۶۸	شبیه سازی سیستم کنترل با کنترل کننده زمان گسسته خطی سازی پسخورد.....
۶۸	آزمون پایداری جوری.....
۷۰	نتایج شبیه سازی.....
۷۸	شبیه سازی سیستم کنترل زمان گسسته فازی تطبیقی.....

فصل ۸: نتیجه گیری و پیشنهادات

۸۸	نتیجه گیری.....
۸۸	پیشنهادهات.....
۹۰	مراجع.....

فهرست اشکال

- شکل ۱-۲ : نمودار بلوکی سیستم کنترل تطبیقی لغزشی مستقل از مدل [۲]..... ۱۱
- شکل ۲-۲ : نمودار بلوکی کنترل فازی خودسازمانده با روش جدید برای سیستم تعلیق [۳]..... ۱۳
- شکل ۳-۲ : نمودار بلوکی کنترل امپدانس سیستم تعلیق [۷]..... ۱۴
- شکل ۴-۲ : نمودار بلوکی سیستم کنترل امپدانس تطبیقی سیستم تعلیق [۱]..... ۱۶
- شکل ۱-۳ : سیستم تعلیق فعال [۷]..... ۱۹
- شکل ۲-۳ : محرک هیدرولیکی [۸]..... ۲۲
- شکل ۱-۶ : نمای سیستم کنترل فازی تطبیقی..... ۴۵
- شکل ۲-۶ : سیستم کنترل فازی تطبیقی مستقیم..... ۵۱
- شکل ۳-۶ : توابع عضویت مربوط به ورودی های کنترل فازی..... ۵۳
- شکل ۱-۷ : اغتشاش جاده..... ۶۰
- شکل ۲-۷ : مقایسه جابجایی عمودی بدنه خودرو در سیستم تعلیق غیرفعال و سیستم تعلیق فعال..... ۶۱
- شکل ۳-۷ : مقایسه شتاب عمودی بدنه خودرو در سیستم تعلیق غیرفعال و سیستم تعلیق فعال..... ۶۲
- شکل ۴-۷ : مقایسه تغییر فرم لاستیک در سیستم تعلیق غیرفعال و سیستم تعلیق فعال..... ۶۳
- شکل ۵-۷ : مقایسه تغییرات دامنه سیستم تعلیق در سیستم تعلیق فعال و غیرفعال..... ۶۴
- شکل ۶-۷ : جریان ورودی شیر سیستم تعلیق فعال..... ۶۵
- شکل ۷-۷ : نیروی محرک هیدرولیکی..... ۶۶
- شکل ۸-۷ : نیروی لاستیک..... ۶۷
- شکل ۹-۷ : مقایسه میزان جابجایی عمودی بدنه خودرو در سیستم تعلیق غیرفعال و سیستم تعلیق فعال..... ۷۱
- شکل ۱۰-۷ : مقایسه شتاب عمودی بدنه خودرو در سیستم تعلیق غیرفعال و سیستم تعلیق فعال..... ۷۲
- شکل ۱۱-۷ : مقایسه تغییر فرم لاستیک در سیستم تعلیق غیرفعال و سیستم تعلیق فعال..... ۷۳
- شکل ۱۲-۷ : مقایسه جابجایی سیستم تعلیق در سیستم تعلیق غیر فعال و سیستم تعلیق فعال..... ۷۴
- شکل ۱۳-۷ : جریان الکتریکی شیر..... ۷۵
- شکل ۱۴-۷ : نیروی محرک هیدرولیکی در سیستم تعلیق فعال..... ۷۶
- شکل ۱۵-۷ : نیروی لاستیک..... ۷۷
- شکل ۱۶-۷ : مقایسه جابجایی بدنه خودرو در سیستم تعلیق غیرفعال و سیستم تعلیق فعال..... ۷۹
- شکل ۱۷-۷ : مقایسه شتاب بدنه خودرو در سیستم تعلیق غیرفعال و سیستم تعلیق فعال..... ۸۰
- شکل ۱۸-۷ : مقایسه میزان تغییر فرم لاستیک در سیستم تعلیق غیر فعال و سیستم تعلیق فعال..... ۸۱
- شکل ۱۹-۷ : مقایسه جابجایی سیستم تعلیق در سیستم تعلیق غیرفعال و سیستم تعلیق فعال..... ۸۲
- شکل ۲۰-۷ : جریان الکتریکی شیر..... ۸۳

- شکل ۲۱-۷ : نیروی محرک هیدرولیکی ۸۴
- شکل ۲۲-۷ : نیروی لاستیک ۸۵
- شکل ۲۳-۷ : پارامترهای سیستم کنترل گسسته ی فازی تطبیقی ۸۶

فهرست جداول

- جدول ۵-۱ : شکل کلی جدول پایداری جوری ۴۰
- جدول ۶-۱ : جدول قوانین فازی ۵۳
- جدول ۷-۱ : پارامترهای سیستم تعلیق و محرکه هیدرولیکی ۵۹
- جدول ۷-۲ : جدول پایداری جوری برای کنترل کننده گسسته خطی سازی پسخورد ۶۸

فهرست علائم و اختصارات

A	 ماتریس حالت
A_p	 سطح مقطع پیستون
b_s	 ضریب میرایی بدنه
b_t	 ضریب میرایی لاستیک
C_d	 ضریب تخلیه
C_{tp}	 ضریب نشت
e	 خطای ردگیری موقعیت
f_a	 نیروی محرک
f_t	 نیروی لاستیک
i_{sv}	 جریان شیر
$\hat{i}_u$	 تخمین مجموع عدم قطعیت
k_d	 بهره مشتقی در کنترل فازی تطبیقی
k_p	 بهره تناسبی در کنترل فازی تطبیقی
k_s	 ضریب سختی بدنه
k_t	 ضریب سختی لاستیک
m_s	 جرم بدنه
m_u	 جرم لاستیک
P	 ماتریس مثبت معین و متقارن
P_L	 فشار سیلندر

P_r	 فشار برگشتی
P_s	 فشار منبع هیدرولیک
Q	 ماتریس معین و مثبت
T	 زمان نمونه برداری
V_t	 حجم محرک
w	 عرض شیر
x_{sp}	 جابجایی شیر
$\hat{y}$	 تخمین مراکز گروه‌های فازی
z_r	 جابجایی جاده
z_s	 جابجایی بدنه
z_{sd}	 جابجایی مطلوب بدنه
z_u	 جابجایی لاستیک
τ	 ثابت زمانی شیر
β_e	 ضریب حجمی سیال
λ	 مقدار ویژه
ε	 مقدار مثبت و کوچک
η	 عدم قطعیت باقیمانده

فصل ١ :

مقدمه

۱-۱ مقدمه

یکی از مسائل بسیار مهم و مورد توجه صنایع خودروسازی جهان، افزایش کیفیت رانندگی مطمئن^۱ و هم‌چنین راحتی بیشتر برای راننده و سرنشینان^۲ می‌باشد. برای رسیدن به این اهداف، چندین زمینه برای تحقیق و مطالعه وجود دارد. یکی از مسائل که می‌تواند بر روی کیفیت رانندگی و راحتی مسافران تأثیرگذار باشد، طراحی مناسب خودرو است. برای این منظور طراحان بدنه خودرو همواره می‌کوشند تا بدنه خودرو را به گونه‌ای طراحی نمایند تا حداقل مقاومت هوا را داشته باشد. هر چه طراحی بدنه مناسب‌تر باشد، لرزش و تکان ناشی از مقاومت خودرو در برابر حرکت خودرو هم کاهش می‌یابد. هم‌چنین، طراحی مناسب موتور باید به گونه‌ای باشد که حداقل لرزش را در هنگام کار داشته باشد. از سوی دیگر طراحی چرخ‌ها و سیستم فرمان خودرو نیز بر روی این دو هدف تأثیرگذار هستند، اما شاید بتوان گفت مهم‌ترین عامل تأثیرگذار بر این دو هدف، ساختار مکانیکی سیستم تعلیق خودرو است. همانطور که می‌دانیم، یکی از عوامل لرزش و تکان در خودرو، ناهمواری‌های سطح جاده می‌باشد. نوسانات سطح جاده از طریق چرخ‌ها به بدنه خودرو منتقل می‌گردد و باعث کاهش راحتی سرنشینان، عمر مفید خودرو و هم‌چنین کاهش کیفیت رانندگی می‌گردند. بنابراین در این بین وظیفه سیستم تعلیق خودرو مشخص می‌گردد.

سیستم تعلیق خودرو وظیفه دارد که تا حد امکان نوسانات ناشی از ناهمواری‌های جاده را در خود جذب کرده و از انتقال آن به سرنشینان خودرو جلوگیری نماید. هم‌چنین این سیستم باید بتواند حداکثر تماس تایر را با سطح جاده ایجاد نماید که این مسأله باعث افزایش کیفیت رانندگی می‌گردد. با ارائه این توضیحات، ملاحظه می‌گردد که وظیفه این سیستم بسیار مهم و حیاتی است، از این رو صنایع خودروسازی دنیا سرمایه‌گذاری زیادی بر روی این شاخه از تحقیقات نموده‌اند و محققان فراوانی از جنبه‌های مختلف به بررسی این سیستم پرداخته‌اند.

^۱Ride handling

^۲ Passenger comfort

۲-۱ سیستم تعلیق و انواع آن

سیستم تعلیق به مجموعه اجزایی گفته می‌شود که بطور فیزیکی اعضای بدنه ماشین را از چرخ‌ها جدا می‌کند. وظیفه اصلی سیستم تعلیق بهبود راحتی سرنشینان، ایجاد ایمنی و رانندگی مطمئن است. راحتی سرنشینان با کاهش شتاب عمودی خودرو فراهم می‌شود که به وسیله تأثیر ناهمواری‌های جاده بر روی لاستیک و انتقال آن به بدنه خودرو ایجاد می‌گردد. همچنین مشخصه حمل و نقل را به دو صورت مشخص می‌کنیم:

۱. پایداری خودرو: کاهش کله‌زنی^۳ و غلتش^۴ که توسط فرمان چرخ‌ها و ترمز ایجاد می‌شود.

۲. کنترل جاده^۵: فشار یکنواخت تأیر بر روی زمین برای بهترین کشش.

رانندگی مطمئن هم با معیار تغییر فرم لاستیک مدل می‌شود.

سیستم تعلیق به سه دسته‌ی غیرفعال، نیمه‌فعال و فعال تقسیم می‌شود.

پیدایش سیستم تعلیق غیرفعال به اوایل قرن بیستم برمی‌گردد. در ابتدا سیستم تعلیق خودرو از عناصر غیرفعال ساخته می‌شد. سیستم‌های تعلیق غیرفعال معمول عمده‌تاً از فنرهای حلقوی و دمپرهای هیدرولیکی تشکیل شده‌اند که به ترتیب انرژی را ذخیره و تلف می‌کنند. مشخصات ضریب سختی فنرها و ضریب میرایی کمک فنرها ثابت بوده که سبب می‌شود به ازای اغلب ورودی‌های تحریک جاده بر سیستم، عملکرد تعلیق خودرو از وضعیت بهینه و طراحی شده فاصله بگیرد، به عبارت دیگر عملکرد سیستم تعلیق غیرفعال توسط شرایط جاده‌ای تحت تأثیر قرار می‌گیرد[۱]. به منظور بهبود راحتی مسافر نیاز به یک سیستم تعلیق نرم برای کاهش اثر فرکانس‌های بالای ناشی از ناهمواری‌های جاده بر بدنه خودرو داریم، در حالی که رانندگی خوب و مطمئن نیازمند یک سیستم تعلیق سخت به منظور افزایش تماس چرخ با جاده است[۲]. این تناقض در انتخاب مقادیر فنرها و

³Pich

⁴ Roll

⁵Road handling

کمک فنرها بیانگر این موضوع است که به وسیله سیستم تعلیق غیرفعال نمی‌توان بطور همزمان به هر دو هدف دست یافت. سیستم‌های تعلیق غیرفعال انعطاف‌پذیری ندارند[۳] و تنها قادر به برقراری مصالحه بین دو معیار متضاد و راحتی مسافر و رانندگی مطمئن هستند[۴].

برای رسیدن به یک عملکرد مطلوب، سیستم‌های جدیدی ارائه شدند که سیستم‌های تعلیق فعال و نیمه‌فعال حاصل این پیشرفت‌ها می‌باشد. در سیستم تعلیق نیمه‌فعال معمولاً فنر بدون تغییر باقی می‌ماند ولی این سیستم قابلیت تغییر مشخصه‌های دمپر در طول شرایط جاده را داراست. در سیستم‌های تعلیق نیمه‌فعال صرفاً در لحظات مناسب بر مقدار مناسب از سیستم تعلیق انرژی جذب می‌شود. به دلیل توانایی محدود حذف لرزش‌ها در سیستم‌های تعلیق سابق غیرفعال و نیمه‌فعال، توسعه و گسترش سیستم تعلیق فعال با یک نیروی کنترلی اضافه برای حذف لرزش‌ها یکی از بزرگترین ابداعات در صنعت خودروسازی بود[۲].

ایده‌ی سیستم‌های تعلیق فعال ابتدا توسط لابروس^۶ و فورسپیل^۷ در سال ۱۹۴۵ ارائه گردید. از آن زمان تاکنون راه‌حل‌های متفاوتی برای تولید نیروهای کنترل‌کننده سیستم تعلیق فعال ارائه گردیده‌است. سیستم‌های تعلیق فعال به صورت کنترل شده قادر به تغییر پارامترهای سیستم تعلیق به گونه‌ای هستند که اهداف سیستم تعلیق در هر لحظه مدنظر قرار بگیرد. این سیستم‌ها تأثیرات ناخوشایند شرایط جاده‌ای ناهموار را با ایزوله کردن حرکات بدنه‌ی خودرو از لرزش‌ها در چرخ‌ها می‌کاهند[۴]. سیستم تعلیق فعال در مقایسه با سیستم تعلیق نیمه‌فعال که فقط نیاز به توان برای سنسورها، شیرها و کنترلرها دارد، برای تولید نیروی کنترلی، توان زیادی مصرف می‌کند. سیستم تعلیق نیمه‌فعال از سیستم تعلیق فعال ارزان‌تر و مطمئن‌تر است[۲].

بنابر آنچه گفته شد، تعلیق فعال در حال حاضر یک موضوع کاملاً جدید و قابل توجه است که توجه محققان زیادی را به خود جلب کرده است. بسته به اینکه چه کمیت‌هایی از خودرو باید کنترل شوند،

^۶Labrosse
^۷Federspill

مدل‌های مختلفی از خودرو مورد نیاز است. برای مثال به منظور کنترل شتاب عمودی خودرو نیاز به مدل یک چهارم خودرو داریم که در فصل‌های بعد مورد بررسی قرار خواهند گرفت. همچنین به منظور کنترل حرکت کله‌زنی و غلتش به ترتیب به مدل نصف خودرو از پهلوی و نصف خودرو از جلو یا عقب استفاده می‌نماییم. بنابراین بعد از انتخاب کمیت‌های موردنظر، نکته‌ی بسیار مهم انتخاب یک مدل مناسب و با دقت بالا و در نهایت، انتخاب روش کنترلی بکار گرفته باشد.

تاکنون روش‌های مختلفی به منظور طراحی کنترل‌کننده برای سیستم تعلیق فعال مورد استفاده قرار گرفته است، که در این میان می‌توان به کنترل تاخیر زمانی [۵]، کنترل فازی و فازی تطبیقی [۴]، کنترل فازی خودسازمانده [۳]، [۶]، کنترل فازی خودسازمانده توسعه یافته [۳]، کنترل امپدانس [۷]، کنترل امپدانس مقاوم [۸]، کنترل تطبیقی امپدانس [۱]، کنترل تطبیقی لغزشی [۹]، کنترل تطبیقی لغزشی مستقل از مدل [۲] و کنترل مستقل از مدل [۱۰] اشاره کرد.

۳-۱ سیستم‌های الکتروهیدرولیک

۱-۳-۱ مقدمه‌ای در مورد محرک‌ها

در بسیاری از فرایندهای صنعتی انتقال قدرت به صورت کم‌هزینه و با دقت زیاد موردنظر است که با بکارگیری سیال تحت فشار در انتقال و کنترل قدرت محقق می‌شود. محرک‌ها را می‌توان در سه دسته تقسیم کرد:

۱. محرک‌های سلونوئیدی (مغناطیسی)

۲. محرک‌های نیوماتیکی (بادی)

۳. محرک‌های الکتروهیدرولیکی (روغنی)

محرک‌های سلونوئیدی شامل یک سیم‌پیچ و یک هسته محرک است. عملکرد مستقیم این محرک‌ها هنگامی که تغییر مکان کوتاه مدنظر باشد، ایده‌آل بوده و در تغییر مکان‌ها بیشتر به علت بزرگ شدن

هسته‌ی متحرک احتیاج به سیم‌پیچ بزرگ خواهند داشت. نیروی کشش حداکثر تا حدود ۲۲۲ نیوتون است، در حالیکه نیروی لازم برای سیستم تعلیق در حدود ۲۰۰۰ تا ۴۰۰۰ نیوتون بوده که از محدوده توانایی این عمل‌کننده‌ها خارج است. از محرک‌های بادی در مواردی که نیروهای نسبتاً پایین و یا سرعت‌های حرکت بالا موردنیاز باشند استفاده می‌کنند، در حالیکه کاربردهای سیستم تعلیق روغنی عمدتاً در مواردی است که قدرت‌های بالا و سرعت کنترل‌شده دقیق موردنظر باشد. در سیستم‌های روغنی و بادی نسبت به سایر سیستم‌های مکانیکی قطعات محرک کمتری وجود دارد و می‌توان در هر نقطه به حرکت‌های خطی یا دورانی با قدرت بالا و کنترل مناسب دست یافت.

۱-۳-۲ مزایا و معایب محرک هیدرولیکی

از مهم‌ترین مزایای محرک هیدرولیکی می‌توان به طراحی فشرده، واکنش سریع نسبت به ورودی خود، وزن کم، درجه بالای استاندارد اجزاء آن، تراکم‌پذیری اندک در شرایط کاری معمول، حساسیت پایین به تغییرات دمایی و دقت بالا اشاره کرد. همچنین سیستم‌های هیدرولیکی قادر به ایجاد نیروی زیاد در مقایسه با وزن خود هستند. نیروی گشتاوری که توسط محرک‌های هیدرولیکی تولید می‌گردد، متناسب با اختلاف فشار دو طرف آن است که باید محدود گردد. از آنجا که مقاومت مواد محرک‌های هیدرولیکی بالاست آن‌ها می‌توانند مقدار انرژی مکانیکی بالایی را ایجاد کنند [۱]. با این وجود، عوامل غیرخطی مانند رفتار غیرخطی اجزای مدار هیدرولیکی و وجود نامعینی، مدل‌سازی محرک هیدرولیکی را با مشکل مواجه می‌سازد [۱].

۱-۴ مروری بر پایان نامه

به علت رفتار غیرخطی مدل واقعی خودرو، کنترلرهای غیرخطی در صورت طراحی مناسب می‌توانند نتایج خوبی برای کنترل سیستم تعلیق به همراه داشته باشند. در این پروژه تحقیقی ما به طراحی کنترل‌کننده‌ی گسسته خطی‌سازی پسخورد و همچنین‌کننده‌ی فازی تطبیقی گسسته سیستم تعلیق فعال با محرک هیدرولیکی می‌پردازیم. به دلیل افزایش سریع در استفاده از کنترل‌کننده‌ای

دیجیتال، در این پایان نامه کنترل کننده دیجیتال را برای سیستم غیرخطی تعلیق خودرو با محرکه-های هیدرولیکی توسعه می دهیم.

هدف از این پایان نامه بهبود راحتی مسافر و رانندگی مطمئن می باشد. برای این منظور مدل یک-چهارم خودرو در نظر گرفته می شود که دینامیک های محرک هیدرولیکی را هم در بر می گیرد. در این روش سیگنال های جابجایی، سرعت و شتاب بدنه برای ساخت سیگنال های ورودی کنترل کننده فازی استفاده شده است. هدف نهایی کنترل کننده عملکرد مطلوب سیستم تعلیق برای رسیدن به جابجایی و سرعت و شتاب صفر می باشد. برای تنظیم پارامترهای کنترل کننده فازی از روش تطبیقی بر پایه ی تئوری لیاپانوف برای به دست آوردن قانون تطبیق استفاده شده است. روش پیشنهادی با سیستم تعلیق غیرفعال مقایسه شد.

این تحقیق شامل ۶ فصل می باشد. فصل اول مقدمه ای در مورد سیستم تعلیق ارائه می نماید. فصل دوم مطالعات قبلی در زمینه ی کنترل سیستم های تعلیق فعال را معرفی می کند. فصل سوم مدل یک چهارم خودرو و محرکه را شرح می دهد. فصل چهارم کنترل خطی سازی پس خورد پیوسته را طراحی می نماید. فصل پنجم کنترل خطی سازی پس خورد گسسته را طراحی می نماید. فصل ششم کنترل کننده ی فازی تطبیقی گسسته را طراحی می نماید. فصل هفتم نتایج شبیه سازی را بررسی می کند و طرح پیشنهادی را با سیستم تعلیق غیرفعال مقایسه می کند. فصل هشتم نتیجه گیری می کند و پیشنهادات را ارائه می نماید.

فصل ۲ :

کنترل سیستم های تعلیق فعال

در سال‌های اخیر مطالعات زیادی بر روی سیستم‌های تعلیق فعال و نیمه‌فعال با هدف بهبود رانندگی مطمئن و راحتی مسافر صورت گرفته است. بسیاری از کارهای قبلی روی کنترل حلقه خارجی انجام شده که در آن نیروی کنترلی به عنوان تابعی از متغیرهای حالت خودرو در شرایط جاده محاسبه می‌شود. به دلیل وجود مشخصه‌های متغیر با زمان و غیرخطی سیستم‌های تعلیق فعال، بیان یک مدل دینامیکی دقیق برای طراحی کنترل‌کننده‌ها بر مبنای مدل دشوار است، بنابراین برای مقابله با این عدم قطعیت‌ها روش‌های مختلفی مورد بررسی قرار گرفته است. از آن جمله می‌توان به روش‌های زیر اشاره کرد.

کنترل تطبیقی لغزشی بر پایه‌ی روش تخمین تابعی ارائه شده است [۹]. به دلیل ویژگی غیرخطی ذاتی و مشخصات متغیر با زمان سیستم هیدرولیکی، مقادیر دقیق پارامترها در معادله دینامیکی نیرو محرکه هیدرولیکی را نمی‌توان به آسانی تخمین زد و محرک دارای دینامیک مدل نشده و عدم قطعیت متغیر با زمان خواهد بود. در این روش، دینامیک غیرخطی محرک به صورت عدم قطعیت متغیر با زمان و با کران‌های نامعلوم در نظر گرفته شده است و از روش تخمین تابعی برای نمایش عدم قطعیت توسط ترکیب تعدادی از توابع پایه‌ای سری فوریه استفاده شده است. به عبارتی تمام عدم قطعیت‌ها به صورت مجموعی از دو تابع ناشناخته متغیر با زمان در نظر گرفته شد و معادله دینامیکی نیرو محرکه‌ی هیدرولیکی به صورت سیستم نیروی متغیر با زمان مرتبه دوم به صورت رابطه زیر نمایش داده شد:

$$\dot{F}_a = f(x_r, t) + g(x_r, t)u \quad (۱-۲)$$

با توجه به اینکه هر تابع $f(t)$ در فضای هیلبرت را با هر دقت دلخواه می‌توان با ترکیب خطی محدود از توابع پایه‌ای نرمال عمودی تخمین زد:

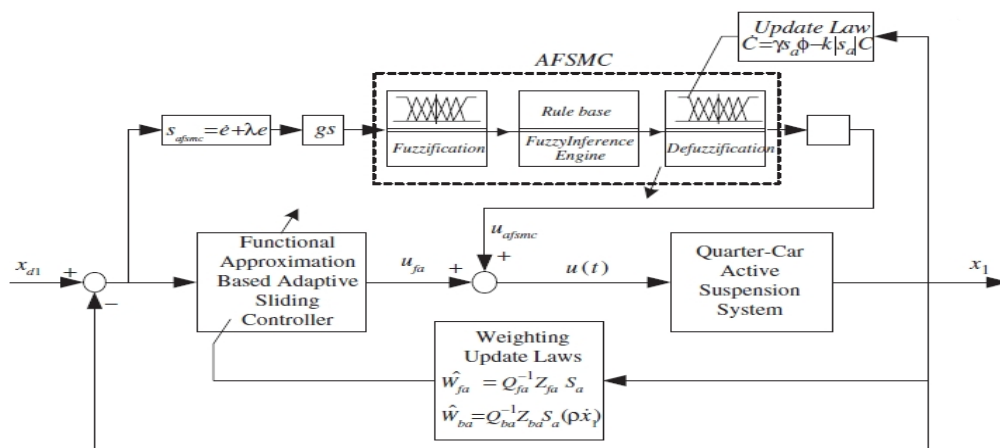
$$f(t) \approx \sum_{i=1}^n w_i z_i(t) \approx \mathbf{w}^T \mathbf{z} \quad (۲-۲)$$

در این رابطه $z(t) = [z_1(t) \ z_2(t) \ \dots \ z_n(t)]^T$ بردار توابع پایه‌ای معلوم و $w = [w_1(t) \ w_2(t) \ \dots \ w_n(t)]^T$ بردار ضرایب غیرمتغیر با زمان و نامعلوم است. اگر تعداد مناسب توابع پایه‌ای به کار گرفته شود خواهیم داشت:

$$f(t) = w^T z \quad (3-2)$$

بنابراین، تابع متغیر با زمان و ناشناخته $f(t)$ با مجموعه‌ای از ثابت های نامعلوم جایگزین شده و با انتخاب صحیح تابع لیاپانوف می‌توان قانون به روز رسانی ثابت های نامعلوم را محاسبه کرد. برای تخمین توابع $f(x_r, t)$ و $g(x_r, t)$ از ترکیب تعداد ۱۱ تابع پایه‌ای سری فوریه استفاده شد. هم-چنین کنترل کننده تطبیقی لغزشی به منظور دستیابی به اهداف کنترلی بر پایه‌ی رویکرد تخمین تابعی طراحی شده است [۹]. سطح لغزش به صورت خطای ردگیری نیرو تعریف شده و قانون تطبیق برای تنظیم بردار وزن تابع تخمین زده شده به منظور کاهش خطای تخمین به کار گرفته شده است. نتایج حاصل از شبیه‌سازی بیانگر بهبود مشخصه‌ی راحتی سواری در مقایسه با سیستم تعلیق غیرفعال است. با این وجود، در رویکرد تخمین تابعی، خطای تخمین همیشه وجود دارد و با افزایش تعداد توابع پایه‌ای حجم محاسبات به طور نمایی افزایش می‌یابد.

به منظور جبران وابستگی خطای تخمین به تعداد توابع پایه‌ای سری فوریه، کنترل مد لغزشی تطبیقی آزاد از مدل ارائه شده است [۲]. به دلیل نیاز رویکرد کنترل مد لغزشی به مدل سیستم، از روش تخمین تابعی برای تخمین توابع نامعلوم با ترکیب تعداد محدود توابع پایه‌ای سری فوریه استفاده شد. هم چنین کنترل کننده‌ی فازی تطبیقی لغزشی برای جبران خطای تخمین و بهبود عملکرد کنترل بهکار رفته است. به منظور اثبات پایداری و محاسبه قانون به روز رسانی برای بردار وزن توابع تخمینی از تابع لیاپانوف استفاده شد. نمودار بلوکی سیستم کنترلی در شکل (۳-۱) آمده است.



شکل ۲-۱: نمودار بلوکی سیستم کنترل تطبیقی لغزشی مستقل از مدل [۲]

هدف این مقاله طراحی کنترل کننده ای است که سبب همگرایی مجانبی جابجایی بدنه ی خودرو به سمت صفر شود. روش کنترل مد لغزشی فازی تطبیقی برای جبران خطای تخمین و تغییرات سیستم به کار گرفته شد. ورودی جبران کننده فازی به صورت سطح لغزش حاصل از ترکیب خطای ردگیری موقعیت بدنه ی خودرو و مشتق آن تعریف شد. روش مذکور دارای قابلیت یادگیری برای تنظیم جدول قوانین فازی به منظور مقابله با رفتار متغیر با زمان و غیرخطی سیستم را داراست. بنابراین، با ترکیب روش تخمین تابعی و جبران کننده فازی تطبیقی مد لغزشی، کنترل کننده ی مستقل از مدل تطبیقی لغزشی حاصل شد که می تواند برای سیستم های غیرخطی با اطلاعات نامعلوم بکار گرفته شود. کنترل کننده مذکور توانست حجم محاسبات، پایگاه داده ها و دامنه نوسانات مربوط به جرم فنری را به طور مؤثری کاهش دهد.

کنترل تاخیر زمانی به عنوان یک روش نویدبخش در کنترل سیستم های با پارامترهای متغیر و دینامیک نامشخص برای طراحی حلقه ی کنترل نیرو در سیستم تعلیق فعال ارائه شد [۵]. ایده ی اساسی در کنترل تأخیر زمانی جبران و یا حذف دینامیک های نامعلوم و اغتشاشات خارجی با استفاده از رابطه ی بین ورودی و خروجی در طول دوره ی نمونه برداری های کوچک و واداشتن سیستم به پیروی از مدل دینامیکی مرجع است. بنابراین، اگر کمی اغتشاش یا عدم قطعیت در سیستم وجود

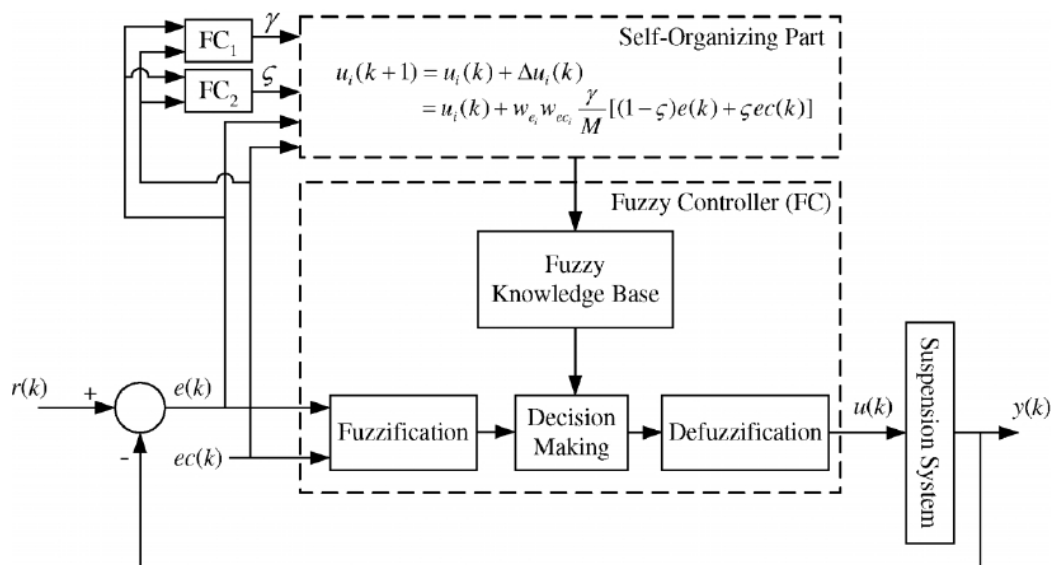
داشته باشد، خروجی همیشه مدل مرجع را دنبال می‌کند. این روش توانست ردگیری بسیار دقیق نیرو را در گستره‌ی وسیعی از فرکانس‌های ورودی فراهم کند. همچنین در صورت انتخاب صحیح پارامترها، پایداری سیستم برای تمامی زمان‌ها تضمین خواهد شد.

روش کنترل فازی و کنترل فازی تطبیقی نیز ارائه شد [۴]. ورودی‌های کنترل‌کننده‌ی فازی جابجاییسیستم تعلیق و سرعت آن بوده و خروجی نیروی تولیدی محرک هیدرولیکی می‌باشد. سیستم‌های فازی مستقل از مدل بوده و می‌توانند به عنوان تخمین‌گر عمومی برای کنترل سیستم‌های غیرخطی بکار گرفته شوند. قوانین فازی با توجه به دانش و تجربه بیان می‌شوند. کنترل فازی هنوز به تلاش قابل توجهی برای پیدا کردن توابع عضویت صحیح و قوانین فازی به خصوص زمانی که سیستم پیچیده یا دارای تغییرات سریع است نیاز دارد. برای تطبیق با شریط جاده‌ای و مقاوم شدن سیستم کنترل فازی، روش کنترل فازی تطبیقی بر پایه‌ی روش مستقیم لیپانوف برای تنظیم مراکز گروه‌های فازی ارائه شد. قانون تطبیق سبب افزایش سرعت همگرایی بردار پارامترها و مقاومت در برابر ناهمواری‌های جاده‌ای شد. کنترل‌کننده‌ی فازی تطبیقی توانست دو معیار راحتی رانندگی و کنترل جاده را بهبود بخشد.

روش کنترل فازی خود سازمانده^۱ برای غلبه بر ناهمواری‌های جاده‌ای و کنترل عملکرد سیستم تعلیق فعال پیشنهاد شد [۶]. در روش پیشنهادی قوانین فازی در طول فرایند کنترلی بطور مداوم تنظیم شده و نیاز به تنظیم اولیه قوانین فازی و آگاهی از رفتار دینامیکی سیستم را نداریم، بنابراین حجم محاسبات کاهش پیدا کرده و موجب سادگی طراحی قوانین فازی خواهد شد. با وجود توانایی روش پیشنهادی برای کنترل سیستم‌های پیچیده همراه با عدم قطعیت، پارامترهای نرخ یادگیری و توزیع وزنی بعد از انتخاب ثابت می‌شوند؛ انتخاب نامناسب این پارامترها خروجی سیستم را تحت تأثیر قرار داده و حتی ممکن است سبب ناپایداری سیستم گردد. برای حل این مشکل، روش جدید کنترل

^۱Self-organize fuzzy controller

فازی خودسازمانده با بکارگیری دو کنترل‌کننده فازی برای تنظیم پارامترهای مربوط به نرخ یادگیری و توزیع وزنی ارائه گردید [۳]. نمودار بلوکی مربوط به این کنترل‌کننده در شکل (۳-۳) آمده است.



شکل ۲-۲: نمودار بلوکی کنترل فازی خودسازمانده با روش جدید برای سیستم تعلیق [۳]

در قانون کنترل مرتبط با انتخاب صحیح پارامترهای مربوط به نرخ یادگیری و توزیع وزنی زمانی که خروجی سیستم در مقایسه با ورودی مرجع مطلوب دارای خطا و تغییرات خطای بزرگ است، نرخ یادگیری و مقادیر توزیع وزنی برای شتاب دادن به پاسخ خروجی سیستم افزایش می‌یابد. هنگامی که خروجی سیستم به مقدار مطلوب نزدیک شد، برای دوری از مقادیر تصحیح بزرگ بیش از نیاز، مقدار توزیع وزنی و نرخ یادگیری باید کاهش پیدا کند. بنابراین پاسخ خروجی سیستم می‌تواند به آرامی به ورودی مرجع نزدیک شده و از وقوع فراجهدش در پاسخ خروجی سیستم جلوگیری شود. قانون کنترل فازی خودسازمانده قابلیت یادگیری ویژه‌ای دارد و قوانین کنترلی را به طور پیوسته برای دستیابی به پاسخ خروجی مطلوب اصلاح می‌کند. این روش توانست به طور مؤثری عملکرد سیستم کنترل را بهبود بخشد، زمان صرف شده برای بیان جدول مناسب قوانین فازی و خطای ردگیری را کاهش داده،

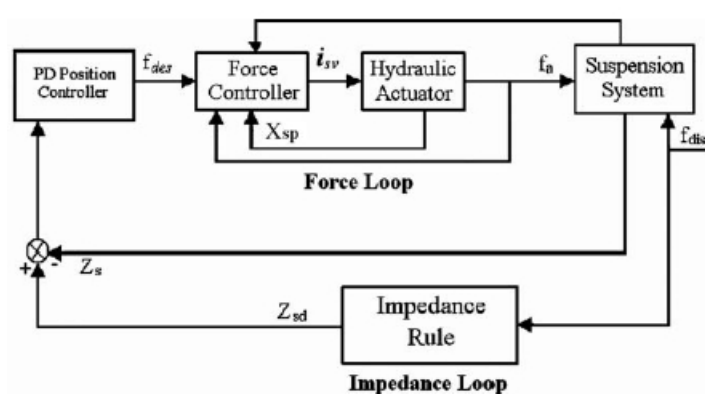
دشواری انتخاب صحیح مقادیر پارامترهای نرخ یادگیری و توزیع وزنی را حذف، پاسخ گذرای سیستم و پایداری سیستم را بهبود و بر تأثیرات لرزشی به صورت مفیدی غلبه کند.

در سال‌های اخیر کنترل امپدانس برای سیستم تعلیق خودرو با محرک هیدرولیکی پیشنهاد شد [۷]. هدف از این روش کنترلی فراهم کردن رفتار دینامیکی مطلوب برای جابجایی بدنه بر طبق نیروی است که از طرف جاده به عنوان اغتشاش بر لاستیک ماشین وارد می‌شود. قانون امپدانس به صورت یک سیستم مرتبه دوم بیان می‌شود.

$$f_{dis} = M\ddot{z}_{sd} + L\dot{z}_{sd} + Kz_{sd} \quad (۴-۲)$$

که در آن z_{sd}, K, L, M به ترتیب جرم مطلوب، ضریب میرایی مطلوب، ضریب سختی مطلوب و جابجایی مطلوب بدنه هستند. نیروی f_{dis} در اثر اغتشاشات جاده‌ای تولید می‌شود و ورودی قانون امپدانس بوده و جابجایی مطلوب بدنه توسط قانون امپدانس تعیین می‌شود.

مصالحه‌ی بین راحتی مسافر و رانندگی مطمئن توسط پارامترهای امپدانس تعیین می‌شود. نمودار بلوکی مربوط به کنترل کننده در شکل (۴-۳) آمده است.



شکل ۴-۳: نمودار بلوکی کنترل امپدانس سیستم تعلیق [۷]

در این مقاله سیستم کنترل به گونه‌ای طراحی شد که سیستم تعلیق بتواند خروجی سیستم مرتبه دوم تعریف شده با قانون امپدانس را دنبال کند. پیاده‌سازی کنترل امپدانس در سیستم تعلیق فعال به کنترل نیرو و موقعیت نیاز دارد، بنابراین سیستم کنترلی شامل دو حلقه است. حلقه‌ی داخلی عمل کنترل نیرو با روش خطی‌سازی پسخورد و حلقه‌ی خارجی مربوط به حلقه‌ی کنترل موقعیت است. در حلقه‌ی خارجی از کنترل‌کننده‌ی تناسبی-مشتقی برای ردگیری موقعیت مطلوب تعیین شده با قانون امپدانس و در حلقه داخلی از روش خطی‌سازی پسخورد برای ردگیری نیروی مطلوب تعیین شده توسط کنترل‌کننده‌ی موقعیت استفاده شد. روش خطی‌سازی پسخورد، سیستم جدید ساده‌ای با حذف عوامل غیرخطی از مدل محرک ایجاد می‌کند. روش کنترل امپدانس روشی نیرومند برای کنترل سیستم تعلیق می‌باشد. قانون کنترل امپدانس ساده و مستقل از مدل بوده و می‌تواند برای محدوده‌ی وسیعی از جاده‌ها بکار گرفته شود. در این مقاله عدم قطعیت‌ها در نظر گرفته نشده است. عدم قطعیت موجود در سیستم عملکرد آن را کاهش می‌دهد.

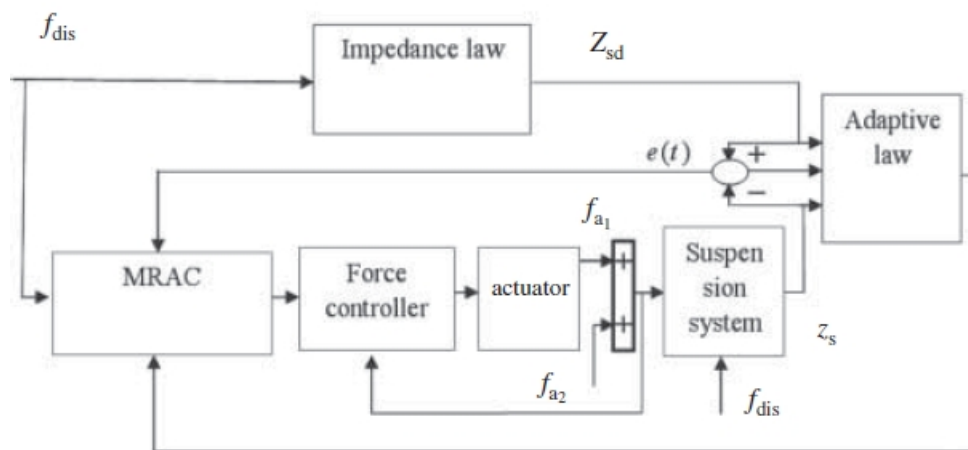
به منظور مقاوم کردن سیستم کنترلی در برابر عدم قطعیت‌ها، روش کنترل امپدانس مقاوم ارائه شد [۸]. از کنترل نیرو و موقعیت مقاوم برای جایگذاری کنترل امپدانس مقاوم در حضور عدم قطعیت-ها شامل عدم قطعیت پارامتری، دینامیک مدل نشده و اغتشاش خارجی استفاده شد. کنترل مقاوم با استفاده از قانون کنترل تناسبی-مشتقی-انتگرالی تبدیل یافته^۲ انجام شد. این رویکرد کنترلی توانست راحتی مطلوب را در هنگام عبور از دست اندازها و دو معیار راحتی و رانندگی مطمئن را پس از عبور از دست انداز فراهم کند.

کنترل امپدانس تطبیقی با قابلیت تنظیم خودکار پارامترهای سیستم تعلیق در حضور عدم قطعیت‌ها پیشنهاد شد [۹]. این مقاله یک رویکرد کنترلی جدید برای سیستم تعلیق هیدرولیکی بر طبق اغتشاشات جاده‌ای نمایش می‌دهد. یک مدل امپدانس جدید به عنوان مدل مرجع در نوع خاصی از

²Transformed PID control law

کنترل تطبیقی مقاوم که برای اولین بار برای سیستم تعلیق روغنی قرار داده شد، استفاده شد. این نوع از کنترل تطبیقی مدل مرجع برای سیستم خطی همراه با عدم قطعیت به کار رفت.

نمودار بلوکی سیستم کنترلی در شکل (۴-۳) آمده است.



شکل ۴-۲: نمودار بلوکی سیستم کنترل امپدانس تطبیقی سیستم تعلیق [۱]

سیستم کنترل از دو حلقه تشکیل شده است. حلقه‌ی داخلی برای کنترل نیروی محرک هیدرولیکی و حلقه‌ی خارجی کنترل تطبیقی مدل مرجع مقاوم^۳ است. کنترل تطبیقی مدل مرجع نیروی مطلوب را به عنوان سیگنال مرجع برای حلقه‌ی داخلی فراهم می‌کند. حلقه‌ی شامل کنترل‌کننده‌ی تناسبی-انتگرالی برای کنترل نیروی محرک هیدرولیکی است. نوآوری دیگر مقاله این بود که بعد از حذف غیرخطی‌ها از محرک هیدرولیکی، سیستم تعلیق به همراه حلقه‌ی کنترل نیرو به عنوان سیستم خطی همراه با عدم قطعیت برای کنترل تطبیقی مدل مرجع ارائه شد. مدل امپدانس به عنوان مدل مرجع برای سیستم کنترل تطبیقی مدل مرجع به کار رفت. روش مذکور به همراه الگوریتم بهینه‌سازی پرندگان^۴ به منظور بهینه‌سازی پارامترهای طراحی کنترل، پاسخ بسیار مطلوبی در این زمینه نمایش داد.

^۳Robust model reference adaptive control

^۴Particle swarm optimization algorithm

کنترل‌کننده‌ی مود لغزشی به همراه مود مشاهده‌گر اغتشاش ارائه شد [۱۱]. در این کنترل‌کننده از یک سطح لغزش غیرخطی برای اطمینان از همگرایی سریع عمودی بدنه استفاده می‌کند. کنترل استفاده از فیدبک حالت برای به دست آوردن نیروی مطلوبی که باید به وسیله محرک هیدرولیکی دنبال شود انجام شد. برای کنترل نیروی محرک از کنترل‌کننده تناسبی-انتگرالی استفاده شده‌است [۱۲].

به دلیل پیچیدگی طراحی کنترل‌کننده بر مبنای مدل یک ساختار کنترلی مستقل از مدل ارائه شد [۱۰]. این رویکرد بر اساس اصول فیزیکی جاذب ضربه^۵ و اتومبیل بوده در حالی که به هیچ مدل دینامیکی از آن‌ها احتیاج ندارد.

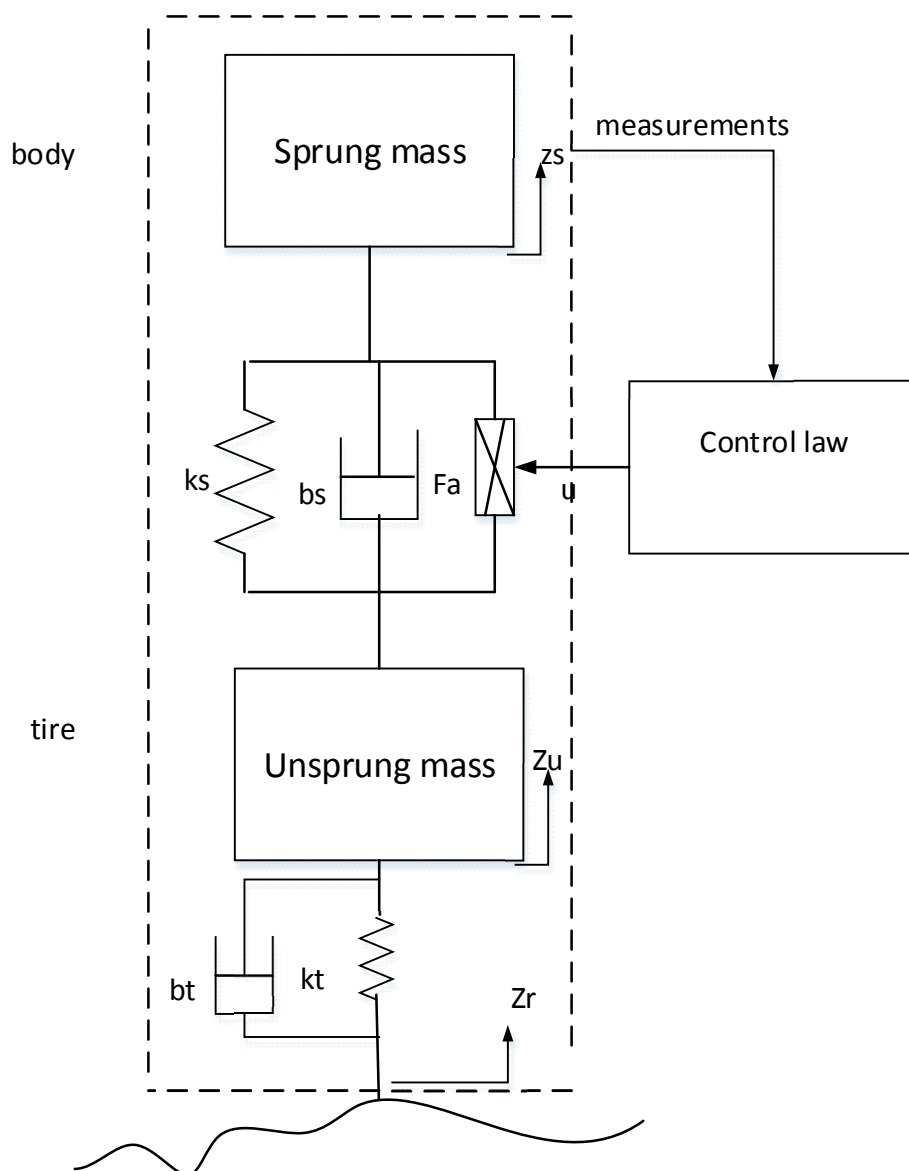
^۵Shock absorber

فصل ۳ :

دینامیک سیستم تعلیق و محرک هیدرولیکی

۱-۳ سیستم تعلیق

به دلیل محدودیت سیستم‌های تعلیق غیرفعال و نیمه فعال در حذف لرزش‌ها، سیستم تعلیق فعال با نیروی کنترلی یکی از بزرگترین نوآوری‌ها در صنعت وسیله‌ی نقلیه می‌باشد [۲]. مدل سیستم تعلیق یک‌چهارم خودرو در شکل آمده است:



شکل ۱-۳ : سیستم تعلیق فعال [۷]

معادلات سیستم تعلیق حول نقطه‌ی تعادل صفر، به صورت زیر خواهد بود [۱۳]:

$$m_s \ddot{z}_s = -b_s (\dot{z}_s - \dot{z}_u) - k_s (z_s - z_u) + f_a \quad (۱-۳)$$

$$m_u \ddot{z}_u = b_s (\dot{z}_s - \dot{z}_u) + k_s (z_s - z_u) + b_t (\dot{z}_r - \dot{z}_u) + k_t (z_r - z_u) - f_a \quad (۲-۳)$$

که در آن m_s ، m_u ، k_s ، k_t ، b_s ، b_t به ترتیب جرم بدنه (فنر بندی شده ^۱)، جرم لاستیک (غیر فنربندی شده ^۲)، ضریب سختی ^۳ فنر و لاستیک و ضریب میرایی ^۴ دمپر و لاستیک می‌باشند. جرم غیر فنربندی شده m_u ، مجموعی از محور و لاستیک‌ها است. متغیرهای z_s ، z_u و z_r به ترتیب جابه‌جایی عمودی بدنه، چرخ و جاده هستند. f_a نیروی محرکه‌ی هیدرولیکی قرار گرفته شده بین جرم فنر بندی شده و غیر فنر بندی شده به منظور غلبه بر اغتشاشات جاده‌ای است. در سیستم تعلیق فعال، محرک نیرو قادر به تولید و جذب انرژی از سیستم می‌باشد که سبب توانایی سیستم تعلیق در کنترل رفتار وسیله نقلیه در هنگام ترمز و شتاب گرفتن و افزایش رانندگی مطمئن و راحتی مسافر می‌شود [۱۱].

باید توجه داشته باشیم که:

۱. معادلات بالا حول نقطه‌ی کار خطی‌سازی شده‌اند.
۲. متغیرهای z_s ، z_u و z_r از موقعیت تعادل استاتیکی سنجیده می‌شوند.
۳. رفتار دینامیکی خطی شده لاستیک در تماس با جاده زمانی معتبر است که لاستیک با جاده در تمام زمان‌ها در تماس باشد.
۴. نیروی لاستیک به صورت یک نیروی اغتشاش در سیستم کنترل در نظر گرفته می‌شود.

^۱ Sprung mass

^۲ Unsprung mass

^۳ Stiffness

^۴ Damping rate

بنابراین:

$$f_t = b_t (\dot{z}_r - \dot{z}_u) + k_t (z_r - z_u) \quad (3-3)$$

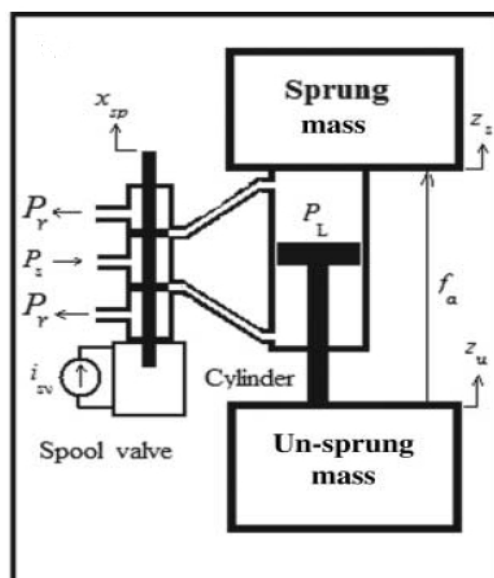
f_t در واقع نیروی اعمالی از طرف جاده به چرخ است که در اثر ناهمواری‌های سطح جاده ایجاد می‌شود. با جایگذاری معادله (۲-۳) در (۲-۲) خواهیم داشت:

$$m_u \ddot{z}_u = b_s (\dot{z}_s - \dot{z}_u) + k_s (z_s - z_u) + f_t - f_a \quad (3-4)$$

۲-۳ محرک هیدرولیکی

۱-۲-۳ مدل محرک هیدرولیکی

ورودی کنترلی سیستم تعلیق فعال، نیرویی است که توسط محرک که در بین جرم فنری و غیرفنری قرار گرفته‌است تولید می‌شود. این محرک اغلب از نوع هیدرولیکی می‌باشد که بطور مکرر در سیستم کنترل لرزشی مورد استفاده قرار می‌گیرد [۱]. شکل زیر یک محرک الکتروهیدرولیکی را نمایش می‌دهد.



شکل ۳-۲: محرک هیدرولیکی [۸]

محرک هیدرولیکی شامل محور شیر و سیلندر هیدرولیکی^۵ می باشد. محرک الکتروهیدرولیکی توسط شیر با رابطه زیر کنترل می شود:

$$\tau \dot{x}_{sp} + x_{sp} = i_{sv} \quad (۵-۳)$$

i_{sv} و x_{sp} به ترتیب ثابت زمانی، موقعیت و جریان الکتریکی شیر می باشد. هم چنین معادله دینامیکی نیرو محرکه هیدرولیکی توسط رابطه ی غیر خطی (۶-۲) بیان می شود:

$$\dot{f}_a = \alpha A_p^2 (\dot{z}_s - \dot{z}_u) - \beta f_a + \gamma A_p x_{sp} \operatorname{sgn}(p_s - \operatorname{sgn}(x_{sp}) p_L) \times \sqrt{|p_s - \operatorname{sgn}(x_{sp}) p_L|} \quad (۶-۳)$$

که در آن:

$$\alpha = \frac{4\beta_e A_p}{v_t} \quad (۷-۳)$$

$$\beta = \alpha c_{tp} A_p \quad (۸-۳)$$

$$\gamma = \alpha c_d w A_p \sqrt{\frac{1}{p}} \quad (۹-۳)$$

به ترتیب فشار منبع هیدرولیک (تغذیه)، فشار برگشتی شیر، فشار روغن در پایین و بالایی سیلندر است. B_e ضریب حجمی سیال هیدرولیک^۶، A_p سطح مقطع پیستون^۷، v_t حجم محرکه^۸، c_{tp} ضریب نشت^۹، c_d ضریب تخلیه^{۱۰}، w پهنای شیر کنترل^{۱۱} می شوند. استفاده از محرک-

^۵Hydraulic cylinder

^۶Bulk modulus of hydraulic fluid

^۷Piston area

^۸Total volume of actuator cylinder chamber

^۹Leakage coefficient

^{۱۰}Discharge coefficient

^{۱۱}Spool valve width

ها یک بهبود کلی در کیفیت رانندگی با کاهش شتاب بیش از ۵۰٪ در مقایسه با جاذب‌های ضربه‌ای غیرفعال ایجاد می‌کند [۱۴].

۲-۲-۳ نحوه کار محرک هیدرولیکی

ورودی کنترلی به محرک هیدرولیکی جریان الکتریکی است که موجب حرکت شیر می‌شود. شیر کنترل عمل تنظیم و یا بستن مسیر جریان سیال هیدرولیکی را به عهده دارد. جابه‌جایی شیر باعث جریان یافتن سیال هیدرولیکی فشار بالا به یک طرف سیلندر و در نتیجه ایجاد اختلاف فشار در دو طرف پیستون خواهد شد. ضرب این اختلاف فشار در سطح مقطع پیستون نیروی محرکه‌ی هیدرولیکی f_a تولیدی در سیستم تعلیق را بیان می‌کند، بنابراین جابه‌جایی شیر باید به صورت دقیق کنترل شده تا نیروی کنترلی مطلوب را تولید کند.

فصل ۴ :

کنترل زمان پیوسته خطی سازی پسخورد

۱-۴ مقدمه

خطی سازی پسخورده روشی از طراحی کنترل غیرخطی است. خطی سازی پسخورده را می توان روشی در تبدیل مدل های اصلی سیستم به مدل های معادل به شکل ساده تر در نظر گرفت. ایده ی اصلی این روش تبدیل کامل یا جزئی دینامیک های سیستم غیرخطی به خطی است، طوری که امکان پیاده سازی کنترل خطی را فراهم کند. خطی سازی پسخورده در دو مرحله انجام می شود: ابتدا کنترل کننده ی پسخورده حالت غیرخطی برای ایجاد رابطه ی خطی در نگاشت ورودی- خروجی یا نگاشت ورودی- حالت، طراحی می شود و سپس کنترل کننده ی جایابی قطب برای سیستم خطی شده حاصل طراحی می شود. در مقایسه با روش های بر پایه ی بهینه سازی، کنترل خطی سازی پسخورده دارای مزایایی از قبیل تنظیم آسان و راحت کنترل کننده، حجم کم محاسبات و پاسخ نقطه تنظیم مطلوب را می توان نام برد [۱۵]. ایده ی خطی سازی پسخورده را می توان برای سیستم های غیرخطی به فرم همراه یا فرم متعارف کنترل پذیر به کار برد. سیستمی به فرم همراه است اگر که دینامیک های آن به صورت:

$$\dot{x}^{(n)} = f(x) + b(x)u \quad (1-4)$$

بیان شوند. در این رابطه u ورودی کنترل اسکالر، x خروجی اسکالر موردنظر، $x = [x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)}]^T$ بردار حالت، $f(x)$ و $b(x)$ توابع غیرخطی از حالت اند.

در سیستم هایی که قابل نمایش به فرم همراه یا فرم متعارف کنترل پذیری رابطه (۱-۴) هستند، با فرض اینکه b مخالف صفر است با استفاده از ورودی کنترل :

$$u = \frac{1}{b} [v - f] \quad (2-4)$$

می توان عوامل غیرخطی را حذف کرد.

بنابراین با جایگذاری ورودی کنترلی رابطه (۴-۲) در سیستم (۴-۱) رابطه‌ی ورودی- خروجی زیر نتیجه خواهد شد:

$$x^{(n)} = v \quad (۴-۳)$$

بنابراین اگر قانون کنترل به صورت زیر انتخاب کنیم:

$$v = -k_0 x - k_1 \dot{x} - \dots - k_{n-1} x^{(n-1)} \quad (۴-۴)$$

که در آن k_i ها طوری انتخاب شوند که تمامی ریشه‌های چندجمله‌ای $p^{(n)} + k_{n-1}p^{(n-1)} + \dots + k_0$ در نیمه‌ی چپ صفحه‌ی مختلط قرار گیرند، معادله‌ی دینامیکی حاصل دارای پایدار نمایی خواهد بود:

$$x^{(n)} + k_{n-1}x^{(n-1)} + \dots + k_0 x = 0 \quad (۴-۵)$$

که ایجاب می‌کند که $x(t) \rightarrow 0$. اگر هدف ردیابی خروجی دلخواه $x_d(t)$ باشد، قانون کنترل باید به فرم زیر انتخاب شود:

$$v = x_d^{(n)} - k_0 e - k_1 \dot{e} - \dots - k_{n-1} e^{(n-1)} \quad (۴-۶)$$

در این صورت با اعمال آن به سیستم داریم:

$$e^{(n)} + k_{n-1}e^{(n-1)} + \dots + k_0 e = 0 \quad (۴-۷)$$

بنابراین همگرایی نمایی ردیابی حاصل می‌شود. در این رابطه $e(t) = x(t) - x_d(t)$ بیانگر خطای ردیابی است.

۲-۴ تحلیل سیستم و کنترل کننده

در این قسمت به طراحی کنترل کننده خطی سازی پسخورد برای سیستم تعلیق فعال روغنی می-پردازیم. با توجه به مدل دینامیکی سیستم تعلیق فعال و محرک هیدرولیکی داشتیم:

$$m_s \dot{z}_s = -b_s (\dot{z}_s - \dot{z}_u) - k_s (z_s - z_u) + f_a \quad (۸-۴)$$

$$\dot{f}_a = -\alpha A_p^2 (\dot{z}_s - \dot{z}_u) - \beta f_a + \gamma A_p x_{sp} \operatorname{sgn}(P_s - \operatorname{sgn}(x_{sp}) P_L) \sqrt{|P_s - \operatorname{sgn}(x_{sp}) P_L|} \quad (۹-۴)$$

با مشتق گیری از رابطه (۸-۴) داریم:

$$m_s \ddot{z}_s = -b_s (\ddot{z}_s - \ddot{z}_u) - k_s (\dot{z}_s - \dot{z}_u) + \dot{f}_a \quad (۱۰-۴)$$

بنابراین با توجه به رابطه (۱۰-۴) می توان نوشت:

$$\ddot{z}_s = \frac{1}{m_s} (-b_s (\ddot{z}_s - \ddot{z}_u) - k_s (\dot{z}_s - \dot{z}_u) + \dot{f}_a) \quad (۱۱-۴)$$

با توجه به معادله دینامیکی محرک الکتروهیدرولیکی داشتیم:

$$\tau \dot{x}_{sp} + x_{sp} - i_{sv} = 0 \quad (۱۲-۴)$$

با جمع کردن ضریبی از رابطه جریان محرک هیدرولیکی (۱۲-۴) و رابطه (۱۱-۴) خواهیم داشت:

$$\ddot{z}_s = \frac{1}{m_s} (-b_s (\ddot{z}_s - \ddot{z}_u) - k_s (\dot{z}_s - \dot{z}_u) + \dot{f}_a) + k (-\tau \dot{x}_{sp} - x_{sp} + i_{sv}) \quad (۱۳-۴)$$

رابطه (۱۳-۴) را می توان به صورت زیر بازنویسی کرد:

$$\ddot{z}_s = F_1 + k i_{sv} \quad (۱۴-۴)$$

$$F_1 = \frac{1}{m_s} (-b_s (\ddot{z}_s - \ddot{z}_u) - k_s (\dot{z}_s - \dot{z}_u) + \dot{f}_a) + k (-\tau \dot{x}_{sp} - x_{sp}) \quad (۱۵-۴)$$

بنابراین رابطه (۴-۱۴) را می توان به فرم ساده ی زیر بیان کرد:

$$i_{sv} = \frac{1}{k} (\ddot{z}_s - F_1) \quad (۴-۱۶)$$

مدل حقیقی سیستم در دسترس نمی باشد، بنابراین مقدار حقیقی F_1 به طور کامل شناخته شده نیست. بنابراین معادلات دینامیکی را بر پایه ی مقادیر نامی شکل می دهیم، زیرا مقادیر نامی بر اساس دانش ما از مقادیر حقیقی شناخته شده است. معادلات دینامیکی سیستم با استفاده از مقادیر نامی به فرم زیر خواهد بود:

$$i_{sv} = \frac{1}{k} (\ddot{z}_s - \hat{F}_1 + i_u) \quad (۴-۱۷)$$

$$\hat{F} = \frac{-\hat{b}_s}{\hat{m}_s} (\dot{z}_s - \dot{z}_u) \quad (۴-۱۸)$$

که در آن $\hat{F}_1$ مقدار نامی از F_1 ، هم چنین i_u بیانگر عدم قطعیت در سیستم است. عدم قطعیت شامل عدم قطعیت پارامتری، دینامیک مدل نشده و اغتشاش خارجی است. عدم قطعیت i_u ، به دلیل اختلاف بین مقادیر حقیقی و مقادیر نامی نامعلوم است.

حال قانون کنترل زیر را پیشنهاد می دهیم:

$$i_{sv} = \frac{1}{k} (\nu - \hat{F}_1 + \hat{i}_u) \quad (۴-۱۹)$$

که در آن $\hat{i}_u$ بیانگر تخمین مجموع عدم قطعیت i_u و مقدار آن از قانون کنترل (۴-۱۹) قابل محاسبه است. در این رابطه ν ورودی کنترلی جدید است. از جایگذاری قانون کنترل (۴-۱۹) در (۴-۱۷) خواهیم داشت:

$$\nu = \ddot{z}_s + \eta \quad (۴-۲۰)$$

که در آن η ، عدم قطعیت باقیمانده به فرم زیر است :

$$\eta = i_u - \hat{i}_u \quad (21-4)$$

با فرض اینکه مجموع عدم قطعیت i_u شرط تطبیق را برآورده سازد، در این صورت عدم قطعیت باقیمانده η ، کراندار خواهد بود. به عبارت دیگر، عدم قطعیت باید از مکانی وارد سیستم شود که ورودی کنترلی داخل می شود. در این صورت گفته می شود که عدم قطعیت شرط تطبیق را برآورده می سازد [۱۶]. بنابراین قانون کنترل خطی برای ردگیری مسیر مطلوب به صورت زیر پیشنهاد خواهد شد:

$$v = \ddot{z}_{sd} + a(\dot{z}_{sd} - \dot{z}_s) + b(\dot{z}_{sd} - \dot{z}_s) + c(z_{sd} - z_s) \quad (22-4)$$

جایگذاری رابطه ی (۲۲-۴) در (۲۰-۴) خواهیم داشت:

$$\ddot{z}_{sd} - \ddot{z}_s + a(\dot{z}_{sd} - \dot{z}_s) + b(\dot{z}_{sd} - \dot{z}_s) + c(z_{sd} - z_s) = i_u - \hat{i}_u \quad (23-4)$$

بنابراین دینامیک خطای ردگیری به صورت زیر خواهد بود :

$$\ddot{e} + a\dot{e} + be + ce = \eta \quad (24-4)$$

که در آن خطا به صورت $e = z_{sd} - z_s$ است. با توجه به رابطه (۲۷-۴) داریم:

$$i_u = ki_{sv}(t) - \ddot{z}_s + \hat{F}_1 \quad (25-4)$$

بنابراین عدم قطعیت i_u را می توان به صورت زیر تخمین زد :

$$\hat{i}_u = ki_{sv}(t - \varepsilon) - \ddot{z}_s + \hat{F}_1 \quad (26-4)$$

ε یک ثابت مثبت و کوچک، $\hat{i}_u$ تخمین مجموع عدم قطعیت i_u و همچنین $i_{sv}(t - \varepsilon)$ در دسترس است. بنابراین از روابط (۲۴-۴)، (۲۰-۴)، (۲۵-۴) و (۲۶-۴) قانون کنترل به صورت زیر نتیجه می-شود:

$$i_{sv} = i_{sv}(t - \varepsilon) + \frac{1}{k}(\ddot{e} + a\ddot{e} + b\dot{e} + ce) \quad (27-4)$$

از جایگذاری دو رابطه (۲۵-۴) و (۲۴-۴) در (۲۰-۴) نتیجه می-شود:

$$\eta = k(i_{sv}(t) - i_{sv}(t - \varepsilon)) \quad (28-4)$$

جریان الکتریکی شیر به دلیل وجود اندوکتانس در مدار الکتریکی که موجب حرکت شیر می-شود، پیوسته است. به عبارتی برای جهش و ناپیوستگی در جریان الکتریکی شیر به مقدار انرژی بی-نهایت نیاز داریم. همچنین به دلیل ملاحظات عملی جریان $i_{sv}(t)$ محدود است [۷]. بنابراین با توجه به محدود و پیوسته بودن جریان شیر می-توان ادعا کرد اگر $\varepsilon \rightarrow 0$ نتیجه می-دهد $i_{sv}(t - \varepsilon) \rightarrow i_{sv}(t)$. همچنین مقدار $\hat{F}$ با توجه به رابطه (۱۸-۴) محدود خواهد بود. بنابراین با توجه به رابطه (۲۸-۴) اگر $\varepsilon \rightarrow 0$ آن-گاه $\eta \rightarrow 0$. بنابراین عدم قطعیت باقیمانده با انتخاب ε کوچک، کراندار و به اندازه‌ی کافی کوچک خواهد بود. با مرتب سازی رابطه (۲۷-۴) داریم:

$$\ddot{e} + a\ddot{e} + b\dot{e} + ce = k(i_{sv}(t) - i_{sv}(t - \varepsilon)) \quad (29-4)$$

اگر ε به قدر کافی کوچک انتخاب شود داریم:

$$\frac{di_{sv}}{dt} = \frac{i_{sv}(t) - i_{sv}(t - \varepsilon)}{\varepsilon} \quad (30-4)$$

با جایگذاری رابطه (۳۰-۴) در (۲۹-۴) داریم:

$$\frac{di_{sv}}{dt} = \frac{1}{k\varepsilon}(\ddot{e} + a\ddot{e} + b\dot{e} + ce) \quad (31-4)$$

بنابراین قانون کنترل جدید به فرم زیر خواهد بود:

$$i_{sv} = \frac{1}{k\varepsilon} (\ddot{e} + a\dot{e} + be + c \int e dt) \quad (32-4)$$

۳-۴ اثبات پایداری

به منظور اثبات پایداری حلقه‌ی کنترل موقعیت سیستم تعلیق، سیستمی به فرم زیر در نظر بگیرید:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \xi(t) \quad (33-4)$$

در این رابطه $\mathbf{x}$ بردار حالت، $\mathbf{A}$ ماتریس خطی نامتغیر با زمان، $\xi(t)$ تابعی از زمان که می‌تواند شامل متغیرهای حالت نیز باشد. بردار عدم قطعیت شامل خطای پارامتری، دینامیک مدل نشده و اغتشاش خارجی باشد. از حل رابطه‌ی (۳۳-۴) برای هر $t \geq 0$ داریم:

$$\mathbf{x}(t) = e^{\mathbf{A}t} \mathbf{x}(0) + \int_0^t e^{\mathbf{A}(t-\tau)} \xi(\tau) d\tau \quad (34-4)$$

که در آن $\mathbf{x}(0)$ بردار شرایط اولیه است. فرض کنید ماتریس $\mathbf{A}$ محدود و هرویتز باشد، همچنین $\xi(t)$ کراندار بوده و $\|\xi(t)\| \leq \psi(t)$ که $\psi(t)$ کران بالای عدم قطعیت است. بنابراین بردار حالت $\mathbf{x}(t)$ کراندار خواهد بود و برای هر $t \geq 0$ داریم:

$$\|\mathbf{x}(t)\| \leq \|e^{\mathbf{A}t} \mathbf{x}(0)\| + \psi(t) \left\| \int_0^t e^{\mathbf{A}(t-\tau)} d\tau \right\| = \|e^{\mathbf{A}t} \mathbf{x}(0)\| + \psi(t) \|\mathbf{A}^{-1} (I - e^{\mathbf{A}t})\| \quad (35-4)$$

چون $\mathbf{A}$ هرویتز است بنابراین اگر $t \rightarrow \infty$ داریم $e^{\mathbf{A}t} \rightarrow 0$. بنابراین اگر $t \rightarrow \infty$ ، کران بالای $\mathbf{x}(t)$ به طور مجانبی به $\|\mathbf{A}^{-1}\| \psi(t)$ میل می‌کند و مقدار محدودی دارد. بنابراین سیستم (۳۳-۴) پایداری ورودی محدود- خروجی محدود^۱ خواهد بود. با توجه به رابطه‌ی (۴-۲۱) و مقایسه با رابطه‌ی (۳۳-۴) نتیجه می‌شود:

^۱Boundary input-boundary output

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -c & -b & -a \end{bmatrix}$$

$$\psi(t) = \sigma, \quad \|\eta\| \leq \sigma, \quad \xi(t) = \begin{bmatrix} 0 \\ \eta \end{bmatrix} \quad (36-4)$$

بنابراین سیستم (۲۴-۴) خطای ردگیری کراندار و دارای پایدار ورودی محدود- خروجی محدود است. از آنجا که $z_{sd} = 0$ در نظر گرفته شد، بنابراین مشتقات بالاتر آن هم وجود داشته و برابر صفر است. همچنین فرض می‌شود با انتخاب ε کوچک از رابطه‌ی (۲۸-۴)، η به اندازه‌ی کافی کوچک است. سیستم (۲۴-۴) هرگز است، به همین دلیل خطای ردگیری کراندار فراهم می‌کند. در پایداری کلی، سیستم به فرم زیر است:

$$\dot{\mathbf{x}} = f(\mathbf{x}, t) + g(\mathbf{x}, t) \quad (37-4)$$

که در آن $\mathbf{x}$ بردار حالت، $f(\mathbf{x}, t)$ جمله‌ی غیر آشفته^۲ و $g(\mathbf{x}, t)$ جمله‌ی اختلال^۳ و نامعلوم است، زیرا شامل دینامیک مدل نشده، تغییرات پارامتری و اغتشاش خارجی است. سیستم مختل نشده‌ی زیر را در نظر بگیرید:

$$\dot{\mathbf{x}} = f(\mathbf{x}, t) \quad (38-4)$$

تعریف ۴-۶: نقطه‌ی تعادل $\mathbf{x} = 0$ در سیستم مختل نشده (۳۸-۴) به صورت کلی پایدار نامیده می‌شود اگر برای هر $\varepsilon \geq 0$ ، دو عدد δ_1, δ_2 وجود داشته باشد به گونه‌ای که $\|\mathbf{x}(t_0)\| < \delta_1$ و $\|g(\mathbf{x}, t)\| < \delta_2$ ایجاب کند که هر جواب $\mathbf{x}(t)$ از سیستم مختل شده (۳۷-۴) شرط $\|\mathbf{x}(t)\| < \varepsilon$ را برقرار کند.

^۲Unperturbed term

^۳Perturbed term

قضیه ۲-۴: اگر نقطه تعادل سیستم مختل نشده به صورت مجانبی و یکنواخت پایدار باشد، آن گاه به صورت کلی پایدار است.

در حقیقت پایداری کلی فقط یک نوع موضعی با ورودی کوچک از پایداری ورودی کراندار- خروجی کراندار است [۱۷]. اگر سیستم مختل نشده خطی باشد، آن گاه پایداری کلی توسط پایداری مجانبی سیستم مختل نشده تضمین می شود.

فصل ۵ :

کنترل زمان گسسته خطی سازی پسخورد

۱-۵ مقدمه

امروزه بسیاری از سیستم‌های کنترلی به صورت نمونه‌برداری- داده هستند، به طوری که کنترل-کننده‌ی دیجیتال به وسیله‌ی مبدل‌های آنالوگ به دیجیتال و دیجیتال به آنالوگ به سیستم زمان پیوسته متصل می‌شود. در گذشته، سیستم تعلیق فعال توسط کنترل‌کننده‌ی هیدرولیکی کنترل می-شد، با این حال به دلیل محدودیت فضا در خودرو، استفاده از کنترل‌کننده‌های دیجیتال با فضای اشغالی بسیار کمتر در مقایسه با کنترل‌کننده‌ی هیدرولیکی بسیار مناسب‌تر است [۱۸]. سیستم‌های کنترل دیجیتال به دلیل پیشرفت‌های اخیر در میکروپروسسورهای دیجیتال اعتبار قابل توجهی دریافت کرده‌اند و طراحی کنترل‌کننده بر پایه‌ی زمان گسسته مورد توجه قرار گرفته‌است [۱۹-۲۱]. با توجه به مزایای بیان شده در مورد بکارگیری کنترل‌کننده دیجیتال، در این فصل به طراحی کنترل-کننده‌ی دیجیتال غیرخطی با روش خطی‌سازی پس‌خورد برای سیستم تعلیق روغنی می‌پردازیم.

۲-۵ تحلیل سیستم و کنترل کننده

با توجه به معادلات دینامیک سیستم تعلیق فعال برای جرم بدنه و نیروی محرک هیدرولیکی و جریان شیر به ترتیب داریم:

$$m_s \dot{z}_s = -b_s (\dot{z}_s - \dot{z}_u) - k_s (z_s - z_u) + f_a \quad (۱-۵)$$

$$\dot{f}_a = -\alpha A_p^2 (\dot{z}_s - \dot{z}_u) - \beta f_a + \gamma A_p x_{sp} \operatorname{sgn}(P_s - \operatorname{sgn}(x_{sp}) P_L) \sqrt{|P_s - \operatorname{sgn}(x_{sp}) P_L|} \quad (۲-۵)$$

$$\tau \dot{x}_{sp} + x_{sp} = i_{sv} \quad (۳-۵)$$

با مشتق‌گیری از رابطه (۱-۵) داریم:

$$m_s \ddot{z}_s = -b_s (\ddot{z}_s - \ddot{z}_u) - k_s (\dot{z}_s - \dot{z}_u) + \dot{f}_a \quad (۴-۵)$$

بنابراین از مرتب‌سازی رابطه‌ی بالا نتیجه می‌شود:

$$\ddot{z}_s = \frac{1}{m_s} \left(-b_s (\dot{z}_s - \dot{z}_u) - k_s (z_s - z_u) + \dot{f}_a \right) \quad (5-5)$$

با اضافه کردن ضربی از رابطه (5-3) به رابطه (5-5) داریم:

$$\ddot{z}_s = \frac{1}{m_s} \left(-b_s (\dot{z}_s - \dot{z}_u) - k_s (z_s - z_u) + \dot{f}_a \right) + k (-\tau \dot{x}_{sp} - x_{sp} + i_{sv}) \quad (5-6)$$

پس از مرتب سازی رابطه بالا نتیجه می شود:

$$i_{sv} = \frac{1}{k} (\ddot{z}_s - F_1) \quad (5-7)$$

به طوری که

$$F_1 = \frac{1}{m_s} \left(-b_s (\dot{z}_s - \dot{z}_u) - k_s (z_s - z_u) + \dot{f}_a \right) + k (-\tau \dot{x}_{sp} - x_{sp}) \quad (5-8)$$

به دلیل اینکه مدل دقیق سیستم در دسترس نیست، بنابراین مقدار دقیق F_1 به طور کامل معلوم نیست. بنابراین اگر F_1 با $\hat{F}_1$ تقریب زنیم، داریم:

$$\hat{F}_1 = \frac{-b_s}{m_s} (\dot{z}_s - \dot{z}_u) \quad (5-9)$$

بنابراین مدل دینامیکی سیستم با استفاده از مدل نامی می تواند به صورت زیر بیان شود:

$$i_{sv} = \frac{1}{k} (\ddot{z}_s - \hat{F}_1 + i_u) \quad (5-10)$$

که در آن i_u بیانگر مجموع عدم قطعیت ها در سیستم شامل عدم قطعیت پارامتری، دینامیک مدل نشده و اغتشاش خارجی است. مقدار دقیق i_u به دلیل اینکه از اختلاف مقادیر نامی و حقیقی حاصل می شود مشخص نیست. فرم گسسته ی رابطه ی خطی (5-10) با دوره ی نمونه برداری T که ثابتی

مثبت و کوچک است، جایگذاری kT در t برای $k = 1, 2, \dots$ و استفاده از تقریب اویلر برای محاسبه-
ی مشتقات قابل محاسبه است. بنابراین فرم گسسته‌ی رابطه‌ی (۵-۱۰) به صورت زیر خواهد بود:

$$i_{sv,k} = \frac{1}{k} (\ddot{z}_{s,k} - \hat{F}_{1,k} + i_{u,k}) \quad (۵-۱۱)$$

که در آن

$$i_{u,k} = i_u(kT), \quad \hat{F}_{1,k} = \hat{F}_1(kT), \quad i_{sv,k} = i_{sv}(kT)$$

$$\ddot{z}_{s,k} = \frac{1}{T^3} (z_{s,k} - 3z_{s,k-1} + 3z_{s,k-2} - z_{s,k-3}), \quad z_{s,k} = z_s(kT) \quad (۵-۱۲)$$

حال قانون کنترلی را به صورت زیر پیشنهاد می‌دهیم:

$$i_{sv,k} = \frac{1}{k} (v_k - \hat{F}_{1,k} + \hat{i}_{u,k}) \quad (۵-۱۳)$$

در این رابطه $\hat{i}_{u,k}$ و v_k به ترتیب بیانگر تخمین مجموع عدم قطعیت‌ها و ورودی کنترل جدید است. همانطور که قبلاً توضیح داده شد مقدار دقیق $i_{u,k}$ نامعلوم است، اما مقدار دقیق $\hat{i}_u$ که در قانون کنترل (۵-۱۳) آمده است، باید مشخص باشد. از رابطه (۵-۱۱) داریم:

$$i_{u,k} = ki_{sv,k} - \ddot{z}_{s,k} + \hat{F}_{1,k} \quad (۵-۱۴)$$

برای تخمین میزان عدم قطعیت از روش تأخیر زمانی استفاده می‌کنیم. این نوع از تخمین عدم قطعیت به طور موفقیت‌آمیزی در تخمین عدم قطعیت در کنترل امپدانس مقاوم سیستم تعلیق روغنی [۸]، کنترل مقاوم ربات با مفصل انعطاف‌پذیر بر پایه‌ی استراتژی کنترل ولتاژ [۲۲] و کنترل تکراری درجه دوم خطی زمان گسسته مقاوم ربات [۲۱] به کار رفت. بنابراین می‌توان عدم قطعیت موجود را با روش تأخیر زمانی به فرم زیر تخمین زد:

$$\hat{i}_{u,k} = ki_{sv,k-1} - \ddot{z}_{s,k} + \hat{F}_{1,k} \quad (۱۵-۵)$$

از جایگذاری قانون کنترل (۱۳-۵) در (۱۱-۵) داریم

$$\nu_k = \ddot{z}_{s,k} + \eta_k \quad (۱۶-۵)$$

و η میزان عدم قطعیت باقیمانده است که به فرم زیر بیان می‌شود:

$$\eta_k = i_{u,k} - \hat{i}_{u,k} \quad (۱۷-۵)$$

با توجه به رابطه‌ی (۱۷-۵) و با فرض اینکه i_u شرط تطبیق را برآورده می‌سازد، کراندار بودن η نتیجه خواهد شد. به عبارت دیگر، عدم قطعیت باید از مکانی وارد سیستم شود که ورودی کنترلی داخل می‌شود. در این صورت گفته می‌شود که عدم قطعیت شرط تطبیق را برآورده می‌سازد [۱۶].
حال قانون کنترل خطی برای ردگیری مسیر مطلوب z_{sd} به فرم زیر پیشنهاد می‌دهیم:

$$\nu_k = \ddot{z}_{sd,k} + a(\dot{z}_{sd,k} - \dot{z}_{s,k}) + b(z_{sd,k} - z_{s,k}) + c(z_{sd,k} - z_{s,k}) \quad (۱۸-۵)$$

با جایگذاری رابطه (۱۸-۵) در رابطه (۱۳-۵) خواهیم داشت:

$$i_{sv,k} = \frac{1}{k} \left(\ddot{z}_{sd,k} + a(\dot{z}_{sd,k} - \dot{z}_{s,k}) + b(z_{sd,k} - z_{s,k}) + c(z_{sd,k} - z_{s,k}) - \hat{F}_{1,k} + \hat{i}_{u,k} \right) \quad (۱۹-۵)$$

با مقایسه روابط (۱۱-۵) و (۱۹-۵) نتیجه می‌شود:

$$\ddot{z}_{sd,k} - \ddot{z}_{s,k} + a(\dot{z}_{sd,k} - \dot{z}_{s,k}) + b(z_{sd,k} - z_{s,k}) + c(z_{sd,k} - z_{s,k}) = i_{u,k} - \hat{i}_{u,k} \quad (۲۰-۵)$$

بنابر این با تعریف خطا به صورت $e_k = z_{sd,k} - z_{s,k}$ ، معادله دینامیکی خطا به فرم زیر نتیجه می‌شود:

$$\ddot{e}_k + a\dot{e}_k + be_k + ce_k = \eta_k \quad (۲۱-۵)$$

از رابطه (۱۴-۵) و (۱۵-۵) خواهیم داشت:

$$\dot{i}_{u,k} - \hat{\dot{i}}_{u,k} = k(i_{sv,k} - i_{sv,k-1}) \quad (22-5)$$

از روابط (21-5) و (22-5) نتیجه می شود:

$$\ddot{e}_k + a\ddot{e}_k + b\dot{e}_k + ce_k = k(i_{sv,k} - i_{sv,k-1}) \quad (23-5)$$

بنابراین قانون کنترل جدید به فرم زیر خواهد بود:

$$i_{sv,k} = \frac{1}{k}(\ddot{e}_k + a\ddot{e}_k + b\dot{e}_k + ce_k) + i_{sv,k-1} \quad (24-5)$$

که در آن $e(k)$ ، $\dot{e}(k)$ ، $\ddot{e}(k)$ با توجه به فرم اوایلر توسط روابط زیر محاسبه می شوند:

$$\dot{e}_k = \frac{e_k - e_{k-1}}{T}$$

$$\ddot{e}_k = \frac{e_k - 2e_{k-1} + e_{k-2}}{T^2}$$

$$\ddot{e}_k = \frac{e_k - 3e_{k-1} + 3e_{k-2} - e_{k-3}}{T^3} \quad (25-5)$$

با توجه به تعریف مشتقات مرتبه یک، دو و بالاتر به فرم اوایلر در حوزه زمان گسسته و جایگذاری در

رابطه (24-5) قانون کنترل نهایی به صورت زیر نتیجه می شود:

$$i_{sv,k} = i_{sv,k-1} + \frac{1}{k} \left[e_k \left(cT + b + \frac{1}{T^2} + \frac{a}{T} \right) - e_{k-1} \left(\frac{3}{T^2} + b + \frac{2a}{T} \right) + e_{k-2} \left(\frac{3}{T^2} + \frac{a}{T} \right) - \frac{1}{T^2} e_{k-3} \right] \quad (26-5)$$

۳-۵ اثبات پایداری

در این بخش به بررسی پایداری سیستم کنترلی می پردازیم. سیستمی با تابع تبدیل پالسی حلقه

بسته ی زیر را در نظر بگیرید:

$$\frac{C(z)}{R(z)} = \frac{G(z)}{1+GH(z)} \quad (27-5)$$

معادله‌ی مشخصه سیستم (27-5) به صورت زیر بیان می‌شود:

$$P(z) = 1 + GH(z) \quad (28-5)$$

در این بخش از آزمون جوری^۱ به منظور بررسی پایداری استفاده می‌کنیم [۲۳]. با این آزمون می‌توان از وجود ریشه‌های ناپایدار مطلع شد.

۱-۳-۵ آزمون پایداری جوری

برای اعمال آزمون پایداری جوری به معادله مشخصه (28-5) جدولی بر اساس ضرایب $P(z)$ تشکیل می‌دهیم. اگر $P(z)$ چندجمله‌ای به صورت زیر باشد:

$$P(z) = a_0 z^n + a_1 z^{n-1} + \dots + a_{n-1} z + a_n \quad (29-5)$$

در این صورت شکل کلی جدول جوری به صورت داده شده در جدول (۱-۵) خواهد بود.

جدول ۱-۵: شکل کلی جدول پایداری جوری

ردیف	z^0	z^1	z^2	z^3	...	z^{n-2}	z^{n-1}	z^n
۱	a_n	a_{n-1}	a_{n-2}	a_{n-3}	...	a_2	a_1	a_0
۲	a_0	a_1	a_2	a_3	...	a_{n-2}	a_{n-1}	a_n
۳	b_{n-1}	b_{n-2}	b_{n-3}	b_{n-4}	...	b_1	b_0	
۴	b_0	b_1	b_2	b_3	...	b_{n-2}	b_{n-1}	
۵	c_{n-2}	c_{n-3}	c_{n-4}	c_{n-5}	...	c_0		
۶	c_0	c_1	c_2	c_3	...	c_{n-2}		
⋮	⋮							
$2n-5$	p_3	p_2	p_1	p_0				
$2n-4$	p_0	p_1	p_2	p_3				
$2n-3$	q_2	q_1	q_0					

^۱Juri

در این جدول عناصر سطر سوم تا آخر به صورت زیر محاسبه می‌شوند:

$$b_k = \begin{vmatrix} a_n & a_{n-1-k} \\ a_0 & a_{k+1} \end{vmatrix} \quad k = 0, 1, 2, \dots, n-1$$

$$c_k = \begin{vmatrix} b_{n-1} & b_{n-2-k} \\ b_0 & b_{k+1} \end{vmatrix} \quad k = 0, 1, 2, \dots, n-2$$

⋮

$$q_k = \begin{vmatrix} p_3 & p_{2-k} \\ p_0 & p_{k+1} \end{vmatrix} \quad k = 0, 1, 2 \quad (5-30)$$

سیستمی با معادله مشخصه (5-29) پایدار است اگر تمام شرایط زیر برآورده شوند:

$$|a_n| < |a_0| - 1$$

$$P(z)|_{z=1} > 0 - 2$$

$$-3 \quad \begin{cases} > 0 & \text{برای } n \text{ زوج} \\ < 0 & \text{برای } n \text{ فرد} \end{cases} \quad P(z)|_{z=-1}$$

$$\begin{aligned} & |b_{n-1}| > |b_0| \\ & |c_{n-2}| > |c_0| \\ & \vdots \\ & |q_2| > |q_0| \end{aligned} \quad -4$$

با توجه به رابطه‌ی (5-26) و (5-21) داریم:

$$e_k \left(c + \frac{b}{T} + \frac{1}{T^3} + \frac{a}{T^2} \right) - e_{k-1} \left(\frac{3}{T^3} + \frac{b}{T} + \frac{2a}{T^2} \right) + e_{k-2} \left(\frac{3}{T^3} + \frac{a}{T^2} \right) - \frac{1}{T^3} e_{k-3} = \frac{1}{k} \eta_k \quad (5-31)$$

رابطه بالا نمایش سیستمی خطی گسسته‌ی تک ورودی- تک خروجی است.

بنابراین تابع تبدیل حلقه بسته به صورت زیر خواهد بود:

$$\frac{\eta(z)}{e(z)} = \frac{kz^3}{\left(c + \frac{b}{T} + \frac{1}{T^3} + \frac{a}{T^2}\right)z^3 - \left(\frac{3}{T^3} + \frac{b}{T} + \frac{2a}{T^2}\right)z^2 + \left(\frac{3}{T^3} + \frac{a}{T^2}\right)z - \frac{1}{T^3}} \quad (32-5)$$

از رابطه‌ی بالا نتیجه می‌شود:

$$P(z) = \left(c + \frac{b}{T} + \frac{1}{T^3} + \frac{a}{T^2}\right)z^3 - \left(\frac{3}{T^3} + \frac{b}{T} + \frac{2a}{T^2}\right)z^2 + \left(\frac{3}{T^3} + \frac{a}{T^2}\right)z - \frac{1}{T^3} \quad (33-5)$$

بنابراین از مقایسه رابطه‌ی (33-5) و (29-5) داریم:

$$a_0 = c + \frac{b}{T} + \frac{1}{T^3} + \frac{a}{T^2}$$

$$a_1 = -\left(\frac{3}{T^3} + \frac{b}{T} + \frac{2a}{T^2}\right)$$

$$a_2 = \frac{3}{T^3} + \frac{a}{T^2}$$

$$a_3 = -\frac{1}{T^3} \quad (34-5)$$

با جایگذاری (34-5) در (31-5) خواهیم داشت:

$$a_0 e_k + a_1 e_{k-1} + a_2 e_{k-2} + a_3 e_{k-3} = \frac{1}{k} \eta_k \quad (35-5)$$

همانطور که قبلاً بررسی شد η_k کراندار بوده، بنابراین طبق پایداری جوری ضرایب (35-5) را به گونه-

ای تعیین می‌کنیم که پایداری تضمین شود.

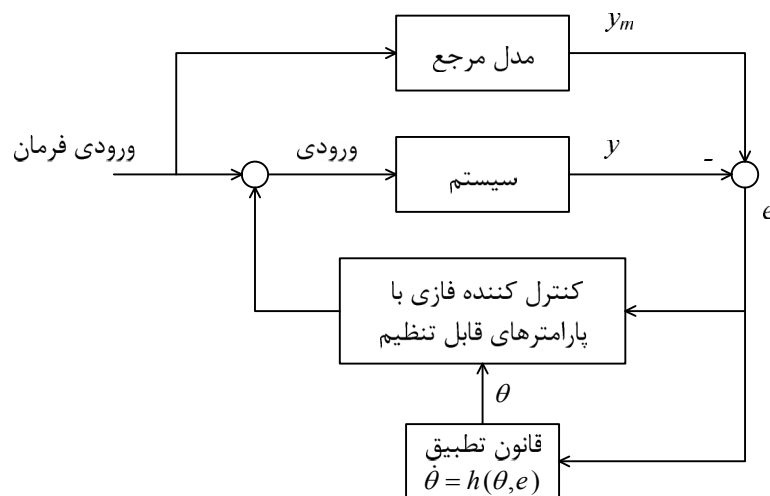
فصل ۶ :

کنترل کننده زمان گسسته فازی تطبیقی

۱-۶ مقدمه

پس از معرفی تئوری مجموعه‌های فازی توسط زاده، سیستم‌های فازی توسعه‌ی قابل توجهی از چهار دهه‌ی پیش داشته‌اند. سیستم‌های کنترل فازی در رنج وسیعی هم‌چون مهندسی کنترل، مدلسازی کیفی، شناسایی الگو، پردازش سیگنال، پردازش اطلاعات، ماشین‌های هوشمند، تصمیم‌گیری، مدیریت، دارایی، پزشکی، صنعت موتور و ربات کاربرد دارند. کنترل‌کننده‌های فازی به طور کلی در سیستم‌هایی که مدل دقیق آنها در دسترس نیست یا دانش بشری برای ایجاد قوانین کیفی وجود دارد مورد استفاده قرار می‌گیرد. به عبارتی کنترل‌کننده‌های فازی در موقعیت‌هایی مفید هستند که مدل ریاضی قابل قبولی برای سیستم وجود نداشته باشد و هم چنین دانش افراد خبره که می‌توانند به طور رضایت بخشی سیستم را کنترل نموده و قوانین کنترل را در غالب جملات فازی بیان کنند، وجود داشته باشد. بنابراین، کنترل‌کننده‌های فازی در وضعیت‌هایی کار می‌کنند که در آن یک عدم قطعیت بزرگ با تغییرات نامعلوم در پارامترها و ساختارهای سیستم وجود دارد [۲۴]. با وجود اینکه منطق کنترل فازی به طور موفقیت‌آمیزی در بسیاری از کاربردهای صنعتی به کار گرفته شده است، ولی به تلاش قابل توجهی در پیدا کردن توابع عضویت صحیح و قوانین فازی به خصوص زمانی که سیستم پیچیده و با تغییرات سریع است نیاز دارد [۳]. دلیل اولیه‌ی مطرح شدن کنترل تطبیقی، طراحی کنترل‌کننده‌ای بود که بتواند با تغییر دینامیک‌های فرآیند و مشخصه‌های اغتشاش تطبیق یابد. در عمل ممکن است تغییرات ناشی از منابع مختلف بوده و همواره ترکیبی از عوامل مختلف مؤثر هستند. در بیشتر موارد، دلایل اصلی تغییرات به طور کامل قابل فهم نبوده و از طرفی بررسی منابع تغییرات فرآیند ناممکن و غیراقتصادی است. در این حالت، کنترل‌کننده‌های تطبیقی انتخاب خوبی هستند. هدف اصلی کنترل تطبیقی حفظ کارایی سیستم در حضور این عدم قطعیت‌ها و تغییرات مشخص آن‌ها حفظ شود. بنابراین کنترل فازی پیشرفته باید تطبیقی باشد. مهم‌ترین سود کنترل-کننده‌ی فازی تطبیقی، توانایی انسجام اطلاعات زبانی افراد خبره است. بنابراین این کنترل‌کننده یک ابزاری مفید برای استفاده از اطلاعات فازی در یک راه مفید و سیستماتیک را فراهم می‌کند. به طور

کلی، کنترل فازی می‌تواند به دو دسته‌ی کنترل فازی تطبیقی و کنترل فازی غیرتطبیقی دسته‌بندی شود. در کنترل فازی غیرتطبیقی، ساختار و پارامترهای کنترل‌کننده ثابت بوده و در طی انجام عملیات زمان حقیقی عوض نخواهد شد. در کنترل‌کننده‌ی فازی تطبیقی، ساختار و پارامترهای کنترل‌کننده‌ی فازی بر حسب شرایط تغییر می‌یابد. کنترل فازی تطبیقی به اطلاعات کمتری نیاز دارد و در نتیجه ممکن است بهتر و مؤثرتر به اجرا درآید. سیستم فازی تطبیقی، سیستم منطق فازی است که با یک الگوریتم یادگیری یا تطبیقی مجهز شده است. کنترل‌کننده‌های فازی از سیستم‌های فازی ساخته می‌شود که در آن پارامترهای θ قابل تنظیم می‌باشند. قانون تطبیق پارامترهای θ را به صورت بر خط چنان تنظیم می‌کند که خروجی سیستم تحت کنترل یعنی y ، خروجی مدل مرجع یعنی y_m را دنبال نماید. ساختار اصلی یک سیستم کنترل فازی تطبیقی در شکل نشان داده شده است.



شکل ۶-۱: نمای سیستم کنترل فازی تطبیقی

مدل مرجع^۱ به منظور مشخص نمودن پاسخ ایده‌آل که سیستم کنترل فازی بایستی پیروی نماید، استفاده می‌گردد. فرض می‌شود که سیستم تحت کنترل دارای اجزایی ناشناخته باشد.

^۱Reference model

کنترل‌کننده‌های فازی تطبیقی بر اساس چگونگی انسجام قوانین فازی و توضیحات در مورد سیستم طبقه‌بندی می‌شوند. بنابراین ساختار کنترل‌کننده فازی تطبیقی به دو دسته تقسیم می‌شود [۲۴]:

- کنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم
- کنترل فازی تطبیقی مستقیم

در کنترل‌کننده فازی تطبیقی غیرمستقیم، کنترل‌کننده فازی می‌تواند شامل تعدادی سیستم فازی بوده و از دانش سیستمی برای مدل کردن دستگاه و طراحی کنترل‌کننده با فرض اینکه سیستم فازی مدل صحیح سیستم را نمایش دهند، ساخته می‌شود. بنابراین قوانین اگر-آنگاه فازی که سیستم را توضیح می‌دهند، می‌توانند به طور مستقیم در کنترل‌کننده‌ی تطبیقی غیرمستقیم قرار گیرند. در کنترل‌کننده‌ی فازی تطبیقی غیرمستقیم ابتدا پارامترهای دستگاه تخمین زده می‌شوند و سپس پارامترهای کنترل‌کننده با فرض اینکه پارامترهای تخمین‌زده مقادیر صحیح پارامترهای سیستم را بیان می‌کنند، انتخاب می‌شوند. اگر کنترل‌کننده‌ی فازی تطبیقی از دانش سیستم به عنوان کنترل-کننده استفاده کند، کنترل‌کننده‌ی فازی تطبیقی مستقیم نامیده می‌شود. این کنترل‌کننده قوانین کنترل فازی را مستقیم در خود جای می‌دهد. در کنترل‌کننده فازی تطبیقی مستقیم، کنترل‌کننده فازی تنها یک سیستم فازی بوده که در ابتدا از روی دانش کنترلی ساخته می‌شود [۲۴].

۲-۶ طراحی کنترل‌کننده فازی تطبیقی مستقیم

فرض کنید که سیستم تحت کنترل به وسیله‌ی روابط زیر بیان شود.

$$\dot{x}^{(n)} = f(x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)}) + bu$$

$$y = x \quad (۱-۶)$$

f یک تابع نامعلوم بوده و b یک مقدار ثابت و مثبت نامعلوم است. هدف طراحی یک کنترل‌کننده پسخور $u = u(X|\theta)$ بر پایه‌ی سیستم‌های فازی و ارائه یک قاعده‌ی تطبیق برای تنظیم بردار

پارامتر θ به نحوی است که خروجی سیستم یعنی y ، خروجی ایده‌آل y_m را تا حد امکان دنبال کند. بنابراین برخی دانش‌کنترلی را فراهم خواهیم کرد، یعنی قواعد اگر-آنگاه، که عمل کنترل بشری را شرح می‌دهد.

$$\text{if } x_1 \text{ is } P_1^r \text{ and ... and } x_n \text{ is } P_n^r, \text{ then } u \text{ is } Q^r. \quad (2-6)$$

به طوری که p_i^r و Q^r مجموعه‌های فازی در R بوده و $r=1,2,\dots,L_u$ است. کنترل‌کننده‌ی فازی باید بتواند به طور طبیعی قواعد فازی را با یکدیگر ترکیب نماید. به منظور ترکیب قواعد فازی یک انتخاب طبیعی می‌تواند استفاده از سیستم فازی منفرد به عنوان کنترل‌کننده باشد. کنترل‌کننده‌ی فازی در این حالت به صورت زیر است.

$$u = u_D(x|\theta) \quad (3-6)$$

که u_D یک سیستم فازی بوده و θ مجموعه‌ای از پارامترهای قابل تنظیم می‌باشد. سیستم فازی $u_D(x|\theta)$ در طی دو مرحله طراحی می‌شود.

- در مرحله‌ی اول برای هر متغیر x_i ($i=1,2,\dots,n$)، مجموعه فازی m_i تعریف شده، که $A_i^{l_i}$ ($l_i=1,2,\dots,m_i$) در (2-6) را به عنوان یک حالت خاص شامل می‌شود.

- گام دوم: سیستم فازی $u_D(x|\theta)$ را از $\prod_{i=1}^n m_i$ قاعده‌ی زیر ساخته می‌شود:

$$\text{if } x_1 \text{ is } A_1^{L_1} \text{ and ... and } x_n \text{ is } A_n^{L_n}, \text{ then } u_D \text{ is } S^{L_1 \dots L_n}. \quad (4-6)$$

در این قاعده $l_i=1,2,\dots,m$ ، $i=1,2,\dots,n$ و $S^{L_1 \dots L_n}$ در صورتی با Q^r در رابطه (2-6) معادل خواهد بود که قسمت اگر دو رابطه (2-6) و (4-6) با هم موافق باشند و در غیر این صورت معادل مجموعه‌ی

فازی دلخواه می‌باشد. به طور مشخص، با استفاده از مدل استنتاج فازی ضرب، فازی‌ساز منفرد و غیرفازی‌ساز میانگین مراکز داریم:

$$u_D(x|\theta) = \frac{\sum_{l_1=1}^{m_1} \dots \sum_{l_n=1}^{m_n} \bar{y}_u^{l_1 \dots l_n} \left[\prod_{i=1}^n \mu_{A_i}^{l_i}(x_i) \right]}{\sum_{l_1=1}^{m_1} \dots \sum_{l_n=1}^{m_n} \left[\prod_{i=1}^n \mu_{A_i}^{l_i}(x_i) \right]} \quad (5-6)$$

$\bar{y}_u^{l_1 \dots l_n}$ پارامتر قابل تنظیم بوده که در بردار $\theta \in R^{\prod_{i=1}^n m_i}$ قرار گرفته، بنابر این کنترل کننده فازی به صورت رابطه زیر بیان خواهد شد.

$$u_D(x|\theta) = \theta^T \xi(x) \quad (6-6)$$

از گام دوم مشاهده می‌شود که مقادیر برخی از پارامترهای θ مطابق با قواعد (۶-۲) انتخاب شده و سایر مقادیر باقیمانده به صورت تصادفی یا مطابق اصول خاصی تعیین می‌شوند. بنابراین دانش کنترلی (۶-۲) از طریق تنظیم پارامترهای اولیه در کنترل فازی دخالت داده می‌شود. حال برای محاسبه‌ی قانون تطبیق فرض کنید که u^* همان کنترل کننده‌ی ایده آل

$$u^* = \frac{1}{g(x)} \left[-f(x) + y_m^{(n)} + K^T e \right] \quad (7-6)$$

با $g(x) = b$ باشد. با جایگذاری رابطه (۶-۳) در (۶-۱) و مرتب سازی رابطه نتیجه می‌شود:

$$e^{(n)} = -K^T e + b \left[u^* - u_D(x|\theta) \right] \quad (8-6)$$

ماتریس Λ و b به صورت رابطه (۶-۹) تعریف می‌کنیم.

$$\Lambda = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \\ -k_n & -k_{n-1} & \dots & \dots & \dots & \dots & -k_1 \end{bmatrix} b = \begin{bmatrix} 0 \\ \dots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad (9-6)$$

دینامیک حلقه بسته می تواند به شکل برداری زیر نوشته شود:

$$\dot{e} = \Lambda e + b \left[u^* - u_D(x|\theta) \right] \quad (10-6)$$

پارامترهای بهینه به صورت زیر تعریف می شود:

$$\theta^* = \arg \min_{\theta} \left[\sup_{x \in R^n} |u_D(x|\theta) - u^*| \right], \quad \theta \in R^n, \quad x \in R^n \quad (11-6)$$

و خطای تقریب به صورت زیر تعریف می شود:

$$w = u_D(x|\theta^*) - u^* \quad (12-6)$$

با استفاده از معادله (12-6) و (8-6)، معادله ی خطای (10-6) به صورت زیر خواهد بود:

$$\dot{e} = \Lambda e + b (\theta^* - \theta)^T \xi(x) - bw \quad (13-6)$$

تابع کاندید لیاپانوف به صورت زیر در نظر میگیریم:

$$V = \frac{1}{2} e^T P e + \frac{b}{2\gamma} (\theta^* - \theta)^T (\theta^* - \theta) \quad (14-6)$$

که P یک ماتریس مثبت بوده و معادله ی لیاپانوف زیر را برآورده می سازد:

$$\Lambda^T P + P \Lambda = -Q \quad (15-6)$$

γ ثابت و مثبت است، همچنین طبق فرض b مثبت بوده، در نتیجه V مثبت است.

با استفاده از (۱۰-۶) و (۱۵-۶) داریم:

$$V = -\frac{1}{2}e^T Qe + e^T P b \left[(\theta^* - \theta)^T \xi(x) - w \right] - \frac{b}{\gamma} (\theta^* - \theta)^T \dot{\theta} \quad (۱۶-۶)$$

فرض کنید P_n آخرین ستون P باشد، آن گاه از $b = (0, \dots, 0, b)^T$ داریم $e^T P b = e^T P_n b$. بنابراین (۱۶-۶) می تواند به صورت زیر نوشته شود:

$$\dot{V} = -\frac{1}{2}e^T Qe + \frac{b}{\gamma} (\theta^* - \theta)^T \left[\gamma e^T P_n \xi(x) - \dot{\theta} \right] - e^T P_n b w \quad (۱۷-۶)$$

اگر قاعده‌ی تطبیق را به صورت زیر انتخاب کنیم:

$$\dot{\theta} = \gamma e^T P_n \xi(x) \quad (۱۸-۶)$$

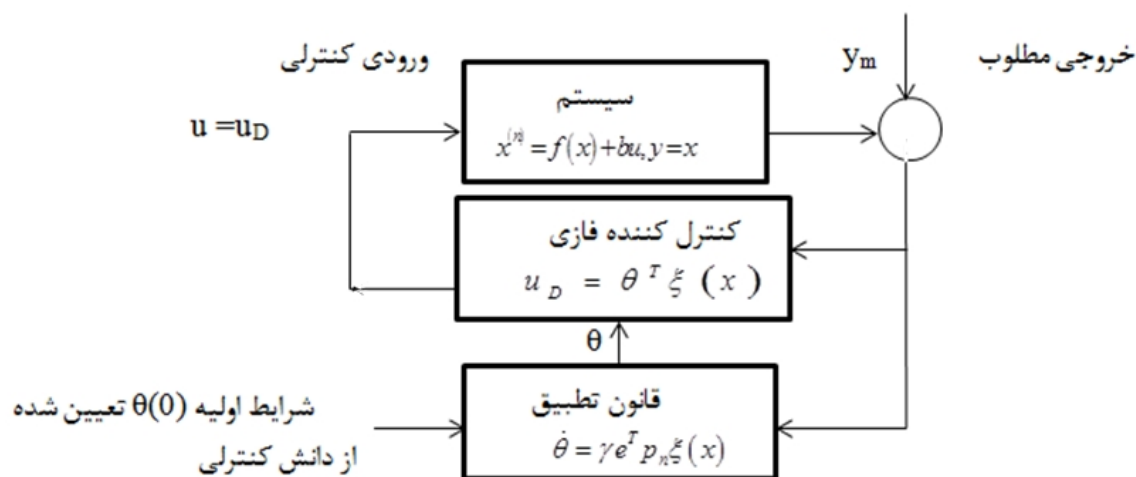
آن گاه

$$\dot{V} = -\frac{1}{2}e^T Qe - e^T P_n b w \quad (۱۹-۶)$$

از آنجایی که $Q \succ 0$ و w خطای تقریب می باشد، بنابراین با طراحی یک سیستم فازی $u_D(x|\theta)$ به همراه تعداد قواعد به اندازه‌ی کافی بزرگ، w به اندازه‌ی کافی کوچک خواهد شد. به طوری که

$$|e^T P_n b w| < \frac{1}{2} e^T Qe \quad \text{که } V < 0 \text{ را نتیجه خواهد داد.}$$

شکل کلی از سیستم کنترل فازی تطبیقی مستقیم در ادامه نمایش داده شده است.



شکل ۶-۲: سیستم کنترل فازی تطبیقی مستقیم

۳-۶ تحلیل سیستم و کنترل کننده

در این بخش از پایان نامه کنترل فازی تطبیقی گسسته مستقیم مدل مرجع برای سیستم تعلیق هیدرولیکی طراحی می شود. سیستم فازی می تواند به عنوان ترکیب خطی از توابع پایه ای فازی که می تواند به عنوان یک کنترل کننده مورد استفاده قرار گیرد، نمایش داده شود. یکی از مزایای مهم سیستم فازی کارایی آن در زمانی است که حتی مدل دقیقی از سیستم در دسترس نباشد. هدف مهم در استفاده از کنترل کننده فازی برای سیستم تعلیق، مشخص کردن قوانین کنترلی به گونه ای است که عملکرد رضایت بخش تحت شرایط جاده ای مختلف قابل دستیابی می باشد. کنترل کننده فازی تطبیقی برای دستیابی به مقاوم بودن و خاصیت تعلیق با شرایط جاده ای ناهموار و نامنظم به کار رفت. در کنترل کننده طراحی شده، سیستم فازی شامل دو ورودی و یک خروجی است. ورودی های سیستم فازی به صورت $I_1 = -(\dot{z}_{sk} + \lambda z_{sk})$ و $I_2 = -(\ddot{z}_{sk} + \lambda \dot{z}_{sk})$ تعریف شده و جریان $i_{sv,k}$ به عنوان خروجی کنترل کننده فازی می باشد.

کنترل کننده فازی از مجموع قوانین فازی به صورت زیر تشکیل شده است:

$$\text{Rule } l : \text{IF } I_1 \text{ is } A^l \text{ and } I_2 \text{ is } B^l, \text{ then } u \text{ is } c^l \quad (۲۰-۶)$$

که $Rule\ l$ به l امین قانون فازی $l = 1, 2, \dots, L$ دلالت می‌کند. در اینجا ما برای هر ورودی سه گروه فازی اختصاص دادیم. بنابراین ۹ قانون فازی خواهیم داشت. A^l و B^l ترم‌های زبانی مقدم مربوط به ورودی‌های I_1 و I_2 بوده و c^l برچسب مربوط به نتیجه قانون l می‌باشد. سه گروه فازی به I_1 و I_2 به صورت Z ، P و N اختصاص داده شده‌اند که به صورت زیر تعریف می‌شود.

$$\mu_p(I_1) = \begin{cases} 0 & I_1 \leq 0 \\ 2I_1^2 & 0 \leq I_1 \leq 0.5 \\ 1 - 2(I_1 - 1)^2 & 0.5 \leq I_1 \leq 1 \\ 1 & I_1 \geq 1 \end{cases} \quad (۲۱-۶)$$

$$\mu_N(I_1) = \begin{cases} 1 & I_1 \leq -1 \\ 1 - 2(I_1 + 1)^2 & -1 \leq I_1 \leq -0.5 \\ 2I_1^2 & -0.5 \leq I_1 \leq 0 \\ 0 & I_1 \geq 0 \end{cases} \quad (۲۲-۶)$$

$$\mu_Z(I_1) = \exp\left(-\frac{I_1^2}{2\sigma^2}\right), \quad \sigma = 0.4 \quad (۲۳-۶)$$

گروه‌های فازی برای ورودی I_2 همانند ورودی I_1 تعریف شده‌است. در این کار از توابع عضویت گوسی برای متغیر خروجی استفاده می‌شود که توسط دو پارامتر c و σ مشخص می‌شود:

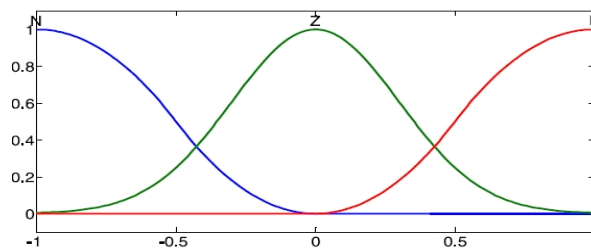
$$\mu_{c_l}(i_{sv,k}) = \exp\left(-\left(\frac{(i_{sv,k} - \hat{y}_{1,k})^2}{2\sigma^2}\right)\right) \quad (۲۴-۶)$$

که در آن $\hat{y}_k^l$ مراکز مربوط به c^l و 2σ پهنای مربوط به گروه عضویت می‌باشد. با استفاده از روابط بالا، قوانین فازی به دست آمده در جدول ادامه آمده‌است.

جدول ۶-۱: جدول قوانین فازی

Rule l	1	2	3	4	5	6	7	8	9
A_l	P	P	P	Z	Z	Z	N	N	N
B_l	P	Z	N	P	Z	N	P	Z	N
C_l	C_1	C_2	C_3	C_4	C_5	C_6	C_7	C_8	C_9

همچنین شکل توابع عضویت اختصاص داده شده به ورودی‌های کنترل فازی در شکل (۶-۳) نشان داده شده است:



شکل ۶-۳: توابع عضویت مربوط به ورودی‌های کنترل فازی

اگر در کنترل‌کننده‌ی فازی از فازی‌ساز منفرد، موتور استنتاج ممدانی و غیرفازی‌ساز میانگین مراکز برای محاسبه‌ی خروجی کنترل‌کننده‌ی فازی استفاده کنیم خواهیم داشت:

$$i_{sv,k} = \sum_{i=1}^9 \hat{y}_{1,k} \psi(I_1, I_2) = \hat{\mathbf{y}}_k^T \boldsymbol{\Psi}(I_1, I_2) \quad (6-25)$$

که در آن $\hat{y}_k^l$ پارامتر آزاد قابل تنظیم $\psi(I_1, I_2)$ یک مقدار مثبت است که توسط رابطه‌ی زیر محاسبه می‌شود:

$$\psi(I_1, I_2) = \frac{\mu_{A_l}(I_1) \mu_{B_l}(I_2)}{\sum_{l=1}^9 \mu_{A_l}(I_1) \mu_{B_l}(I_2)} \quad (6-26)$$

μ_{A_l} و μ_{B_l} توابع عضویت مربوط به I_1 و I_2 می‌باشد. و از رابطه‌ی (۶-۲۵) می‌توان به عنوان بلوک سازنده‌ی کنترل‌کننده‌ی فازی تطبیقی استفاده کرد. تمام پارامترها در $\psi(x)$ در ابتدای روند طراحی ثابت می‌شوند و تنها پارامتر آزاد طراحی $\hat{y}$ می‌باشد که توسط قانون تطبیق مشخص می‌شود. قانون

تطبیق از آنالیز پایداری لیاپانوف به دست می‌آید. این قانون تطبیق می‌تواند فرایند سعی و خطا را برای یافتن قوانین صحیح فازی در کنترل فازی حذف کند، زیرا سیستم تعلیق فعال در حالت کلی دینامیک‌های پیچیده و غیرخطی دارد بنابراین دشواری در طراحی کنترل‌کننده فازی افزایش می‌یابد. ابتدا مدل مرتبه سوم متغیر با زمان را محاسبه می‌کنیم:

$$m_s \ddot{z}_s = -b_s (\dot{z}_s - \dot{z}_u) - k_s (z_s - z_u) + f_a \quad (27-6)$$

$$m_u \ddot{z}_u = b_s (\dot{z}_s - \dot{z}_u) + k_s (z_s - z_u) + b_t (\dot{z}_r - \dot{z}_u) + k_t (z_r - z_u) - f_a \quad (28-6)$$

$$m_s \ddot{z}_s + m_u \ddot{z}_u = f_t \quad (29-6)$$

با انجام عملیات زیر داریم:

$$m_s \ddot{z}_s + m_u \ddot{z}_u = \dot{f}_t + m_s \lambda \ddot{z}_s - m_s \lambda \ddot{z}_s - \dot{x}_{sp} + \dot{x}_{sp} \quad (30-6)$$

$$m_s \ddot{z}_s + m_u \ddot{z}_u = \dot{f}_t - m_u \ddot{z}_u + m_s \lambda \ddot{z}_s - \dot{x}_{sp} + \frac{k_i}{\tau} i_{sv} + \frac{1}{\tau} x_{sp} \quad (31-6)$$

در نهایت مدل سیستم حلقه بسته به صورت زیر خواهیم داشت:

$$\ddot{z}_s + \lambda \dot{z}_s = g + b i_{sv} \quad (32-6)$$

$$g = \frac{1}{m_s} \left(-m_u \ddot{z}_u + b_t (\dot{z}_r - \dot{z}_u) + k_t (z_r - z_u) - \dot{x}_{sp} - \frac{x_{sp}}{\tau} + m_s \lambda \dot{z}_s \right) \quad (33-6)$$

$$b = \frac{k_i}{\tau m_s} \quad (34-6)$$

بنابراین فرم زمان گسسته‌ی رابطه‌ی (۳۲-۶) با دوره‌ی نمونه‌برداری T که ثابتی مثبت و کوچک است، جایگذاری kT در t برای $k=1,2,\dots$ و استفاده از تقریب اویلر برای محاسبه‌ی مشتقات قابل محاسبه است به فرم زیر خواهد بود:

$$\ddot{z}_{sk} + \lambda \dot{z}_{sk} = g_k + b_k i_{sv,k} \quad (۳۵-۶)$$

با قرار دادن کنترل‌کننده‌ی فازی برای سیستم حلقه بسته (۳۲-۶) خواهیم داشت:

$$\ddot{z}_{sk} + \lambda \dot{z}_{sk} = g_k + b_k \hat{\mathbf{y}}_k^T \Psi(I_1, I_2) \quad (۳۶-۶)$$

که در آن $\hat{y}$ تخمین y می‌باشد که برای محاسبه‌ی خروجی در کنترل‌کننده‌ی فازی مورد استفاده قرار می‌گیرد.

y در واقع تابع زیر را تخمین می‌زند:

$$\begin{aligned} & b^{-1} \left(\ddot{z}_{sdk} + \lambda (\dot{z}_{sdk} - \dot{z}_{sk}) + k_d ((\ddot{z}_{sdk} - \ddot{z}_{sk})) + \lambda (\dot{z}_{sdk} - \dot{z}_{sk}) \right) + \\ & k_p ((\dot{z}_{sdk} - \dot{z}_{sk}) + \lambda (z_{sdk} - z_{sk})) + \lambda \dot{z}_{sk} - g_k = \\ & \hat{\mathbf{y}}_k^T \Psi(I_1, I_2) + \varepsilon \end{aligned} \quad (۳۷-۶)$$

ضریب k_p و k_d مثبت بوده و ε خطای تخمین نام دارد. بنابراین سیستم ردگیری با استفاده از روابط (۳۴-۶) و (۳۶-۶) به صورت زیر خواهیم داشت:

$$\begin{aligned} & \ddot{z}_{sdk} - \ddot{z}_{sk} + \lambda (\dot{z}_{sdk} - \dot{z}_{sk}) + k_d ((\ddot{z}_{sdk} - \ddot{z}_{sk})) + \lambda (\dot{z}_{sdk} - \dot{z}_{sk}) + \\ & k_p ((\dot{z}_{sdk} - \dot{z}_{sk}) + \lambda (z_{sdk} - z_{sk})) = b \left((\mathbf{y}^T - \hat{\mathbf{y}}_k^T) \Psi(I_1, I_2) + \varepsilon \right) \end{aligned} \quad (۳۸-۶)$$

مسیر مطلوب به صورت $Z_{sd} = 0$ در نظر گرفته شده، بنابراین مشتقات مرتبه بالاتر از آن نیز ثابت و صفر خواهند بود. بنابراین رابطه‌ی (۳۷-۶) به فرم زیر ساده خواهند شد:

$$-\ddot{z}_{sk} - \lambda \dot{z}_{sk} + k_d (-\dot{z}_{sk} - \lambda z_{sk}) + k_p (-z_{sk} - \lambda z_{sk}) = b_k \left((\mathbf{y}^T - \hat{\mathbf{y}}_k^T) \Psi(I_1, I_2) + \varepsilon \right) \quad (39-6)$$

بنابراین معادلات فضای حالت با استفاده از معادله‌ی (39-6) به صورت زیر خواهد بود:

$$\dot{E}_k = A_k E_k + B_k \omega_k$$

$$A_k = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -k_p & -k_d \end{bmatrix}$$

$$B_k = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \omega_k = b \left((\mathbf{y}^T - \hat{\mathbf{y}}_k^T) \Psi(I_1, I_2) + \varepsilon \right) \quad (40-6)$$

برای نتیجه گرفتن یک قانون تطبیق که تضمین می‌کند $E_k \rightarrow 0$ زمانی که $k \rightarrow \infty$ ، یک تابع پیشنهادی لیاپانوف به صورت زیر می‌تواند انتخاب شود:

$$V_k = \frac{1}{2} E_k^T P E_k + \frac{b}{2\alpha} (\mathbf{y}^T - \hat{\mathbf{y}}_k^T) (\mathbf{y} - \hat{\mathbf{y}}_k) \quad (41-6)$$

که α یک پارامتر مثبت و ثابت طراحی است، P و Q ماتریس‌های متقارن مثبت معین هستند که معادله‌ی زیر را برآورده می‌کنند:

$$A^T P + P A = -Q \quad (42-6)$$

بنابراین با استفاده از معادلات (41-6) و (39-6) مقدار $\dot{V}$ خواهیم داشت:

$$\dot{V}_k = -\frac{1}{2} E_k^T Q E_k + E_k^T P B b \left((\mathbf{y}^T - \hat{\mathbf{y}}_k^T) \Psi(I_1, I_2) + \varepsilon \right) - \frac{b}{\alpha} (\mathbf{y}^T - \hat{\mathbf{y}}_k^T) \dot{\hat{\mathbf{y}}}_k \quad (43-6)$$

بنابراین با مرتب‌سازی معادله‌ی بالا به صورت زیر خواهیم داشت:

$$\dot{V}_k = -\frac{1}{2} E_k^T Q E_k + b_k (\mathbf{y}^T - \hat{\mathbf{y}}_k^T) \left(E_k^T P B \Psi(I_1, I_2) - \frac{1}{\alpha} \dot{\hat{\mathbf{y}}}_k \right) + E_k^T P B \varepsilon \quad (44-6)$$

بنابراین قانون تطبیق را به صورت زیر انتخاب می کنیم:

$$\dot{\hat{\mathbf{y}}}_k = \alpha E_k^T PB \Psi(I_1, I_2) \quad (45-6)$$

$$\hat{\mathbf{y}}_k = T \alpha E^T PB (I_1, I_2) + \hat{\mathbf{y}}_{k-1} \quad (46-6)$$

با قرار دادن رابطه ی (45-6) در رابطه ی (43-6) خواهیم داشت:

$$\dot{V}_k = -\frac{1}{2} E_k^T Q E_k + E_k^T P B b_k \varepsilon \quad (47-6)$$

در صورتی خطای ردگیری کاهش پیدا می کند که $\dot{V}_k < 0$ باشد. بنابراین باید شرط زیر برقرار باشد:

$$E_k^T P B b_k \varepsilon < \frac{1}{2} E_k^T Q E_k \quad (48-6)$$

با توجه به اینکه $\lambda_{\min}(Q) \|E_k\|^2 \leq E_k^T Q E_k \leq \lambda_{\max}(Q) \|E_k\|^2$ که $\lambda_{\min}(Q)$ و $\lambda_{\max}(Q)$ به

ترتیب بزرگترین و کوچکترین مقدار ویژه Q هستند، برای برقراری رابطه $\dot{V}_k < 0$ کافی است که :

$$\frac{2b_k \|PB\| \cdot |\varepsilon|}{\lambda_{\min}(Q)} \leq \|E_k\| \quad (49-6)$$

بنابراین خطای ردگیری در محدوده ی تعریف شده توسط رابطه ی (49-6) کوچک می شود.

فصل ۷ :

نتایج عملکرد سیستم

در فصل قبل ساختار و روابط مربوط به کنترل کننده های خطی سازی پس خورد و فازی تطبیقی ارائه شد. در این فصل به بررسی عملکرد کنترل کننده های پیشنهادی می پردازیم و عملکرد آنها را با سیستم تعلیق غیرفعال مقایسه می کنیم.

مقادیر مربوط به پارامترهای سیستم تعلیق و محرکه ی هیدرولیکی در جدول (۵-۱) بیان شده است [۸]:

جدول ۷-۱: پارامترهای سیستم تعلیق و محرکه هیدرولیکی

$m_s = 243kg$	$k_s = 14671N/m$	$\gamma = 1.545 \times 10^9 N / m^{5/2} kg^{1/2}$
$m_u = 50kg$	$k_t = 14660N/m$	$\tau = 0.003s$
$b_s = 370N/(m/s)$	$\alpha = 4.515 \times 10^{13} N/m^5$	$A_p = 3.35 \times 10^{-4} m^2$
$b_t = 414N/(m/s)$	$\beta = 1s^{-1}$	$P_s = 10342500Pa$

در تمامی کنترل کننده ها جابجایی مطلوب بدنه صفر در نظر گرفته شد. هم چنین جریان ماکزیمم شیر برابر ۰,۰۱ آمپر و نیروی ماکزیمم محرکه هیدرولیکی برابر ۳۴۶۵ نیوتون است.

۱-۷ شبیه سازی سیستم کنترل با کنترل کننده زمان پیوسته

خطی سازی پسخورد

مقادیر مربوط به کنترل کننده به شرح زیر می باشد :

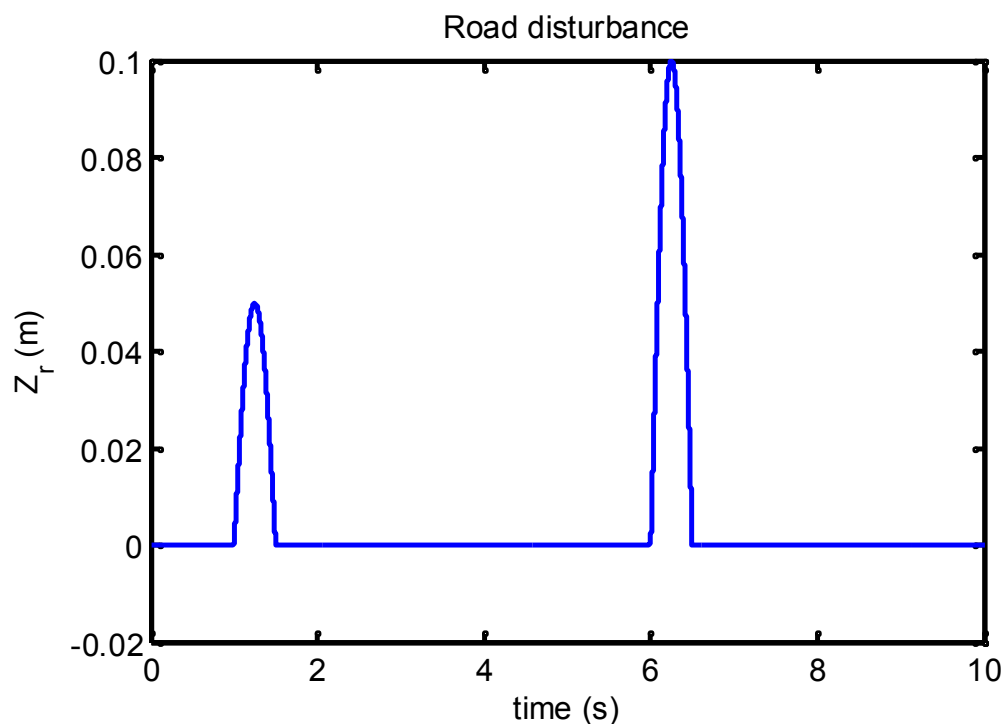
$$k = 0.25, \varepsilon = 0.005$$

$$a = 21, b = 120, c = 100 \quad (۱-۷)$$

همچنین اغتشاش خارجی ناشی از ناهمواری های جاده به صورت زیر در نظر گرفته شده است.

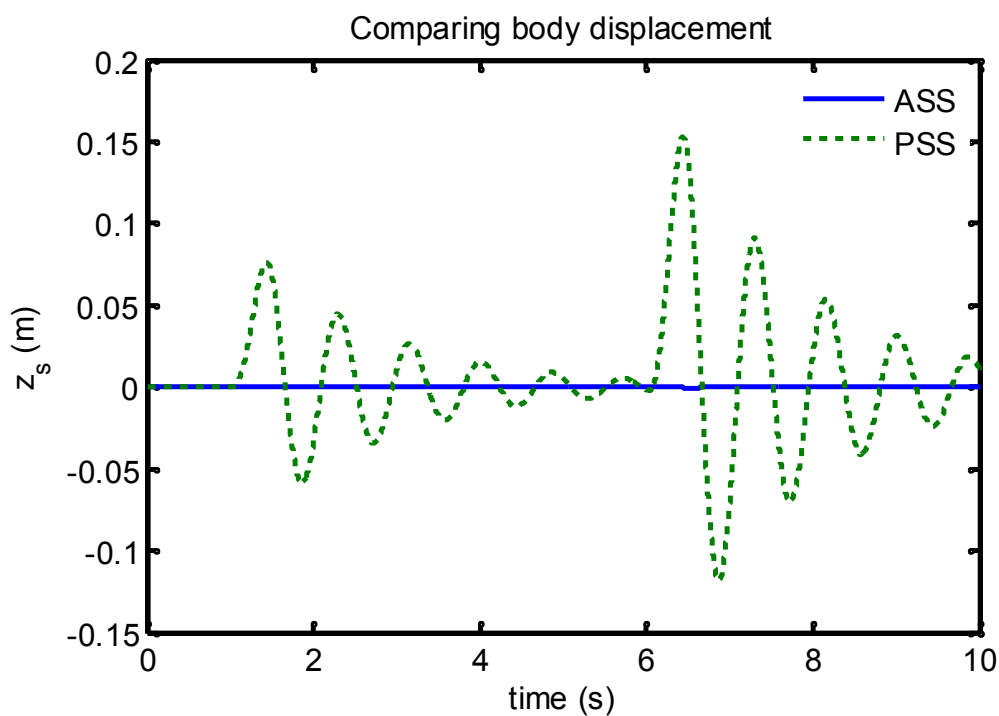
$$z_r = 0.05 \sin(4\pi(t-1))(u(t-1) - u(t-1.5)) + 0.1 \sin(4\pi(t-6))(u(t-6) - u(t-6.5)) \quad (۲-۷)$$

که $u(t)$ تابع پله است. در شکل زیر اغتشاش جاده که به صورت یک دست انداز به سیستم تعلیق خودرو وارد می شود نشان داده شده است.



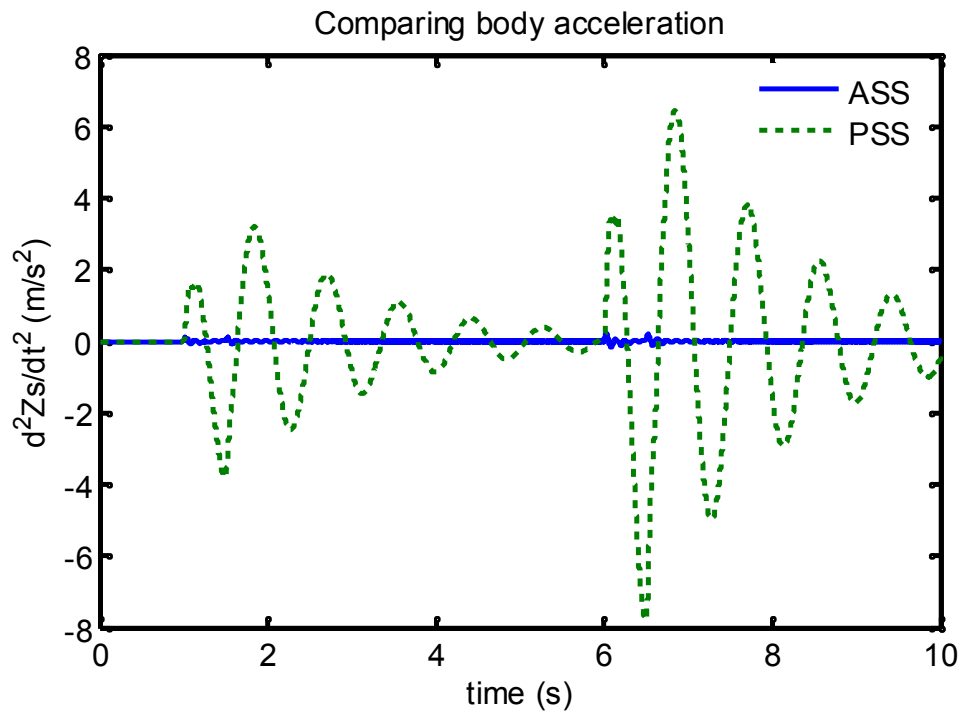
شکل ۱-۷ : اغتشاش جاده

در شکل (۳-۷) جابجایی عمودی بدنه خودرو برای دو حالت سیستم تعلیق غیرفعال و سیستم تعلیق فعال به همراه کنترل کننده‌ی خطی سازی پسخورد را نمایش می‌دهد. همانطور که مشاهده می‌شود میزان جابجایی عمودی بدنه‌ی خودرو در سیستم تعلیق فعال در حدود صفر است، در حالی که جابجایی در سیستم تعلیق غیرفعال به ترتیب دارای نوسانات با ماکزیمم مقادیر 0.076 و 0.1534 متر در هنگام عبور از دست انداز اول و دوم است.



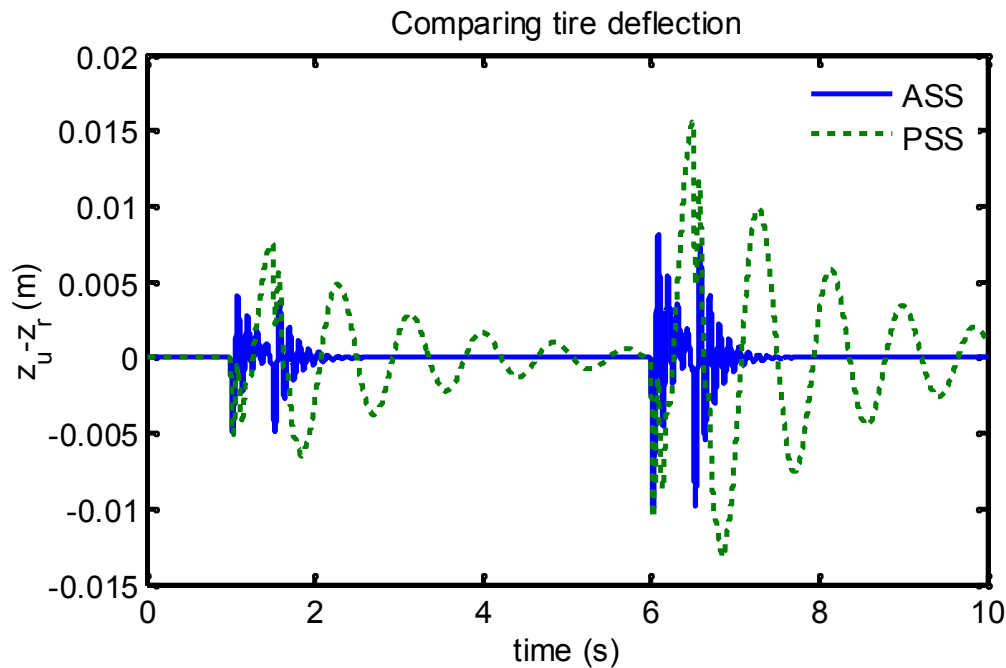
شکل ۳-۷: مقایسه جابجایی عمودی بدنه خودرو در سیستم تعلیق غیرفعال و سیستم تعلیق فعال

در شکل (۷-۴) شتاب عمودی بدنه‌ی خودرو در دو حالت سیستم تعلیق غیر فعال و سیستم تعلیق فعال با کنترل کننده‌ی پیشنهادی نمایش می‌دهد. شتاب عمودی بدنه‌ی خودرو در حالت فعال تقریباً صفر بوده، که راحتی بسیار مطلوب مسافر را فراهم می‌کند، در حالی که در سیستم تعلیق غیر فعال شتاب بدنه به صورت نوسانی و با دامنه‌ی غیر صفر است.



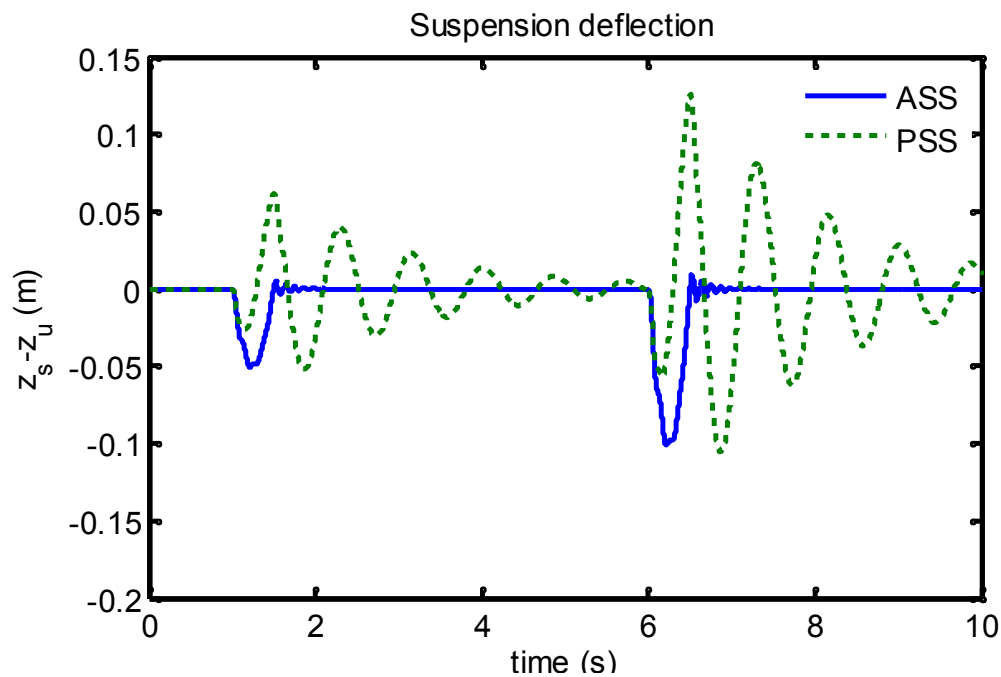
شکل ۷-۳: مقایسه شتاب عمودی بدنه خودرو در سیستم تعلیق غیرفعال و سیستم تعلیق فعال

در شکل (۵-۷) میزان تغییر فرم لاستیک در سیستم تعلیق غیرفعال و سیستم تعلیق فعال مقایسه می‌گردد. میزان تغییر فرم لاستیک در سیستم تعلیق فعال دارای دامنه‌ی کوچکتر در مقایسه با سیستم تعلیق غیرفعال بوده، همچنین نوسانات پس از عبور از دست انداز به سرعت به صفر همگرا می‌شود. بنابراین کنترل‌کننده به خوبی می‌تواند معیار رانندگی مطمئن را فراهم نماید.



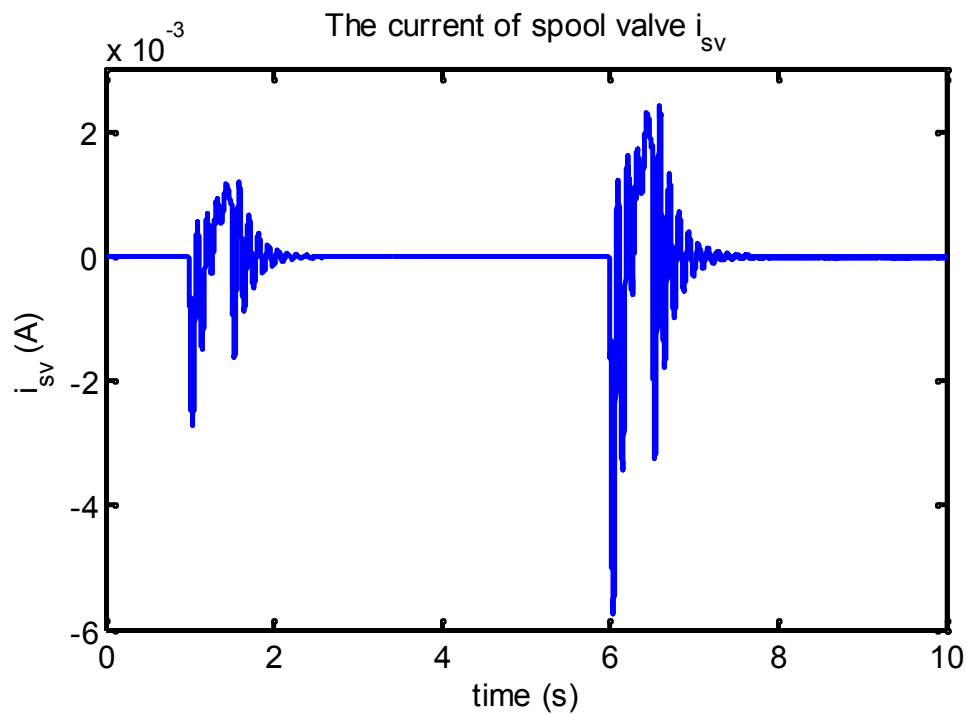
شکل ۴-۷: مقایسه تغییر فرم لاستیک در سیستم تعلیق غیرفعال و سیستم تعلیق فعال

در شکل (۶-۷) میزان تغییرات دامنه‌ی سیستم تعلیق را در دو حالت غیرفعال و فعال نمایش می‌دهد. دامنه‌ی تغییرات در سیستم تعلیق فعال بیش‌تر از سیستم تعلیق غیرفعال نبوده و پس از عبور از دست انداز صفر می‌شود. بنابراین سیستم تعلیق فعال عملکرد مطلوبی را در مقایسه با سیستم تعلیق غیرفعال از خود نشان می‌دهد.



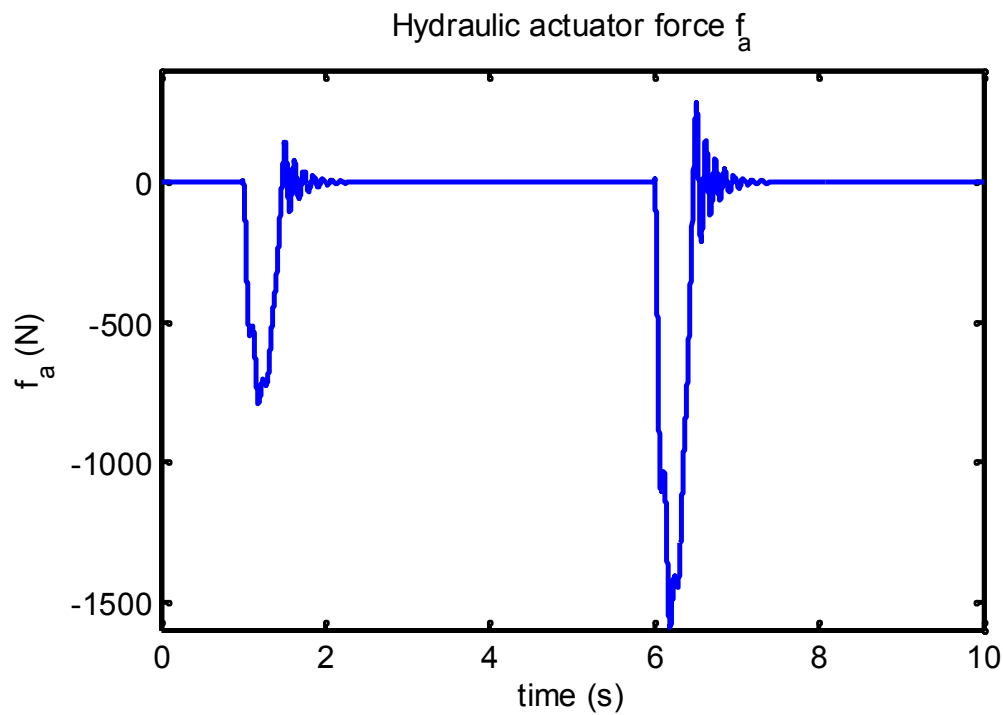
شکل ۵-۷: مقایسه تغییرات دامنه سیستم تعلیق در سیستم تعلیق فعال و غیرفعال

در شکل (۷-۷) جریان ورودی شیر نمایش داده شده است. همانطور که مشاهده می‌شود جریان الکتریکی به ترتیب ۲,۵ و ۶ میلی آمپر در اولین و دومین دست انداز بوده، بنابراین در محدوده‌ی مجاز خود باقی می‌ماند.



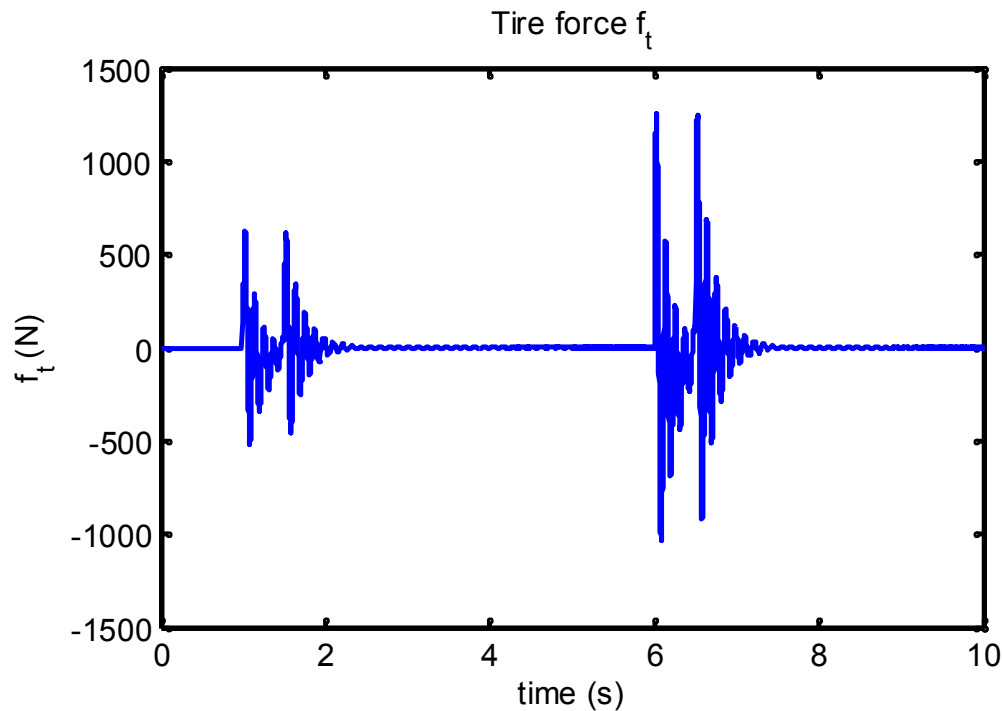
شکل ۷-۶: جریان ورودی شیر سیستم تعلیق فعال

همانطور که در شکل (۷-۸) می‌بینیم، نیروی محرک هیدرولیکی در اولین و دومین دست‌انداز به ترتیب -789.7 و -1586 نیوتون بوده که در محدوده‌ی مجاز خود قرار دارد. بنابراین محرک هیدرولیکی دارای عملکرد بسیار مناسب در محدوده‌ی کاری خود است.



شکل ۷-۷: نیروی محرک هیدرولیکی

در نهایت در شکل (۷-۹) نیروی لاستیک آورده شده است. ماکزیمم مقدار نوسانات تولیدی در هنگام عبور از دست‌انداز به ترتیب 623.7 و 1258 نیوتون در اولین و دومین دست‌انداز می‌باشد.



شکل ۷-۸: نیروی لاستیک

همانطور که نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد تمام سیگنال‌ها کراندار بوده و سیگنال‌های نیروی محرک هیدرولیکی و جریان الکتریکی شیر در محدوده‌ی مجاز خود قرار دارند. همانطور که نشان دادیم سیستم تعلیق فعال به همراه کنترل‌کننده‌ی خطی سازی پسخورد دارای پایداری ورودی محدود – خروجی محدود و پایداری کلی است. کنترل‌کننده‌ی خطی سازی پسخورد با وجود عدم قطعیت در سیستم، عملکرد بسیار مناسبی در بهبود رانندگی مسافر و رانندگی مطمئن نشان داد.

۲-۷ شبیه سازی سیستم کنترل با کنترل کننده زمان گسسته

خطی سازی پسخورد

در این قسمت به بیان پارامترهای طراحی کنترل کننده ی گسسته ی خطی ساز پسخورد، محاسبه ی پارامترها در آزمون پایداری جوری و نتایج شبیه سازی می پردازیم.

۱-۲-۷ آزمون پایداری جوری

در کنترل کننده ی طراحی شده پارامترها به صورت زیر انتخاب شدند:

$$k = 125 \times 10^5$$

$$a = 24.01, b = 144.2, c = 1.44 \quad (۳-۷)$$

همانطور که در قسمت ۵-۳-۱ بیان شد، جدول پایداری جوری دارای $2n-3$ سطر است. با توجه به معادله مشخصه ی سیستم

$$P(z) = \left(c + \frac{b}{T} + \frac{1}{T^3} + \frac{a}{T^2} \right) z^3 - \left(\frac{3}{T^3} + \frac{b}{T} + \frac{2a}{T^2} \right) z^2 + \left(\frac{3}{T^3} + \frac{a}{T^2} \right) z - \frac{1}{T^3} \quad (۴-۷)$$

داریم $n = 3$.

بنابراین جدول پایداری جوری به شکل زیر خواهد بود:

جدول ۲-۷: جدول پایداری جوری برای کنترل کننده گسسته خطی سازی پسخورد

ردیف	z^0	z^1	z^2	z^3
۱	a_3	a_2	a_1	a_0
۲	a_0	a_1	a_2	a_3
۳	b_2	b_1	b_0	

با توجه به رابطه‌ی (۳۴-۵) به محاسبه‌ی ضرایب معادله مشخصه می‌پردازیم :

$$a_0 = c + \frac{b}{T} + \frac{1}{T^3} + \frac{a}{T^2} = 25120194.2$$

$$a_1 = -\frac{3}{T^3} - \frac{b}{T} - \frac{2a}{T^2} = 75240244.2$$

$$a_2 = \frac{3}{T^3} + \frac{a}{T^2} = 75120050$$

$$a_3 = -\frac{1}{T^3} = 25 \times 10^6 \quad (۵-۷)$$

همچنین با توجه به رابطه‌ی (۳۰-۵) برای محاسبه‌ی عناصر سطر سوم جدول (۲-۷) داریم :

$$b_2 = \begin{vmatrix} a_3 & a_0 \\ a_0 & a_3 \end{vmatrix} = 6024156645713.64$$

$$b_1 = \begin{vmatrix} a_3 & a_1 \\ a_0 & a_2 \end{vmatrix} = 1.881006105 \times 10^6$$

$$b_0 = \begin{vmatrix} a_3 & a_2 \\ a_0 & a_1 \end{vmatrix} = 6024139313710 \quad (۶-۷)$$

حال به بررسی شرایط آزمون پایداری جوری می‌پردازیم:

$$|a_n| < |a_0| - 1$$

با توجه به مقادیر a_3 و a_0 در (۵-۷) این شرط برقرار است.

$$P(z) \Big|_{z=1} > 0 \quad -۲$$

از جایگذاری مقادیر (۵-۷) در (۴-۷) و محاسبه‌ی معادله مشخصه با مقدار $z = 1$ داریم

$$P(1) = 75759900, \text{ بنابراین شرط دوم برقرار است.}$$

$$3- \quad P(z) \Big|_{z=-1} \begin{cases} > 0 & \text{برای } n \text{ زوج} \\ < 0 & \text{برای } n \text{ فرد} \end{cases}$$

با توجه به اینکه $n = 3$ ، بنابراین با جایگذاری $z = -1$ داریم، $P(-1) = -200480488.4$ بنابراین شرط سوم برقرار است.

$$4- \quad \begin{aligned} &|b_{n-1}| > |b_0| \\ &|c_{n-2}| > |c_0| \\ &\vdots \\ &|q_2| > |q_0| \end{aligned}$$

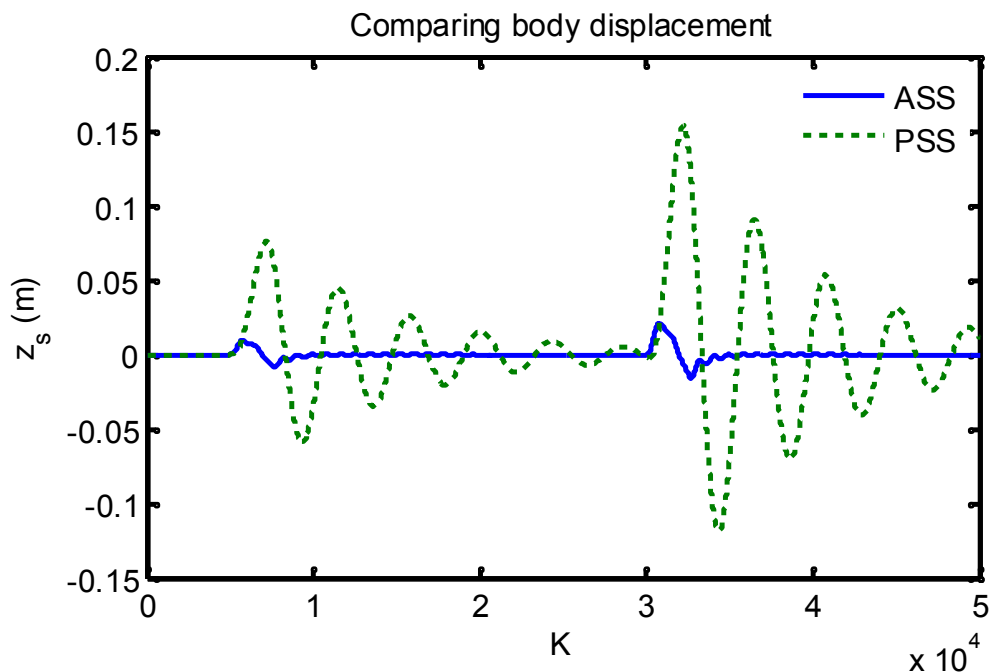
با توجه به مقادیر (۶-۷) شرط چهارم نیز برقرار است. بنابراین با برقرای آزمون جوری برای سیستم، پایداری سیستم با معادله مشخصه (۴-۷) نتیجه می‌شود.

۲-۲-۷ نتایج شبیه سازی

در کنترل کننده‌ی طراحی شده زمان نمونه‌برداری برابر 0.0002 ثانیه انتخاب شده است. برای گسسته سازی سیگنال ورودی کنترل کننده از نگهدار مرتبه‌ی صفر استفاده کردیم. لازم بذکر است که اغتشاش جاده به شکل رابطه‌ی (۲-۷) در نظر گرفته شد. میزان جابجایی عمودی بدنه خودرو را می‌توان با جمع میزان جابجایی سیستم تعلیق و جابجایی چرخ محاسبه کرد. جابجایی چرخ با ضرب طول مفصل محور در جابجایی زاویه‌ای مفصل محور قابل اندازه‌گیری است [۲]. جابجایی سیستم تعلیق و همچنین جابجایی قرقره‌ی شیر را به آسانی می‌توان با سنسور مبدل دیفرانسیل متغیر خطی^۱ که قابلیت اندازه‌گیری جابجایی در محدوده‌ی بسیار کوچک چند میلیونم در یک اینچ تا محدوده‌ی چند اینچ را داراست، سنجید [۷]. بنابراین میزان جابجایی عمودی بدنه‌ی خودرو و درنهایت سیگنال خطا به عنوان ورودی کنترل کننده اندازه‌گیری می‌شود. در ادامه نتایج مربوط به شبیه‌سازی آمده است.

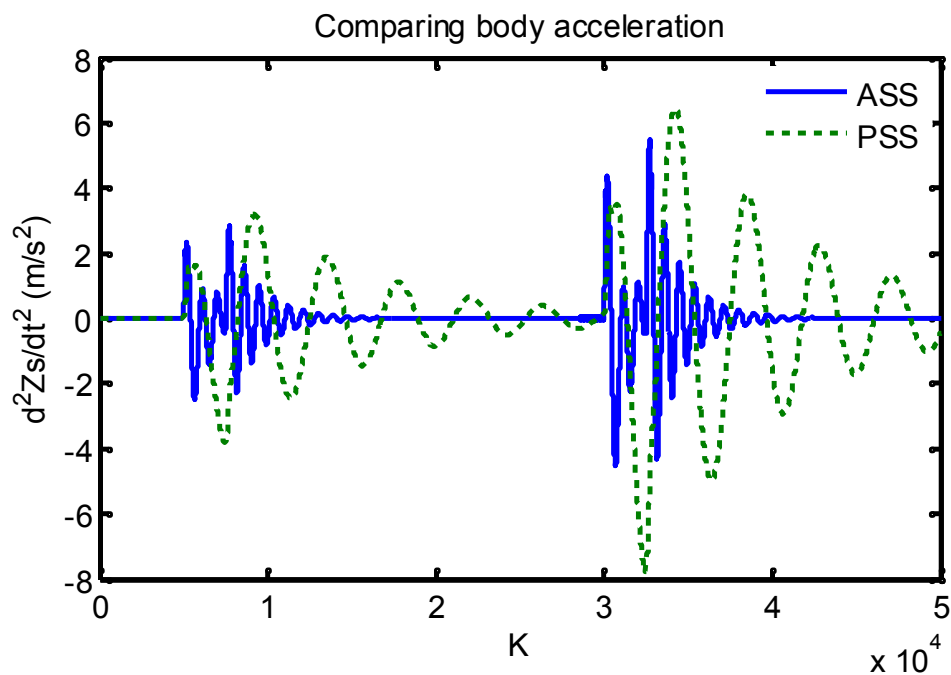
^۱Linear variable differential transformer

شکل (۷-۱۰) جابجایی عمودی بدنه‌ی خودرو برای سیستم تعلیق غیرفعال و سیستم تعلیق فعال نمایش می‌دهد. همانطور که مشاهده می‌شود در سیستم تعلیق فعال میزان نوسانات به ترتیب دارای ماکزیمم 0.009 و 0.02 متر در هنگام عبور از دست انداز اول و دوم بوده، در حالی که این مقادیر در سیستم تعلیق غیرفعال به ترتیب 0.076 و 0.1534 متر است. بنابراین میزان جابجایی عمودی بدنه در دست انداز اول و دوم به ترتیب ۷۵ درصد و ۹۵ درصد بهبود یافته است.



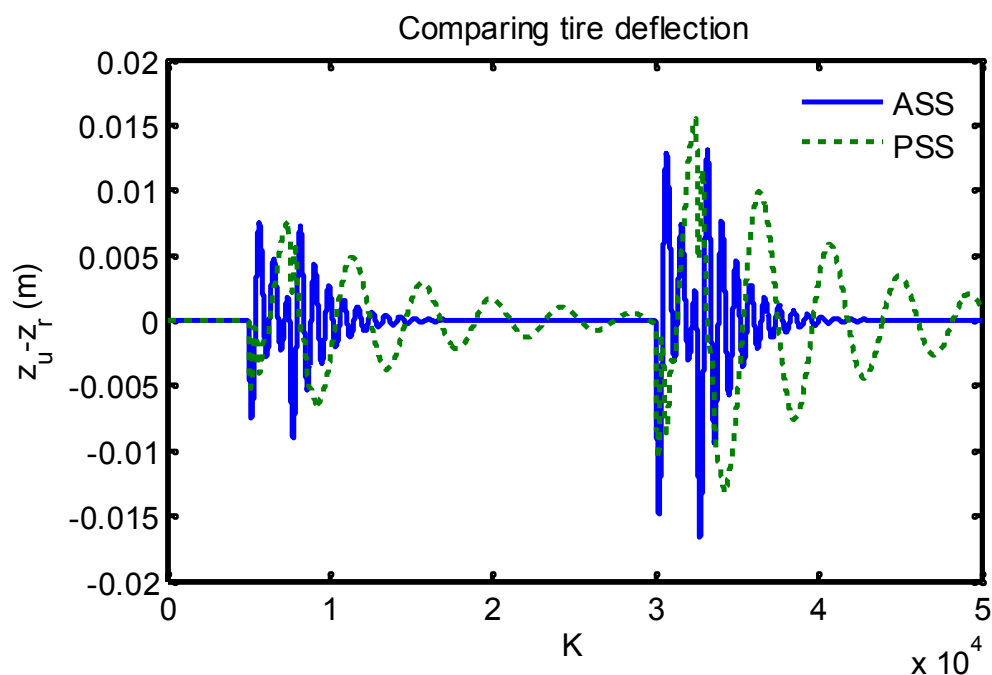
شکل ۷-۹: مقایسه میزان جابجایی عمودی بدنه خودرو در سیستم تعلیق غیرفعال و سیستم تعلیق فعال

در شکل (۷-۱۱) شتاب عمودی بدنه‌ی خودرو در سیستم تعلیق غیرفعال و سیستم تعلیق فعال را نشان می‌دهد. دامنه‌ی شتاب در اولین نوسان اندکی از سیستم تعلیق غیرفعال بیش‌تر بوده و به سرعت میرا گردیده و صفر می‌شود. بنابراین سیستم تعلیق فعال به خوبی می‌تواند راحتی مسافر را فراهم کند.



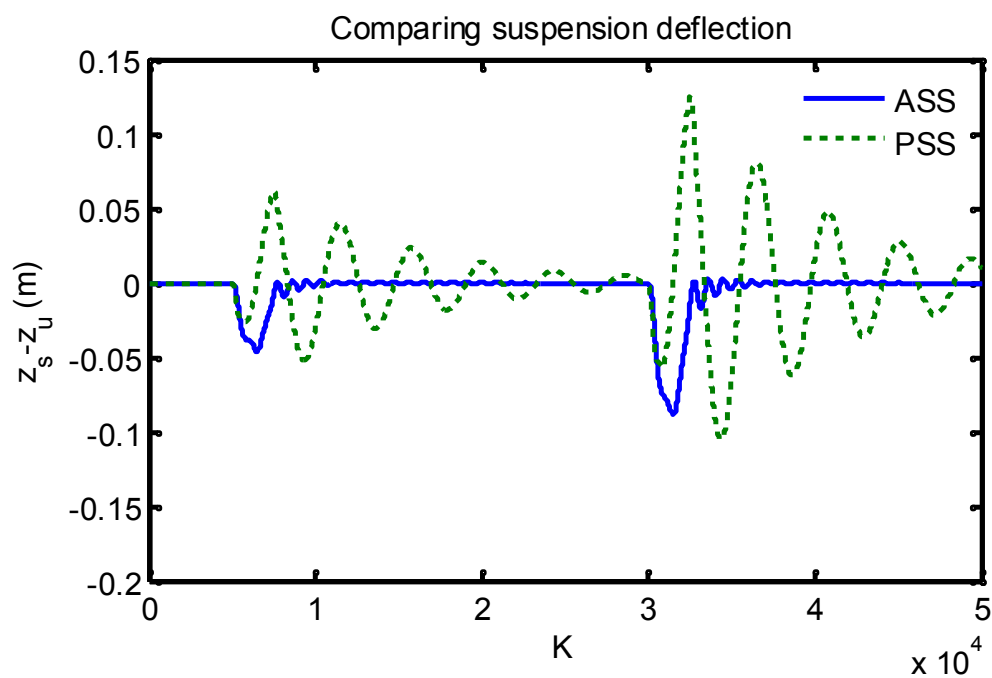
شکل ۷-۱۰: مقایسه شتاب عمودی بدنه خودرو در سیستم تعلیق غیرفعال و سیستم تعلیق فعال

در شکل (۷-۱۲) میزان تغییر فرم لاستیک در سیستم تعلیق غیرفعال و سیستم تعلیق فعال را نشان می‌دهد. دامنه‌ی نوسانات در سیستم تعلیق فعال از سیستم تعلیق غیرفعال بیش‌تر نبوده و پس از عبور از دست انداز سریع به صفر همگرا می‌شود. بنابراین کنترل‌کننده‌ی پیشنهادی رانندگی مطلوب را فراهم می‌کند.



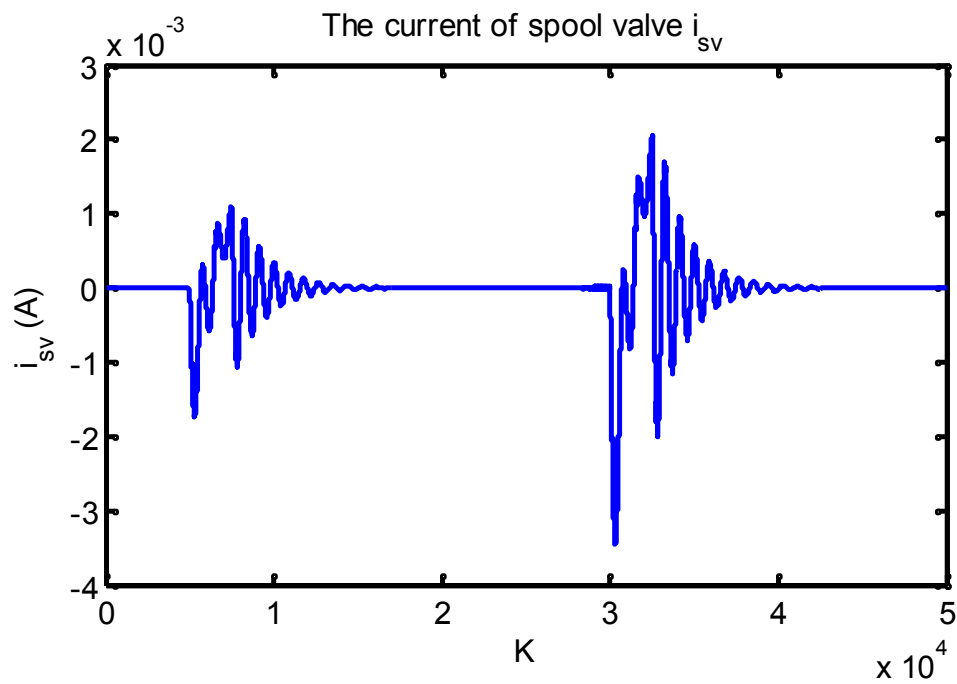
شکل ۷-۱۱: مقایسه تغییر فرم لاستیک در سیستم تعلیق غیرفعال و سیستم تعلیق فعال

همچنین در شکل (۷-۱۳) جابجایی سیستم تعلیق را نمایش می‌دهد. دامنه‌ی نوسانات در سیستم تعلیق فعال به هنگام عبور از دست‌اندازها در مقایسه با سیستم تعلیق غیرفعال بیشتر نبوده و از طرفی به سرعت پس از عبور از دست‌انداز صفر می‌شود.



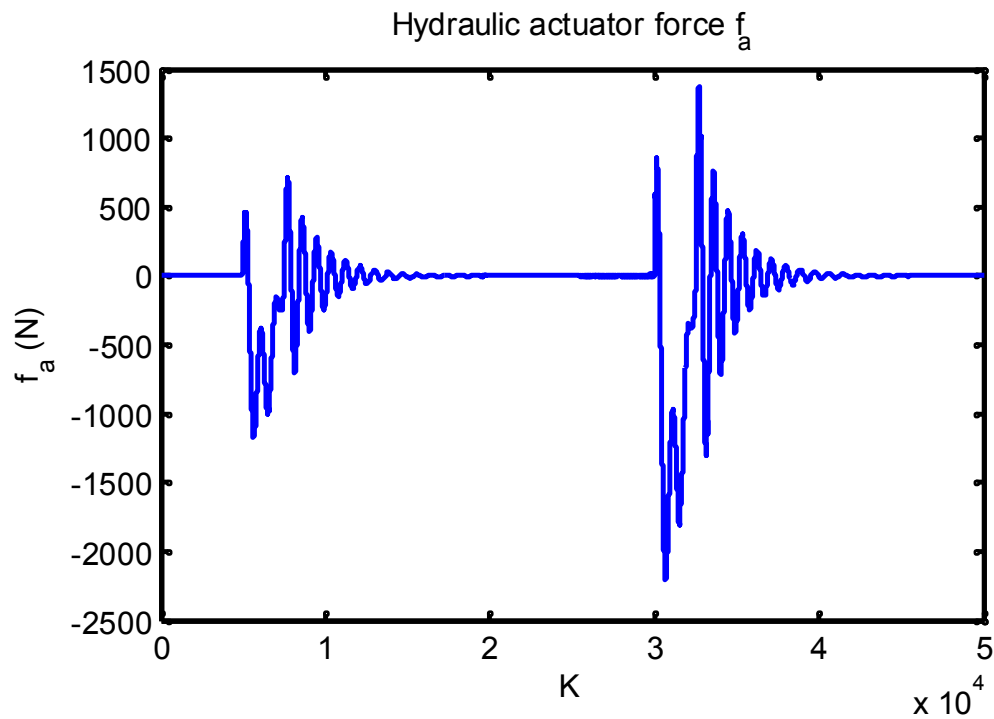
شکل ۷-۱۲: مقایسه جابجایی سیستم تعلیق در سیستم تعلیق غیرفعال و سیستم تعلیق فعال

در شکل (۷-۱۴) جریان الکتریکی شیر آمده است. همانطور که مشاهده می‌شود ماکزیمم جریان در هنگام عبور از دست‌انداز اول و دوم به ترتیب ۱.۷- و ۳.۴- میلی‌آمپر است. با توجه به اینکه ماکزیمم جریان مجاز شیر برابر ۰.۰۱ آمپر است، بنابراین جریان شیر در محدوده‌ی مجاز خود قرار دارد.



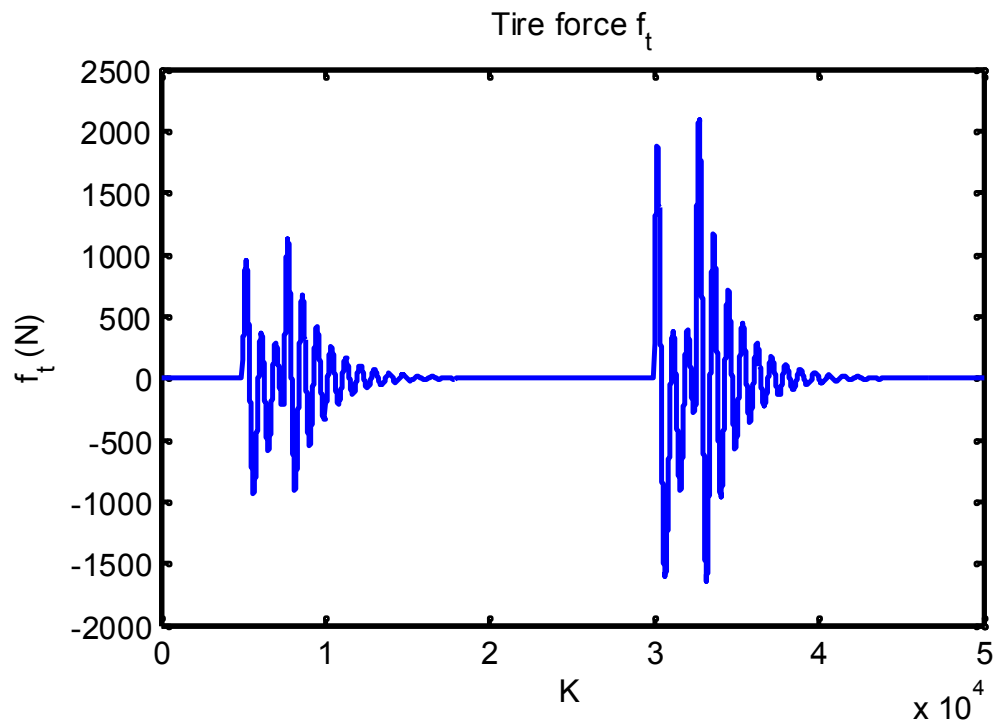
شکل ۷-۱۳: جریان الکتریکی شیر

در شکل (۷-۱۵) نیروی محرک هیدرولیکی نمایش داده شده است. ماکزیمم نیروی محرک هیدرولیکی به ترتیب دارای مقادیر ۱۱۵۴- و ۲۱۹۰- بوده که در مقایسه با مقدار ماکزیمم نیروی مجازمحرک هیدرولیکی که برابر ۳۴۶۵ نیوتون است، مطلوب و مجاز می باشد.



شکل ۷-۱۴: نیروی محرک هیدرولیکی در سیستم تعلیق فعال

در شکل (۷-۱۶) نیروی لاستیک که در اثر اغتشاشات جاده‌ای حاصل می‌شود، نمایش داده می‌شود. ماکزیمم نیروی وارد بر لاستیک در دست‌انداز اول و دوم به ترتیب ۱۱۱۸ و ۲۰۷۵ نیوتون است که پس از عبور از دست‌اندازها نوسانات صفر می‌شود.



شکل ۷-۱۵: نیروی لاستیک

در شکل‌های قبل عملکرد سیستم تعلیق به همراه کنترل‌کننده‌ی پیشنهادی با وجود عدم قطعیت در سیستم ناشی از اغتشاشات خارجی، دینامیک مدل نشده، عدم قطعیت پارامتری و خطای نمونه‌برداری مورد بررسی قرار گرفت. قانون کنترل بسیار ساده بوده و تنها از نمونه‌های خطای جابجایی عمودی بدنه‌ی خودرو استفاده می‌کند. همانطور که مشاهده شد تمامی سیگنال‌ها کراندار بوده و در محدوده‌ی مجاز خود قرار دارند. بنابراین کنترل‌کننده‌ی طراحی شده دارای عملکرد بسیار مطلوب بوده و به خوبی می‌تواند هر دو معیار راحتی مسافر و رانندگی مطمئن را فراهم می‌کند.

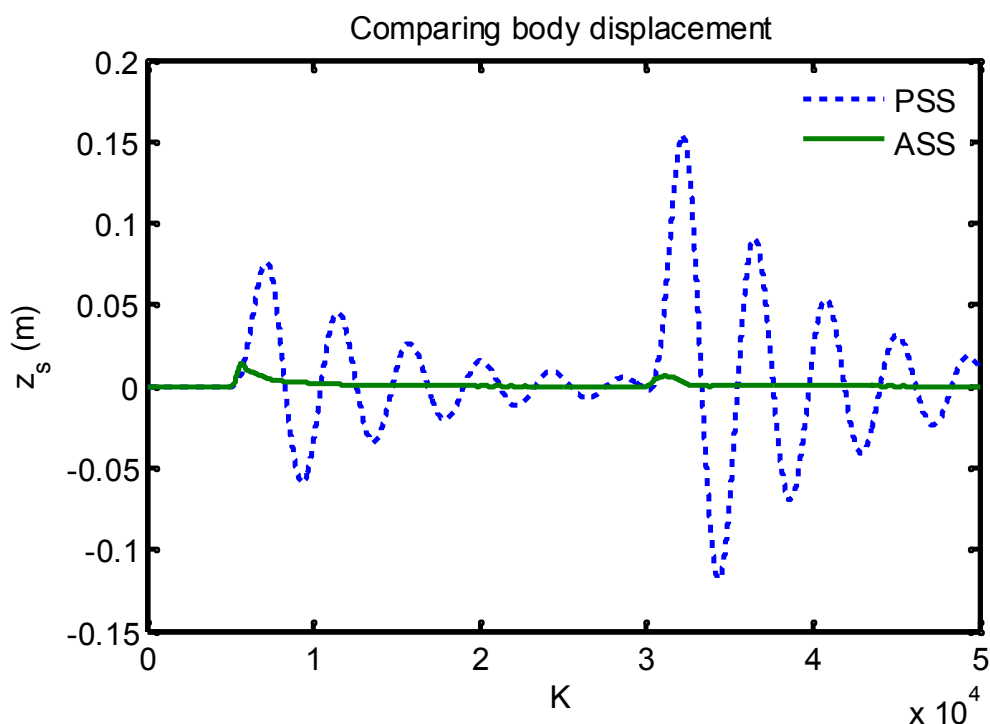
۳-۷ شبیه سازی سیستم کنترل زمان گسسته فازی تطبیقی

در کنترل کننده ی طراحی شده زمان نمونه برداری برابر 0.0002 ثانیه انتخاب شده است. برای گسسته سازی سیگنال ورودی کنترل کننده از نگهدار مرتبه ی صفر استفاده کردیم. اغتشاش جاده به شکل رابطه ی (۲-۷) در نظر گرفته شد. همچنین مقادیر مربوط به کنترل کننده ی گسسته فازی تطبیقی به صورت زیر انتخاب شده است:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -100 & -20 \end{bmatrix}, P = \begin{bmatrix} 120 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}$$

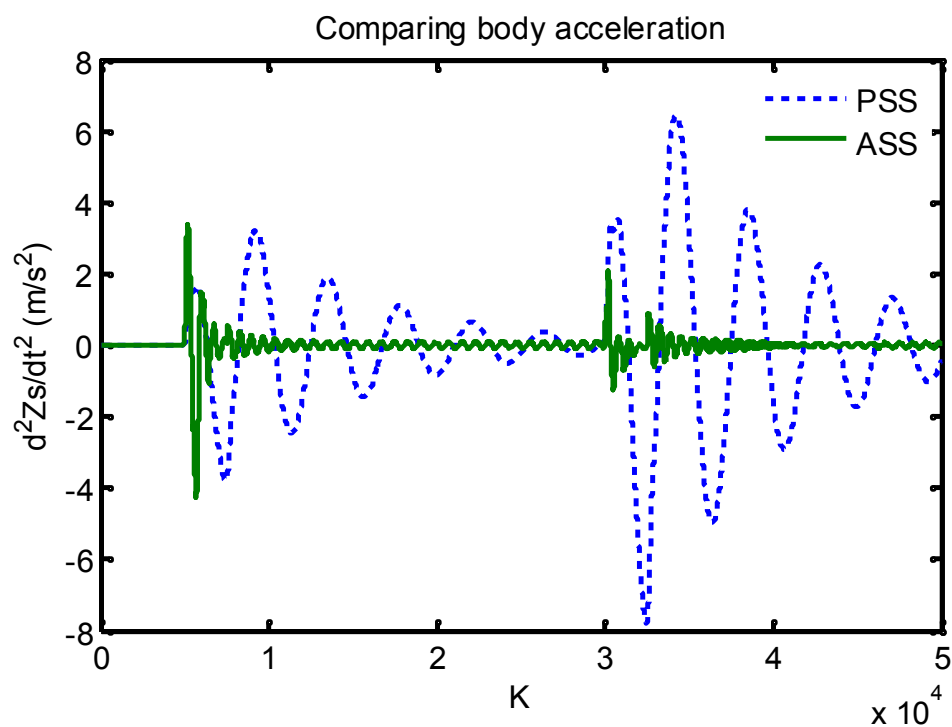
$$Q = \begin{bmatrix} 200 & 0 \\ 0 & 38 \end{bmatrix}, \hat{y}|_{k=0} = 0, \alpha = 0.01 \quad (۷-۷)$$

در شکل (۷-۱۷) جابجایی بدنه خودرو برای دو سیستم تعلیق فعال و غیرفعال را نشان می‌دهد. ماکزیمم جابجایی بدنه‌ی خودرو با سیستم تعلیق فعال در هنگام عبور از دست‌انداز اول و دوم به ترتیب برابر 0.013 و 0.0063 متر بوده در حالی که این مقادیر برای سیستم تعلیق غیر فعال به ترتیب 0.076 و 0.1534 متر است. بنابراین کنترل‌کننده‌ی پیشنهادی باعث بهبود 83% و 99.96% در دست‌انداز اول و دوم خواهد شد که توانایی سیستم تعلیق فعال در دفع اغتشاشات جاده‌ای را بیان می‌کند. هم‌چنین در سیستم تعلیق فعال تمام نوسانات به سرعت میرا و صفر خواهد شد.



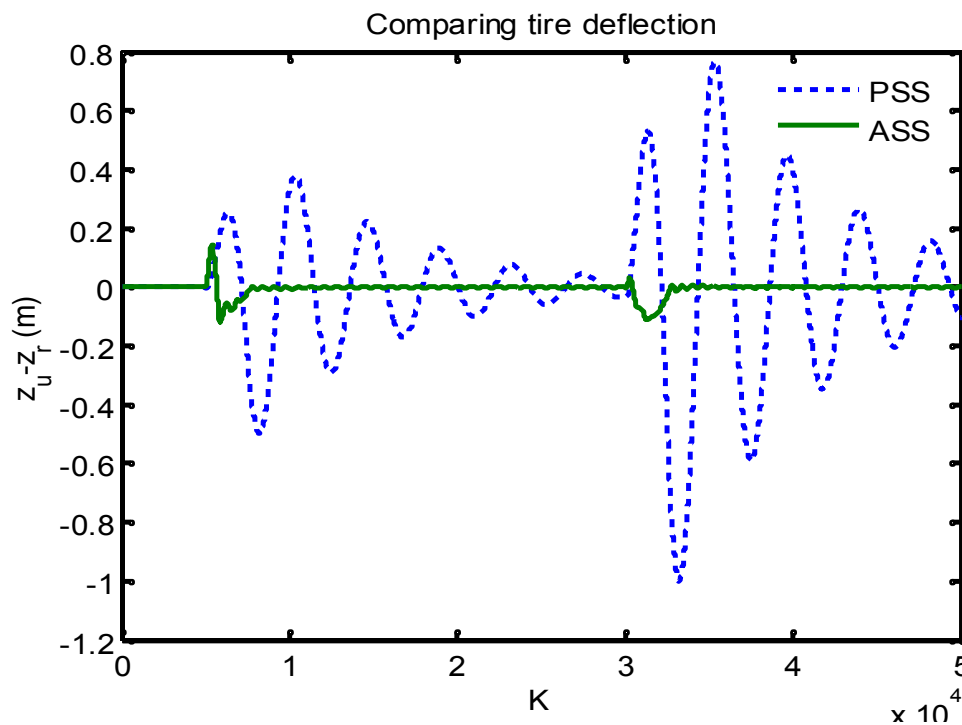
شکل ۷-۱۶: مقایسه جابجایی بدنه خودرو در سیستم تعلیق غیرفعال و سیستم تعلیق فعال

در شکل (۷-۱۸) شتاب عمودی بدنه برای دو حالت سیستم تعلیق غیرفعال و سیستم تعلیق فعال با کنترل کننده پیشنهادی را نشان می دهد. دامنه نوسان شتاب سیستم تعلیق فعال فقط در اولین دست انداز کمی بیش از سیستم تعلیق غیرفعال بوده و به سرعت به مقداری در حدود صفر همگرا شده است. بنابراین کنترل کننده ی پیشنهادی به خوبی می تواند راحتی مسافر را فراهم آورد.



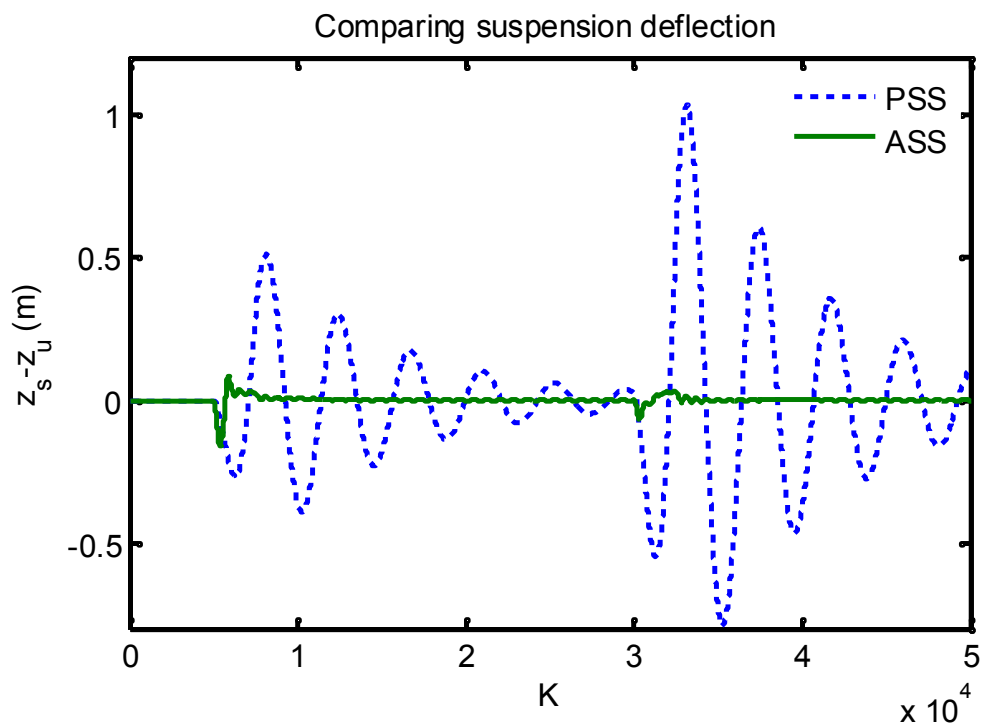
شکل ۷-۱۷ : مقایسه شتاب بدنه خودرو در سیستم تعلیق غیرفعال و سیستم تعلیق فعال

در شکل (۷-۲۰) میزان تغییر فرم لاستیک را در سیستم تعلیق غیرفعال و سیستم تعلیق فعال نمایش می‌دهد. همانطور که مشاهده می‌شود میزان تغییر فرم لاستیک در سیستم تعلیق فعال در حدود صفر باقی مانده و میزان جابجایی بسیار محدودی در هنگام عبور از دست انداز داشته که این امر بیانگر فراهم شدن رانندگی مطمئن توسط کنترلر پیشنهادی است.



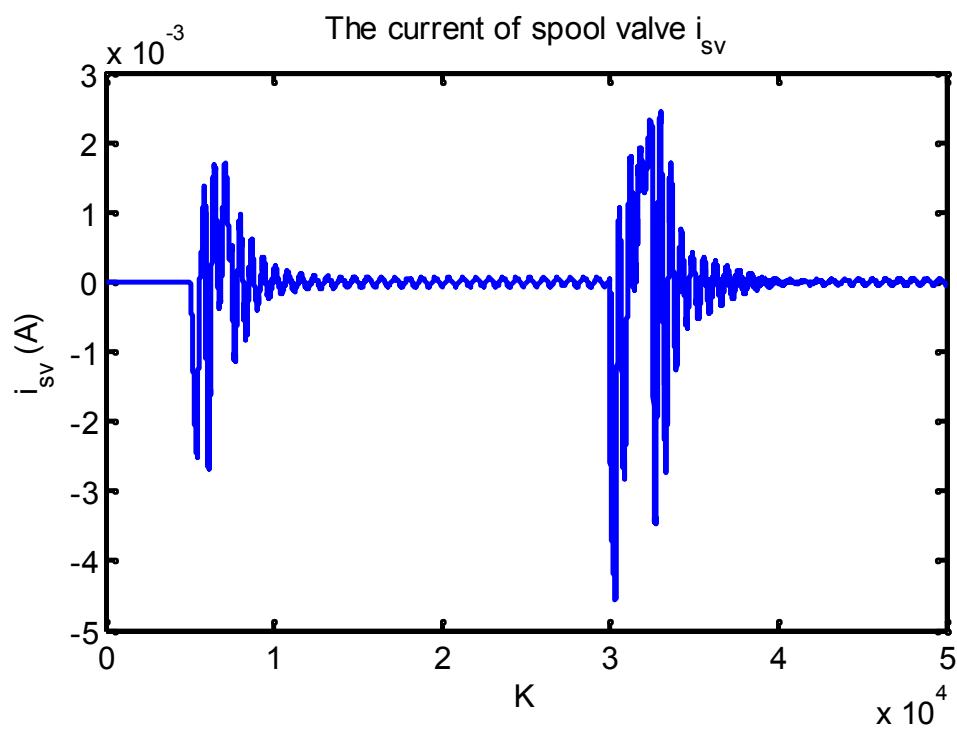
شکل ۷-۱۸: مقایسه میزان تغییر فرم لاستیک در سیستم تعلیق غیرفعال و سیستم تعلیق فعال

در شکل (۷-۲۱) میزان جابجایی سیستم تعلیق در سیستم تعلیق غیرفعال و سیستم تعلیق فعال با کنترل‌کننده‌ی پیشنهادی آمده است. با توجه به شکل، میزان جابجایی سیستم تعلیق فعال به میزان زیادی نسبت به سیستم تعلیق غیرفعال بهبود یافته است که حاکی از عملکرد رضایت بخش کنترل پیشنهادی دارد.



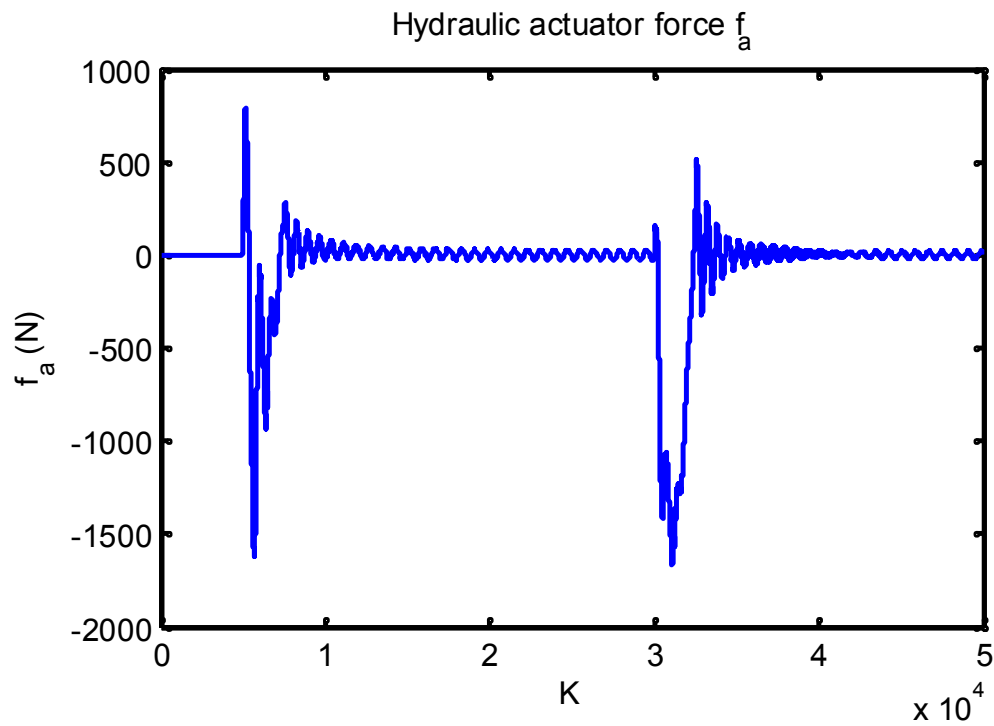
شکل ۷-۱۹: مقایسه جابجایی سیستم تعلیق در سیستم تعلیق غیرفعال و سیستم تعلیق فعال

شکل (۷-۲۲) جریان الکتریکی شیر را نمایش می‌دهد. دامنه ی جریان شیر بسیار کوچک، به ترتیب دارای مقدار ماکزیمم ۲.۵- میلی آمپر و ۴.۵- میلی آمپر در هنگام عبور از دست انداز اول و دوم بوده و در محدوده ی مجاز خود باقی می ماند.



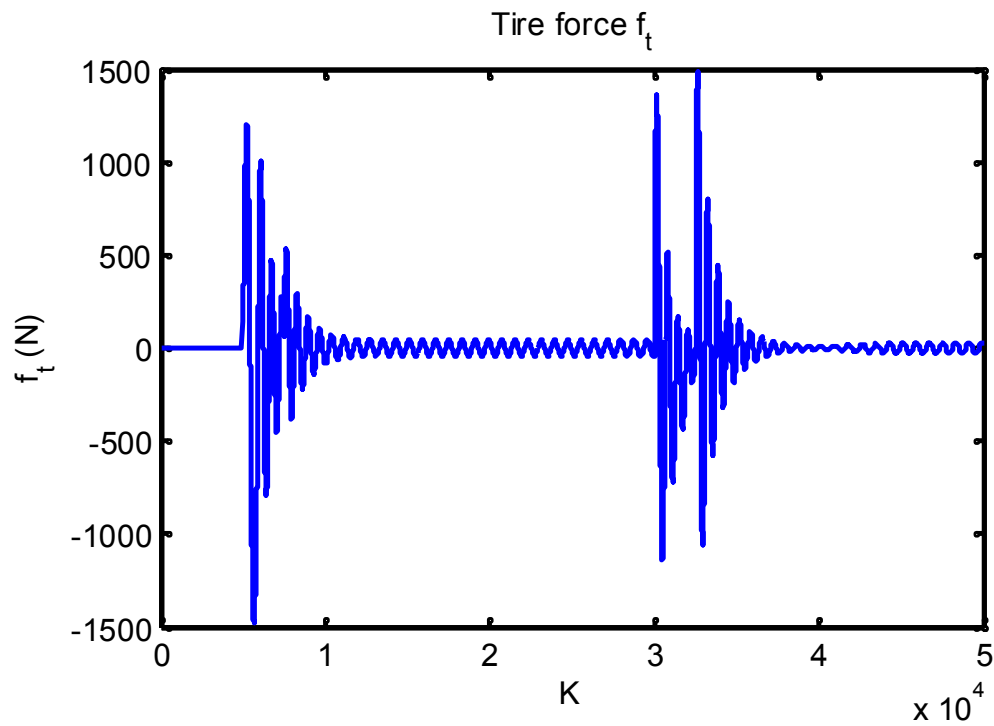
شکل ۷-۲۰: جریان الکتریکی شیر

در شکل (۷-۲۴) نیروی تولیدی توسط محرک هیدرولیکی را نشان می‌دهد. محرک هیدرولیکی در هنگام عبور از دست انداز به ترتیب مقدار ماکزیمم ۱۶۱۰- و ۱۶۴۷- نیوتون را تولید می‌کند. دامنه‌ی نیرو پس از عبور از دست انداز بسیار کوچک خواهد بود.



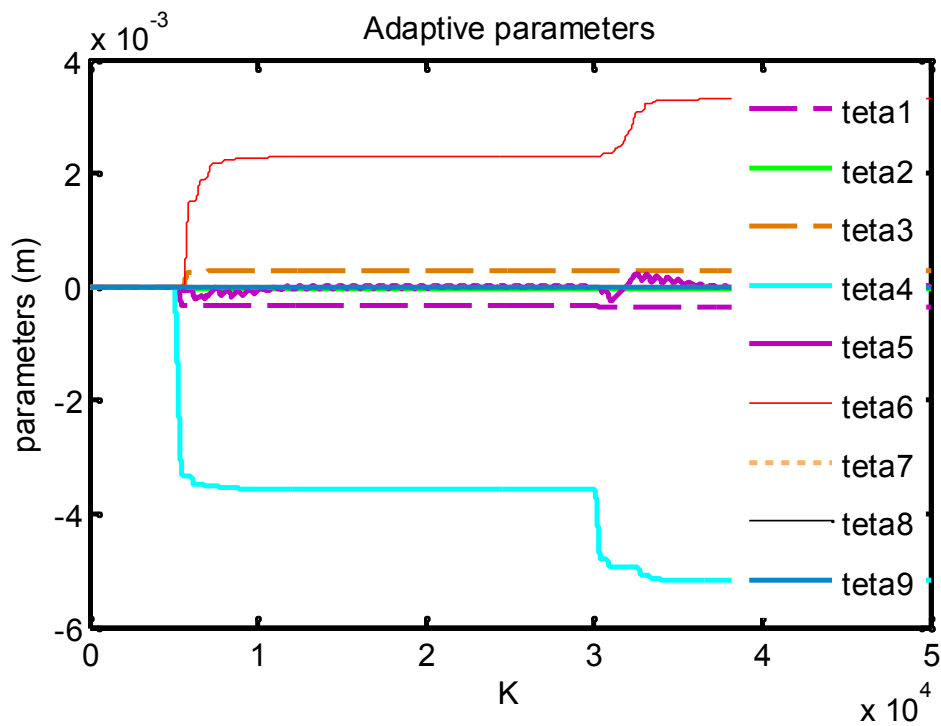
شکل ۷-۲۱: نیروی محرک هیدرولیکی

در شکل (۷-۲۵) شکل مربوط به نیروی وارد شده از طرف جاده به چرخ را نشان می‌دهد. این نیرو به ترتیب دارای مقدار ماکزیمم ۱۴۶۰- و ۱۵۰۰ نیوتون در هنگام عبور از دست‌انداز اول و دوم بوده و پس از عبور از دست‌انداز دارای دامنه‌ی ناچیزی است.



شکل ۷-۲۲: نیروی لاستیک

در شکل (۷-۲۶) پارامترهای تطبیق در کنترل کننده زمان گسسته فازی تطبیقی نشان داده شده است. همانطور که مشاهده می شود پارامترهای کنترل کننده به خوبی همگرا شده و کراندار هستند.



شکل ۷-۲۳: پارامترهای سیستم کنترل گسسته ی فازی تطبیقی

فصل ۸ :

نتیجه گیری و پیشنهادات

۱-۸ نتیجه گیری

کنترل کننده‌ی زمان پیوسته خطی سازی پسخورد، کنترل کننده‌ی زمان گسسته خطی سازی پسخورد و کنترل کننده‌ی زمان گسسته‌ی فازی تطبیقی برای کنترل سیستم تعلیق روغنی به منظور دستیابی به راحتی مسافر و رانندگی مطمئن پیشنهاد و طراحی شدند و پایداری آنها با تحلیل ریاضی اثبات گردید. هدف سیستم کنترل، یعنی کاهش جابجایی، سرعت و شتاب بدنه‌ی خودرو در مقابل اغتشاشات جاده‌ای با کنترل موقعیت محقق شده است. شبیه‌سازی‌ها نشان می‌دهند که عملکرد کنترل کننده‌های زمان گسسته مشابه یکدیگر و رضایت بخش می‌باشد ولی کنترل کننده‌ی زمان پیوسته خطی سازی پسخورد عملکرد بهتری نسبت به کنترل کننده‌های زمان گسسته دارد. فرآیند گسسته‌سازی و در نظر گرفتن پریود نمونه‌برداری را می‌توان از عوامل تنزل عملکرد به حساب آورد. در مقابل، جور بودن با کامپیوتر، محاسبات کمتر و مقاوم‌بودن در برابر نویز از مزایای کنترل گسسته نسبت به پیوسته است. با وجود در نظر گرفتن خطای موقعیت، سرعت و شتاب بدنه، کنترل کننده‌ی زمان گسسته‌ی فازی تطبیقی شامل دو ورودی و نه قانون کنترل است که کوچکی حجم محاسبات در پیاده‌سازی عملی را به دنبال دارد. بعلاوه، قانون تطبیق برای تنظیم مراکز گروه‌های فازی خروجی بکار گرفته شد.

۲-۸ پیشنهادات

با توجه به نقش بسیار مهم سیستم تعلیق خودرو در فراهم کردن راحتی سرنشینان و رانندگی مطمئن، کنترل مناسب سیستم تعلیق حائز اهمیت است. با توجه به مزایای کنترل کننده‌های دیجیتالی هم‌چون قابلیت تصمیم‌گیری، انعطاف‌پذیری در برنامه‌ی کنترلی، سهولت انجام محاسبات پیچیده، کاهش نویزپذیری نسبت به کنترل کننده‌های پیوسته، طراحی کنترل کننده در این حوزه بسیار مطلوب خواهد بود. بنابراین در ادامه‌ی کار پیشنهاد می‌شود کنترل کننده‌های مذکور و هم‌چنین روش‌های کنترل غیرخطی دیگر هم‌چون کنترل تطبیقی ساختار متغیر و کنترل هوشمند برای مدل

کامل خودرو در حوزه‌ی دیجیتال طراحی و پیاده‌سازی شوند. در ادامه‌ی این کار می‌توان مقاومت در برابر نویز را بررسی و تحلیل کرد.

1. Fateh, M. M., and Zirkohi, M. M. (2011) "Adaptive impedance control of a hydraulic suspension system using particle swarm optimisation", *Vehicle System Dynamics*, 49, 12, pp. 1951-1965.
2. Chen, H. Y., and Huang, S. J. (2008) "A new model-free adaptive sliding controller for active suspension system", *International Journal of Systems Science*, 39, 1, pp. 57-69.
3. Lian, R. J., Lin, B. F., and Sie, W. T. (2005) "Self-organizing fuzzy control of active suspension systems", *International Journal of Systems Science*, 36, 3, pp. 119-135.
4. Sharkawy, A. (2005) "Fuzzy and adaptive fuzzy control for the automobiles' active suspension system", *Vehicle System Dynamics*, 43, 11, pp. 795-806.
5. Xuan, D. J., Kim, J. W., Zang, J. I., and Kim, Y. B. (2007) "A study on active suspension system using time delay control", In *Control, Automation and Systems, 2007. ICCAS'07. International Conference on*, pp 388-393, IEEE.
6. Huang, S.-J., and Lin, W.-C. (2003) "A self-organizing fuzzy controller for an active suspension system", *Journal of Vibration and Control* 9, pp. 1023-1040.
7. Fateh, M. M., and Alavi, S. S. (2009) "Impedance control of an active suspension system", *Mechatronics*, 19, 1, pp 134-140.
8. Fateh, M. M. (2010) "Robust impedance control of a hydraulic suspension system", *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 20, 8, pp. 858-872.
9. Chen, P. C., and Huang, A. C. (2006) "Adaptive sliding control of active suspension systems with uncertain hydraulic actuator dynamics", *Vehicle System Dynamics*, 44, 5, pp. 357-368.
10. Swevers, J., Lauwerys, C., Vandersmissen, B., Maes, M., Reybrouck, K., and Sas, P. (2007) "A model-free control structure for the on-line tuning of the semi-active suspension of a passenger car", *Mechanical Systems and Signal Processing*, 21, 3, pp. 1422-1436.
11. Ansari, F. A., and Taparia, R. (2013) "Modeling, Analysis and Control of Active Suspension System using Sliding Mode Control and Disturbance Observer".
12. Sam, Y. M., and Hudha, K. (2006) "Modelling and force tracking control of hydraulic actuator for an active suspension system", In *Industrial Electronics and Applications, 2006 1ST IEEE Conference on*, pp. 1-6, IEEE.

13. Chantranuwathana, S., and Peng, H. (2000) "Practical adaptive robust controllers for active suspensions", In *Proceedings of the 2000 ASME International Congress and Exposition, Orlando, Florida*, Citeseer.
14. Rajamani, R., and Hedrick, J. (1994) "Performance of active automotive suspensions with hydraulic actuators: theory and experiment", In *American Control Conference, 1994*, pp. 1214-1218, IEEE.
15. Kurtz, R., and Henson, M. A. (1996) "Feedback linearizing control of discrete-time nonlinear systems with constraints", In *System Theory, 1996., Proceedings of the Twenty-Eighth Southeastern Symposium on*, pp. 23-27, IEEE.
16. Corless, M., and Leitmann, G. (1981) "Continuous state feedback guaranteeing uniform ultimate boundedness for uncertain dynamic systems", *Automatic Control, IEEE Transactions on*, 26, 5, pp. 1139-1144.
17. Slotine, J.-J. E., and Li, W. (1991) *"Applied nonlinear control"*, Prentice-Hall International, Inc., U.S.A.
18. Laila, D. S. (2003) "Integrated design of discrete-time controller for an active suspension system", In *Decision and Control, 2003. Proceedings. 42nd IEEE Conference on*, pp. 6406-6411, IEEE.
19. Corradini, M. L., Fossi, V., Giantomassi, A., Ippoliti, G., Longhi, S., and Orlando, G. (2012) "Discrete time sliding mode control of robotic manipulators: Development and experimental validation", *Control Engineering Practice*, 20, 8, pp. 816-822.
20. Lai, R., Yamanaka, Y., Ohkawa, F., and Katoh, R. (1997) "Digital control of a robot manipulator disturbed by unknown external forces", In *SICE'97. Proceedings of the 36th SICE Annual Conference. International Session Papers*, pp. 1115-1118, IEEE.
21. Fateh, M. M., and Baluchzadeh, M. (2012) "Modeling and robust discrete LQ repetitive control of electrically driven robots", *International Journal of Automation and Computing*
22. Fateh, M. M. (2012) "Robust control of flexible-joint robots using voltage control strategy", *Nonlinear Dynamics*, 67, 2, pp. 1525-1537.
۲۳. اوگاتا ک. ه. (۱۳۷۳) "سیستم‌های کنترل دیجیتال"، جلد ۱، جبه‌دار مارالانی پ. و خاکی صدیق ع، چاپ ۴، مؤسسه انتشارات و چاپ دانشگاه تهران، تهران، ص ۲۸۴.
24. Wang, L.-X. (1993) "Stable adaptive fuzzy control of nonlinear systems", *Fuzzy Systems, IEEE Transactions on*, 1, 2, pp. 146-155.