

الحمد لله الذي
خلقنا من
الحمم

الهی؛

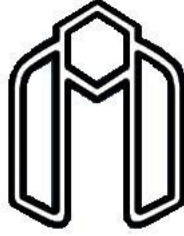
مراد دکن تا دانش اندکم نه نردبانی باشد برای فزونی تکبر،

نه حلقه ای باشد برای اسارت،

و نه دستمایه ای برای تجارت؛

بلکه گامی باشد برای تحلیل از تو و متعالی ساختن زندگی خود

و دیگران...



دانشگاه صنعتی شاهرود

دانشکده برق و رباتیک

گروه مهندسی کنترل

کنترل سیستم تعلیق فعال خودرو به روش

مد لغزشی ترمینال فازی (FTSMC)

دانشجو: عرفان مهم کار خیراندیش

استاد راهنما:

دکتر محمد حداد ظریف

استاد مشاور:

دکتر علیرضا الفی

پایان نامه ارشد جهت اخذ درجه کارشناسی ارشد

تیرماه 1390

تقدیم به

پدر عزیزم که همواره راهنما و بستر ساز پیشرفتم بوده است،
روح مادر بزرگوارم که اولین و بزرگترین معلم زندگی ام بود،
برادران خوبم که پشتوانه های کران قدر و بی نظیری در مسیر

پر تلاطم زندگیم بوده اند،

همسفر مهربانی که انگیزه های بزرگ و زیبا را به من بخشید،
و دوستانی که در لحظه های سخت، وجودشان مرا دلگرم می کرد.

تقدیر و تشکر

در اینجا وظیفه می دانم از اساتید گرامی راهنما و مشاورم، جناب آقای دکتر حداد و جناب آقای دکتر الفی که در طول دوره تحصیل و همچنین انجام این پروژه از تجربیات و دانششان برخوردار بودم، کمال تشکر را بنمایم.

از جناب آقای دکتر قرووسی که هنگام انجام این پایان نامه، دانش ارزنده خود را سخاوتمندانه در اختیار بنده قرار دادند، سپاس فراوان دارم.

در ضمن بر خود واجب می دانم که از تمام زحمات و مشقات اساتید گران قدر گروه کنترل دانشگاه صنعتی شاهرود، آقایان دکتر فاتح، دکتر صدرنیا، دکتر اکبرزاده که در دوران تحصیل، دلسوزانه تمامی تجربیات و علم خود را در اختیارم قرار دادند، مراتب سپاسگزاری خود را ابراز دارم.

از خانواده گرامی و عزیزم، پدر خوبم و برادران مهربانم هومان و پویان، به سبب همکاری و یاری همیشگی شان بی نهایت سپاسگزارم.

از سرکار خانم غزال آیتی که بسیار لطف کردند و در تدوین، ویراستاری و رفع مشکلات این رساله، زحمات بسیاری را عهده دار شدند، مراتب سپاس و تشکر را دارم. از دوست بزرگوارم جناب آقای سجاد شجاع که نهایت لطف را به بنده نمودند و در این پروژه بسیار مرا راهنمایی کردند، سپاسگزارم.

همچنین از دوستان گرانقدرم جناب آقای ایمان محمدی، علیرضا ایزدبخش، یاسر ارجمند، امیر علیزاده، سیامک آذرگشسب، حسین خلفباغی، رامین موحد، سعید اسفندیارپور و حمید اسفیدانی تشکر فراوان دارم.

در پایان از تمامی عزیزانی که بر اثر غفلت، نامشان از قلم افتاده، صمیمانه پوزش می خواهم و برایشان آرزوی موفقیت دارم.

چکیده

در این پایان نامه هدف این است که با استفاده از کنترل کننده مد لغزشی ترمینال فازی، در مدل سیستم تعلیق یک چهارم خودرو، از انتقال حرکت های نامطلوب ناشی از ناهمواری سطح جاده، شتاب و ترمزگیری خودرو به بدنه جلوگیری شود. بر این اساس، ابتدا دینامیک سیستم تعلیق فعال خودرو مورد مطالعه و بررسی قرار می گیرد، سپس با روش مد لغزشی عملگر را کنترل می کنیم. پس از آن با استفاده از مد لغزشی ترمینال، سرعت رسیدن به پاسخ را بهبود می دهیم و با کمک کنترل فازی، پدیده لرزش در کنترل کننده مد لغزشی ترمینال را از بین می بریم. سرانجام، نتایج روش مد لغزشی ترمینال فازی با روش مد لغزشی مقایسه خواهد شد.

کلید واژه: سیستم تعلیق فعال، مدل یک چهارم خودرو، عملگر الکتروهیدرولیک، ضربه گیر غیرخطی، کنترل فازی، مد لغزشی، مد لغزشی ترمینال، مد لغزشی ترمینال فازی.

فهرست مطالب

چکیده.....	9
فصل 1- مقدمه.....	2
1-1- پیش گفتار.....	2
1-2- تاریخچه تحقیق بر روی سیستم تعلیق.....	2
1-3- پژوهش های انجام شده بر روی مدل سازی سیستم تعلیق.....	3
1-4- پژوهش های انجام شده با روش های کنترلی متفاوت.....	5
1-5- معرفی بخش های رساله.....	6
فصل 2- سیستم تعلیق خودرو.....	9
2-1- مقدمه.....	9
2-2- جرم معلق و نامعلق.....	10
2-3- زیر بخش های سیستم تعلیق خودرو.....	11
2-3-1- فنر.....	11
2-3-2- ضربه گیر.....	12
2-3-3- تایرها.....	17
2-4- انواع سیستم های تعلیق.....	18
2-4-1- سیستم تعلیق ایستا.....	18
2-4-2- سیستم تعلیق پویا.....	18
فصل 3- معرفی کنترل لغزشی و مد لغزشی ترمینال.....	27
3-1- مقدمه.....	27
3-2- مد لغزشی.....	27
3-2-1- معرفی مد لغزشی.....	27
3-2-2- طراحی سطح لغزش.....	29
3-2-3- طراحی سیگنال کنترلی $U(x, t)$	34

37	4-2-3	ملايم کردن رفتار ناپيوسته سيگنال كنترلي لغزشي $U(x, t)$
40	3-3	مد لغزشي ترمينال
40	1-3-3	معرفي مد لغزشي ترمينال
41	2-3-3	مفهوم كنترل مد لغزشي ترمينال
47	3-3-3	كنترل مد لغزشي ترمينال در سيستم هاي تك ورودی- تك خروجی
57	4	فصل 4- نظريه فازی و ارائه روش FTSMC
57	1-4	مقدمه
57	2-4	سيستم هاي فازی
60	1-2-4	فازی کردن اطلاعات
62	2-2-4	استنتاج فازی
65	3-2-4	غيرفازی سازی نتایج استنتاج
67	3-4	تلفیق كنترل فازی با كنترل مد لغزشي ترمينال
67	1-3-4	مد لغزشي ترمينال با حرکت فازی
72	2-3-4	استفاده از سيستم فازی در کاهش پديده لرزش در كنترل مد لغزشي
75	5	فصل 5- شبیه سازی
75	1-5	مقدمه
75	2-5	مدل سيستم تعلیق
75	1-2-5	مدل يك چهارم خودرو
77	2-2-5	پارامترهای غيرخطی
80	3-5	كنترل مد لغزشي
81	1-3-5	انتخاب حالت هاي مناسب
86	2-3-5	طراحی سيستم كنترل لغزشي
90	3-3-5	شبیه سازی كنترل لغزشي برای سيستم تعلیق
93	4-5	كنترل مد لغزشي ترمينال
93	1-4-5	طراحی كنترل مد لغزشي ترمينال
96	2-4-5	شبیه سازی كنترل لغزشي ترمينال برای سيستم تعلیق

99	5-5- کنترل به روش مد لغزشی ترمینال فازی.....
99	5-5-1- طراحی کنترل مد لغزشی ترمینال فازی.....
101	5-5-2- شبیه سازی کنترل لغزشی ترمینال فازی برای سیستم تعلیق.....
103	5-6- مقایسه روش کنترل لغزشی و کنترل لغزشی ترمینال فازی.....
108	6- نتیجه گیری و پیشنهادات.....

فهرست شکل ها

- شکل 1-2 : نمایش شتاب عمودی وارد شده به خودرو در هنگام عبور از دست انداز [10]..... 9
- شکل 2-2 : عملکرد ضربه گیر [10]..... 13
- شکل 3-2 : مدل سیستم تعلیق نیمه کنا [12]..... 20
- شکل 4-2 : عملکرد مایع مگناراید [12]..... 21
- شکل 5-2 : مدل سیستم تعلیق کنا [12]..... 22
- شکل 6-2 : مدل سیستم تعلیق با میله تعادل فعال..... 23
- شکل 7-2 : عملکرد عملگر الکتروهیدرولیکی [32]..... 24
- شکل 8-2 : عملگر LEM ساخت شرکت Bose [10]..... 25
- شکل 1-4 : بلوک دیاگرام عملکرد کنترل کننده فازی و اجزای آن..... 60
- شکل 2-4 : تقسیم فضای تغییرات به صورت (الف) قطعی ، (ب) فازی..... 61
- شکل 3-4 : مجموعه های فازی برای قد افراد (الف) ورودی ، (ب) خروجی..... 63
- شکل 4-4 : توابع عضویت ورودی و خروجی..... 68
- شکل 5-4 : سطح قوانین فازی بین ورودی و خروجی..... 69
- شکل 6-4 : کنترل کننده فازی پیشنهادی برای تک بعدی کردن ورودی ها..... 72
- شکل 1-5 : مدل یک چهارم سیستم تعلیق خودرو..... 76
- شکل 2-5 : نمایش روش آزمایش و به دست آوردن نمودار مشخصه کمک فنر [29]..... 78
- شکل 3-5 : نمودار مشخصه یک کمک فنر [30]..... 78
- شکل 4-5 : مدل عملگر الکتروهیدرولیکی [31]..... 79
- شکل 5-5 : مشخصه فنر استفاده شده در شبیه سازی ها..... 83
- شکل 6-5 : جابجایی بدنه با کنترل کننده لغزشی..... 91
- شکل 7-5 : تغییر فاصله میان جرم معلق و نامعلق در دو حالت سیستم کنترل شده و کنترل نشده..... 91
- شکل 8-5 : نیروی خروجی عملگر در کنترل مد لغزشی..... 92

- شکل 5-9: ورودی عملگر (سیگنال کنترل) در کنترل مد لغزشی. 92
- شکل 5-10: جابجایی بدنه با کنترل کننده مد لغزشی ترمینال. 97
- شکل 5-11: تغییر فاصله میان جرم معلق و نامعلق در دو حالت سیستم کنترل شده با مد لغزشی ترمینال و کنترل نشده. 97
- شکل 5-12: خروجی عملگر هنگام عبور خودرو از سطح پله با کنترل کننده مد لغزشی ترمینال. 98
- شکل 5-13: ورودی عملگر (سیگنال کنترل) در کنترل مد لغزشی ترمینال. 98
- شکل 5-14: توابع تعلق نرمال متغیرهای ورودی l و dl 101
- شکل 5-15: توابع تعلق متغیر خروجی u_{fuzzy} 102
- شکل 5-16: نمای ورودی- خروجی سطح فازی. 102
- شکل 5-17: سیستم فازی جایگزین تابع علامت. 102
- شکل 5-18: خروجی عملگر در روش مد لغزشی ترمینال فازی. 103
- شکل 5-19: مقایسه جابجایی بدنه خودرو با دو روش کنترل SMC و FTSMC. 104
- شکل 5-20: مقایسه تغییر فاصله بین جرم معلق و نامعلق خودرو با دو روش کنترل SMC و FTSMC. 104
- شکل 5-21: شماتیک شبیه سازی با استفاده از نرم افزار سیمولینک. 106

فهرست جدول ها

جدول 1-4 : قوانین فازی بین ورودی و خروجی.....	69
جدول 2-4 : قوانین فازی تک بعدی برای سیستم دو ورودی.....	71
جدول 1-5 :مقادیر نامی پارامترهای مدل یک چهارم سیستم تعلیق خودرو.....	83
جدول 2-5 : عدم قطعیت در مقادیر پارامترهای سیستم تعلیق.....	83
جدول 3-5 : پارامترهای تحریک کننده(Actuator).....	84
جدول 4-5: جدول قوانین کنترل کننده فازی.....	100

فصل اول

مقدمه

فصل 1- مقدمه

1-1- پیش گفتار

طراحی خودرو دانشی آمیخته از هنر و مهندسی است که طراح بایستی بخش های گوناگون خودرو را با نگرش های متفاوتی بنگرد. خودرو های امروزی، از کنار هم قرار گرفتن بخش هایی تشکیل شده اند که هر یک توسط چندین گروه متشکل از مهندسين و دانش آموختگان رشته های مختلف طراحی شده اند. پیچیدگی طراحی خودرو سبب شده است تا برای کار تخصصی بر روی آن، مجبور به تفکیک و زیربخش سازی آن به قسمت های متفاوت شویم.

یکی از زیربخش های تخصصی خودرو، سیستم تعلیق آن است. سیستم تعلیق مناسب سبب می شود تا سرنشینان در خودرو احساس راحتی کنند و فرمان پذیری و کنترل خودرو بسیار بهتر شود. دست اندازها و ناهمواری سطح جاده سبب لرزش خودرو می شوند. هنگامی که لرزش و حرکات عمودی نامطلوب از سطح جاده کمتر به بدنه انتقال پیدا کند، علاوه بر خوش سواری، موجب محافظت از بخش های مختلف خودرو و سر و صدای کمتر قطعات خواهد شد. بنابراین لزوم مطالعه و پژوهش در زمینه بهتر کردن طراحی و کنترل سیستم تعلیق خودرو کاملاً مشخص است.

1-2- تاریخچه تحقیق بر روی سیستم تعلیق

در قرن 16 تلاش هایی در جهت حل مشکل انتقال بد همه نیرو از دست انداز به گاری و واگن ها انجام گردید. آنها توسط چهار کیسه چرمی پر از باد که به چهار ستون شاسی متصل بودند، بدنه گاری را (که شبیه به یک میز وارونه بود) معلق نمودند. و چون بدنه گاری از شاسی معلق بود، از آن پس به عنوان سیستم تعلیق شناخته شد. این اصطلاحی است که امروزه نیز به انواع راه حل های این مشکل اطلاق می شود.

هدف از طراحی سیستم های تعلیق غیر فعال، نیل به دو هدف اصلی خوش سواری و فرمان پذیری بهتر است. مشکل این است که این دو مقصود با هم در تضاد هستند و هنگام طراحی بایستی بین آنها یک تعامل برقرار گردد. سیستم تعلیق غیر فعال قادر نیست که با شرایط متفاوت جاده، تطابق زیادی پیدا کند. امروزه برای بهبود فرمان پذیری و کارآیی بهتر، به جای روش مرسوم استاتیکی فنر و ضربه گیر، استفاده از سیستم های نیمه فعال و فعال در حال افزایش است [1].

از آنجا که پیشرفت مناسب سیستم های تعلیق فعال و نیمه فعال، توانایی سواری راحت و قابلیت مانور دادن را بهبود می بخشد، تحقیق در این زمینه برای سالیان متمادی می تواند اثربخش باقی بماند [2].

1-3- پژوهش های انجام شده بر روی مدل سازی سیستم تعلیق

تحقیقات بسیار و مقالات زیادی در مورد سیستم های تعلیق خودرو ارائه شده است. در بسیاری از بررسی ها از پارامترهای غیرخطی تعلیق خودرو صرف نظر شده است مدل خطی آن در نظر گرفته شده است. اما مدل دینامیکی سیستم تعلیق به شدت غیرخطی است. حرکت پیچشی جرم فنر و حرکت چرخشی بازوی کنترل قسمت هایی هستند که اغلب در تقریب خطی نادیده گرفته می شوند [3].

در بسیاری از تحقیقات در مورد سیستم های تعلیق کنا و نیمه کنا، از دینامیک عملگر چشم پوشی می شود و دینامیک تعلیق، از خروجی عملگر مورد بررسی قرار می گیرد در حالی که عملگر دارای دینامیک غیرخطی شدیدی بوده و همانند یک تقویت کننده¹ خطی مدل نمی شود.

¹ Gain

پاسخ دینامیکی خودرو را می توان در سه حالت کارکرد (واکنش طولی)، سواری (واکنش لرزشی) و فرمان پذیری (واکنش سمتی) خلاصه نمود. محققین، سیستم های تعلیق را معمولاً به سه صورت مدل می کنند و سپس طراحی های خود را بر آن اساس انجام می دهند. مدل کامل¹، که شامل چهار چرخ خودرو می شود و در این مدل، حرکات عمودی، طولی، کناری، غلت زنی²، کله زنی³، چرخ زنی⁴ و ... می تواند بررسی شود. مدل نیمه⁵، که قابلیت بررسی حرکت های عمودی و کله زنی و ... را دارد.

مدل یک چهارم⁶، که ساده ترین مدل برای مطالعه درباره حرکات عمودی خودرو است. در مدل یک چهارم، تنها یکی از چرخ ها به صورت مستقل بررسی می شود.

در این مدل، یک چهارم جرم خودرو به عنوان جرم معلق در نظر گرفته می شود و چرخ و فنر و کمک فنر به عنوان جرم نامعلق فرض می شود.

در اکثر پژوهش ها، فنر و کمک فنر را دارای دینامیک خطی فرض می کنند و از غیرخطی بودن آنها چشم پوشی می کنند، حال آنکه اندازه هر دوی این موارد به صورت غیرخطی به سرعت حرکت عمودی خودرو بستگی دارند.

خطی سازی مدل سیستم تعلیق سبب می شود تا در عمل با بسیاری از رفتارهای پیش بینی نشده روبرو شویم که کنترل کننده خطی قادر به ارائه پاسخ مطلوب نخواهد بود.

¹ Full Suspension Model

² Roll

³ Pitch

⁴ Yaw

⁵ Half Suspension Model

⁶ Quarter Suspension Model

1-4- پژوهش های انجام شده با روش های کنترلی متفاوت

روش های کنترلی مختلف برای سیستم تعلیق وسایل نقلیه در 4 دهه گذشته، هم به صورت علمی و هم در صنعت خودروسازی جهانی مورد توجه بوده است. سیستم تعلیق وظیفه نگه داشتن در سطح جاده و ایزوله نمودن بدنه وسیله نقلیه را از اختلالات جاده بر عهده دارد.

در سال های اخیر، پژوهش ها بیشتر به سوی استفاده از انواع کنترل کننده های هوشمند و مقاوم سوق پیدا کرده است. وجود نویز، اغتشاش، دینامیک های مدل نشده و تغییرات پارامترها در طول کار سیستم، باعث می شود تا در عمل، استفاده از کنترل کننده های سنتی، دچار مشکل شود. روش های کنترلی پیشرفته ای همچون کنترل فازی، کنترل تطبیقی، کنترل مقاوم، کنترل لغزشی و ... ، امروزه به خدمت گرفته می شوند تا بر مسائل پیش بینی نشده در سیستم، تا حد زیادی به طور خودکار غلبه کنند. تنها بایستی حداکثر میزان خطا را برآورد کرد تا عملکرد این قبیل کنترل کننده ها بهبود یابد.

وجود برخی نقایص در کنترل کننده های ذکر شده، سبب شده است تا پژوهشگران و دانشجویان، به ترکیب انواع این روش ها روی آورند تا عملکرد کنترل کننده را بهبود بخشند.

کنترل فازی دارای یک ساختار غیرخطی خاص می باشد که برای کنترل سیستم های مختلف مشابه است. مزیت استفاده از کنترل فازی در سیستم تعلیق خودرو اینست که قادر است تا دانش کارشناسی در مورد دینامیک های سیستمی و استراتژی های کنترل و اطلاعات افراد خبره را در خود جای دهد [4]، اما دیگر کنترل کننده ها این خاصیت را ندارند و این ویژگی فازی باعث علاقه پژوهشگران در به کارگیری آن در کنترل کننده های ترکیبی می شود. مشکل اصلی کنترل کننده های فازی این است که در برخی از موارد که مرتبه سیستم بالاست، ناچاریم از تعداد بسیاری قوانین فازی استفاده کنیم که این سبب می شود پردازش اطلاعات مشکل شود و با محاسبات زیاد، سرعت کنترل کننده کم شود.

کنترل کننده های تطبیقی اگر چه قادرند در طول عمل کنترل، خود را با شرایط متغیر وفق دهند، اما برای استفاده از آنها بایستی حتماً اطلاعات خاصی همچون مرتبه سیستم و ... را در اختیار داشته باشیم. بنابراین دینامیک های مدل نشده، ممکن است در عملکرد کنترل کننده اختلال ایجاد نماید. همچنین مدت زمانی صرف یادگیری سیستم تطبیقی خواهد شد که در این فاصله سیستم پاسخ نامناسبی خواهد داشت. با این وجود کنترل کننده های تطبیقی و فازی تطبیقی مناسبی برای سیستم های تعلیق پیشنهاد شده اند [5] و [6].

کنترل مد لغزشی، یکی از روش های کنترلی غیرخطی است که نسبت به دینامیک های مدل نشده مقاوم است. تاکنون مقالات زیادی با به کارگیری از این روش کنترلی به طور مستقل یا در ترکیب با روش های کنترلی دیگر در زمینه سیستم تعلیق خودرو استفاده شده است [7] ، [8] و [9].

از روش های کنترلی دیگر همچون شبکه عصبی، روش H_∞ ، کنترل بهینه، کنترل نیرو و ترکیب آنها نیز در زمینه سیستم تعلیق خودرو استفاده شده است.

برای سیستم تعلیق خودرو تاکنون روش مد لغزشی ترمینال فازی به کار گرفته نشده است. در این رساله از روش کنترل مد لغزشی ترمینال برای کنترل مدل یک چهارم سیستم تعلیق خودرو استفاده شده است. سیستم شبیه سازی دارای یک کمک فنر غیر خطی است و دینامیک غیرخطی عملگر نیز در معادلات خودرو وارد شده است. در ادامه تحقیق و محاسبات مربوط به این روش کنترلی خواهد آمد.

5-1- معرفی بخش های رساله

در این رساله، در راستای بهبود عملکرد سیستم تعلیق خودرو، در فصل دوم، به بیان نقش سیستم تعلیق و کارکرد آن می پردازیم. زیر مجموعه های سیستم تعلیق بیان می شوند و با برخی اصطلاحات تخصصی در این زمینه آشنا خواهیم شد.

فصل سوم به بیان مقدمات و تا حدودی جزئیات روش کنترل مد لغزشی و مد لغزشی غیرخطی که موسوم به ترمینال است می پردازیم و نتایج برخی روش های جدید در این مبحث آورده می شود.

در فصل چهارم مقدماتی در مورد نظریه فازی تشریح می شود و سپس بعضی از روش های استفاده از کنترل فازی در بهبود عملکرد کنترل لغزشی ترمینال توضیح داده خواهد شد.

در فصل پنجم، از اطلاعات فصول قبلی استفاده می کنیم و به طراحی و شبیه سازی کنترل کننده مد لغزشی و مد لغزشی ترمینال برای سیستم تعلیق خودرو می پردازیم. سپس از ایده مطرح شده در فصل پنجم استفاده کرده و کنترل کننده مد لغزشی ترمینال فازی را معرفی می نماییم. در انتهای این فصل، نتایج کنترل کننده جدید را با کنترل کننده مد لغزشی عادی مقایسه خواهیم کرد.

در فصل آخر نتیجه گیری و پیشنهاداتی درباره استفاده از مد لغزشی ترمینال فازی در سیستم تعلیق خودرو ارائه خواهد شد.

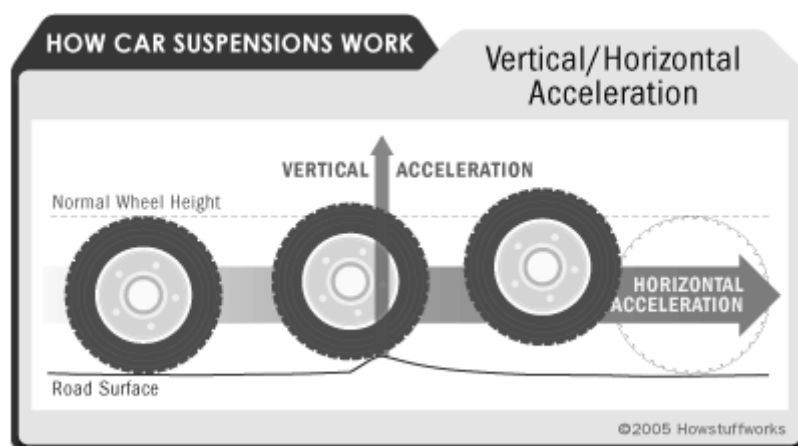
فصل دوم

سیستم تعلیق خودرو

فصل 2- سیستم تعلیق خودرو

1-2- مقدمه

اگر جاده ها کاملاً صاف بودند و بدون هیچ دست اندازی، ما نیازی به سیستم تعلیق نداشتیم. ولی جاده ها از صاف بودن فاصله زیادی دارند. حتی جاده هایی هم که به تازگی آسفالت شده اند، دارای ناصافی هایی جزئی هستند که می توانند بر چرخ های خودرو تاثیر بگذارند. این ناصافی ها بر چرخ ها نیرو وارد می کنند و طبق قوانین حرکت نیوتن، همه نیروها جهت و اندازه دارند. یک دست انداز باعث می شود تا چرخ به صورت عمودی بر سطح جاده بالا و پایین برود. البته نیرو به بزرگی و کوچکی دست انداز بستگی دارد. در عین حال چنان که در شکل 1-2 مشاهده می کنیم، چرخ خودرو هنگامی که از ناهمواری و دست انداز عبور می کند، یک شتاب عمودی را نیز به دست می آورد [10].



شکل 1-2 : نمایش شتاب عمودی وارد شده به خودرو در هنگام عبور از دست انداز [10].

بدون یک نظام مداخله کننده، همه انرژی عمودی چرخ، به شاسی که در همان جهت در حال حرکت است انتقال می یابد. در چنین شرایطی، ممکن است که چرخ ها به طور کامل از جاده جدا شده و سپس، تحت نیروی جاذبه، مجدداً با سطح جاده برخورد کنند. چیزی که ما نیاز داریم،

سیستمی است که انرژی چرخ را (که دارای شتاب عمودی است) در حال عبور از دست انداز، جذب کرده و به شاسی و بدنه اجازه دهد تا به راحتی حرکت کنند.

مطالعه نیروهای موجود در یک خودروی متحرک را دینامیک خودرو می نامند. برای درک بهتر ضرورت وجود یک سیستم تعلیق، قبل از هر چیز نیاز به دانستن بعضی مفاهیم می باشد. اکثر مهندسان اتومبیل، دینامیک خودروی متحرک را از دو دیدگاه زیر بررسی می کنند:

سواری - توانایی خودرو برای به نرمی عبور کردن از یک جاده پر دست انداز.

دست فرمان - امنیت خودرو در شتاب، ترمز و در پیچ ها و دورها.

سیستم تعلیق یک خودرو، با تمام قطعات مختلف، زمینه تمامی این راه حل ها را فراهم می آورد. نقش سیستم تعلیق در خودرو مهار چرخ در فضا (در سه راستای X و Y و Z) و فراهم نمودن حرکات خطی و زاویه ای مناسب است. همچنین سیستم تعلیق چرخ ها را به صورت امن در زیر خودرو به گونه ای نگاه می دارد که چرخ ها توانایی مهارسازی نیروهای اعمالی به خودرو را داشته باشند. ویژگی های سختی و میرایی تعلیق بایستی چنان برگزیده شوند که پایداری و آسایش خودرو تأمین گردد.

2-2- جرم معلق و نامعلق

در بررسی های دینامیکی، خودرو متشکل از دو جرم اصلی زیر است:

جرم معلق¹: بخش هایی از خودرو که روی فنرها سوار است، مانند اسکلت خودرو، موتور،

صندلی، سرنشین، درب و ...

¹ Sprung Mass

جرم نامعلق¹ : بخش هایی از خودرو که روی فترها سوار نیستند، مانند چرخ، محور،

پوسته محور، کله گاوی و ...

یکی از نکات مهم طراحی دینامیکی خودرو کاهش جرم نامعلق است، زیرا سبب حرکت خشن خودرو می گردد. جرم نامعلق کنترل پذیر نمی باشد، زیرا دارای تماس مستقیم با جاده بوده و از آن پیروی می نماید، درحالیکه با طراحی درست سیستم تعلیق می توان حرکات جرم معلق را کنترل نمود. برای نمونه یک چرخ را در نظر می گیریم. اگر چرخ سبک باشد، افت و خیز آن در برابر ناهمواری سطح جاده گُش کمی به اسکلت خودرو اعمال می کند، اما افزایش وزن چرخ، سبب افزایش حرکت جرم معلق است. بنابراین در طراحی خودرو تلاش می شود تا جرم نامعلق درصد کمی از جرم خودرو باشد.

2-3- زیر بخش های سیستم تعلیق خودرو

زیربخش های عمده سیستم تعلیق شامل فنر و ضربه گیر و تایر می باشد.

2-3-1- فنر

فنر عنصری انرژی دهنده و انرژی گیرنده می باشد. فنرها بر پایه رفتار و ویژگی های نیرویی به دو دسته خطی و غیرخطی تقسیم می شوند. در بیشتر فنرها، نیروی فنر تابعی از شکل آن به قرار زیر است:

$$\bar{F} = f(x)\hat{i} \quad (1-2)$$

² Unsprung mass

$$\vec{\nabla} \times \vec{F} = \left(\frac{\partial}{\partial x} \hat{i} + \frac{\partial}{\partial y} \hat{j} + \frac{\partial}{\partial z} \hat{k} \right) \times (F(x) \hat{i}) = 0 \quad (3-2)$$

از آنجا که چرخش این میدان صفر است، بنابراین یک میدان نیروی پایستار است. تابع پتانسیل (انرژی پتانسیل) این میدان پایستار به صورت (3-2) و (2-2) است [12].

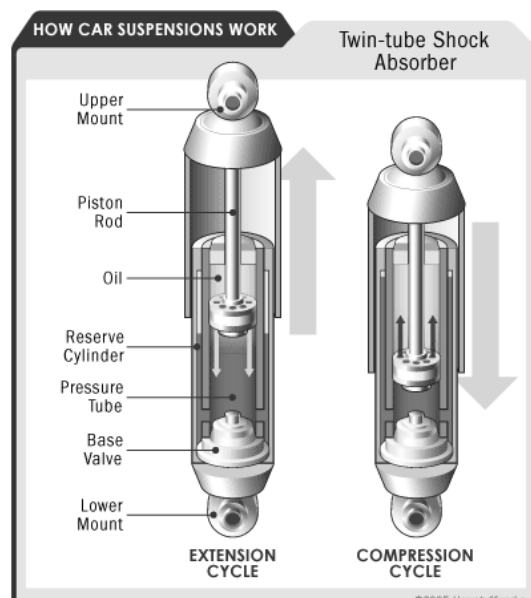
$$\vec{F} = \vec{\nabla}(u) \rightarrow \begin{cases} F(x) = \frac{\partial}{\partial x}(u) \\ 0 = \frac{\partial}{\partial y}(u) \\ 0 = \frac{\partial}{\partial z}(u) \end{cases} \rightarrow u = \int F(\xi) d\xi \quad (2-2)$$

2-3-2- ضربه گیر

تا زمانی که خودرویی فاقد یک ساختار تقلیل دهنده نیرو باشد، فنر آن، انرژی را که از یک دست انداز جذب کرده، به صورت و آهنگ کنترل نشده ای پخش کرده و رها می سازد. فنر در بسامد طبیعی خود باز و بسته می شود تا جایی که همه انرژی را که جذب کرده، از دست بدهد. تعلیقی که تنها بر اساس فنرها طراحی و ساخته شده باشد، بسته به نوع زمین سواری بسیار پرتحرک و خودرویی غیرقابل کنترل را به وجود می آورد.

2-3-2-1- عملکرد ضربه گیر

در تعریف ضربه گیر، یا کمک فنر، باید گفت وسیله ای برای کنترل حرکات نامطلوب فنر در طی فرآیند تقلیل است. کمک ها، کار تقلیل نیروی حرکات لرزشی را بر عهده دارند، بدین صورت که انرژی جنبشی (حرکت تعلیق) به انرژی گرمایی تبدیل می شود، و انرژی گرمایی نیز در سیال روغنی (هیدرولیکی) از بین می رود. برای درک بهتر طرز کار آن، به درون یک کمک فنر نگاهی می اندازیم تا ساختار و عملکردش را بهتر ببینیم [10].



شکل 2-2 : عملکرد ضربه گیر [10].

بر خلاف تفکر عامه ، کمک فنر وزن خودرو را پشتیبانی نمی کند بلکه وظیفه اصلی آن کنترل نوسانات فنرها و حرکات سیستم تعلیق و نگه داشتن چرخ به صورت چسبیده به جاده می باشد. این کار با تبدیل انرژی جنبشی حاصل از نوسانات فنر و سیستم تعلیق و تبدیل آن به انرژی گرمایی (حرارت) در کمک فنر انجام می گردد. برای ورود به بحث نحوه عملکرد یک کمک فنر، ابتدا به زبان ساده و به دور از جزئیات به بررسی اساس کار آن پرداخته و سپس به تشریح کلی و تخصصی عملکرد، اجزاء و انواع آن خواهیم پرداخت.

یک کمک فنر شامل پیستونی است که در سطح مقطعش روزنه¹ های ریزی تعبیه شده است و به یک میله فولادی² متصل است، این پیستون درون یک محفظه بسته (تیوپ) فلزی که حاوی یک سیال هیدرولیکی (عموماً روغن) است، حرکت می نماید. اطراف محل حرکت میله به داخل و خارج

¹ Orifice

² Piston rod

محفظه به وسیله یک کاسه نمد کاملاً آب بندی شده و سیال تحت فشار، امکان خروج از محفظه را دارا نیست. زمانی که نیرویی بر یک کمک فنر وارد شود، کمک فنر به اصطلاح در سیکل فشرده شدن قرار گرفته و پیستون می خواهد به سمت پایین، درون محفظه حرکت نماید، اما از آنجا که سیال قابلیت فشرده شدن ندارد در مقابل این نیرو مقاومت می کند و چون برای رهایی از این فشار منفذی جز سوراخ های پیستون وجود ندارد، برای دفع فشار وارده سیال از سوراخ های ریز درون پیستون عبور کرده و به پشت(بالای) پیستون خواهد رفت، این حرکت نیز به دلیل ریز بودن روزنه ها به کندی و با تولید حرارت انجام می گردد. همین کاهش سرعت جلوی نوسان فنر را گرفته و تعادل خودرو را برقرار می نماید. برای باز کردن کمک فنر فشرده شده(سیکل بازشدن) نیز عملیاتی مشابه سیکل فشرده شدن انجام می شود با این تفاوت که این بار سیال از بالای پیستون می خواهد به زیر پیستون منتقل شود. میزان مقاومتی که یک کمک فنر از خود نشان می دهد بستگی به سرعت سیستم تعلیق (دست اندازهای جاده) همچنین تعداد و سایز روزنه ها دارد. اما ساختمان کمک فنرهای امروزی تا حدی پیچیده تر از آن چیزی است که در بالا ذکر شد، تقریباً تمامی کمک فنرهای مدرن امروزی از نوع حساس به سرعت¹ می باشند، بدین معنا که در سرعت های بالای سیستم تعلیق (جاده های پردست انداز)، کمک فنر مقاومت بیشتر و برعکس در سرعت های پایین مقاومت کمتری از خود نشان می دهد که این امر نرمی و راحتی رانندگی را بسیار بیشتر می نماید. اما در سیستمی که در بالا به طور ساده بررسی شد یک مشکل بزرگ به چشم می خورد؛ حجم سیال پایین پیستون، در هنگامی که پیستون تا انتها بالا آمده، با حجم سیال بالای پیستون در زمانی که پیستون تا انتها پایین رفته مساوی نیست، دلیل آن هم وجود میله

¹ Sensitive velocity

کمک فنر در بالای پیستون می باشد. اما این مشکل نیز به روشهای مختلفی در انواع کمک فنرهای موجود حل شده است. حال با توجه به توضیحات ارائه شده در بالا به بررسی نحوه عملکرد یک کمک فنر متداول امروزی خواهیم پرداخت.

همان طور که گفته شد کمک فنرها بر اساس جابجایی سیال در دو طرف پیستونی که در یک محفظه (تیوپ) حرکت می نماید، در دو سیکل فشرده شدن و بازگشت (کشش) کار می کنند.

سیکل فشرده شدن¹

در هنگام فشرده شدن یا همان حرکت رو به پایین کمک فنر، مقداری از سیال از طریق روزنه ها از قسمت پایین (B) به قسمت بالایی (A) رفته و مقداری نیز از طریق سوپاپ فشردگی² که در کف محفظه کمک فنر قرار دارد به تیوپ ذخیره³ وارد می شود، دلیل وجود تیوپ ذخیره اختلاف حجم دو قسمت A و B به دلیل وجود میله کمک فنر در قسمت B می باشد، از این رو مقدار سیالی که در قسمت B قرار دارد قابل جایگزینی در قسمت A کمک فنر نمی باشد. پس در اثر فشار وارده سوپاپ، فشردگی باز شده و مقداری از سیال وارد تیوپ ذخیره که در گرداگرد محفظه اصلی و جدای از آن قرار دارد، وارد می شود.

همان گونه که در ابتدا ذکر شد کمک فنرهای امروزی مجهز به سیستم حساس به سرعت می باشند، این سیستم برای کنترل جریان سیال در سرعت های مختلف سیستم تعلیق دارای

¹ Compression Cycle

² Compression Valve

³ Reserve Tube

قطعاتی اضافه در پیستون و سوپاپ فشردگی می باشد، این قطعات ساده که شامل چند دیسک (واشر) یک فنر و ... می باشد باعث می شوند تا کمک فنر به نسبت سرعت ضربه اعمال شده در 3 مرحله از خود واکنش نشان دهد.

اگر سرعت پایین باشد، دیسک ها در مقابل جریان روغن مقاومت می نماید، این امر باعث عبور جریان آرامی به صورت نشستی از روزنه ها از قسمت B به قسمت A خواهد شد. در سرعتهای بیشتر، فشار جریان روغن افزایش یافته و پیستون را به سمت قسمت B فشار می دهد که باعث باز شدن اندک دیسک های موجود در پیستون از روی کف پیستون می گردد و سیال با سرعت کم از درون روزنه ها عبور می کند، اما در سرعت های بسیار زیاد، دیسک ها تحت فشار وارده بازمانده و سیال نیز با سرعت زیاد از درون روزنه ها عبور می نماید، اما همزمان با پیستون، سوپاپ فشردگی موجود در محفظه نیز که عملکرد و ساختمانی مشابه با پیستون دارد، در همان 3 مرحله، حجمی از سیال که قابل جای گیری در قسمت A نیست (به دلیل وجود میله) را تحت فشار وارده به تیوپ ذخیره در گردهاگرد محفظه اصلی منتقل می نماید.

سیکل باز شدن¹

باز شدن یا کشش کمک فنر تحت نیروی پتانسیل ذخیره شده در فنر جمع شده، انجام می گیرد و در اصل این فنر می باشد که با باز شدن خودش کمک فنر را نیز باز کرده و به حالت اولیه اش بر می گرداند. در این سیکل زمانی که پیستون به سمت بالا کشیده می شود طی همان 3 مرحله و برحسب سرعت حرکت سیستم تعلیق، سیال موجود در قسمت A از طریق روزنه ها به قسمت B

¹ Rebound or Extension Cycle

منتقل شده و از آنجا که مقدار سیال موجود در قسمت A برای جایگزینی در قسمت B ناکافی است باید مقدار سیالی که در سیکل فشردگی در تیوپ ذخیره، جمع آوری شده، وارد عمل شود. از آنجایی که در این زمان فشار سیال موجود در تیوپ ذخیره بالاتر از فشار سیال موجود در قسمت B می باشد، باعث باز نمودن سوپاپ فشردگی در کف کمک فنر می گردد و در پی آن سیال از تیوپ ذخیره جریان یافته و وارد قسمت B می گردد تا این قسمت را بطور کامل پر نماید (باز شدن سوپاپ در این مرحله نیز حساس به سرعت و 3 مرحله ای است).

2-3-3- تایرها

تایرها فنرهایی هستند که به چشم نمی آیند؛ تایرها نوعی فنر هوایی می باشند که تمامی وزن خودرو را تحمل می کنند. فعالیت فنری تایرها روی کیفیت سواری و هندلینگ خودرو بسیار مهم می باشد، و بطور کلی تایرها به عنوان عضو اصلی اجزاء مؤثر در کیفیت رانندگی، محسوب می شوند. سائز، ساختمان، ترکیب و تورم احتمالی در کیفیت رانندگی بسیار مؤثر می باشد.

2-3-3-1- وظایف تایرها

وظایف تایر در خودرو به قرار زیر است:

- نگهداری سنگینی خودرو
- میرایش لرزه های ناشی از ناهمواری های جاده
- کشندگی و نیروهای رانشی که برخاسته از اصطکاک تایر و جاده است
- ترمزدهی و ایجاد نیروهای ترمزی برای ایست خودرو
- ایجاد نیروهای کناری برای چرخش خودرو

2-4- انواع سیستم های تعلیق

سیستم های تعلیق بر پایه پارامترهای سختی و میرایی به قرار زیر دسته بندی می شود:

1. سیستم تعلیق ایستا

2. سیستم تعلیق پویا

1- سیستم تعلیق نیمه کنا¹

2- سیستم تعلیق کنا²

2-4-1- سیستم تعلیق ایستا

در سیستم تعلیق ایستا هیچ منبع انرژی بیرونی وجود نداشته و این سیستم تنها توانایی بازیابی و میرایش انرژی را دارد. بنابراین اثرات ناخواسته و ناراحت کننده حرکات غلتش بدنه در هنگام چرخش خودرو، کله زدن بدنه در هنگام شتاب گیری و ترمزدهی، بلند شدن و جابجایی مانای بدنه نسبت به سیستم تعلیق در هنگام چرخش پایدار خودرو و ... هیچ گاه از بین نمی رود.

2-4-2- سیستم تعلیق پویا

سیستم تعلیق پویا برای نیل به شرایط آرمانی سواری و فرمان پذیری خودرو ایجاد گردیده است. در حالت آرمانی آنچه که از سیستم تعلیق خودرو انتظار می رود، فراهم کردن پایداری حرکت و فرمان پذیری خودرو همراه با تأمین آرامش و خوش سواری است. اما در عمل این دو ویژگی در تقابل با یکدیگر بوده و هر یک سیستم تعلیق با پارامترهایی متضاد با یکدیگر طلب می کند. خوش سواری مناسب نیازمند یک سیستم تعلیق نرم بوده، حال آنکه دست یابی به فرمان

¹ Semi-Active Suspension System

² Active Suspension System

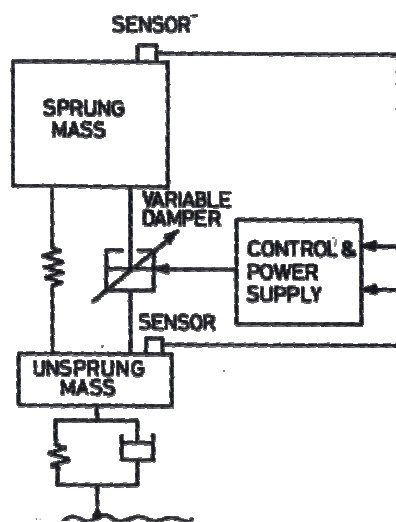
پذیری بالا نیازمند یک سیستم تعلیق سخت است. بنابراین با به کارگیری سیستم های تعلیق ایستای رایج نمی توان به طور هم زمان به بهترین وضعیت فرمان پذیری و خوش سواری دست یافت.

در طراحی سیستم تعلیق پویا بسته به نوع و کاربرد خودرو می توان طراحی را به گونه ای انجام داد که یکی از دو ویژگی یاد شده در حالت بهینه قرار گیرد، در حالی که عملکرد ویژگی دیگر در بازه قابل قبول و معینی قرار داشته باشد. همچنین می توان سیستم را به گونه ای طراحی کرد که هر دو ویژگی در بازه قابل قبول و نه بهینه قرار گیرند.

2-4-2-1- سیستم تعلیق نیمه کنا

سیستم تعلیق نیمه کنا به عنوان تلاشی برای ارائه طرح مناسب از دیدگاه مهندسی میان سیستم های ایستا و کنا مطرح شده است. این سیستم شامل زیربخش های پویایی در ساختمان خود برای کنترل و تنظیم ارتفاع بدنه در حضور اغتشاشات و نویزهای جاده و نیروهای لختی می باشد. این سیستم در حالی که بخشی از وزن استاتیکی خودرو را تحمل می کند، به ویژگی های رفتاری سیستم ایستا در بازه های بسامدی فراتر از عملکرد اجزای سیستم ایستا نیز کمک خواهد کرد.

سیستم تعلیق نیمه کنا در اصل سیستمی جهت بهبود همزمان پایداری و خوش سواری خودرو از طریق تغییر ویژگی های عملکرد ضربه گیر می باشد. در این سیستم عملگرها ضربه گیرهایی با پارامترهای قابل تنظیم می باشند که به طور موازی با سیستم تعلیق خودرو قرار گرفته اند.



شکل 2-3: مدل سیستم تعلیق نیمه کنا [12].

اساس کار سیستم تعلیق نیمه کنا بدین ترتیب است که یک نیروی اجباری مناسب بر سیستم اعمال می شود تا شرایط آنی سیستم را بهینه کند. این نیروی اجباری با متغیر نگه داشتن ضریب میرایی یا ثابت فنر و تغییر آن متناسب با سطح جاده حاصل می شود.

اگر ضربه گیر متغیر باشد، تغییر ضریب میرایی با تغییر ابعاد مسیر عبور جریان روغن مانند تغییر قطر روزنه ها حاصل می گردد و اگر فنر متغیر باشد، از سیستم پنوماتیک و تغییر فشار هوا در فنر بادی استفاده می شود. عملگرهایی که ضربه گیرهایی با پارامترهای قابل تنظیم بوده، می توانند یکی از انواع زیر باشند:

1-ضربه گیر ناپیوسته

ضربه گیر با تغییرات ناپیوسته دارای دریچه های سلنوییدی می باشد که جریان الکتریکی آنها را باز و بسته می نماید. تعداد دریچه های باز و بسته ضربه گیر، عملکرد آن را مشخص خواهد کرد.

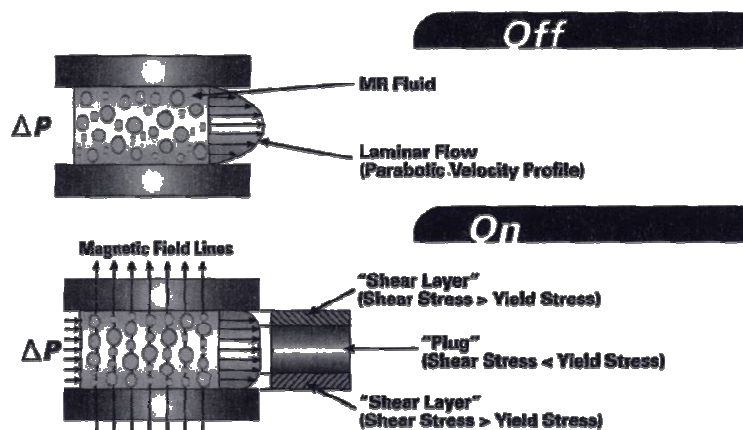
2-ضربه گیر پیوسته

در ضربه گیر پیوسته تغییرات عملکرد از طریق تغییر قطر دریچه توسط یک موتور پله ای که در بالای ضربه گیر سوار می شود انجام می یابد. بازه تغییرات این نوع ضربه گیر بسیار بیشتر از

گونه پیشین است و بنابر این در این سیستم ها می توان از الگوریتم های کنترلی پیشرفته تری استفاده کرد.

3-ضربه گیر مغناطیسی

این نوع ضربه گیر بر پایه تغییر ویسکوزیته سیال مورد استفاده در آن برای تغییر پارامترهای ضربه گیر عمل می کند. سیال به کار رفته در این ضربه گیر دارای ویژگی لزجت وابسته به میدان مغناطیسی است. با پیچاندن سیم فلزی دور میله پیستون ضربه گیر و عبور جریان الکتریکی از این سیم پیچ می توان میدان مغناطیسی در محفظه پیستون به وجود آورد و با تغییر جریان الکتریسیته، میدان مغناطیسی و در نتیجه ویسکوزیته سیال که مایع مگناراید است را تغییر داد. مقدار جریان الکتریسیته سیم پیچ به وسیله واحد کنترل الکتریکی¹ بر مبنای پارامترهای اندازه گیری شده به وسیله سنسورها محاسبه می شود. در این نوع ضربه گیرها دیگر از دریچه ها استفاده نمی شود و ضربه گیر تنها یک سیلندر و یک پیستون ساده است.

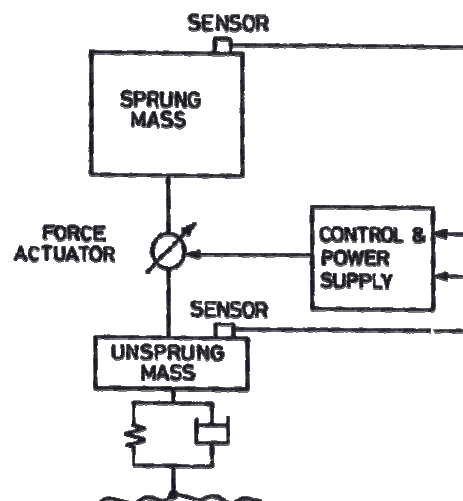


شکل 2-4: عملکرد مایع مگناراید [12].

¹ Electronic Control Unit (ECU)

2-2-4-2- سیستم تعلیق کنا

این سیستم تعلیق گونه آرمانی سیستم تعلیق می باشد که در حالت کلی از یک عملگر که میان جرم معلق و نامعلق قرار می گیرد شکل گرفته است. هنگامی که یکی از چرخ ها روی ناهمواری قرار می گیرد، شتاب و بار عمودی چرخ توسط حسگرهایی اندازه گیری می شوند و مقادیر به سیستم کنترلی فرستاده می شوند. در آنجا سرعت و جابجایی مورد نیاز چرخ، محاسبه و دستورات کنترلی به عملگرها فرستاده می شود تا سرعت و جابجایی مورد نیاز اعمال گردد.

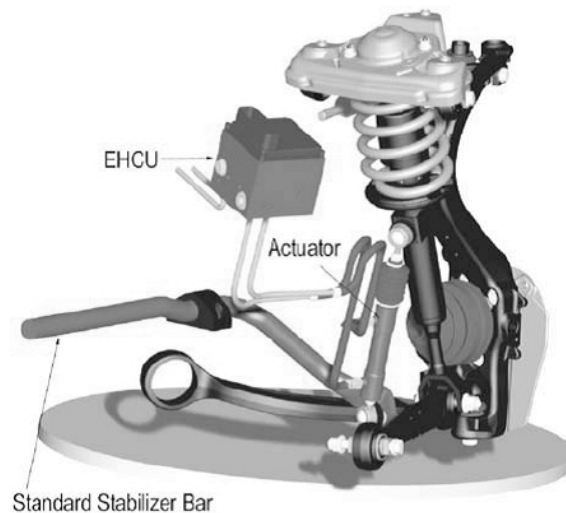


شکل 2-5: مدل سیستم تعلیق کنا [12].

زیربخش های این سیستم مانند دریچه ها، حسگرها، مرکز کنترل و... باید توانایی واکنش سریع نسبت به ارتعاشات خودرو را دارا باشند. تجهیزات سخت افزاری به کار رفته در سیستم تعلیق کنا بسیار پیچیده و گران بها بوده و نیز توان بالایی مصرف می شود. این امر سبب افزایش مصرف سوخت خودرو می گردد. لازم به ذکر است که در صورت بروز هرگونه اشکال در خودرو سیستم تعلیق از کار می افتد. در این جا به ذکر چند نمونه از انواع سیستم های تعلیق فعال می پردازیم.

1- سیستم تعلیق با میله تعادل فعال¹

در این نوع سیستم تعلیق از یک عملگر هیدرولیکی برای تغییر موضع میل تعادل استفاده می شود. در حقیقت این عملگر توسط واحد کنترل الکتروهیدرولیکی² که وابسته به شرایط حسگرها هنگام رانندگی است، کنترل می شود.



شکل 2-6: مدل سیستم تعلیق با میله تعادل فعال.

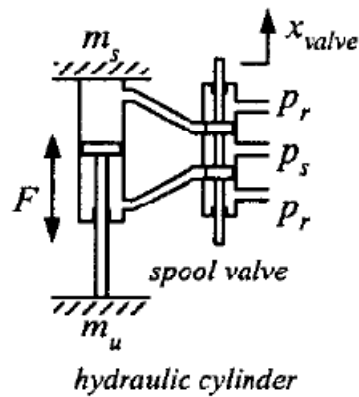
2- سیستم تعلیق الکتروهیدرولیک³

در این نوع سیستم، با پردازش ورودی های حسگرها، سیگنال کنترلی به عملگر سروهیدرولیکی اعمال می شود. سیستم تعلیق الکتروهیدرولیک، همچنین می تواند کنترل سطح را با توجه به بالا و پایین رفتن خودرو در جاده های مختلف به طور خودکار انجام دهد.

¹ Active Stabilizer Bar Suspension System

² Electro-Hydraulic-Control-Unit (EHCU)

³ Electro-Hydraulic Active Suspension System EH-ASS



شکل 7-2 : عملکرد عملگر الکترو هیدرولیکی [32].

در شکل 7-2، محل قرارگیری و عملکرد یک تحریک کننده الکترو هیدرولیکی را می بینیم. در این شکل، m_s جرم معلق، m_u جرم نامعلق، P_r فشار بازگشتی و P_s فشار تولید شده را نشان می دهد. x_{valve} نیز یک شیر الکتریکی است.

3- سیستم تعلیق الکترومغناطیسی¹

نوع جدیدی از سیستم های تعلیق توسط شرکت Bose به بازار عرضه شده اند که عملگر آنها موتورهای الکترومغناطیسی خطی² هستند. مزیت استفاده از این نوع عملگرها، علاوه بر تأمین نیروی مناسب، اینرسی فوق العاده کم آنها در مقایسه با سیستم های مکانیکی ای همچون عملگر هیدرولیکی هست که موجب می شود سرعت بسیار زیادی برای جبران تغییرات جاده داشته باشد. با این خصوصیت این سیستم می تواند در فرکانس بالاتری عمل نماید.

¹ Active Electro-Magnetic Suspension System

² Linear-Electro-Magnetic (LEM)



شکل 2-8 : عملگر LEM ساخت شرکت Bose [10].

این سیستم همچنین می تواند حرکت خودرو را هنگام شتاب گرفتن، ترمز کردن و یا پیچیدن خنثی نموده و به راننده حس کنترل بسیار بهتری دهد. در حال حاضر نصب این نوع سیستم تعلیق بر روی خودروها بسیار گران تمام می شود [11].

در این فصل، توضیح مختصری در مورد وظیفه، نحوه عملکرد و اجزاء مختلف سیستم تعلیق داده شد. برای مطالعه بیشتر می توان از مراجع [12] و [13] بهره گرفت.

فصل سوم

معرفی کنترل لغزشی و مد لغزشی ترمینال

فصل 3- معرفی کنترل لغزشی و مد لغزشی ترمینال

3-1- مقدمه

یک سیستم ساختار متغیر، سیستمی پویا است که ساختارش بر طبق مقدار کنونی حالتش تغییر می کند. یک سیستم ساختار متغیر را می توان همچون ترکیبی از ساختارهای مستقل از هم دید که به صورت منطقی بین هر کدام از ساختارها سوئیچ زنی می کند. با منطق کلیدزنی مناسب، یک سیستم ساختار متغیر می تواند ویژگی های مطلوب هر کدام از ساختارهایی را که از آن تشکیل شده است را استخراج نماید. حتی یک سیستم ساختار متغیر ممکن است ویژگی ای داشته باشد که در هیچ یک از ساختارهایش نیست.

3-2- مد لغزشی

حرکت سیستم هنگامی که محدود به خط یا سطح سوئیچ زنی شده است به عنوان لغزش تعبیر می شود. در این قسمت استفاده از پدیده لغزش برای کنترل سیستم ها تشریح می شود.

3-2-1- معرفی مد لغزشی

کنترل لغزشی یکی از روش های کنترل غیرخطی می باشد که با ایجاد قابلیت پایداری مقاوم¹ در سیستم تحت کنترل حساسیت آن را نسبت به تغییرات پارامترها و همچنین عوامل ایجاد اغتشاش و عدم قطعیت کم می نماید. یکی دیگر از ویژگی های جالب مد لغزشی، کاهش مرتبه سیستم است که علت آن را تحمیل شرایط جدید توسط سطح لغزشی، می توان دانست.

¹ Robustness

در این روش کنترلی، فضای حالت های سیستم توسط یک (یا چند) فوق صفحه¹ به دو یا چند قسمت تقسیم شده و سعی می گردد که مسیر حالت² ها در این فضا به سوی این صفحه (یا فصل مشترک این صفحات) جذب شود و بر روی آن باقی بماند.

روش طراحی در حیطه کنترل لغزشی، بر پایه تبدیل مسئله دنبال کردن³ مرتبه n ام به یک مسئله رگولاسیون⁴ مرتبه اول قرار دارد. همان گونه که نشان داده می شود، با وجود ساده شدن مسئله، کنترلر طراحی شده دارای کارایی بسیار خوبی در مقابل با عوامل ایجاد عدم قطعیت در سیستم می باشد.

هرگاه فرض شود که سیستم به طور کلی دارای معادلات حالات غیرخطی به فرم رابطه (1-3) باشد:

$$\dot{X} = A(X, t) + B(X, t)U \quad ; \quad X \in \mathbb{R}^n, \quad U \in \mathbb{R}^m \quad (1-3)$$

در این صورت مسئله کنترل لغزشی به طور کلی به دو مرحله تقسیم می گردد:

1) طراحی یک سطح لغزش یا سطح سوئیچ $S(x) = 0$ به طوری که تابعی از حالت های سیستم بوده و مرتبه آن کوچکتر از مرتبه معادلات حالت سیستم باشد و رفتار حالت های سیستم بر روی آن مستقل از ورودی ها گردد.

2) به دست آوردن یک ورودی، سیگنال کنترل $U(X, t)$ ، به طوری که حالت های سیستم را از محدوده خارج از سطح لغزش (یا سطح سوئیچ) به طرف آن ببرد و بر روی آن نگه دارد

¹ Hyperplane

² State Trajectory

³ Tracking

⁴ Regulation

تا در مدت معین به حالت مطلوب برسد. در حالت کلی فرم این ورودی به صورت (2-3) می باشد:

$$U(X, t) = \begin{cases} x^+ & ; S(x) > 0 \\ x^- & ; S(x) < 0 \end{cases} \quad (2-3)$$

همان طور که دیده می شود خروجی کنترل با توجه به قرار گرفتن حالت ها نسبت به سطح لغزش تعیین می شود و همین امر باعث می گردد تا رفتار سوئیچینگ از خود نشان دهد و اگر این سوئیچینگ با فرکانس زیادی انجام گیرد، باعث تحریک مدهای غیرمدل شده از سیستم همچنین فرسوده شدن تحریک کننده ها¹ و مشکلات دیگری می گردد و در هر حال یکی از نکات مهمی است که می بایست در طراحی کنترل کننده لغزشی مورد توجه واقع شود.

با توجه به آن چه که در بالا توضیح داده شد، در بخش بعد ابتدا به چگونگی طراحی سطوح لغزشی پرداخته و پس از آن روش های طراحی کنترل کننده لغزشی به تفصیل شرح داده خواهند شد.

2-2-3- طراحی سطح لغزش

طراحی سطح لغزش به توجه به فرم سیستم های تحت کنترل به روش های مختلف می تواند انجام گیرد ولی در حالت کلی سطح لغزش دارای معادله دیفرانسیلی می باشد که تابعی از حالت ها و یا خطای بین حالت ها و مقادیر مطلوب آن هاست.

¹ Actuators

ساده ترین نوع سطوح لغزشی در رابطه با سیستم های تک ورودی-تک خروجی مطرح می گردد که دارای فرم همبسته¹ به صورت (3-3) می باشند:

$$\begin{aligned} x^{(n)} &= A(x) + B(x)u \\ y &= x \end{aligned} \quad (3-3)$$

و در آن ها x خروجی مورد نظر سیستم کنترل است و داریم:

$$X = [x \quad \dot{x} \quad \dots \quad x^{(n-1)}]^T \quad (4-3)$$

در این فرم معادلات حالت سیستم، فرض می شود که توابع $A(x)$ و $B(x)$ می توانند توابع خطی و یا غیرخطی حالت ها بوده و همچنین می توانند منبع ایجاد عدم قطعیت در سیستم باشند. به عبارت دیگر، $A(x)$ و $B(x)$ می توانند به درستی مشخص نباشند ولی تغییرات آن ها در محدوده مشخصی قرار گیرد.

هرگاه هدف رگولاسیون حالت ها باشد، می توان با قرار دادن حالت ها بر روی سطح لغزشی به فرم (5-3) این عمل را انجام داد:

$$S(X, t) = \left(\frac{d}{dt} + \beta \right)^{(n-1)} x = 0 \quad (5-3)$$

که x حالت سیستم است.

¹ Companion form

همچنین هرگاه هدف صفر نمودن خطای دنبال کردن¹ باشد، می توان مسئله را با استفاده از سطح لغزش (6-3) تبدیل به قرار گرفتن حالت ها بر روی این سطح؛ و به عبارت دیگر مسئله را تبدیل به فرم ساده تر (6-3) و (7-3) نمود.

$$S(E, t) = \left(\frac{d}{dt} + \beta \right)^{(n-1)} e = 0 \quad (6-3)$$

$$E = X - X_d = \left[(x - x_d) \quad (\dot{x} - \dot{x}_d) \quad \dots \quad (x^{(n-1)} - x_d^{(n-1)}) \right]^T \\ = [e \quad \dot{e} \quad \dots \quad e^{(n-1)}]^T \quad (7-3)$$

در حالتی که سیستم به صورت چند ورودی و چند خروجی باشد، سیستم دارای چندین سطح لغزش می گردد و فصل مشترک این سطوح لغزش مکان نهایی لغزش حالت های سیستم می باشد. سیستم ها تا زمانی که به سطح لغزش برسند از خود فاز گذرا نشان می دهند که فاز رسیدن² نامیده می شود. در طول این فاز رفتار سیستم بستگی به دینامیک های سیستم دارد. اما پس از اینکه مد لغزشی برقرار شد، تراژکتوری های هر دو سیستم بر هم منطبق می شوند.

اصولاً مسئله طراحی سطح لغزش در سیستم های چند متغیره غیرخطی، بسیار پیچیده بوده و سعی می گردد که به جای به دست آوردن سطوح لغزش در سیستم های غیرخطی آن را از یک سیستم خطی که دارای سطح لغزش معادلی با سطح لغزش سیستم غیرخطی می باشد به دست آورند. برای به دست آوردن سطوح لغزش می توان از قضیه زیر استفاده نمود.

¹ Tracking error

² Reaching mode

قضیه : دو سیستم با معادلات حالت (8-3)

$$\dot{X} = A(X) + B(X)U$$

$$\dot{X} = A_s(X) + B_s(X)U \quad (8-3)$$

دارای سطوح لغزش معادلی با یکدیگر خواهند بود اگر شرایط (9-3) برقرار باشند:

$$A(X) - A_s(X) = B_s(X)\tilde{A}(X)$$

$$B(X) - B_s(X) = B_s(X)\tilde{B}(X) \quad (9-3)$$

که در آن ها $\tilde{A}(X)$ و $\tilde{B}(X)$ یک بردار و یک ماتریس بوده و همچنین مقادیر $\frac{\partial S}{\partial X}B(X)$ و $\frac{\partial S}{\partial X}B_s(X)$ غیرتکین¹ می باشند(اثبات در مرجع [14]).

با توجه به این قضیه می توان در نظر گرفت که معادله حالت اول (8-3) مربوط به یک سیستم غیرخطی و معادله حالت دوم مربوط به یک سیستم متناظر خطی آن باشد. در این صورت می توان با توجه به معادل بودن سطوح لغزش آن ها، سطح لغزش را از معادله دوم به دست آورد.

در مورد سیستم های خطی نیز مطابق روشی که در ابتدای بخش توضیح داده، می توان سطح لغزش را پس از تبدیل معادلات حالت به فرم (3-3) به دست آورد و یا از روش های دیگری استفاده نمود. یکی از این روش ها، تفکیک معادلات حالت می باشد. هرگاه معادلات حالت و سطح لغزش سیستم خطی را به فرم (10-3) در نظر بگیریم،

$$\dot{X} = A(X) + B(X)U$$

$$S(X) = CX \quad ; \quad \dim(x) = n, \dim(U) = \dim(S) = m \quad (10-3)$$

¹ Non Singular

در این صورت اگر بتوان معادلات حالت سیستم را به صورت زیر تفکیک نمود، به دست آوردن سطح لغزش بسیار آسان خواهد بود.

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_1 \\ \dot{X}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ b \end{bmatrix} U \quad ; \quad \dim(x_1) = n - m, \dim(x_2) = m \quad (11-3)$$

با توجه به تفکیک فوق می توان ضرائب C را در معادله دوم (10-3) را نیز متناظراً به صورت (12-3) تفکیک کرده و تبدیل (13-3) را به دست آورد.

$$S(X) = C \cdot X = [C_I \quad C_{II}] \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} = C_I X_1 + C_{II} X_2 = 0 \Rightarrow X_2 = -C_{II}^{-1} C_I X_1 \quad (12-3)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_1 \\ \dot{S} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I & 0 \\ C_I & C_{II} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ b \end{bmatrix} U \quad (13-3)$$

با توجه به تبدیل (13-3) معادلات حالت (10-3) را می توان تبدیل نموده و در این صورت حالت های کاهش یافته X_1 بر روی سطح لغزش $S(X) = 0$ از رابطه (14-3) تبعیت می نمایند.

$$\dot{X}_1 = (a_{11} - a_{12} C_{II}^{-1} C_I) X_1 \quad (14-3)$$

با توجه به این معادله که بیانگر معادله حالت سیستم در مد لغزش می باشد درمی یابیم که در این مد تغییرات حالت دسته بندی شده در مجموعه X_1 و به تبعیت از آن (بر طبق (12-3)) حالت های مجموعه X_2 بدون وابستگی به ورودی بر روی سطح لغزش به سمت صفر (که در مسئله رگولاسیون حالت های همان X_d می باشد) پیش می روند و این امر، یکی از عوامل پایداری مقاوم سیستم نسبت به نویز ورودی می باشد.

ثابت می گردد که اگر زوج (A, B) در معادلات (10-3) کنترل پذیر باشد، زوج (A_{11}, A_{12}) نیز کنترل پذیر خواهد بود، بنابر این می توان مقادیر C_I و C_{II} را طوری تعیین کرد که مقادیر ویژه معادله حالت (14-3) در جای دلخواه قرار گیرد و حالتهای سیستم (ویا خطای حالت ها در حالتی

که مسئله دنبال کردن را حل می کنیم)، پس از قرار گرفتن بر روی سطح لغزش با سرعت دلخواه که توسط همین مقادیر ویژه تعیین می گردد به سمت مقدار صفر یا مقدار مطلوب همگرا شوند. برای مثال می توان مقدار C_{II} را برابر ماتریس واحد فرض نمود و C_I را برای مقادیر ویژه مطلوب تنظیم کرد.

3-2-3 طراحی سیگنال کنترلی $U(x, t)$

قدم بعدی در طراحی کنترلر لغزشی، به دست آوردن سیگنال کنترلر می باشد. این سیگنال کنترلی به طور کلی می بایست طوری باشد که حالت ها را به سمت لغزش طراحی شده در مرحله قبل ببرد:

اثبات می شود که برای جذب شدن حالت ها به سمت سطح لغزش، سیگنال کنترل باید طوری طراحی گردد که همواره شرط جذب مطابق رابطه (3-15) برقرار باشد.

$$\left\{ \begin{array}{ll} \dot{S}_i < 0 & ; \quad \text{if } S_i > 0 \\ \dot{S}_i > 0 & ; \quad \text{if } S_i < 0 \end{array} \right\} \Rightarrow \dot{S}_i S_i < 0 \Rightarrow \dot{S}^T S < 0 \quad (15-3)$$

و اگر این شرط برقرار باشد می توان با در نظر گرفتن تابع لیاپانوف $V = \frac{1}{2} S^T S$ پایداری سیستم را اثبات نمود:

$$\left\{ \begin{array}{l} V = \frac{1}{2} S^T S > 0 \Rightarrow \frac{1}{2} (CX)^T (CX) = \frac{1}{2} X^T C^T C X > 0 \\ V = \frac{1}{2} \dot{S}^T \frac{\partial}{\partial S} (S^T S) = \frac{1}{2} \dot{S}^T (2S) = \dot{S}^T S < 0 \end{array} \right. \quad (16-3)$$

همچنین اگر رابطه (3-16) را با محدودیت بیشتری برقرار نماییم یعنی مثلاً داشته باشیم $\dot{S} \leq -\eta |S|$ در این صورت به وسیله انتگرال گیری در محدوده زمانی $t = 0$ تا $t = t_{reach}$ (که در آن t_{reach} زمان رسیدن به سطح لغزش می باشد) درمی یابیم که در این صورت زمان رسیدن به سطح لغزش همواره در نامساوی (3-17) صدق می کند:

$$t_{reach} \leq \frac{S(t=0)}{\eta} \quad (17-3)$$

روش های زیادی برای به دست آوردن سیگنال کنترلر مورد نظر وجود دارد، یکی از آن ها بدین صورت است که از روش معکوس عمل نماییم و با انتخاب مقدار $\dot{S}(X)$ (به صورتی که شرط (15-3) را ارضا کند) مقدار سیگنال کنترل را محاسبه نماییم. برای مثال هرگاه فرض کنیم مقدار $\dot{S}(X)$ از رابطه زیر به دست آید؛ شرط جذب کاملاً رعایت می شود.

$$\dot{S} = -\eta \operatorname{sgn}(S) \quad (18-3)$$

برای مثال در یک سیستم مرتبه دوم به صورت (19-3)،

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= f(x_1, x_2) + u \end{aligned} \quad (19-3)$$

ابتدا تابع خطا را به دست می آوریم،

$$\begin{aligned} e_1 &= x_1 - x_{1d} \\ e_2 &= x_2 - x_{2d} \end{aligned} \quad (20-3)$$

شرط پایداری لیاپانوف را نوشته و سپس s و $\dot{s}$ را به دست می آوریم.

$$V = \frac{1}{2} s \dot{s} \leq -\eta |s| \Rightarrow \dot{s} \leq -\eta \operatorname{sgn}(s) \quad (21-3)$$

$$s = e_2 + \beta e_1 \quad (22-3)$$

$$\dot{s} = \dot{e}_2 + \beta \dot{e}_1 \quad (23-3)$$

معادله (19-3) و (20-3) را در (23-3) جایگذاری می نماییم:

$$\dot{s} = f(x_1, x_2) + u - \dot{x}_{2d} + \beta \dot{e}_1 \quad (24-3)$$

با جایگذاری (24-3) در (21-3) خواهیم داشت:

$$f(x_1, x_2) + u - \dot{x}_{2d} + \beta e_2 \leq -\eta \operatorname{sgn}(s) \quad (25-3)$$

با پیشنهاد قانون کنترل به صورت (26-3) شرط (25-3) ارضاء خواهد شد.

$$u = \dot{x}_{2d} - \hat{f}(x_1, x_2) - \beta e_2 - K \operatorname{sgn}(s) \quad (26-3)$$

با جایگذاری قانون کنترل (26-3) در (25-3)، K را به دست می آوریم.

$$\begin{aligned} & \underbrace{f(x_1, x_2) - \hat{f}(x_1, x_2)}_{\Delta f(x)} + \dot{x}_{2d} - \beta e_2 - K \operatorname{sgn}(s) + u - \dot{x}_{2d} + \beta e_2 \\ & \leq -\eta \operatorname{sgn}(s) \end{aligned} \quad (27-3)$$

و K چنین به دست می آید:

$$K \operatorname{sgn}(s) \geq \Delta f(x) + \eta \operatorname{sgn}(s) \Rightarrow K \geq |\Delta f(x)| + \eta \quad (28-3)$$

به این طریق به روش معکوس، سیگنال کنترل u طراحی شد.

همان طور که توضیح داده شد تا زمانی که شرط جذب (15-3) رعایت شود، سیستم پایدار خواهد ماند و توسط انتخاب مقادیر η و β می توان تا حد دلخواه شرط جذب را قوی تر کرد تا عوامل ایجاد اغتشاش و نویز نتوانند بر روی پایداری سیستم اثر گذارند و این امر می تواند پایداری مقاوم سیستم تحت کنترل را تضمین نماید.

هرگاه مقادیر مولفه های η و β خیلی بزرگ انتخاب شوند مشکل دیگری در سیستم به وجود می آید که باعث می گردد سیگنال های کنترلی حول مقادیر متوسط خود، به شدت نوسان نمایند.

این مشکل که به نام لرزش¹ خوانده می شود در اثر این به وجود می آید که هرگاه حالت های سیستم اندکی از سطح لغزش منحرف شوند، تحریک کننده های سیستم کنترلی نمی توانند با همان سرعتی که ترم $\text{sgn}(s)$ سوئیچ می شوند، تغییر حالت دهند و در نتیجه این تأخیر، حالت ها به جای روی سطح لغزش، در دو طرف آن قرار می گیرند و سیگنال کنترلی همواره در حال تغییر حالت باقی می ماند و این تغییر حالت (که معمولاً با فرکانس بسیار زیادی صورت می گیرد) ممکن است مدهای مدل نشده و فرکانس بالای سیستم را تحریک کرده و به رفتارهای غیر قابل پیش بینی منجر شود. بنابراین در مرحله نهایی طراحی، می بایست این رفتارهای سریع سیستم را به طریقی محدود و سیگنال کنترل را به نحوی فرم نمود تا به طرز مناسبی به یک حد بهینه تعادل مابین "سرعت پاسخ" و "دقت پاسخ" از یک طرف و "عدم تحریک مدهای فرکانس بالای سیستم" و "توانایی تحریک کننده ها در سرعت تغییر حالت" از طرف دیگر دست یابیم.

3-2-4- ملایم کردن رفتار ناپیوسته سیگنال کنترلی لغزشی $U(x, t)$

همان طور که در بالا توضیح داده شد برای بالا بردن کارایی کنترل می بایست پدیده لرزش را به طریقی حذف و یا محدود نمود. یکی از ساده ترین روش هایی که برای این امر بکار می رود، ملایم کردن شیب سوئیچینگ سیگنال کنترل U در نزدیکی سطح سوئیچ $S(X) = 0$ می باشد. برای این منظور یک منطقه که در آن عمل ملایم سازی² انجام می گیرد را در حول سطح لغزش مطابق رابطه زیر تعریف می کنیم.

$$B(x, t) = \{x \mid |S(x, t)| \leq \emptyset\} \quad ; \quad \emptyset > 0 \quad (29-3)$$

¹ Chattering

² Smoothing

در خارج از این منطقه $B(x, t)$ قانون کنترلی را همانند قبل انتخاب کرده به طوری که شرط لغزش را همانند قبل ارضاء نماید. این کار باعث می شود که علاوه بر سطح لغزش، عمل جذب حالت ها، به سوی کل این منطقه انجام گیرد. در داخل این منطقه نیز از تغییرات سریع U (بین مقادیر U^+ و U^-) جلوگیری کرده و U را از یک عمل درون یابی بین دو مقدار U^+ و U^- به دست می آوریم. برای مثال در داخل این منطقه به جای استفاده از تابع $\text{sgn}(s)$ می توان از $\frac{S}{\phi}$ استفاده نمود.

در عمل دیده می شوند که این ملایم کردن رفتار U به بهای از دست دادن دقت عمل دنبال کردن¹ تمام خواهد شد و این دقت با پهنای باند ناحیه "ملایم سازی" نسبت معکوس خواهد داشت و می بایست بین دقت مورد نیاز و عمل نرم کردن سیگنال کنترل یک تعامل² مورد قبول برقرار گردد.

روش دیگری که تکمیل تر از روش فوق می باشد، استفاده از پهنای ناحیه به صورت متغیر در طول عمل کنترل و به منظور استفاده از ماکزیمم سرعت کنترلی در موارد لزوم می باشد. برای مثال هرگاه پهنای این ناحیه را از روی تغییرات $S(X)$ - که بیانگر یک نوع فاصله تا سطح لغزش می باشد - استنتاج نماییم، و با کاهش آن، مقدار پهنای منطقه را نیز کاهش دهیم، در مواردی که $S(X)$ به ناگهان از مقدار کوچکی به مقادیر بزرگتری تغییر نماید، می توانیم از ماکزیمم سرعت کنترلی - که در اثر کاهش پهنای منطقه "ملایم سازی" حاصل شده است - استفاده نماییم. پهنای

¹ Tracking

² Trade off

ناحیه ملایم سازی را می توان در مواردی با استفاده از روش های تطبیقی در طول عملکرد سیستم تغییر داد که در مرجع [15] به صورت مفصل شرح داده شده است.

در برخی موارد دیگر نیز با استفاده از تغییر ماتریس ضریب توابع ناپیوسته تشکیل دهنده سیگنال کنترلر، همانند η در ترم $\eta \operatorname{sgn}(s)$ ، می توان مقدار نوسان لرزش را کاهش داد. همان طور که مشخص شد، این نوسانات هنگامی رخ می دهند که حالت های سیستم در حول سطح لغزش قرار گرفته باشد و دامنه و فرکانس آن ها با ضریب ترم های ناپیوسته در حول سطح لغزش نسبت مستقیم دارند. حال اگر بتوانیم توسط یک مکانیزم تطبیقی مقدار این ضریب را در فواصل بیشتر حالت ها تا سطح لغزش، بزرگ نگه داشته و با کاهش فاصله، این ضریب را نیز کاهش دهیم، می توانیم مقدار لرزش را به صورت قابل ملاحظه ای کاهش دهیم.

در هر حال آنچه که در این بخش توضیح داده شد خلاصه ای بود از خصوصیات کنترل لغزشی که در جای خود می بایست بیش از این توضیح داده شود. برای آشنایی بیشتر می توان به مراجع [14]، [15]، [16] و [17] مراجعه نمود و با روش های متنوع طراحی سطوح لغزش در سیستم های مختلف خطی و غیرخطی همچنین طراحی سیگنال کنترل تأمین کننده اهداف کنترل آشنا گردید.

3-3- مد لغزشی ترمینال

3-3-1 معرفی مد لغزشی ترمینال

در این قسمت به تشریح روش مد لغزشی غیرخطی که به مد لغزشی ترمینال¹ معروف است می پردازیم. عملکرد سیستم های ساختار متغیر بر اساس رفتار مد لغزشی است که با طراحی قانون کنترلی که حالت های سیستم را به یک سطح لغزش مناسب می رساند مورد ارزیابی قرار می گیرد. مقاوم بودن و سادگی در پیاده سازی از مشخصات سیستم های ساختار متغیر می باشد. زمانی که سیستم در مد لغزش قرار می گیرد خواصی چون مقاوم بودن نسبت به عدم قطعیت های مدل سازی و نیز اغتشاشات خارجی از خود نشان می دهد.

عملکرد دینامیکی سیستم توسط سطوح لغزشی که ساختار کنترل بر روی آن سوئیچ می کند تعیین می گردد. بیشترین سطح لغزشی مورد استفاده نوع خطی آن است که سیستم را به طور مجانبی پایدار می سازد و حالت ها در چنین سیستمی در زمان بینهایت به نقطه تعادل خود می رسند. این پایداری مجانبی برای بدست آوردن یک عمل کنترل مناسب است اما در برخی مواقع این خاصیت بدون در نظر گرفتن شرایط دیگر مناسب نیست. برای مثال هنگامی که دقت بالا و نیز زمان رسیدن دقیق بسیار مهم باشد، این پایداری مجانبی ممکن است کارایی لازم را در همسایگی نقطه تعادل نداشته باشد.

¹ Terminal Sliding Mode

یک روش جایگزین برای حل این مشکل، استفاده از یکسری سطوح سوئیچینگ غیرخطی است. مکانیزم توسعه یافته مدلغزشی ترمینال، یک سطح سوئیچینگ غیرخطی بسیار مناسب است که می تواند عملکرد پاسخ گذرا را بهبود بخشد.

مفهوم مد لغزشی ترمینال از نظریه جذب کننده های ترمینال که در مطالعه در مورد حافظه های آدرس پذیر و حافظه های انجمنی و الگو شناسی در شبکه های عصبی مصنوعی استفاده شده است، بدست آمده است. اولین مورد طراحی مد لغزشی ترمینال، در یک بازوی ربات بود که در آن حالت های سیستم در یک زمان مشخص به صفر می رسیدند. بعد ها پس از گسترش و پیشرفت این روش، در سیستم های SISO و MIMO و رباتیک استفاده شد [20].

در این بخش به مطالعه و بررسی روش های طراحی و تحلیل مد لغزشی ترمینال خواهیم پرداخت.

3-3-2- مفهوم کنترل مد لغزشی ترمینال

مفهوم مد لغزشی ترمینال می تواند توسط دینامیک های مرتبه اول زیر توصیف گردد:

$$S = \dot{x}_1 + \beta x_1^{q/p} = 0 \quad (30-3)$$

که در آن $x_1 \in \mathbb{R}^1$ یک متغیر اسکالر، $\beta > 0$ و که در آن $x_1 \in R$ یک متغیر اسکالر، $\beta > 0$ و q و p ($p > q$) اعداد صحیح مثبت هستند. توجه داشته باشید که q و p باید یک عدد صحیح فرد باشند (نسبت به یکدیگر اول باشند)، و همواره جواب های حقیقی معادله مورد نظر هستند که x_1 و $x_1^{q/p}$ باید اعداد حقیقی باشند.

معادله (30-3) را می توان چنین نوشت:

$$\dot{x}_1 = -\beta x_1^{q/p} \quad (31-3)$$

در صورتیکه شرایط اولیه $x_1(0) \neq 0$ داشته باشیم، دینامیک های سیستم (30-3) در یک زمان محدودی به صفر می رسند. مدت زمان رسیدن از حالت اولیه $x_1(0)$ به صفر، t^s ، چنین تعیین می شود:

$$t^s = \frac{p}{\beta(p-q)} |x_1(0)|^{\frac{(p-q)}{p}} \quad (32-3)$$

در ضمن می توان نشان داد که تعادل 0 یک جذب کننده است. هنگامی که x_1 به صفر رسید، در همان جا باقی می ماند که این را می توان با انتخاب تابع لیاپانوف $v = \frac{1}{2} x_1^2$ نشان داد. با مشتق گیری زمانی از تابع لیاپانوف خواهیم داشت:

$$\dot{v} = x_1 \dot{x}_1 = -\beta x_1 x_1^{\frac{q}{p}} = -\beta x_1^{\frac{(p+q)}{p}} \quad (33-3)$$

تا زمانی که $(p+q)$ زوج باشد، $\dot{v}$ منفی معین است. بنابراین $x_1 = 0$ بصورت "ترمینالی" پایدار است (نه الزاماً پایدار مجانبی).

با توجه به معادله (32-3) می توان استنباط کرد که زمان رسیدن t_s ، به پارامتر هایی نظیر p ، q ، β و همچنین مقدار اولیه $x_1(0)$ بستگی دارد.

اگر $x_1(0)$ یک مقدار ثابت و یا در یک محدوده کراندار شناخته شده ای باشد، می توان β را طوری انتخاب کرد که t_s بسیار کوچک گردد.

قابل توجه است که اگر $p = q$ باشد آنگاه

$$S = \dot{x}_1 + \beta x_1 = 0 \quad \beta > 0 \quad (34-3)$$

که در این حالت تبدیل به دینامیک خطی می گردد. افزودن قسمت غیر خطی $x_1^{\frac{q}{p}}$ همگرایی به نقطه تعادل را بهبود می بخشد. هر چه به نقطه تعادل نزدیک تر باشیم، سرعت همگرایی افزایش

می یابد، که همگرایی در زمان محدود را نتیجه می دهد. برای نشان دادن این موضوع، ژاکوبین را در نقطه تعادل $x_1 = 0$ چنین در نظر بگیرید:

$$J = \frac{\partial \dot{x}_1}{\partial x_1} = -\frac{\beta q}{p x_1^q} \quad (35-3)$$

با بررسی J ، چون λ مقادیر ویژه برای تقریب مرتبه اول ماتریس J می باشد اگر

$$x_1 \rightarrow 0 \quad \Rightarrow \quad J = -\infty$$

که نشانگر آن است که مقادیر ویژه در نقطه تعادل به بی نهایت منفی میل می کند و بطور یقین تراژکتوری های سیستم با این مقادیر ویژه بی نهایت منفی، در زمان محدودی با سرعت بی نهایت بزرگ به سمت نقطه تعادل همگرا می گردد.

توجه کنید که در اینجا شرایط لپشیتز¹ در نقطه تعادل برقرار نیست چون $(|J| < \infty)$ برقرار نخواهد بود و J در $x_1 = 0$ تکین است. این راه حل شرایط لپشیتز را برای وجود و یکتایی پاسخ های معادلات دیفرانسیل نقض می کند. با در نظر گرفتن شرایط لپشیتز، پاسخ گذرا نمی تواند به حالت پایدار خود برسد و در نتیجه زمان همگرایی به صورت نظری بی نهایت می گردد. نقض شرایط لپشیتز ما را بسوی روشی بنام تراژکتوری ترمینالی² سوق می دهد که مشکل بالا حل شده و در آن امکان دارد پاسخ ها یکدیگر را قطع کنند [18].

¹ Lipschitz

² Terminal trajectory

باید به این نکته اشاره کرد که رابطه نزدیکی بین مد لغزشی ترمینال مرتبه اول و کنترل بهینه وجود دارد. تاکنون، به خوبی مشخص شده است که کنترل بهینه زمانی انتگرال گیر دوتایی¹ زیر

$$\dot{x}_1 = x_2, \quad \dot{x}_2 = u, \quad |u| \leq 1 \quad (36-3)$$

را می توان بصورت (37-3) مشخص کرد:

$$u = \text{sgn}(E(x)) \quad (37-3)$$

بطوریکه $x = (x_1, x_2)^T$ و

$$E(x) = \begin{cases} \varepsilon(x) = x_1 + \frac{1}{2}x_2|x_2| & , \varepsilon(x) \neq 0 \\ x_2 & , \varepsilon(x) = 0 \end{cases} \quad (38-3)$$

تابع $\varepsilon(x) = 0$ کمانی را که تراژکتوری های سیستم به صفر می رسند را شکل می دهد.

براحتی می توان مشاهده کرد که اگر p و q را اعداد فرد بزرگ انتخاب کنیم به گونه ای که $\frac{q}{p} \approx \frac{1}{2}$

و $\beta = 2^{\frac{p}{q}}$ آنگاه دینامیک های مرتبه اول (30-3) چنین خواهد بود

$$S(x) = 2^{\frac{p}{q}} x_1^{\frac{q}{p}} + x_2 = 0 \quad (39-3)$$

که برابر است با

$$x_1 + \frac{1}{2}x_2^{\frac{p}{q}} \approx x_1 + \frac{1}{2}x_2|x_2| = \varepsilon(x) = 0 \quad (40-3)$$

¹ Double integrator

این بدین معنی است که مدل مد لغزشی ترمینال بنحوی می تواند منحنی زمان بهینه انتگرال گیر دوتایی را بدون در نظر گرفتن علامت x_2 تقریب بزند به دلیل این که هموار است؛ در نتیجه مشتق پذیر نیز هست.

لازم به ذکر است که این مدل مد لغزشی ترمینال برای سیستم های مرتبه 2 با مقادیر ویژه حقیقی مثبت¹ که در آنها $\frac{\lambda_1}{\lambda_2} = 2$ باشد، یک تابع سوئیچینگ بهینه می باشد.

براحتی می توان مشاهده کرد که اگر x_1 از نقطه تعادل دور باشد مدل لغزشی ترمینال (30-3) نمی تواند بر نقطه مقابل خطی خود فائق آید از این رو قسمت غیر خطی $x_1^{\frac{q}{p}}$ موجب کاهش اندازه سرعت همگرایی در مکانی دور از نقطه تعادل می گردد. یک راه حل فوری، روش دیگری به نام "مد لغزشی ترمینال سریع"² است [19]:

$$S = \dot{x}_1 + \alpha x_1 + \beta x_1^{\frac{q}{p}} = 0 \quad (41-3)$$

که در آن $\alpha, \beta > 0$ و $x_1 \in \mathbb{R}^1$ است. بنابراین رابطه (42-3) را خواهیم داشت:

$$\dot{x}_1 = -\alpha x_1 - \beta x_1^{\frac{q}{p}} \quad (42-3)$$

اگر p و q و α و β مناسبی انتخاب کنیم، با شرایط اولیه $x_1(0) \neq 0$ ، دینامیک های (42-3) در یک زمان محدود به صفر می رسند. تغییر فیزیکی این امر این است که وقتی x_1 دور از صفر است، دینامیک های غالب بصورت $\dot{x}_1 = -\alpha x_1$ است زیرا همگرایی سریعتری از خود نشان می دهد.

¹ Positive Real (PR)

² Fast Terminal Sliding Mode

وقتی به $x_1 = 0$ نزدیک شد، تقریباً $\dot{x}_1 = -\beta x_1^{\frac{q}{p}}$ دینامیک غالب سیستم گشته که یک جذب کننده ترمینالی است.

برای توضیح بیشتر، معادله دیفرانسیل (3-42) را بررسی می کنیم. زمان دقیق دستیابی به صفر، t^s ، از رابطه بدست می آید:

$$t^s = \frac{p}{\alpha(p-q)} \ln \frac{\alpha x_1(0)^{\frac{(p-q)}{p}} + \beta}{\beta} \quad (3-43)$$

و نقطه تعادل صفر یک جذب کننده ترمینالی می باشد.

عملکرد همگرایی سریع روش مد لغزشی ترمینال سریع را در مقایسه با مد لغزشی خطی معمولی و با اجرای این مثال به روشنی می توان ملاحظه کرد.

در نظر بگیرید $\alpha = 1$ و $\beta = 1$ و با شرط اولیه $x_1(0) = 0$ ابتدا فرض کنید $p = 3$ و $q = 1$. از روی معادله (3-43) براحتی می توان محاسبه کرد که زمان دستیابی به صفر t^s برابر است با $t^s = 1.03972077083992$. حال برای مقایسه و با فرض $p = q = 1$ زمان دستیابی بصورت $t^s = 1.03969999999999$ می گردد. در حالت اول $x_1(t^s) = 0.00000009178540$ و در حالت دوم $x_1(t^s) = 0.12500519281775$ می باشد. مشخص است که سرعت همگرایی در مد لغزشی ترمینالی سریع به مراتب نسبت به نوع خطی آن بیشتر است. علت نظری این است که در نزدیکی نقطه تعادل نرخ همگرایی مد لغزشی خطی بصورت نمایی کاهش یافته حال آنکه سرعت همگرایی در حالت ترمینالی بصورت نمایی افزایش می یابد [20].

در بخش بعدی روش به کارگیری و طراحی مد لغزشی ترمینال برای سیستم های تک ورودی-تک خروجی بررسی می شود.

3-3-3- کنترل مد لغزشی ترمینال در سیستم های تک ورودی- تک خروجی

در این قسمت حالت های دیگری از روش مد لغزشی ترمینال برای سیستم های تک ورودی- تک خروجی که در حالت کلی به صورت (38-3) هستند، معرفی می شوند.

$$\begin{aligned}\dot{z} &= f(z) + g(z)u \\ y &= h(z)\end{aligned}\quad (44-3)$$

3-3-3-1- سیستم های تک ورودی- تک خروجی مرتبه اول

یک سطح لغزش مرتبه اول کلی به صورت زیر معرفی می کنیم:

$$S = \dot{x} + \alpha x^\gamma + \beta x^\rho \quad (45-3)$$

که در آن $\rho > 1$ و $0 < \gamma < 1$ و $\beta > 0$ و $\alpha > 0$ و $x \in \mathbb{R}^1$ پس از قرار گرفتن حالت ها بر روی سطح لغزش می توان نوشت:

$$\dot{x} = -\alpha x^\gamma - \beta x^\rho \quad (46-3)$$

اگر مقادیر مناسبی برای γ و ρ انتخاب نمائیم و با در نظر گرفتن شرایط اولیه $x(0) \neq 0$ دینامیک های (45-3) در یک زمان محدود به $x = 0$ می رسند. چنانچه γ و ρ اعداد صحیح فرد باشند، در مجاورت $x = 0$ دینامیک غالب سیستم بصورت $\dot{x} = -\alpha x^\gamma$ خواهد بود و اگر دور از $x = 0$ باشد، $\dot{x} = -\beta x^\rho$ دینامیک غالب سیستم خواهد شد که می دانیم سرعت همگرایی آن بیش از حالت خطی است. بنابراین با در نظر گرفتن چنین سطحی، پاسخ گذرای سریعتری خواهیم داشت.

می توان مد لغزشی ترمینال (45-3) را در سیستم های مرتبه دوم با فرم کانونیکال (47-3) استفاده کرد:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= a(x) + b(x)u\end{aligned}\quad (47-3)$$

که در آن x_1 و x_2 متغیرهای حالت، $a(x)$ و $b(x)$ توابعی هموار هستند.

اگر تابع کنترل بصورت (21-5) تعریف شود،

$$u = b^{-1}(x)(-a(x) - \alpha\gamma x_1^{\gamma-1}x_2 - \beta\rho x_1^{\rho-1}x_2 - k \operatorname{sgn}(s)) \quad (48-3)$$

برای $k > 0$ خواهیم داشت:

$$s\dot{s} = -k|s| \quad (49-3)$$

و این بدین معنی است که حالت های سیستم در زمان محدودی به سطح سوئیچینگ می رسند.

اما دقت کنید که بعلت وجود ترم $x_1^{\gamma-1}$ ، چون $0 < \gamma < 1$ است، ممکن است حالت تکینگی¹ بوجود آید، وقتی $s = 0$ شود خواهیم داشت:

$$x_2 = -\alpha x_1^\gamma - \beta x_1^\rho \quad (50-3)$$

پس از جایگذاری (50-3) در (48-3)،

$$u = b^{-1}(-a(x) + \alpha^2\gamma x_1^{2\gamma-1} + \alpha\beta\gamma x_1^{\gamma+\rho-1} + \alpha\beta\rho x_1^{\gamma+\rho-1} + \beta^2\rho x_1^{2\rho-1} - k \operatorname{sgn}(s)) \quad (51-3)$$

اگر $0 < \gamma < 1$ و $\rho > 1$ و همچنین $2\gamma > 1$ باشد در این حالت وقتی $x_1 \rightarrow 0$ آنگاه تابع کنترل u کراندار باقی می ماند.

¹ Singularity

3-3-2- گسترش به سیستم های تک ورودی و تک خروجی مرتبه بالا

برای گسترش روش بالا به سیستم های مرتبه بالاتر می توان از روش زیر استفاده کرد

$$s_1 = \dot{s}_0 + \gamma_1 s_0^{\gamma_1} + \rho_1 s_0^{\rho_1} \quad (52-3)$$

$$s_2 = \dot{s}_1 + \gamma_2 s_1^{\gamma_2} + \rho_2 s_1^{\rho_2} \quad (53-3)$$

⋮

$$s_{n-1} = \dot{s}_{n-2} + \alpha_{n-1} s_{n-2}^{\gamma_{n-1}} + \beta_{n-1} s_{n-2}^{\rho_{n-1}} \quad (54-3)$$

بطوریکه $s_0 = x_1$ است و $\gamma_i > 0$ و $\rho_i > 0$ اعداد گویایی هستند که در نامساوی های $0 < \gamma_i < 1$ و $\rho_i > \gamma_i$ صدق می کنند. به راحتی می توان متوجه شد که عملکرد این روش مطابق روش مرتبه اول است. وقتی s_{n-1} بدست آمد، s_{n-2} و همین طور s_{n-3} و ... و s_0 به صفر می رسند. در این روش سرعت همگرایی بسیار زیادت و پاسخ گذرای آن به سرعت به پاسخ دائمی می رسد.

الگوریتم بالا مسیر همگرایی به نقطه تعادل را مشخص می کند. اگر $s_{n-1} = 0$ را بعنوان یک سیستم $n - 1$ بعدی در فضای حالت در نظر بگیریم، s_{n-2} را می توان یک زیر سیستم با یک درجه کاهش در نظر گرفت. بنابراین $s_0 = 0$ را می توان از $n - 1$ مرتبه کاهش از یک سیستم با مرتبه $n - 1$ در نظر گرفت.

مد لغزشی ترمینال را می توان از طراحی کنترل بکار برد. یک سیستم تک ورودی-تک خروجی کنترل پذیر در فرم کانونیکال به صورت (55-3) در نظر بگیرید.

$$\begin{aligned} \dot{x}_i &= x_{i+1} \quad , \quad i = 1, 2, \dots, n-1 \\ \dot{x}_n &= -\sum_{j=1}^n a_j x_j + u \end{aligned} \quad (55-3)$$

حالت های سیستم، $a_1, a_2, \dots, a_n$ پارامترهای سیستم و u سیگنال کنترل است. طراحی مد لغزشی باید بگونه ای صورت گیرد که $S_{n-1} = 0$ و $S_{n-1} \dot{S}_{n-1} < -k|S_{n-1}|$ شود تا $x_1 = 0$ در یک زمان محدود برقرار گردد.

در ادامه برخی نتایج و تئوریه‌ها در مورد مد لغزشی ترمینال ارائه می دهیم.

تئوری 1:

برای سیستم (55-3) اگر کنترل کننده u بصورت (56-3) طراحی گردد،

$$u = u_{eq} + u_d \quad (56-3)$$

بطوریکه در آن،

$$u_{eq} = -b^{-1}(x) \left(\sum_{i=1}^n a_i x_i + \sum_{k=0}^{n-2} [\alpha_{k+1} s_k^{y_{k+1}} + \beta_{k+1} s_k^{\rho_{k+1}}] \right)^{(n-k-1)} \quad (57-3)$$

$$u_d = -b^{-1}(x) (k \operatorname{sgn}(S_{n-1})) \quad k > 0 \quad (58-3)$$

باشد، در این صورت حالت های سیستم می توانند در زمان محدود به سطح لغزشی $S_{n-1} = 0$ برسند.

اثبات:

تابع لیاپانف $V = \frac{S_{n-1}^2}{2}$ را در نظر بگیرید.

براحتی می توان از مشتق گیری S_{n-1} از دینامیک های سیستم به (59-3) رسید.

$$S_{n-1} \dot{S}_{n-1} = -k|S_{n-1}| \quad (59-3)$$

پارامترهای γ_i و ρ_i باید به دقت انتخاب شوند تا پدیده تکینی $S_{i-1} \rightarrow 0 \Rightarrow u \rightarrow \infty$ بوجود نیاید. بنابراین تئوری 2 می تواند در این زمینه کمک خوبی باشد.

تئوری 2:

$$\rho_{k+1} > \gamma_{k+1} > \frac{n-k-1}{n-k} \text{ اگر}$$

وقتی که به ترتیب از $k = n - 2$ و $k = 0$ ، $S_k \rightarrow 0$ شود آنگاه u کراندار باقی می ماند.

اثبات:

با استفاده از قانون مشتق مرتبه n ام از یک تابع مرکب می توان به نتیجه رسید

$$\frac{d^n}{dt^n} f(t) = O(y^{(n+1)\gamma_k - n}) \quad (60-3)$$

زمانیکه $y \rightarrow 0$ ، $S_{k-1} \rightarrow 0$ و $(n+1)\gamma_k - n > 0$ می توان نتیجه گرفت که (60-3) کراندار است. در این صورت می توان کنترل (57-3) را بصورت (61-3) نوشت.

$$u = -b^{-1}(x) \left(\sum_{i=1}^n a_i x_i + \sum_{k=0}^{n-2} O \left(S_k^{(n-k)\gamma_{k+1} - (n-k-1)} \right) + \right. \\ \left. + \sum_{k=0}^{n-2} O \left(S_k^{(n-k)\rho_{k+1} - (n-k-1)} \right) + k \operatorname{sgn}(S_{n-1}) \right) \quad (61-3)$$

در این صورت اگر $\gamma_{k+1} > \left(\frac{n-k-1}{n-k} \right)$ و $\rho_{k+1} > \left(\frac{n-k-1}{n-k} \right)$ برای $S_k \rightarrow 0$ ، $u(k_{2n-2}, \dots, 0)$ کراندار می ماند. و اگر محدودیت $\rho_{k+1} > \gamma_{k+1}$ را قائل شویم تئوری بالا اثبات می گردد [25].

3-3-3-3 روش های جدید برای طراحی سطح لغزشی ترمینال

علاوه بر روش های ذکر شده، سطح دیگری نیز پیشنهاد شده که بسیار بهینه می باشد.

سیستم درجه دو (47-3) را در نظر بگیرید که در آن $x = [x_1, x_2]^T$ بردار حالت و $b(x)$ و $f(x)$ بردارهای غیرخطی هستند و u ورودی کنترل است. برای حل مشکل تکینی، یک سطح بهینه به صورت (62-3) معرفی می گردد.

$$S = x_1 + \beta \operatorname{sig}(x_2)^\gamma \quad (62-3)$$

به طوری که

$$\text{sig}(x_2)^\gamma = |x_2|^\gamma \text{sign}(x_2), \quad \beta > 0, \quad 1 < \gamma < 2 \quad (63-3)$$

لم 1: تابع لیپانف را طوری در نظر بگیرید که در نامساوی (64-3) صدق کند.

$$\dot{V}(x) + \alpha V(x) + \beta V^\gamma \leq 0, \quad \beta > 0, \quad 0 < \gamma < 1 \quad (64-3)$$

دراین صورت زمان استقرار از فرمول (65-3) بدست می آید.

$$t^s \leq \frac{1}{\alpha(1-\gamma)} \ln \frac{\alpha V^{1-\gamma}(x_0) + \beta}{\beta} \quad (65-3)$$

برای اینکه حالت گذاری سیستم سریعتر به حالت دائمی رسیده و همگرایی سریعتری داشته باشیم شرایط زیر را تعیین می کنیم.

$$\dot{S}(t) = -ks - k_2 \text{sig}(s)^\rho \quad (66-3)$$

به طوری که $k_1, k_2 > 0$ و $0 < \rho < 1$.

تئوری 3:

برای سیستم (47-3)، اگر سطح مد لغزشی ترمینالی به صورت (62-3) انتخاب شود و u را مطابق (67-3) قرار دهیم، حالت های سیستم در زمان محدود به نقطه تعادل می رسند.

$$u = -\frac{1}{b(x)} (f(x) + \beta^{-1} \gamma^{-1} \text{sig}(x_2)^{2-\gamma} + k_1 s + k_2 \text{sig}(s)^\rho) \quad (67-3)$$

اثبات:

تابع لیپانف $V = \frac{1}{2} S^2$ را در نظر بگیرید. با مشتق گرفتن از آن نسبت به t و با جاگذاری (67-3) در آن خواهیم داشت:

$$\begin{aligned}\dot{V} = S\dot{S} &= \beta\gamma|e_2|^{\gamma-1}(-k_1S - k_2 \operatorname{sig}(S)^\rho) = -2m_1V - 2^{\frac{\rho+1}{2}}m_2V^{\frac{\rho+1}{2}} \\ &\leq -n_1V - n_2V^n\end{aligned}\quad (68-3)$$

بطوریکه در آن $n = 2m_1$ ، $m_2 = \beta\gamma|e_2|^{\gamma-1}k_2$ ، $m_1 = \beta\gamma|e_2|^{\gamma-1}k_1$ ، $\eta = \frac{\rho+1}{2}$ و $n_2 = 2^{\frac{\rho+1}{2}}m_2$ با توجه به لم 1، حالت های سیستم تحت شرایط $x_1(0) \neq 0$ ، در زمان محدود به نقطه تعادل خود همگرا می شود [25].

4-3-3-3 روش ترکیبی مد لغزشی ترمینال غیر تکین

در این روش، ابتدا یک سطح لغزش خطی برای حالت ها طراحی می شود. سپس بر روی آن سطح لغزش، یک سطح لغزش غیرخطی طراحی می کنیم تا سطح لغزش اول در زمان محدودی به صفر همگرا گردد و در نتیجه تمامی حالت ها به صفر برسند. برای مثال سطح لغزش خطی (69-3) را در نظر بگیرید.

$$s = \dot{e} + \beta e \quad (69-3)$$

سطح لغزش غیرخطی مرتبه اول را چنین در نظر می گیریم:

$$l = s + \lambda \dot{s}^{q/p} \quad (70-3)$$

که در آن $0 < \lambda$ و $1 < q/p < 2$ است.

با ارائه سیگنال کنترل به صورت (71-3)، رسیدن حالت ها در یک زمان محدود به سطح صفر تضمین می شود.

$$u = -\frac{1}{b(x)}(-\ddot{x}_d + \beta\dot{e} + f(x) + \frac{p}{\lambda q}\dot{s}^{2-q/p} + \eta \operatorname{sgn}(l) + \varepsilon l) \quad (71-3)$$

اثبات : تابع لیاپانف $V = \frac{1}{2}l^2$ را در نظر بگیرید. مشتق آن به صورت (72-3) خواهد بود.

$$\dot{V} = l\dot{l} \quad (72-3)$$

اثبات می کنیم با قانون کنترل (71-3) مشتق تابع لیاپانف به صورت (73-3) همواره از یک عدد منفی کوچکتر است.

$$\dot{V} \leq -\lambda \frac{q}{p} \dot{s}^{q/p-1} (\eta |l| + \varepsilon |l|^2) < 0 \quad (73-3)$$

که در آن $\varepsilon > 0$ و $\eta > 0$ می باشند. توجه کنید که $\dot{s}^{q/p-1}$ از آن جهت مثبت است که چون q و p هر دو اعداد مثبت فرد هستند و $1 < \frac{q}{p} < 2$ ، در نتیجه توان $\frac{q-p}{p} = \frac{q}{p} - 1$ یک عدد زوج بر روی یک عدد فرد خواهد بود، پس $\dot{s}^{q/p-1} \geq 0$.

$$\dot{l} = \dot{s} + \lambda \frac{q}{p} \dot{s}^{p/q-1} \ddot{s} \quad (74-3)$$

(75-3) را در (72-3) جایگذاری می کنیم.

$$\dot{V} = l \left(\dot{s} + \lambda \frac{q}{p} \dot{s}^{q/p-1} \ddot{s} \right) = l \lambda \frac{q}{p} \dot{s}^{q/p-1} \left(\frac{p}{\lambda q} \dot{s}^{2-q/p} + \ddot{s} \right) \quad (75-3)$$

با جایگذاری مقادیر به دست می آوریم:

$$\dot{V} = l \left(\dot{s} + \lambda \frac{q}{p} \dot{s}^{q/p-1} \ddot{s} \right) = \quad (76-3)$$

$$l \lambda \frac{q}{p} \dot{s}^{q/p-1} \left(\frac{p}{\lambda q} \dot{s}^{2-q/p} + f(x) + b(x)u - \ddot{x}_d + \beta \dot{e} \right)$$

قانون کنترل (71-3) را در رابطه (76-3) جایگذاری می کنیم.

$$\dot{V} = l \lambda \frac{q}{p} \dot{s}^{q/p-1} \left(\frac{p}{\lambda q} \dot{s}^{2-q/p} + f(x) - \quad (77-3)$$

$$\left(-\ddot{x}_d + f(x) + \frac{p}{\lambda q} \dot{s}^{2-q/p} + \beta \dot{e} + \eta \operatorname{sgn}(l) + \varepsilon l \right) - \ddot{x}_d + \beta \dot{e})$$

پس از ساده سازی خواهیم داشت:

$$\dot{V} = -\lambda \lambda^{\frac{q}{p}} \dot{s}^{q/p-1} (\eta \operatorname{sgn}(l) + \varepsilon l(t)) \leq -\lambda \lambda^{\frac{q}{p}} \dot{s}^{q/p-1} (\eta |l| + \varepsilon |l|^2) \quad (78-3)$$

رابطه (78-3) کوچکتر یا مساوی صفر است. در اینجا باید ثابت کنیم که حالت مساوی صفر آن تنها وقتی رخ می دهد که حالت ها روی سطح $s = 0$ قرار گیرند و $|l| = 0$ شود.

فرض کنیم $|l| \neq 0$ است و $\dot{s} = 0$ است. در این صورت، چنانچه $s \neq 0$ ، حالت های سیستم بر روی نقطه ($s \neq 0$ و $\dot{s} = 0$) باقی نخواهند ماند و به حرکت خود ادامه می دهند تا به محور $\dot{s} = 0$ در نمودار صفحه فاز برسند. به این طریق اثبات می شود سیستم به نقطه تعادل پایدار خود خواهد رسید و زمانی که $\dot{s} \neq 0$ است، $\dot{V} < 0$ خواهد بود.

زمانی که طول می کشد تا سیستم از $l(0) = 0$ به $s(t^s) = 0$ برسد را می توان چنین محاسبه نمود [21]:

$$t^s = t^r + \frac{p}{p-q} \lambda^{q/p} |s(t^r)|^{(p-q)/p} \quad (79-3)$$

بنابراین خطای سیستم می تواند در زمان محدود به صفر همگرا شود. برای مطالعه بیشتر در مورد مد لغزشی ترمینال می توان به مراجع [19]، [20] و [25] مراجعه کرد. در زمینه مد لغزشی ترمینال غیر تکین ترکیبی نیز مطالعه مراجع [21] و [22] می تواند بسیار مفید باشد.

فصل چهارم

نظریه فازی و ارائه روش
FTSMC

فصل 4- نظریه فازی و ارائه روش FTSMC

1-4- مقدمه

نظریه مجموعه ها زیر بنای ریاضیات مدرن می باشد. در این نظریه مجموعه ها بصورت گروه معینی از اشیاء تعریف می شوند. به عبارت دیگر هر مجموعه با یک ویژگی خودش تعریف مشخص می شود. مجموعه های معمولی و توابع نشانگر آنها، حالت های خاصی از مجموعه های فازی و توابع عضویت آنها هستند.

در این فصل ابتدا مبانی نظریه فازی به طور مختصر گفته خواهد شد، سپس در بخش بعد، برخی روش های جدید استفاده از سیستم های فازی در بحث کنترل لغزشی ارائه می شود.

2-4- سیستم های فازی

سیستم های کنترل اتوماتیک از دیرباز نقش اساسی در بهره گیری و تولید مطلوب از واحدهای صنعتی را داشته اند و بدیهی است که لازمه استفاده مطلوب از یک سیستم، توانایی در کنترل آن می باشد.

در مورد کنترل پروسس های پیچیده و غیرخطی صنعتی، عملاً مشاهده شده است که توان انسان در کنترل آن ها به مراتب بالاتر از کنترل کننده های اتوماتیک است. این برتری در واقع ناشی از دو علت است. اول این که برای طراحی یک سیستم کنترل اتوماتیک، نیاز به مدل سازی دقیق پروسس (معادلات دیفرانسیل حاکم بر آن) داریم در حالی که مدل سازی پروسس های پیچیده، غیر ممکن یا بسیار مشکل است. دوم این که اصولاً کنترل کننده های اتوماتیک موجود، از هوشیاری خوبی برخوردار نیستند.

یکی از مشخصه های انسان، قابلیت تعقل و استدلال است. به همین دلیل در برخی موارد می تواند از قدرت استنتاج و کنترل دستی بهتری نسبت به ماشین های غیر هوشیار کنترل (که بر اساس مدل سازی سیستم طراحی شده اند)، برخوردار باشد. در برخی موارد با استفاده از سیستم های خبره توانسته اند تا حدی عمل استنتاج انسان را، شبیه سازی نمایند. در این سیستم ها با استفاده از دستورات شرطی مانند "اگر درجه حرارت مساوی 20 درجه و فشار بیش از 3 اتمسفر باشد آن گاه سرعت هواکش می بایست 100 رادیان بر ثانیه باشد"، سعی در بیان عملکرد انسان، در ارتباط با موضوع های مختلف از جمله کنترل شده است.

اما عملکرد انسان تنها با مقادیر عددی دقیق و صریح همانند 20 درجه، 3 اتمسفر و 100 رادیان بر ثانیه قابل بیان نیست، بلکه انسان در اغلب موارد با کلماتی چون "بزرگ"، "کوچک" و "کم" و "زیاد" و به طور کلی توسط زبان طبیعی، عملکرد خود را بیان می کند. این توصیف ها که "متغیرهای زبانی"¹ خوانده می شوند، عملکرد انسان را به صورت کیفی بیان می نمایند.

مبحث مجموعه های فازی در رابطه با مسائل فوق یک چهارچوب ذهنی و اساسی ارائه نموده است. این چهارچوب اجازه می دهد تا مفاهیمی همانند "بزرگ"، "خیلی بزرگ"، "پیر"، "زیاد" و غیره که بخش بزرگی از لغات و اصطلاحات زبانی را تشکیل می دهند و همچنین دارای مفهوم کیفی و عدم قطعیت های زیادی هستند، به طور رسمی تعریف گردند و متعاقباً الگوریتم های خاص، بر اساس این مجموعه های فازی، جهت پردازش این مفاهیم، در سیستم های مختلف و طراحی به کار گرفته شوند.

¹ Linguistic terms

بر اساس نقطه نظرهای پیشنهادی فوق، مهندسين کنترل تشويق شدند تا در طراحی کنترل کننده ها برای سیستم هایی که دارای پیچیدگی و عدم قطعیت های زیادی هستند، از نقطه نظرات مجموعه های فازی و ترکیب مجموعه های فازی با استفاده از اپراتورهای خاص تعریف شده در محدوده این مجموعه ها (همانند مینیمم گیری و ماکزیمم گیری و غیره)، استفاده نموده و بر اساس آن ها کنترل کننده های فازی به صورت اپراتورهای خبره و با تجربه طراحی گردند.

اساس طراحی سیستم های کنترل فازی (FLC) بر مبنای جانشین کردن یک اپراتور خبره با سیستم های خبره قانونمند فازی است که به اختصار FRBS¹ نامیده می شوند.

سیستم های قانونمند فازی، سیستم هایی هستند که در آن ها مجموعه ای از قوانین به صورت فازی و با استفاده از متغیرهای زبانی، بیان می گردند و با به کارگیری این قوانین و استنتاج فازی، باعث ایجاد عکس العمل مطلوب در سیستم می گردند.

همان طور که در ابتدای این بخش آورده شد، در حالت کلی سیگنال کنترلی در یک سیستم کنترل با توجه به مقادیر خروجی ها و حالت های اندازه گیری شده در سیستم، اندازه گیری می شوند و در حالت کلی به صورت (1-4) می باشند.

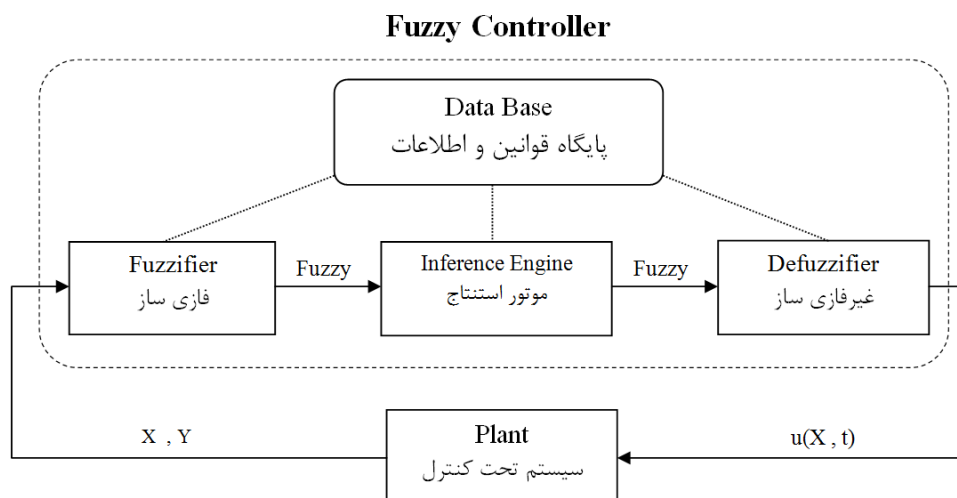
$$U = f(x, y, t) \quad (1-4)$$

در روش کنترل فازی نیز هدف نهایی به دست آوردن سیگنال کنترلی به صورت تابعی از متغیر حالت ها و خروجی سیستم می باشد. با این فرق که این تابع می تواند یک تابع ریاضی نباشد و از راه تجربه یا تخصص و یا هر روش دیگری که رفتار سیستم را توجیه نماید، به دست آمده باشند.

¹ Fuzzy Rule Base Systems

همین امر باعث می گردد که از پیچیدگی محاسباتی و مدل سازی ریاضی در بیشتر موارد پرهیز شود؛ البته در جایی که مدل سیستم موجود باشد، می توان از آن نیز برای بیان حالت های سیستم به صورت متغیرهای زبانی کمک گرفت. در هر حال شکل 1-4 نشان دهنده اساس عملکرد یک کنترلر فازی و قسمت های مختلف آن می باشد.

با توجه به این شکل در قسمت های بعد عملکرد هر یک از آن ها و عملکرد کلی کنترلر توضیح داده خواهد شد.

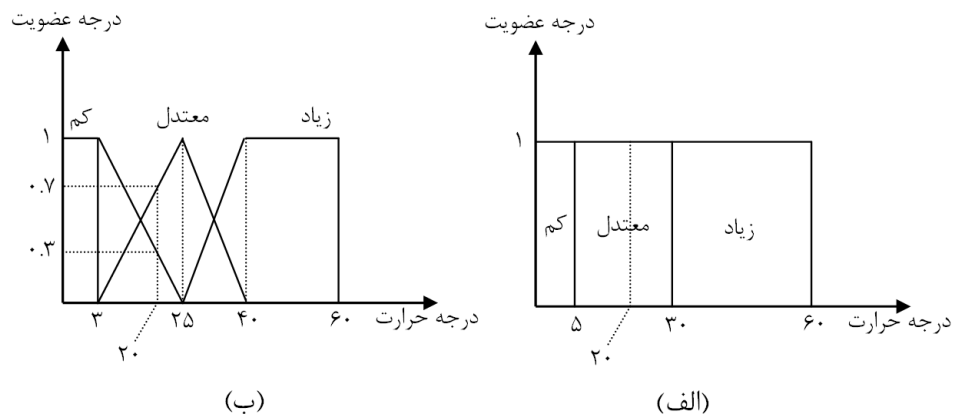


شکل 1-4 : بلوک دیاگرام عملکرد کنترل کننده فازی و اجزای آن.

4-2-1- فازی کردن اطلاعات

اصولا مجموعه های فازی از اعضائی تشکیل شده که با یک تابع عضویت و یک درجه عضویت بیان می شوند. برای این که فرق این مجموعه ها با مجموعه های قطعی مشخص شود، به ذکر یک مثال می پردازیم. فرض کنید که بخواهیم مجموعه درجه حرارت های ممکن برای یک اتاق را که به طور کلی بین صفر درجه، تا 60 درجه تغییر می نماید، به سه مجموعه در دو حالت قطعی و فازی افراز نماییم. همان طور که می دانیم، در مجموعه های قطعی یک عضو یا به مجموعه تعلق دارد و یا ندارد (یعنی درجه عضویت آن عضو یا یک است و یا صفر) در حالی که در مجموعه های فازی میزان تعلق یک عضو به یک مجموعه، توسط مقدار درجه عضویت آن مشخص می شود.

مقدار درجه عضویت یک عضو به جایگاه خود عضو (در فضای تغییراتش) و شکل تابع عضویت زیرمجموعه های فازی بستگی دارد. با توجه به توضیحات فوق، شکل 2-4 نشان دهنده چگونگی افراز فضای تغییرات درجه حرارت توسط مجموعه های قطعی و مجموعه های فازی با توابع عضویت مثلثی و ذوزنقه ای می باشد.



شکل 2-4: تقسیم فضای تغییرات به صورت (الف) قطعی، (ب) فازی.

با توجه شکل 2-4 دیده می شوند که مثلاً درجه حرارت 20°C با توجه به مجموعه های قطعی در مجموعه حرارت های معتدل قرار می گیرد. ولی در تقسیم بندی فازی با درجه عضویت $0/7$ به مجموعه حرارت های معتدل و با درجه عضویت $0/3$ به مجموعه حرارت های کم تعلق دارد و بدین ترتیب می توان عدد قطعی 25° درجه را به وسیله دو مجموعه فازی ($0/7$ ، معتدل) و ($0/3$ ، کم) بیان نمود. به این عمل فازی کردن اطلاعات می گویند و باعث می شود که اطلاعات دقیق را بتوان به صورت کیفی و با استفاده از متغیرهای زبانی بیان نمود.

نکته ای که باید مورد توجه قرار گیرد، شکل توابع عضویت است که می تواند به صورت دلخواه و یا بر طبق تجربه ای که از امتحان انواع مختلف توابع عضویت و یا از خصوصیات تجمعی و آماری متغیر (که از خود متغیر برداشت می شود) انتخاب گردد. ولی رایج ترین توابع عضویت همان توابع عضویت مثلثی، ذوزنقه ای و گوسی می باشند، که باعث سادگی عمل فازی کردن می گردند. نکته

دیگر این است که با توجه به تعریف مجموعه های فازی، تمام اعداد قطعی را می توان به صورت یک مجموعه فازی منفرد¹ با درجه عضویت 1 تعریف نمود و به عنوان مثال، فازی کردن را به وسیله می نیمم گیری بین درجه عضویت این مجموعه با درجه عضویت مجموعه های فازی افرازکننده فضای تغییرات به دست آورد. در هر حال برای فازی کردن اطلاعات ورودی، ابتدا می بایست فضای تغییرات ورودی را توسط تعداد کافی مجموعه های فازی، افراز نموده و بعد، درجه عضویت مقدار قطعی ورودی را در هر یک از این مجموعه ها به دست آورد.

4-2-2- استنتاج فازی

همان طور که می دانیم قسمت اصلی هر سیستم خبره واحد استنتاج و اخذ تصمیم برای چگونگی اعمال سیگنال کنترلی از روی اطلاعات ورودی می باشد.

اصولاً تصمیم گیری یک سیستم خبره از روی اطلاعات، در مرزهای مجموعه های قطعی به صورت ناپیوسته و با پرش های سیگنال استنتاج همراه می باشد. عملکرد این سیستم ها طوری است که با توجه به قوانین اگر و آن گاه، قسمت تصمیم گیری همواره یکی از قوانین را با خصوصیات ورودی مطابق می نماید و در هنگام تعویض قوانین به ناگهان از یک قانون به قانون دیگر منتقل می گردد. برای مثال هرگاه برای جدا نمودن انسان های بلند قد از کوتاه قد از دو قانون به صورت زیر استفاده نمائیم:

1) اگر قد شخص "بزرگ تر" از 170 سانتیمتر بود شخص "بلند قد" است و خروجی استنتاج

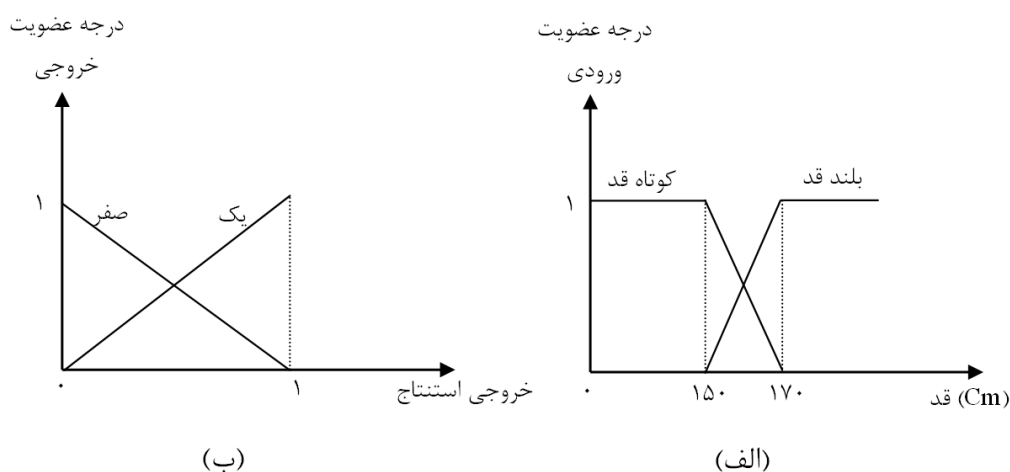
یک است.

¹ single-tone

2) اگر قد شخص "کوتاه تر" از 170 سانتیمتر بود شخص "کوتاه قد" است و خروجی استنتاج صفر است.

در این صورت شخصی با خصوصیات 170/01cm، جزء افراد بلند قد و شخصی با خصوصیات 169/99cm، جزء افراد کوتاه قد طبقه بندی می شوند و این نتیجه گیری علاوه بر محسوس نبودن باعث پرش ناگهانی مقدار خروجی سیستم استنتاج، خواهد گردید.

از طرفی، اگر دو مجموعه فازی برای همین طبقه بندی ورودی ها معرفی گردد که توابع عضویت آن ها با هم کمی تلاقی داشته باشند و اگر دو قانون استنتاج فوق با مجموعه های ورودی و خروجی فازی به شکل 3-4 تعریف گردند، در این صورت هر دو قانون با هم اجرا شده و در هر حال یک فرد با هر قدی، با یک درجه عضویت به خصوص، جزء افراد بلند قد و با یک درجه عضویت دیگر عضو افراد کوتاه قد می باشند و انتقال از یک گروه به گروه دیگر به تدریج و به نرمی¹ صورت می گیرد.



شکل 3-4: مجموعه های فازی برای قد افراد (الف) ورودی، (ب) خروجی.

¹ Smooth

این انتقال تدریجی، باعث می گردد که استنتاج نهایی که با استفاده از خواص درون یابی بین دو قانون و یا محاسبه مقدار متوسط توسط روش های دفازی کردن انجام می گیرد، دارای تغییرات نرمی باشد و استنتاج سیستم دارای فرم محسوس تر و واقعی تری باشد.

در سیستم های کنترل فازی این استنتاج در یک ماشین استنتاج فازی همانند آن چه که در فوق دیدیم انجام می گیرد و خروجی این ماشین استنتاج در نهایت یک مقدار فازی (با توجه به مجموعه های فازی خروجی) می باشد. قوانین حاکم بر ماشین استنتاج و همچنین مشخصات مجموعه های فازی ورودی و خروجی همگی در محلی به نام پایگاه اطلاعاتی¹ نگهداری می شوند و در صورت لزوم از آن جا فراخوانی می گردند (شکل 4-1).

در سیستم هایی که چندین ورودی مختلف فازی به موتور استنتاج وارد می شوند، برای هر یک از متغیرهای ورودی یک سری مجموعه فازی جداگانه در فضای تغییراتشان افزای می گردد و قوانین دارای فرم کلی زیر هستند:

$$\begin{aligned} \text{if } x_1 \text{ is } A_1 \text{ and } x_2 \text{ is } \hat{A}_1, \dots, \text{ then } y \text{ is } B_1 \\ \text{if } x_1 \text{ is } A_2 \text{ and } x_2 \text{ is } \hat{A}_2, \dots, \text{ then } y \text{ is } B_2 \end{aligned} \quad (2-4)$$

که در آن x_1, x_2 و ... مقادیر متغیر های ورودی و $A_1, \hat{A}_1, A_2, \hat{A}_2$ و ... مجموعه های فازی (متغیرهای زبانی) مربوط به هر یک از متغیرهای ورودی و γ خروجی و B_1, B_2 و ... مجموعه های فازی متناظر با خروجی سیستم استنتاج می باشند. برای به دست آوردن درجه عضویت خروجی

¹ Knowledge-Base

هر قانون، برای مثال، بین درجه عضویت ورودی های هر قانون مینیمم گیری (T-norm) شده و به عنوان درجه عضویت خروجی و به همراه مجموعه فازی مربوطه، به قسمت غیرفازی ساز اعمال می گردد. در قسمت بعد جگونگی از فازی در آوردن خروجی های موتور استنتاج به تفصیل شرح داده می شود.

3-2-4- غیرفازی سازی نتایج استنتاج

همان طور که در قسمت قبل دیدیم، اطلاعات خروجی موتور دارای فرم فازی بوده و برای اعمال به سیستم تحت کنترل مناسب نمی باشد. در قسمت غیرفازی ساز، خروجی های تمام قانون ها که شامل یک درجه عضویت و یک تابع عضویت در فضای تغییرات خروجی می باشند، با یکدیگر ترکیب شده و یک عدد قطعی را برای اعمال به خروجی مهیا می نمایند. از این ترکیب که معمولاً یک نوع ماکزیمم گیری (یا اشتراک سطح زیر منحنی توابع عضویت خروجی که با مقدار مینیمم توابع عضویت ورودی برش داده شده اند) می باشد، می توان مقدار قطعی خروجی را به دست آورد. از جمله رایج ترین این روش ها محاسبه مرکز ثقل¹ اجتماع توابع عضویت برش داده شده خروجی در غیرفازی ساز است.

$$C.G = \frac{\int y\mu_y(y)dy}{\int \mu_y(y)dy} \quad (3-4)$$

که در آن $\mu_y(y)$ توابع عضویت به دست آمده از اجتماع توابع عضویت خروجی و y مقدار متغیر خروجی است که در محدوده تغییرات خروجی، تغییر می کند. انتگرال گیری در رابطه فوق روی متغیر y و در دامنه تغییرات آن صورت می گیرد.

¹ Center of Gravity Defuzzifier

در عمل محاسبه چنین انتگرال گیری بسیار وقت گیر می باشد. بنابر این سعی می کنند که توابع عضویت خروجی دارای فرم ساده تری مثلاً به صورت منفرد باشند که در این صورت به دست آوردن خروجی بسیار ساده تر گردیده و مطابق رابطه (4-4) انجام می گیرد:

$$C.G = \frac{\sum_{i=1}^m y_i \mu_y(y_i)}{\sum_{i=1}^m \mu_y(y_i)} \quad (4-4)$$

که در آن ها y_i ها مقادیری از خروجی هستند که توابع عضویت "Single tone" خروجی در آن ها مقدار غیر صفر داشته و $\mu(y_i)$ ، مقدار عضویت استنتاج شده از موتور استنتاج (مثلاً به روش مینیمم گیری بین توابع عضویت ورودی و یا هر روش دیگر)، به منظور برش توابع عضویت خروجی بوده و m تعداد قوانین موجود در موتور استنتاج می باشد.

خروجی های قسمت غیرفازی ساز می تواند مستقیماً و یا بعد از مقیاس بندی به ورودی سیستم تحت کنترل اعمال شده و آن را کنترل نماید.

مطالبی که در اینجا در مورد کنترل فازی گفته شد بیان بسیار ساده ای از ابتدائی ترین روش های کنترل فازی بوده و برای آشنائی اولیه با این سیستم ها می باشد. در اینجا به بسیاری از روش های ترکیب توابع فازی اشاره نشد و همچنین انتخاب فرم توابع عضویت، تعداد آن ها، محل قرار گرفتن آن ها و چگونگی انتخاب روش های مختلف فازی و غیرفازی سازی در ساده ترین حالت و با استفاده از قوانین تجربی و تکرار و خطا صورت گرفت که برای مطالعه دقیق تر این روش ها می توان به کتب مرجع و یا مقالات پایه ای مجموعه های فازی، همانند مراجع [23] و [24] مراجعه نمود.

3-4- تلفیق کنترل فازی با کنترل مد لغزشی ترمینال

در این قسمت دو روش برای ترکیب کنترل فازی و کنترل مد لغزشی ارائه خواهد شد. در قسمت نخست، روشی گفته می شود که در آن با استفاده از روش فازی، سطح لغزش را جابجا می کنیم. در قسمت بعدی، از سیستم فازی برای رفع پدیده لرزش در سیستمهای مد لغزشی استفاده می کنیم.

3-4-1- مد لغزشی ترمینال با حرکت فازی

در این بخش، دو روش مد لغزشی ترمینال و منطق فازی را در هم آمیخته و روش کنترل مد لغزشی ترمینال را با حرکت فازی معرفی می نماییم. از روش فازی برای تعیین γ و λ حین عملکرد سیستم استفاده می کنیم.

می دانیم γ و λ کوچک موجب کند شدن همگرایی خطا و همچنین طولانی تر شدن زمان ردیابی می گردد. از طرف دیگر γ و λ بزرگ موجب افزایش سرعت همگرایی می گردد اما دقت ردیابی تنزل می یابد. بنابراین باید یک تعامل بین زمان همگرایی خطا و زمان ردیابی برقرار گردد.

دوران و یا حرکت سطح لغزشی ترمینال به وسیله به روز رسانی ضرایب متناسب با مقادیر خطای $\dot{e}(t)$ و $e(t)$ را می توان پیشنهاد داد. توجه داشته باشید که به علت پایداری، شرط مثبت بودن λ در طول پردازش را رعایت کرد. در اینجا ضرایب سطح لغزشی ترمینال بوسیله قوانین منطق فازی محاسبه و با علائم λ_{2D}^f و γ_{2D}^f برای پایگاه داده فازی دو بعدی و λ_{1D}^f و γ_{1D}^f نشان داده می شود. رفتار دینامیکی کنترل منطق فازی بر اساس قوانین فازی منطبق بر دانش خبره شکل می گیرد.

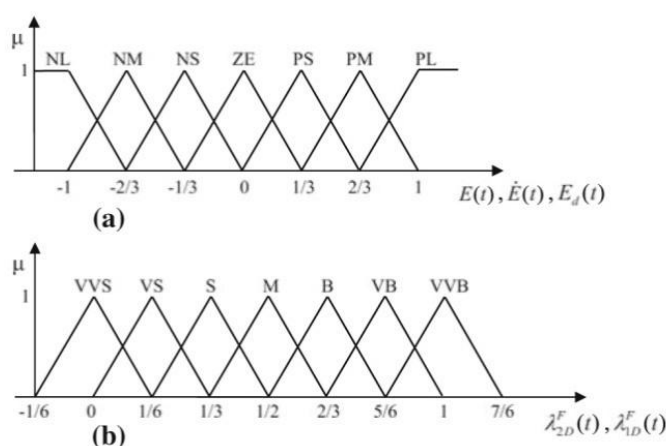
شکل این متغیرهای زبانی بصورت زیر می باشد.

$$\text{if } e(t) \text{ is } E(t) \text{ and } \dot{e}(t) \text{ is } \dot{E}(t) \text{ then } \lambda_{2D}^f \text{ is } A_{2D} \quad (5-4)$$

به طوری که در آن $E(t)$ و $\dot{E}(t)$ و A_{2D} مجموعه های فازی و λ_{2D}^f و $\dot{e}(t)$ و $e(t)$ متغیرهای فازی می باشند.

باید این نکته ذکر شود که قبل از استفاده از متغیر های $e(t)$ و $\dot{e}(t)$ برای فازی سازی، هر دوی آنها باید در بازه $[-1, +1]$ نرمالیزه گردند. کاملاً مشخص است که هر دو متغیر $e(t)$ و $\dot{e}(t)$ می توانند مقادیر مثبت و یا منفی داشته باشند. بنابراین با توجه به شرط $\lambda_{2D}^f > 0$ ، خروجی کنترلر فازی باید همواره مثبت باشد.

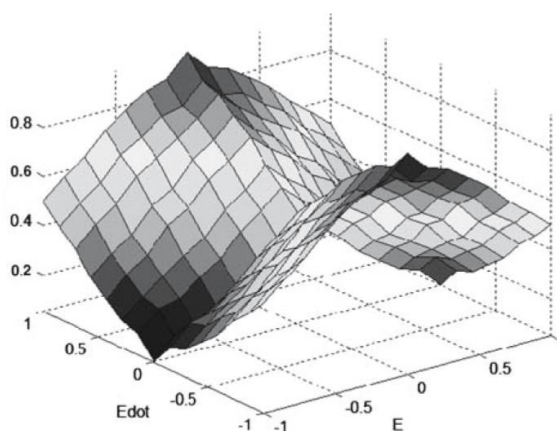
بنابراین پایگاه قوانین فازی نقش بسیار مهمی را در این مرحله ایفا می کند و باید طوری طراحی گردد که عملکرد سیستم را بهبود بخشد. اگر از 7 تابع عضویت $e(t)$ و $\dot{e}(t)$ و λ_{2D}^f (شکل 4-4) استفاده شود، 49 قانون فازی ایجاد می گردد. روابط بین ورودی و خروجی در جدول 4-1 و شکل 5-4 آمده است.



شکل 4-4: توابع عضویت ورودی و خروجی.

جدول 1-4 : قوانین فازی بین ورودی و خروجی.

$\lambda_{2D}^F(t)$	Error ($E(t)$)						
	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
Change-in-error ($\dot{E}(t)$)							
PB	M	B	VB	VVB	VB	B	M
PM	S	M	B	VB	B	M	S
PS	VS	S	M	B	M	S	VS
ZE	VVS	VS	S	M	S	VS	VVS
NS	VS	S	M	B	M	S	VS
NM	S	M	B	VB	B	M	S
NB	M	B	VB	VVB	VB	B	M



شکل 4-5 : سطح قوانین فازی بین ورودی و خروجی.

این پایگاه داده فازی 2 بعدی، 2 خاصیت جالب دارد. همانطور که از شکل 4-5 و جدول 1-4 قابل مشاهده است، وقتی نقطه نمایشگر در ربع دوم و چهارم قرار می گیرد، قوانین فازی طوری قرار می گیرند که سطح لغزشی ترمینال به مسیری مشابه حرکت سیستم حرکت می کند و این همان دوران ساعتگرد سطح لغزشی می باشد. دوم اینکه وقتی نقطه نمایشگر در ربع اول و سوم قرار می گیرد، قوانین طوری شکل می گیرند که مسیر موجب جابجا شدن سطح لغزشی بصورت پادساعتگرد می گردد. با این نوع تعریف قوانین فازی، نیازی به جابجا کردن سطح لغزشی نخواهیم داشت. با این حال بزرگترین ایراد برای پایگاه داده دو بعدی ایجاد $n \times k$ قانون است، که k تعداد مقادیر زبانی برای $e(t)$ و n تعداد مقادیر زبانی برای $\dot{e}(t)$ می باشد.

با توجه مناسب می توان فهمید که هر یک از قوانین در هر ربع متقارن با قوانین در ربع همجوار خود می باشد. وقتی سیستم در ربع اول قرار دارد و $E(t) = PM$ و $\dot{E}(t) = PM$ خروجی کنترلر بصورت $\lambda_{2D}^f = M$ می باشد. مقدار یکسان را حتی با تعویض هر یک از علامت ورودی ها در ربع مجاور می توان گرفت.

if $E(t) = NM$ and $\dot{E}(t) = PM$ then $\lambda_{2D}^f = M$ (ربع دوم)

if $E(t) = NM$ and $\dot{E}(t) = NM$ then $\lambda_{2D}^f = M$ (ربع سوم)

if $E(t) = PM$ and $\dot{E}(t) = NM$ then $\lambda_{2D}^f = M$ (ربع چهارم)

بطور مشابه وقتی

if $E(t) = NM$ and $\dot{E}(t) = PB$ then $\lambda_{2D}^f = B$

همین مقادیر را برای خروجی را می توان به شرط تغییر علامت هر یک از ورودی ها در ربع همجوار می توان بدست آورد.

if $E(t) = PM$ and $\dot{E}(t) = PB$ then $\lambda_{2D}^f = B$ (ربع اول)

if $E(t) = NM$ and $\dot{E}(t) = NB$ then $\lambda_{2D}^f = B$ (ربع سوم)

if $E(t) = PM$ and $\dot{E}(t) = NB$ then $\lambda_{2D}^f = B$ (ربع چهارم)

با در نظر گرفتن این خاصیت، می توان تعداد قوانین فازی دو بعدی را به مقدار قابل ملاحظه ای کاهش داد. این امر را می توان با دو روش انجام داد. اول، می توانیم فقط از قوانین ربع اول استفاده کنیم که شامل 16 قانون و در برگیرنده تمام حالت ها می باشد. پس از ضرب متغیرها در علامتشان و فازی سازی، می توان آن ها را به عنوان ورودی به یک سیستم فازی دو بعدی و تنها در موقعیت ربع اول، در نظر گرفت. با این روش کاهش قابل ملاحظه ای را در قوانین فازی دو بعدی می توان انجام داد. بطور مثال در حالتی که 7 تابع عضویت برای هر دو متغیر داشته باشیم تعداد قوانین از 49 به 16 کاهش می یابد.

دوم، با استفاده از کاهش قوانین خطی، می توانیم حتی بعد سیستم را از 2 به 1 کاهش دهیم (با تعداد قوانین 7 تا).

بطور آشکار با استفاده از همان روش کاهش 49 قانون به 16، به راحتی با همان استراتژی و این بار با استفاده از تفاضل قدر مطلق 2 متغیر ورودی فازی $e(t)$ و $\dot{e}(t)$ می توانیم یک ورودی برای پایگاه داده تک ورودی استفاده نماییم.

$$E_d(t) = |E(t)| - |\dot{E}(t)| \quad (6-4)$$

بطوریکه $E_d(t)$ ، تفاضل قدر مطلق متغیر های خطاست. بنابراین، یک سیستم منطق فازی با یک ورودی و تک بعدی با تعداد قوانین فازی 7 به فرم زیر خواهیم داشت.

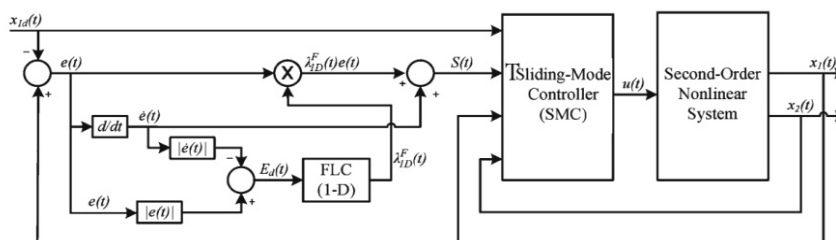
$$\text{if } E_d(t) \text{ is } ED \text{ then } \lambda_{1D}^f \text{ is } A_{1D} \quad (7-4)$$

که در آن ED و A_{1D}^f مجموعه های فازی $E_d(t)$ و λ_{1D}^f می باشد. با مطالعه تمام حالت های ممکن در پایگاه داده فازی 2 بعدی، براحتی می توان یک پایگاه داده تک بعدی مطابق جدول 2-4 ساخت.

جدول 2-4: قوانین فازی تک بعدی برای سیستم دو ورودی

$E_d(t)$	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
$\lambda_{1D}^F(t)$	VVB	VB	B	M	S	VS	VVS

بلوک دیاگرام متناظر با کنترلر پیشنهاد شده بصورت شکل 6-4 می باشد.



شکل 4-6: کنترل کننده فازی پیشنهادی برای تک بعدی کردن ورودی ها.

بطور واضح محاسبه متغیر زمانی ضریب سطح لغزشی ترمینال در این حالت به مراتب از پیچیدگی کمتری برخوردار است.

در این مرحله کار محاسبه λ تمام شده است. کنترلر علاوه بر λ به γ نیز بستگی دارد. اما محاسبه γ نیز دقیقاً مشابه محاسبه λ خواهد بود با این تفاوت که بازه تغییرات γ بین $[1, 2]$ باید باشد بنابراین توابع عضویت ورودی و خروجی را می توان مشابه شکل 4-4 ولی در بازه $[1, 2]$ مشخص نمود [25].

روش بالا، یک راه مناسب برای به کارگیری سیستم هوشمند فازی در کنترل مد لغزشی ترمینال است بدون آن که با بالا رفتن تعداد قوانین، تعداد محاسبات زیاد شده و در نتیجه سرعت پاسخ دهی سیستم کاهش یابد.

4-3-2- استفاده از سیستم فازی در کاهش پدیده لرزش در کنترل مد لغزشی

پدیده لرزش در سیستم های ساختار متغیر، می تواند سبب شود که دینامیک های مدل نشده و مدهای ناپایدار سیستم ظاهر شوند. همچنین به علت نوسان کردن سیستم، آسیب های زیادی به عملکرد و سیستم وارد خواهد شد.

چون توابع فازی یک مقدار پیوسته در خروجی دارند، از طریق جایگزین نمودن سیستم فازی به جای تابع علامت (sgn)، می توان بر این مشکل غلبه کرد.

اما با جایگزین نمودن کنترل کننده فازی، بایستی پایداری سیستم اثبات گردد. محدوده خروجی فازی نیز بایستی به نحوی تعیین شود که سیستم در محدوده پایداری باقی بماند. برای اطلاعات بیشتر در مورد این روش، مطالعه مرجع [26] توصیه می شود.

فصل پنجم

شبه سازی

فصل 5- شبیه سازی

5-1- مقدمه

در سال های اخیر استفاده از روش کنترل مد لغزشی در سیستم های بسیار افزایش یافته است. یکی از مهمترین دلایل آن این است که زمانی که حالت های سیستم به سطح لغزش رسیدند، سیستم بر روی سطح باقی می ماند و نسبت به پارامترها غیر حساس خواهد شد.

در این فصل، ابتدا مدل خودرو را تشریح می کنیم، سپس با اعمال کنترل کننده های مد لغزشی، مد لغزشی ترمینال و مد لغزشی ترمینال فازی و انجام شبیه سازی های کامپیوتری، به بررسی پایداری و عملکرد سیستم خواهیم پرداخت.

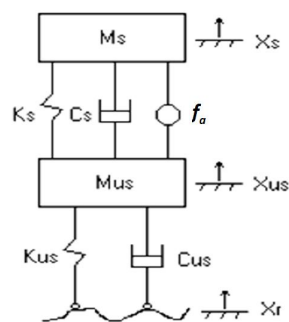
5-2- مدل سیستم تعلیق

سیستم تعلیق خودرو در اکثر مقالات به صورت های مدل یک چهارم، یک دوم و کامل توصیف می شوند. مدل کامل تمام حرکات خودرو را بررسی می کند، مدل یک دوم یا نیمه، حرکت عمودی و کناری خودرو را تحلیل می کند، اما مدل یک چهارم، تنها بر روی یک چرخ به تحقیق و بررسی می پردازد و یک چرخ را مستقل از بقیه فرض می کند. در این پایان نامه از این مدل که ساده ترین مدل است برای شبیه سازی ها استفاده شده است.

5-2-1- مدل یک چهارم خودرو

در اینجا به بررسی مدلی ساده از سیستم تعلیق خودرو می پردازیم، سپس با در نظر گرفتن پارامترهای غیرخطی این مدل، آنرا به مدل واقعی سیستم تعلیق نزدیک تر خواهیم کرد.

مدل یک چهارم سیستم تعلیق خودرو در حالت ساده به صورت شکل 5-1 نظر گرفته می شود:



شکل 1-5: مدل یک چهارم سیستم تعلیق خودرو

$$M_s \ddot{x}_s = K_s(x_{us} - x_s) + C_s(\dot{x}_s - \dot{x}_{us}) + f_a$$

$$M_{us} \ddot{x}_{us} = K_{us}(x_{us} - x_r) + C_{us}(\dot{x}_{us} - \dot{x}_r) - K_s(x_s - x_{us}) - C_s(\dot{x}_s - \dot{x}_{us}) - f_a \quad (1-5)$$

که روابط (1-5) معادلات دیفرانسیل سیستم تعلیق شکل 1-5 را توصیف می کنند.

معادلات فوق را به صورت (2-5) در فضای حالت می نویسیم:

$$X = (x_s \quad \dot{x}_s \quad x_{us} \quad \dot{x}_{us})$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{K_s}{M_s} & -\frac{C_s}{M_s} & \frac{K_s}{M_s} & \frac{C_s}{M_s} \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ \frac{K_s}{M_{us}} & \frac{C_s}{M_{us}} & -\frac{K_t+K_s}{M_{us}} & -\frac{C_{us}+C_s}{M_{us}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{f_a}{M_s} \\ 0 \\ \frac{K_t}{M_{us}} x_r + \frac{C_{us}}{M_{us}} \dot{x}_r - \frac{1}{M_{us}} f_a \end{bmatrix} \quad (2-5)$$

$$y = [1 \quad 0 \quad -1 \quad 0] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix}$$

چنانچه مشاهده می شود مدل (2-5) دارای دو ورودی مجزا است: ورودی کنترل f_a و ورودی

اغتشاش سطح جاده x_r . ورودی کنترل سیستم تعلیق بین جرم معلق M_s که همان بدنه خودرو

است و جرم نامعلق M_{us} که شامل چرخ و لاستیک خودرو می شود وارد خواهد شد. ورودی اغتشاش جاده نیز از ناحیه سطح جاده به سیستم وارد می شود.

x_s فاصله جرم معلق از نقطه مرجع زمین و x_{us} فاصله جرم نامعلق از نقطه مرجع زمین است.

5-2-2- پارامترهای غیرخطی

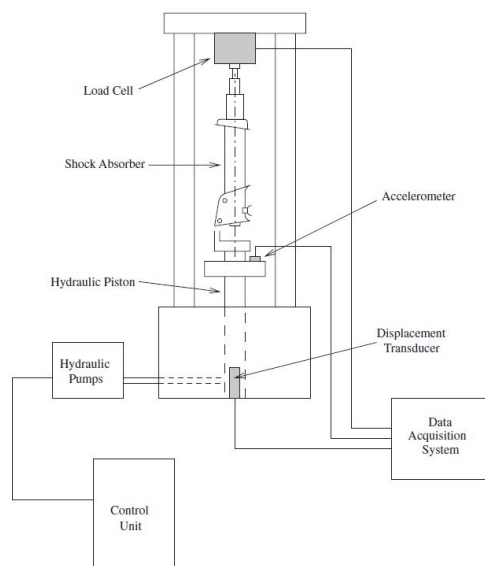
5-2-2-1- ضربه گیر غیرخطی

در مدل های خطی سیستم تعلیق، مقدار ضریب میرایی ضربه گیر C_s ، و مقدار ضریب کششی فنر K_s ثابت در نظر گرفته می شود. اما در عمل این پارامترها کاملاً ثابت نیستند و به سرعت بالا و پایین رفتن فنر و کمک فنر خودرو بستگی دارند. به بیان دیگر در رابطه (5-2)، C_s و K_s یک مقدار ثابت نیستند و سرعت بین بدنه و چرخ تعیین کننده مقدار آنها خواهد بود [27].

در این جا، مدلی بررسی می شود که در آن تنها اندازه ضربه گیر غیرخطی است. همان طور که در فصل دوم ذکر شد، تقریباً تمامی کمک فنرهای مدرن امروزی از نوع حساس به سرعت¹ می باشند، بدین معنا که در سرعت های بالای سیستم تعلیق (جاده های پردست انداز)، کمک فنر مقاومت بیشتر و در سرعت های پایین مقاومت کمتری از خود نشان می دهد که این امر نرمی و راحتی رانندگی را بسیار بیشتر می نماید. با یک سری آزمایشات، نمودار مشخصه ضریب میرایی C_s نسبت به تغییرات سرعت به دست می آید [28] و [29]. معمولاً تولیدکنندگان کمک فنر آن را به

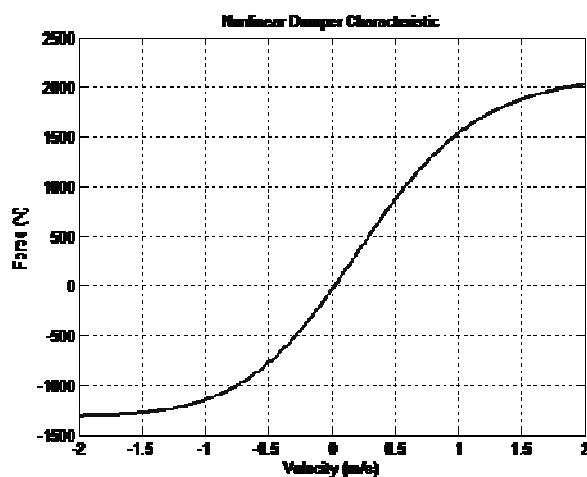
¹ Sensitive velocity

همراه مشخصات فنی کالا به شرکت های خودروسازی ارائه می کنند. شکل 2-5 نمایش روش به دست آوردن نمودار مشخصه یک ضربه گیر می باشد.



شکل 2-5: نمایش روش آزمایش و به دست آوردن نمودار مشخصه کمک فنر [29].

نمودار مشخصه یک ضربه گیر که از مرجع [30] برداشته شده است در حالت کلی شبیه به شکل 3-5 است [29]، در شبیه سازی های این پایان نامه، از نمودار مشخصه ای مشابه استفاده خواهد شد، که با توجه به مقدار نامی ضربه گیر به کار رفته در شبیه سازی، مقدار آن متفاوت خواهد بود.



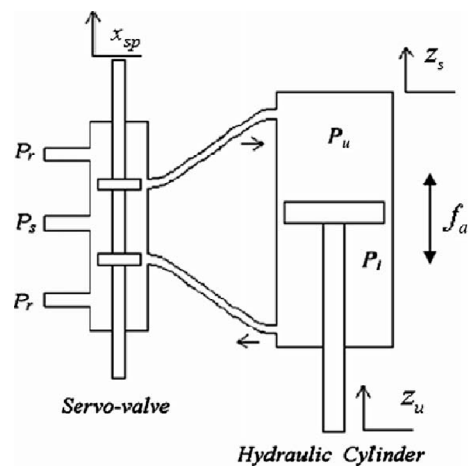
شکل 3-5: نمودار مشخصه یک کمک فنر [30].

5-2-2-2- عملگر هیدرولیکی غیرخطی

معادلات (1-5) نمایش فضای حالت سیستم تعلیق، از قسمت بعد از سیگنال عملگر است. در عمل سیگنال کنترل f_a تنها با یک عملگر که دینامیک خطی دارد قابل تأمین است. به عبارت دیگر چنانچه بخواهیم سیگنال f_a را بسازیم بایستی عملگری در اختیار داشته باشیم که همانند یک تقویت کننده رفتار می کند. در سیستم های مکانیکی عملگرها به علت وجود لختی (اینرسی) دارای دینامیک هستند و این دینامیک به سیستم اضافه خواهد شد.

چنانچه از عملگرهای جدیدی همچون LEM که ساخت شرکت Bose است استفاده کنیم، به خاطر وجود اینرسی کم، ساخت سیگنال f_a تا حدودی میسر خواهد بود. اما در سیستم های تعلیق به کارگیری این عملگر به تازگی متداول شده است و تنها در خودروهای اشرافی استفاده می شود. در این پایان نامه از عملگر مکانیکی که دارای اینرسی نیز هست اما بسیار ارزان تر است استفاده شده است؛ بنابراین دینامیک آن نیز در نظر گرفته می شود.

شکل 4-5 سیستم عملگر الکتروهیدرولیکی به کار گرفته شده را نشان می دهد.



شکل 4-5: مدل عملگر الکتروهیدرولیکی [31].

در این شکل، P_r فشار بازگشتی و P_s فشار تولید شده را نشان می دهد. x_{sp} وضعیت شیر سروو، P_u فشار سیال در بالای سیلندر و P_l فشار سیال در پایین سیلندر است.

عملگر هیدرولیکی¹ به کار گرفته شده در این مدل دارای یک دینامیک غیرخطی می باشد. پس اگر بخواهیم مدل کاملتری از یک سیستم تعلیق فعال ارائه کنیم، بایستی به (5-1)، معادلات عملگر را هم اضافه نماییم. معادلات (5-3) نمایش معادلات غیرخطی یک عملگر الکتروهیدرولیکی می باشد که از مراجع [31] و [32] برداشته شده است.

$$\dot{f}_a = -\alpha_f A_p^2 (\dot{x}_s - \dot{x}_{us}) - \beta f_a + \gamma A_p x_{sp} \sqrt{P_s - \text{sgn}(x_{sp}) f_a / A_p}$$

$$\dot{x}_{sp} = (-x_{sp} + i_{sv}) / \tau \quad (3-5)$$

در معادلات اخیر، i_{sv} جریان شیر و τ ثابت زمانی مکانیکی سیستم شیر سرو² است. لازم به ذکر است که P_r صفر تقریب زده شده است [33].

پس بایستی حالت های (5-4) را نیز به فضای حالت (5-2) اضافه نماییم.

$$x_5 = f_a, \quad x_6 = x_{sp} \quad (4-5)$$

3-5- کنترل مد لغزشی

از دلایل محبوبیت روش کنترل مد لغزشی، عدم حساسیت نسبت به تغییر پارامترها، مقاوم بودن نسبت به عدم قطعیت های مدل شده و نیز کاهش مرتبه سیستم اصلی می باشد.

طراحی کنترل مد لغزشی از دو مرحله تشکیل می گردد:

¹ Hydraulic Actuator

² Servo Valve

مرحله اول - انتخاب یک سطح لغزش مناسب به طوری که وقتی حالت های سیستم به سطح مورد نظر رسید، بر روی آن بماند و سیستم کارایی مطلوب را از خود نشان دهد.

مرحله دوم - طراحی یک فیدبک حالت ناپیوسته به طوری که بتواند حالت های سیستم را به سطح مورد نظر برساند.

در این پروژه با یک سیستم مرتبه ششم روبرو هستیم، بنابراین سطح لغزش را به صورت (5-5) در نظر می گیریم:

$$s = e_6 + \beta_5 e_5 + \beta_4 e_4 + \beta_3 e_3 + \beta_2 e_2 + \beta_1 e_1 \quad (5-5)$$

خطاهای $e_6, \dots, e_1$ از حالت های $x_6, \dots, x_1$ تشکیل شده اند، و این حالت ها هنگامی که خودرو از دست انداز عبور می کند، همگی به سمت صفر میل نمی کنند. نکته ای که در این جا بایستی در نظر گرفته شود این است که با انتخاب سطح لغزش به صورت فوق، حالت ها دیگر به مبدا همگرا نخواهند شد.

5-3-1- انتخاب حالت های مناسب

انتخاب مناسب حالت ها سبب می شود هنگام طراحی، برای تعیین حالت مطلوب X_d ، کمتر دچار دردسر شویم و آنرا صفر در نظر بگیریم. بنابراین بایستی در انتخاب حالت ها به گونه ای عمل کنیم که با هدف ما که بازگشتن خودرو به حالت تعادل است، سازگار باشد. پس حالت ها را به فرم (5-6) انتخاب می کنیم که پس از عبور از دست انداز تمام آنها به سمت صفر میل کنند.

$$\begin{aligned} x_1 &= x_s - x_{us} , \\ x_2 &= \dot{x}_s - \dot{x}_{us} , \\ x_3 &= x_{us}, \\ x_4 &= \dot{x}_{us} , \\ x_5 &= f_a , \\ x_6 &= x_{sp} . \end{aligned} \quad (6-5)$$

x_1 فاصله میان جرم معلق و نامعلق، x_2 سرعت تغییرات این فاصله، x_3 را تغییرات فاصله جرم نامعلق از سطح جاده و x_4 را تغییرات سرعت جرم نامعلق نسبت به تغییرات سطح جاده تعریف می کنیم. x_5 نیروی اعمالی از طریق عملگر بین جرم معلق و نامعلق است، و x_6 وضعیت شیر عملگر است. در این صورت فضای حالت به صورت (5-7) نوشته می شود:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \\ \dot{x}_5 \\ \dot{x}_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{K_s}{M_s} - \frac{K_s}{M_{us}} & -\frac{C_s}{M_s} - \frac{C_s}{M_{us}} & \frac{K_t}{M_{us}} & \frac{C_{us}}{M_{us}} & \frac{1}{M_s} + \frac{1}{M_{us}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{K_s}{M_{us}} & \frac{C_s}{M_{us}} & -\frac{K_t}{M_{us}} & -\frac{C_{us}}{M_{us}} & -\frac{1}{M_{us}} & 0 \\ 0 & -\alpha_f A_p^2 & 0 & 0 & -\beta & h(x_5, x_6) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \tau^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_6 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{K_t}{M_{us}} x_r + \frac{C_{us}}{M_{us}} \dot{x}_r \\ 0 \\ \frac{1}{\tau} u \end{bmatrix}, \quad h(x_5, x_6) = \gamma A_p \sqrt{P_s - \text{sgn}(x_6) x_5 / A_p}$$

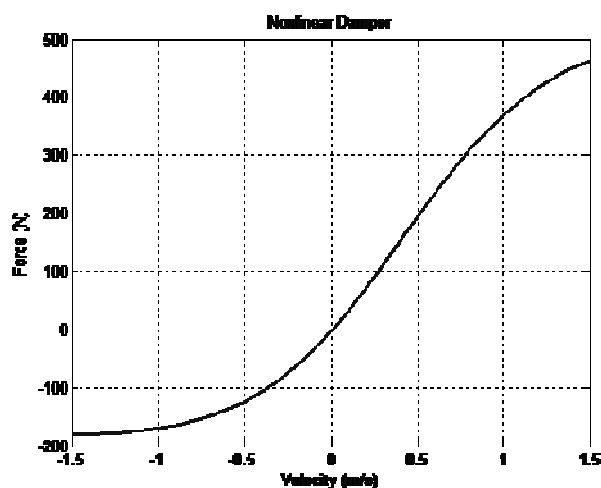
$$y = [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_6 \end{bmatrix} \quad (7-5)$$

در اطراف نقطه تعادل با وجود عدم قطعیت و این که در طول زمان ممکن است خیلی از این پارامترها تغییر کنند و نیز وزن خودرو که بعد از نشستن سرنشین ها تغییر می کند، پارامترهای نامی به صورت جدول 5-1 است که از مرجع [31] برداشته شده است:

جدول 1-5: مقادیر نامی پارامترهای مدل یک چهارم سیستم تعلیق خودرو.

$M_s = 243 \quad Kg$	$M_{us} = 40 \quad Kg$
$K_s = 14671 \quad N/m$	$K_{us} = 124660 \quad N/m$
$C_{us} = 414 \quad Ns/m$	$C_s = \text{Nolinear Damper,}$ $\text{in equilibrium } 370 \quad Ns/m$

در این شبیه سازی ها مشخصه فنر به صورت شکل 5-5 است.



شکل 5-5: مشخصه فنر استفاده شده در شبیه سازی ها.

اما عدم قطعیت در نظر گرفته شده در طراحی کنترل کننده به صورت زیر است که با مقدار نامی تفاوت دارد [34]. در شبیه سازی ها این اختلاف رعایت شده است که در جدول 2-5 می بینیم.

جدول 2-5: عدم قطعیت در مقادیر پارامترهای سیستم تعلیق.

$\hat{M}_s = 1.05 \times 243 \quad Kg$	$\hat{M}_{us} = 1.05 \times 40 \quad Kg$
$\hat{K}_s = 1.05 \times 14671 \quad N/m$	$\hat{K}_{us} = 1.05 \times 124660 \quad N/m$
$\hat{C}_{us} = 1.05 \times 414 \quad Ns/m$	$\hat{C}_s = 1.05 \times 370 \quad Ns/m$

و مشخصات عملگر به صورت جدول 3-5 است:

جدول 3-5: پارامترهای تحریک کننده (Actuator).

$\gamma = 1.545 \times 10^9 \quad N/m^{5/2}kg^{1/2}$	$\alpha_f = 4.515 \times 10^3 \quad N/m^5$
$A_p = 3.35 \times 10^{-4} \quad m^2$	$P_s = 10342500 \quad Pa$
$\beta = 1 \quad s^{-1}$	$\tau = 1/30 \quad s$

پس در نقطه تعادل حالت ها به صورت (8-5) توصیف می شوند.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \\ \dot{x}_5 \\ \dot{x}_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -427.1 & -29.1 & 3116.5 & 10.4 & 0.0291 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 366.8 & 25 & -3116.5 & -10.4 & -0.0250 & 0 \\ 0 & -5.067e-4 & 0 & 0 & -1 & h(x_5, x_6) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -30 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_6 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 30 \end{bmatrix} u + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 3116.5x_r + 10.4\dot{x}_r \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{d_x} \quad (8-5)$$

در گام نخست برای طراحی کنترل کننده لغزشی، بایستی معادلات را به فرم (9-5) درآوریم:

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= z_2 \\ \dot{z}_2 &= z_3 \\ \dot{z}_3 &= z_4 \\ \dot{z}_4 &= z_5 \\ \dot{z}_5 &= z_6 \\ \dot{z}_6 &= f(z_1, z_2, z_3, z_4, z_5, z_6) + g(z_1, z_2, z_3, z_4, z_5, z_6)u + d_x \end{aligned} \quad (9-5)$$

بایستی با تبدیلات همانندی، معادلات حالت را در فرمی به دست می آوریم که بتوانیم آنرا به

صورت کانونیکال بنویسیم. از ماتریس تبدیل (10-5) استفاده می کنیم:

$$T = \begin{bmatrix} 1 & -0.0033 & 1.1646 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1.7037 & 1.1646 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (10-5)$$

با استفاده از این تبدیل، معادلات حالت در فرم جدید (11-5) بدست می آیند:

$$\dot{w}(t) = TAT^{-1} w(t) + TB u(t) + Td_x \quad (11-5)$$

$$y(t) = CT^{-1} w(t)$$

با جایگذاری مقادیر خواهیم داشت:

$$\begin{bmatrix} \dot{w}_1 \\ \dot{w}_2 \\ \dot{w}_3 \\ \dot{w}_4 \\ \dot{w}_5 \\ \dot{w}_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -513 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 366.8 & 26.2 & -3586.2 & -39.5 & -0.0250 & 0 \\ 0 & -5.067e-4 & 8.6326e-4 & 5.901e-4 & -1 & h(w_5, w_6) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -30 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \\ w_3 \\ w_4 \\ w_5 \\ w_6 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 30 \end{bmatrix} u + Td_x, \quad h(w_5, w_6) = \gamma A_p \sqrt{P_s - \text{sgn}(w_6) w_5 / A_p} \quad (12-5)$$

مقدار حداکثر Td_x را محاسبه می کنیم:

$$d_w = Td_x = T \times \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 3116.5\dot{x}_r + 10.4\ddot{x}_r \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 3629.5\dot{x}_r + 12.1\ddot{x}_r \\ 0 \\ 3116.5\dot{x}_r + 10.4\ddot{x}_r \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (13-5)$$

با در نظر گرفتن فاصله بدنه خودرو از سطح زمین، نرم d_w را محاسبه می کنیم. در محاسبات

بزرگترین اندازه تغییرات جاده، که خودرو با توجه به فاصله بدنه از سطح زمین قادر است از آن

عبور کند، 15 سانتی متر در نظر گرفته شده است $(\max(x_r) = 15cm)$. همچنین حداکثر سرعت تغییرات آن 5 متر بر ثانیه در نظر گرفته شده است $(\max(\dot{x}_r) = 5m/s)$.

$$\|d_w\|_{\infty} < D, D = 604 \quad (14-5)$$

5-3-2 طراحی سیستم کنترل لغزشی

حال می توانیم با تبدیل متغیرها، سیستم را به فرم فیدبک خطی (5-15) بنویسیم.

$$\dot{z}_1 = w_2 \quad \rightarrow \dot{z}_1 = z_2$$

$$\dot{z}_2 = -513w_3 \quad \rightarrow \dot{z}_2 = z_3$$

$$\dot{z}_3 = -513w_4 \quad \rightarrow \dot{z}_3 = z_4$$

$$\dot{z}_4 = -513 * (366.8w_1 + 26.2w_2 - 3586.2w_3 - 39.5w_4 - 0.025w_5)$$

$$\rightarrow \dot{z}_4 = z_5$$

$$\dot{z}_5 = -513 * (366.8\dot{w}_1 + 26.2\dot{w}_2 - 3586.2\dot{w}_3 - 39.5\dot{w}_4 - 0.025\dot{w}_5)$$

$$\dot{z}_5 = -513 * [366.8w_2 + 26.2(-513)w_3 - 3586.2w_4 - 39.5(366.8w_1 +$$

$$26.2w_2 - 3586.2w_3 - 39.5w_4 - 0.025w_5) - 0.025((-5.067e - 4)w_2 +$$

$$(8.6326e - 4)w_3 + (5.901e - 4)w_3) - w_5 + \gamma A_p \sqrt{P_s - sgn(w_6) w_5 / A_p w_6}]$$

$$\rightarrow \dot{z}_5 = z_6$$

$$\begin{aligned}
\dot{z}_6 = & -513 * (366.8(-513)w_3 + 26.2(-513)w_4 - 3586.2\dot{w}_4 - \\
& 39.5(366.8w_2 + 26.2(-513)w_3 - 3586.2w_4 - 39.5\dot{w}_4 - 0.025\dot{w}_5) - \\
& 0.025((-5.067e - 4)(-513)w_3 + (8.6326e - 4)w_4 + (5.901e - 4)\dot{w}_4) - \\
& w_5 + \gamma A_p \left(\frac{-sgn(w_6)\dot{w}_5}{2\sqrt{P_s - sgn(w_6)w_5/A_p}} + \sqrt{P_s - sgn(w_6)w_5/A_p} (-30w_6 + 30u) \right) \\
\ldots \rightarrow \dot{z}_6 = & f(w_1, w_2, w_3, w_4, w_5, w_6) + g(w_5, w_6)u
\end{aligned} \tag{15-5}$$

سطح لغزش را به فرم (5-5) در نظر می گیریم:

$$s = e_6 + \beta_5 e_5 + \beta_4 e_4 + \beta_3 e_3 + \beta_2 e_2 + \beta_1 e_1$$

که در آن خطا به صورت (5-16) تعریف شده است:

$$\begin{aligned}
e_1 &= z_1 - z_{d1} , \\
e_2 &= z_2 - z_{d2} , \\
e_3 &= z_3 - z_{d3} , \\
e_4 &= z_4 - z_{d4} , \\
e_5 &= z_5 - z_{d5} , \\
e_6 &= z_6 - z_{d6} .
\end{aligned} \tag{16-5}$$

از معادله لغزش مشتق می گیریم:

$$\dot{s} = \dot{z}_6 - \dot{z}_{d6} + \beta_5 e_6 + \beta_4 e_5 + \beta_3 e_4 + \beta_2 e_3 + \beta_1 e_2 \tag{17-5}$$

با جایگذاری معادلات (5-15) در (5-17) به (5-18) می رسیم.

$$\dot{s} = f(z) + g(z)u + d_w - \dot{z}_{d6} + \beta_5 e_6 + \beta_4 e_5 + \beta_3 e_4 + \beta_2 e_3 + \beta_1 e_2 \tag{18-5}$$

تابع کاندید لیاپانوف را برای این سطح به صورت (5-19) می نویسیم.

$$V = \frac{1}{2} s^2 \quad (19-5)$$

شرط پایداری این است که مشتق تابع لیاپانوف منفی شود.

$$\dot{V} = s\dot{s} \leq 0 \quad \rightarrow \quad s\dot{s} \leq -\eta|s| \quad \rightarrow \quad \dot{s} \leq -\eta \operatorname{sgn}(s) \quad (20-5)$$

معادله سطح لغزش (18-5) را در شرط مشتق تابع لیاپانوف (20-5) جایگذاری می کنیم.

$$f(z) + g(z)u + d_w - \dot{z}_{d6} + \beta_5 e_6 + \beta_4 e_5 + \beta_3 e_4 + \beta_2 e_3 + \beta_1 e_2 \leq -\eta \operatorname{sgn}(s) \quad (21-5)$$

قانون کنترل (22-5) با شرط $K(z)$ به صورت (23-5)، شرط لغزشی را برقرار می کند.

$$u = \frac{1}{\hat{g}(z)} (\dot{z}_{d6} - \beta_5 e_6 - \beta_4 e_5 - \beta_3 e_4 - \beta_2 e_3 - \beta_1 e_2 - \hat{f}(z) - K(z) \operatorname{sgn}(s)) \quad (22-5)$$

$$K(z) \geq (\alpha - 1) |\dot{z}_{d6} - \beta_5 e_6 - \beta_4 e_5 - \beta_3 e_4 - \beta_2 e_3 - \beta_1 e_2 - \hat{f}(z)| + \alpha(F(z) + D + \eta) \quad (23-5)$$

که در آنها بهره کنترل $g(z)$ نامعلوم ولی با حدود معین است:

$$0 < g_{\min}(z) \leq g(z) \leq g_{\max}(z) \quad (24-5)$$

$$\hat{g}(z) = [g_{\min}(z)g_{\max}(z)]^{1/2} \quad (25-5)$$

$$\alpha = \left[\frac{g_{\max}(z)}{g_{\min}(z)} \right]^{1/2} \quad (26-5)$$

$$|f(z) - \hat{f}(z)| \leq F(z) \quad (27-5)$$

برای اثبات آن کافیهست تا (22-5) را در (21-5) قرار دهیم.

$$f(z) + \frac{g(z)}{\hat{g}(z)}(\dot{z}_{d6} + d_w - \beta_5 e_6 - \beta_4 e_5 - \beta_3 e_4 - \beta_2 e_3 - \beta_1 e_2 - \hat{f}(z) - K(z)sgn(s)) - \dot{z}_{d6} + \beta_5 e_6 + \beta_4 e_5 + \beta_3 e_4 + \beta_2 e_3 + \beta_1 e_2 \leq -\eta sgn(s) \quad (28-5)$$

$$\Rightarrow \left(f(z) - \frac{g(z)}{\hat{g}(z)} \hat{f}(z) \right) + \left(1 - \frac{g(z)}{\hat{g}(z)} \right) (\dot{z}_{d6} + d_w - \beta_5 e_6 - \beta_4 e_5 - \beta_3 e_4 - \beta_2 e_3 - \beta_1 e_2) - \frac{g(z)}{\hat{g}(z)} K(z)sgn(s) \leq -\eta sgn(s) \quad (29-5)$$

که $K(z)$ از (29-5) چنین به دست می آید:

$$K(z) \geq \left| \frac{\hat{g}(z)}{g(z)} f(z) - \hat{f}(z) + d_w + \left(\frac{\hat{g}(z)}{g(z)} - 1 \right) (-\dot{z}_{d6} + \beta_5 e_6 + \dots + \beta_1 e_2) \right| + \eta \frac{\hat{g}(z)}{g(z)} \quad (30-5)$$

چونکه $f = \hat{f} + (f - \hat{f})$ و $|f - \hat{f}| \leq F$ و $\|d_w\|_\infty < D$ ، این به نوبه خود منتهی خواهد شد به:

$$K(z) \geq \frac{\hat{g}(z)}{g(z)} (F(z) + D) + \eta \frac{\hat{g}(z)}{g(z)} + \left| \frac{\hat{g}(z)}{g(z)} - 1 \right| \cdot |\hat{f}(z) - \dot{z}_{d6} + \beta_5 e_6 + \dots + \beta_1 e_2| \quad (31-5)$$

که از (31-5) به رابطه (23-5) می رسیم.

نکته ای که در این جا بایستی رعایت شود این است که معادله (32-5) هرویتز باشند، این

بدان معناست که ریشه های معادله مفروض منفی باشند.

$$S^5 + \beta_5 S^4 + \beta_4 S^3 + \beta_3 S^2 + \beta_2 S^1 + \beta_1 = 0 \quad (32-5)$$

در بخش بعد، شبیه سازی مربوطه با در نظر گرفتن قانون کنترلی (22-5)، ارائه می گردد.

3-3-5- شبیه سازی کنترل لغزشی برای سیستم تعلیق

β ها تعیین کننده سرعت رسیدن به جواب هستند. پارامترهای در نظر گرفته شده به صورت (33-5) است:

$$\beta_1 = 28350000, \beta_2 = 8122500, \beta_3 = 567000, \beta_4 = 16325, \beta_5 = 210$$

$$\alpha = 2,$$

$$\eta = 10,$$

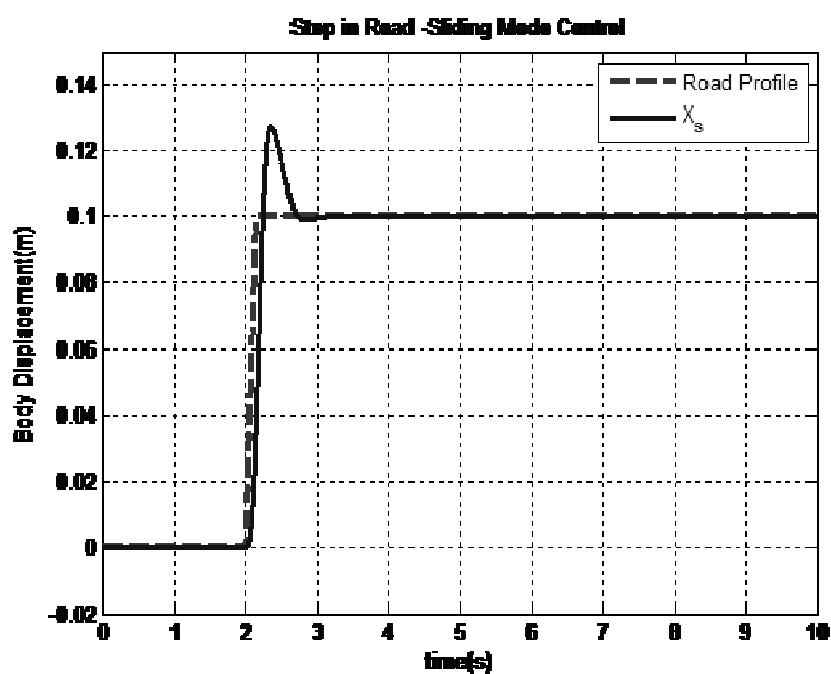
$$F(z) + D = 610$$

$$\hat{f}(w) = 1.05 \times f(w)$$

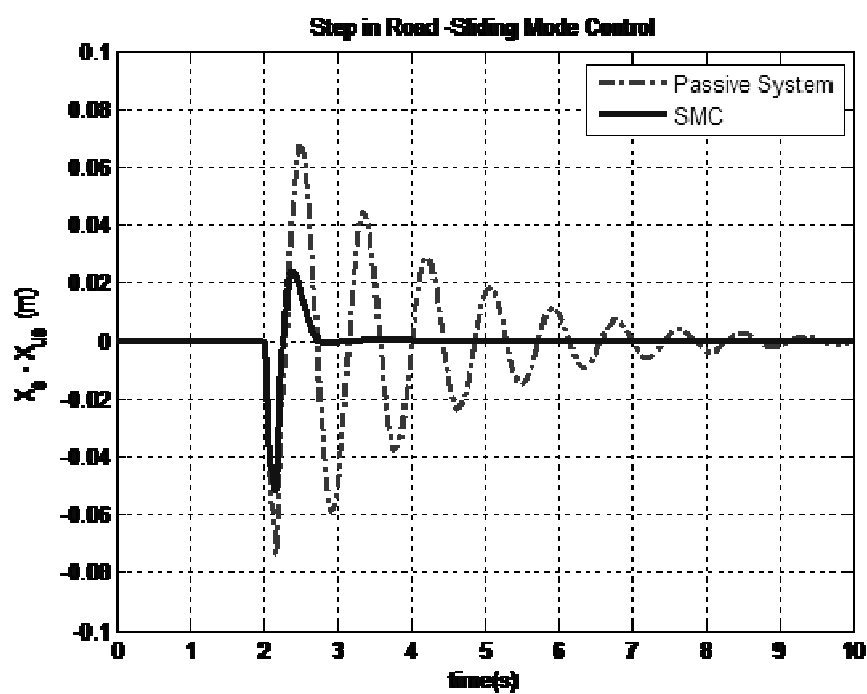
$$\hat{g}(w) = 1.05 g(w) \quad (33-5)$$

همان طور که (33-5) نشان می دهد، به جای $\hat{f}(w)$ مقداری را که در تقریب خطی سیستم به دست آمد جایگذاری کردیم.

با توجه به روابط به دست آمده در محیط سیمولینک اقدام به شبیه سازی می کنیم. شکل 5-6 نمایش جابجایی بدنه خودرو هنگامی است که خودرو از دست انداز با ارتفاع 10 سانتی متر عبور می کند و شکل 5-7 در حالت های کنترل نشده و زمانی که سیستم توسط مد لغزشی کنترل می شود، تغییر فاصله میان بدنه و چرخ خودرو را نشان می دهد. لازم به ذکر است که تغییر سطح کاملاً به صورت پله داده نشده است، بلکه به صورت یک شیب بسیار تند به سیستم اعمال شده است. برای پاسخ پله در شبیه سازی لازم بود که مشخصه کمک فنر در یک بازه بسیار وسیع مشخص باشد. چنانچه نمودار مشخصه کمک فنر به صورت یک تابع در دسترس باشد، در شبیه سازی می توان تغییر سطح پله را نیز اعمال نمود.



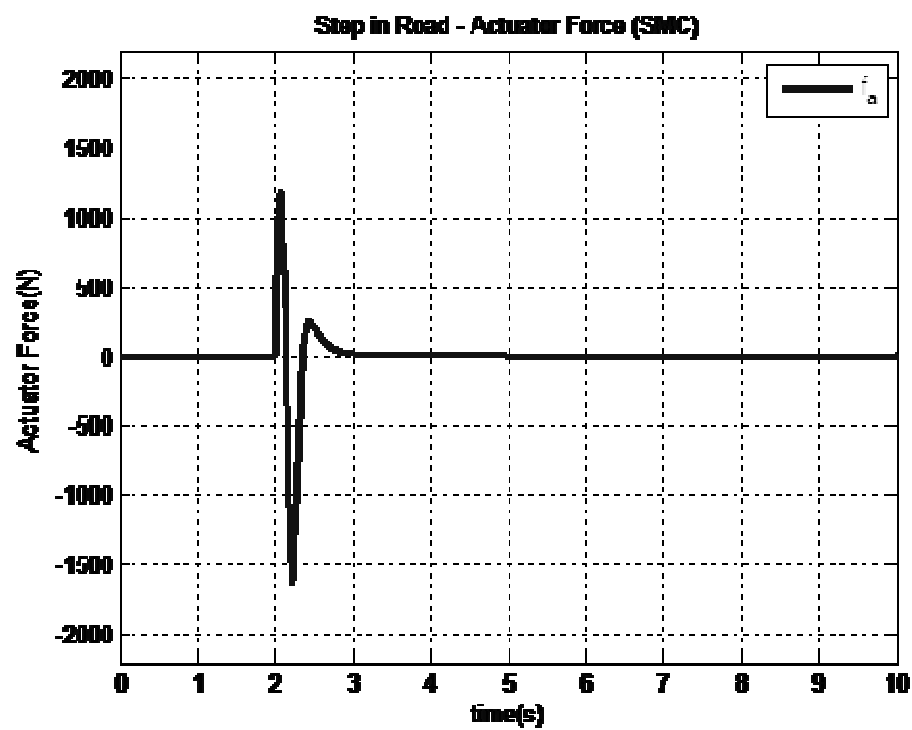
شکل 5-6: جابجایی بدنه با کنترل کننده لغزشی.



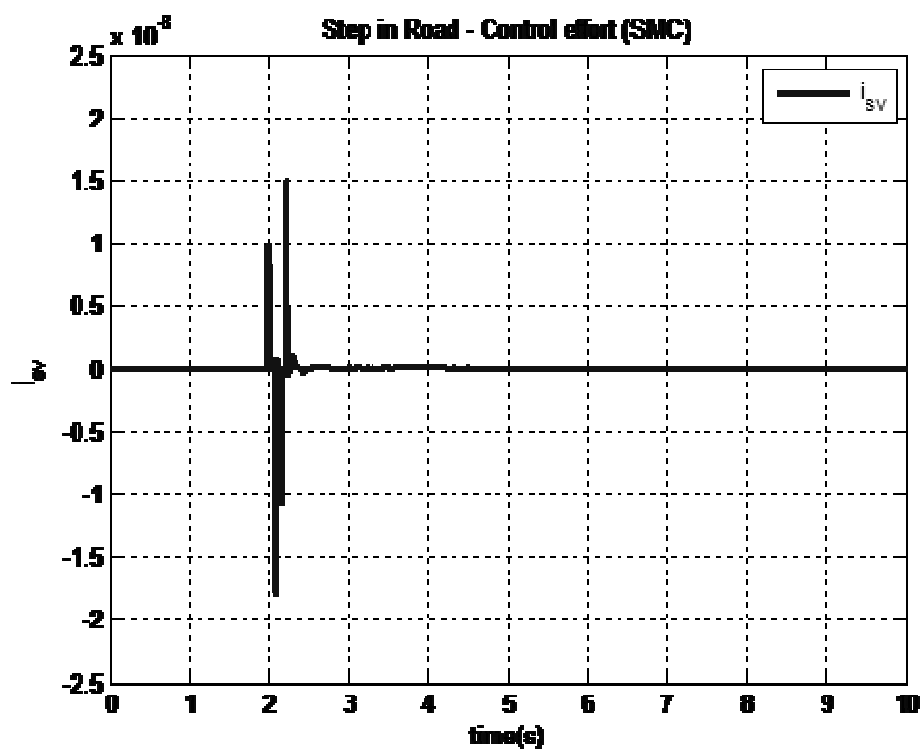
شکل 5-7: تغییر فاصله میان جرم معلق و نامعلق در دو حالت سیستم کنترل شده و کنترل نشده.

نیروی خروجی عملگر، و ورودی عملگر (سیگنال کنترل) را در شکل 5-8 و شکل 5-9 ملاحظه

می کنیم.



شکل 5-8: نیروی خروجی عملگر در کنترل مد لغزشی.



شکل 5-9: ورودی عملگر (سیگنال کنترل) در کنترل مد لغزشی.

4-5- کنترل مد لغزشی ترمینال

عملکرد دینامیکی سیستم های ساختار متغیر، توسط سطح لغزشی آنها معین می شود. بیشترین سطح لغزشی مورد کاربرد معمولاً به صورت خطی است که سبب می شود تا سیستم به طور مجانبی پایدار گردد. استفاده از چنین سطحی حالت ها را در زمان بینهایت به نقطه تعادل خود می رساند. حالت ها در این صورت در زمان معینی تنها به همسایگی نقطه تعادل خواهند رسید. اما استفاده از سطح سوئیچینگ غیرخطی سبب خواهد شد تا حالت ها با سرعت بیشتری به نقطه تعادل خود نزدیک شوند.

مد لغزشی ترمینال، یک سطح سوئیچینگ غیرخطی مناسب است که می تواند عملکرد پاسخ گذرا را بهبود بخشد.

1-4-5 طراحی کنترل مد لغزشی ترمینال

در این قسمت از روش ذکر شده در فصل چهارم برای طراحی مد لغزشی ترمینال استفاده می کنیم. برای جلوگیری از مشکل تکین بودن، روشی را به کار می گیریم که در بخش 4-3-3-4 ذکر گردید.

سطح لغزش خطی را به صورت (34-5) انتخاب می کنیم:

$$s = e_5 + \beta_4 e_4 + \beta_3 e_3 + \beta_2 e_2 + \beta_1 e_1 + \beta_0 \int e_1 dt \quad (34-5)$$

که در آن β_i ها طوری انتخاب می شوند که معادله (34-5) هرویتز باشد. مشتق اول و دوم سطح لغزش s را پس از جایگذاری مناسب، به صورت (35-5) و (36-5) به دست می آوریم.

$$\dot{s} = e_6 + \beta_4 e_5 + \beta_3 e_4 + \beta_2 e_3 + \beta_1 e_2 + \beta_0 e_1 \quad (35-5)$$

$$\ddot{s} = \dot{e}_6 + \beta_4 \dot{e}_5 + \beta_3 \dot{e}_4 + \beta_2 \dot{e}_3 + \beta_1 \dot{e}_2 + \beta_0 \dot{e}_1 \quad (36-5)$$

که با جایگذاری معادلات (15-5) و (16-5) به (37-5) می رسیم.

$$\ddot{s} = f(z) + g(z)u - \dot{z}_{d6} + \beta_4 e_6 + \beta_3 e_5 + \beta_2 e_4 + \beta_1 e_3 + \beta_0 e_2 \quad (37-5)$$

اکنون یک سطح لغزش غیرخطی را به صورت (38-5) انتخاب می کنیم.

$$l = s + \lambda \dot{s}^\gamma \quad (38-5)$$

به طوری که $\lambda > 0$ است و γ به صورت (39-5) انتخاب می شود:

$$\gamma = \frac{q}{p} \quad (39-5)$$

که در آن q و p هر دو اعداد مثبت فرد هستند و $p < q < 2p$.

مشتق سطح سوئیچینگ غیرخطی را بدین ترتیب در (40-5) بدست می آوریم:

$$\dot{l} = \dot{s} + \lambda \gamma \dot{s}^{\gamma-1} \ddot{s} \quad (40-5)$$

تابع کاندید لیاپانوف را برای این سطح به صورت (41-5) می نویسیم.

$$V = \frac{1}{2} l^2 \quad (41-5)$$

شرط پایداری این است که کاری کنیم مشتق تابع لیاپانوف به صورت (42-5) منفی باشد.

$$\dot{V} = l \dot{l} \leq 0 \quad (42-5)$$

باجایگذاری (40-5) و (37-5) در شرط پایداری (42-5) به معادله (44-5) می رسم:

$$\dot{V} = l(\dot{s} + \lambda \gamma \dot{s}^{\gamma-1} \ddot{s}) = l \lambda \gamma \dot{s}^{\gamma-1} \left(\frac{1}{\lambda \gamma} \dot{s}^{2-\gamma} + \ddot{s} \right) \quad (43-5)$$

$$\begin{aligned} \dot{V} = l \lambda \gamma \dot{s}^{\gamma-1} & \left(\frac{1}{\lambda \gamma} \dot{s}^{2-\gamma} + f(z) + g(z)u + d_w - \dot{z}_{d6} + \beta_4 e_6 + \beta_3 e_5 + \right. \\ & \left. \beta_2 e_4 + \beta_1 e_3 + \beta_0 e_2 \right) \end{aligned} \quad (44-5)$$

قانون کنترل را به صورت (45-5) در نظر می گیریم و اثبات می کنیم با این قانون، مشتق تابع

لیاپانوف (42-5) همواره منفی خواهد بود:

$$u = \frac{1}{\hat{g}(z)} (\dot{z}_{d6} - \beta_4 e_6 - \beta_3 e_5 - \beta_2 e_4 - \beta_1 e_3 - \beta_0 e_2 - \hat{f}(z) - \frac{1}{\lambda\gamma} \dot{s}^{2-\gamma} - K(z) \text{sgn}(l) - \varepsilon l(t)) \quad (45-5)$$

که $\varepsilon > 0$ و $\eta > 0$ می باشد و $K(z)$ نیز به صورت (46-5) است.

$$K(z) \geq \alpha(F(z) + \eta + D) +$$

$$(\alpha - 1) \left| \dot{z}_{d6} - \beta_4 e_6 - \beta_3 e_5 - \beta_2 e_4 - \beta_1 e_3 - \beta_0 e_2 - \hat{f}(z) - \frac{1}{\lambda\gamma} \dot{s}^{2-\gamma} - \varepsilon l(t) \right| \quad (46-5)$$

که در آن $F(z)$ ، $\hat{g}(z)$ و α طبق (24-5) تا (27-5) تعریف می شوند.

اثبات می شود با قانون کنترل به صورت (45-5) مشتق تابع لیاپانوف همواره از عددی منفی به صورت (47-5) کوچکتر است.

$$\dot{V} \leq -\lambda\gamma \dot{s}^{\gamma-1} (\eta |l(t)| + \varepsilon |l(t)|^2) \quad (47-5)$$

توجه کنید که $\dot{s}^{\gamma-1}$ از آن جهت مثبت است که با تعریف γ به صورت (39-5)، چون q و p هر دو اعداد مثبت فرد هستند و $1 < \frac{q}{p} < 2$ ، در نتیجه توان $\frac{q}{p} - 1 = \frac{q-p}{p}$ یک عدد زوج بر روی یک عدد فرد خواهد بود، پس $\dot{s}^{\gamma-1} \geq 0$.

برای اثبات رابطه (45-5) کافیت تا این رابطه را در شرط لیاپانوف (44-5) قرار دهیم.

$$l\lambda\gamma \dot{s}^{\gamma-1} \left(\frac{1}{\lambda\gamma} \dot{s}^{2-\gamma} + f(z) + g(z)u + d_w - \dot{z}_{d6} + \beta_4 e_6 + \beta_3 e_5 + \beta_2 e_4 + \beta_1 e_3 + \beta_0 e_2 \right) \leq -\lambda\gamma \dot{s}^{\gamma-1} (\eta |l(t)| + \varepsilon |l(t)|^2) \quad (48-5)$$

$$\frac{1}{\lambda\gamma} \dot{s}^{2-\gamma} + f(z) + g(z)u + d_w - \dot{z}_{d6} + \beta_4 e_6 + \beta_3 e_5 + \beta_2 e_4 + \beta_1 e_3 + \beta_0 e_2 \leq -\eta \text{sgn}(l) - \varepsilon l(t) \quad (49-5)$$

$$\begin{aligned} & \frac{g(z)}{\hat{g}(z)} \left(\dot{z}_{d6} - \beta_4 e_6 - \beta_3 e_5 - \beta_2 e_4 - \beta_1 e_3 - \beta_0 e_2 - \hat{f}(z) - \frac{1}{\lambda \gamma} \dot{s}^{2-\gamma} - \right. \\ & K z s g n l - \varepsilon l t + 1 \lambda \gamma s^{2-\gamma} + f z + d w - z d_6 + \beta_4 e_6 + \beta_3 e_5 + \beta_2 e_4 + \beta_1 e_3 + \beta_0 e_2 \\ & \left. \leq -\eta s g n(l) - \varepsilon l(t) \right) \end{aligned} \quad (50-5)$$

$$\begin{aligned} & \left(\frac{g(z)}{\hat{g}(z)} - 1 \right) \left(\dot{z}_{d6} - \beta_4 e_6 - \beta_3 e_5 - \beta_2 e_4 - \beta_1 e_3 - \beta_0 e_2 - \hat{f}(z) - \frac{1}{\lambda \gamma} \dot{s}^{2-\gamma} - \right. \\ & \left. \varepsilon l(t) \right) + f(z) - \hat{f}(z) + \eta s g n(l) \leq \left(\frac{g(z)}{\hat{g}(z)} \right) (K(z) s g n(l)) \end{aligned} \quad (51-5)$$

$$\begin{aligned} K(z) & \geq \left(\frac{\hat{g}(z)}{g(z)} \right) (F(z) + \eta + D) + \\ & \left| \frac{\hat{g}(z)}{g(z)} - 1 \right| \cdot \left| \dot{z}_{d6} - \beta_4 e_6 - \beta_3 e_5 - \beta_2 e_4 - \beta_1 e_3 - \beta_0 e_2 - \hat{f}(z) - \frac{1}{\lambda \gamma} \dot{s}^{2-\gamma} - \varepsilon l(t) \right| \end{aligned} \quad (52-5)$$

که به رابطه (46-5) می‌رسیم.

5-4-2- شبیه سازی کنترل لغزشی ترمینال برای سیستم تعلیق

با در نظر گرفتن پارامترهای کنترل کننده به صورت (53-5)، به شبیه سازی کنترل سیستم

تعلیق به روش مد لغزشی ترمینال می‌پردازیم.

$$\beta_0 = 28350000, \beta_1 = 8122500, \beta_2 = 567000, \beta_3 = 16325, \beta_4 = 210$$

$$\gamma = \frac{71}{47},$$

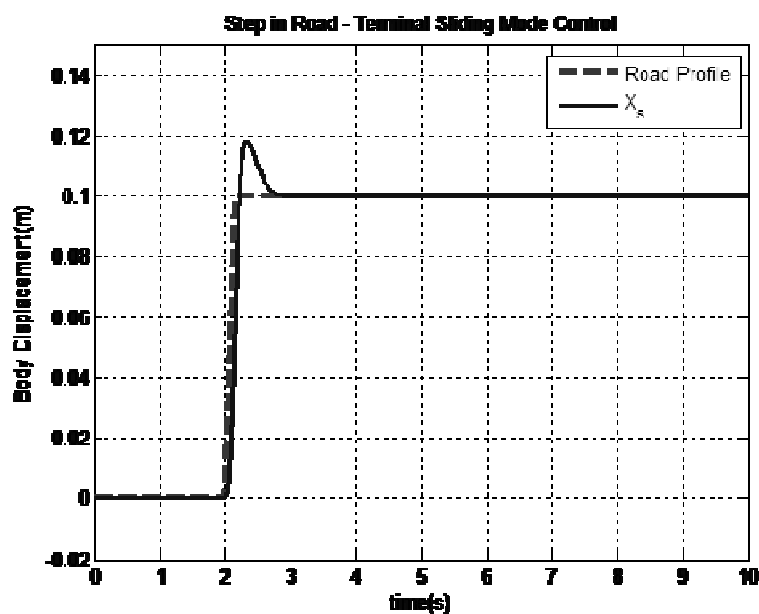
$$\alpha = 2,$$

$$\eta = 10, \quad F(z) + D = 610$$

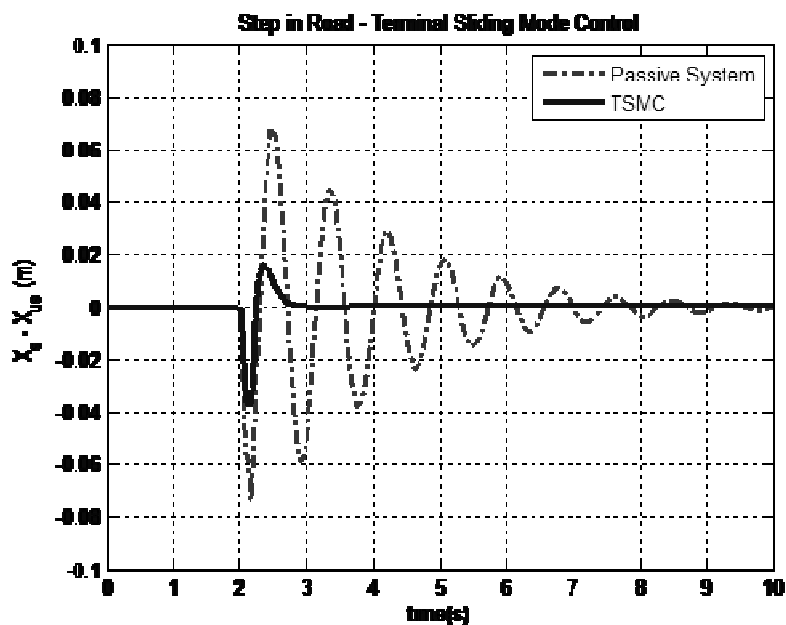
$$\hat{f}(w) = 1.05 \times f(w)$$

$$\hat{g}(w) = 1.05 g(w) \quad (53-5)$$

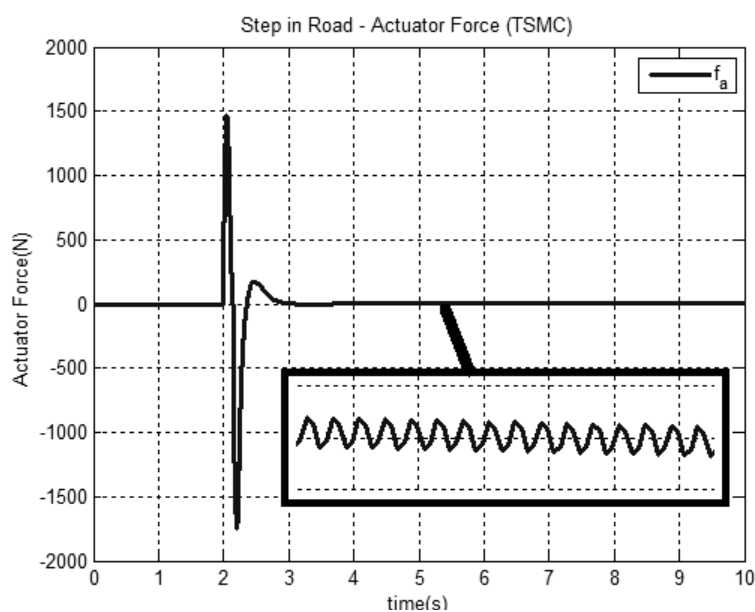
نتایج را هنگام عبور خودرو از سطح پله به ارتفاع 10 سانتی متر در شکل 5-10 می بینیم. تغییر فاصله جرم معلق و نامعلق در مقایسه با سیستم کنترل نشده در شکل 5-11 قابل مشاهده می باشد.



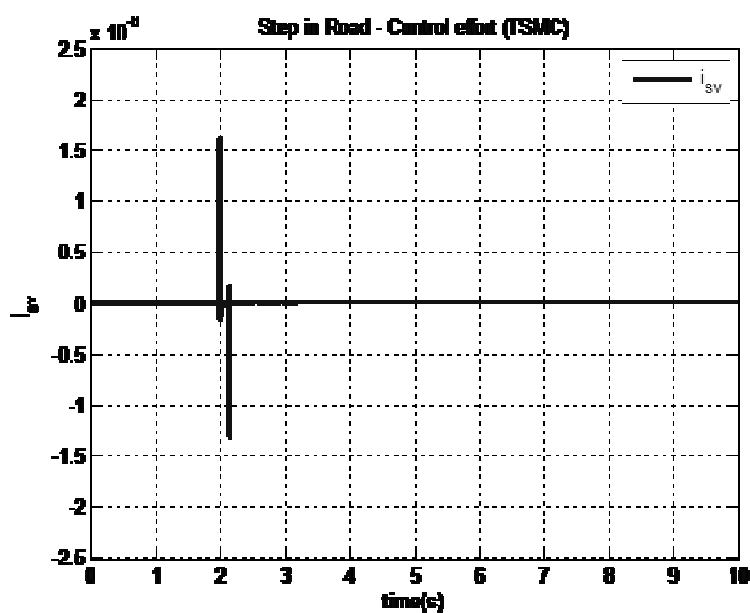
شکل 5-10: جابجایی بدنه با کنترل کننده مد لغزشی ترمینال.



شکل 5-11: تغییر فاصله میان جرم معلق و نامعلق در دو حالت سیستم کنترل شده با مد لغزشی ترمینال و کنترل نشده.



شکل 5-12: خروجی عملگر هنگام عبور خودرو از سطح پله با کنترل کننده مد لغزشی ترمینال.



شکل 5-13: ورودی عملگر (سیگنال کنترل) در کنترل مد لغزشی ترمینال.

چنانچه در شکل 5-11 و شکل 5-12 ملاحظه می نماییم، عملکرد ردیابی بسیار عالی است، اما در عوض پدیده لرزش سیگنال کنترلی می تواند بسیار نامطلوب باشد. البته به علت وجود لختی عملگر، دامنه پدیده لرزش در خروجی عملگر این سیستم بسیار کم است.

لازم به توضیح است که $\beta_0, \beta_1, \beta_2, \beta_3, \beta_4$ به طریقی انتخاب شد که ریشه های سطح لغزش به صورت $\{-5, -30, -45, -60, -70\}$ باشند. از آن جهت سطح لغزش به صورت میرای شدید انتخاب شد که خودرو کمترین نوسان را داشته باشد.

5-5- کنترل به روش مد لغزشی ترمینال فازی

همان طور که در بخش قبل دیدیم، با روش مد لغزشی ترمینال، توانستیم سرعت رسیدن به سطح لغزش را بهبود بخشیم. اتفاق نامطلوبی که در روش مد لغزشی، هنگام رسیدن حالت ها به سطح سوئیچینگ رخ می دهد، پدیده لرزش است که در بخش 3-2-4 به آن اشاره شد.

یک راه ساده برای جلوگیری از عمل لرزش، ملایم کردن شیب سوئیچینگ سیگنال کنترل کننده در نزدیکی سطح سوئیچینگ $s = 0$ می باشد. در این روش در محدوده اطراف سطح لغزش به جای تابع علامت $sgn(s)$ از $\frac{s}{\epsilon}$ استفاده می شود.

اما همانطور که در بخش 5-3-2 دیدیم برای هموار کردن سیگنال کنترل، از روش فازی نیز می توان استفاده نمود. در این جا با استفاده از کنترل کننده فازی، از پدیده لرزش جلوگیری می کنیم و پایداری این روش نیز اثبات می شود.

5-5-1 طراحی کنترل مد لغزشی ترمینال فازی

سیگنال کنترل در بخش قبل مطابق روابط (5-45) و (5-46) به دست آمد. اثبات شد با قانون کنترل ذکر شده، تابع پیشنهادی لیاپانوف همواره منفی خواهد بود. اکنون با جانشین نمودن کنترل کننده فازی به جای تابع علامت اثبات می کنیم که کنترل کننده پیشنهادی همواره پایدار خواهد بود.

در هنگام طراحی کنترل کننده، همواره به گونه ای به پیش می رویم که مشتق تابع لیاپانف پیشنهاد شده منفی باقی بماند. طبق رابطه (5-42) داریم:

$$\dot{V} = l\dot{l} \leq 0$$

اکنون قانون کنترل (5-45) را به صورت (5-54)، دو بخش مجزا در نظر می گیریم:

$$u = u_{TSM} + K_1 \times u_{fuzzy} \quad (54-5)$$

که در آن:

$$u_{TSM} = \frac{1}{\hat{g}(z)} (\dot{z}_{d6} - \beta_4 e_6 - \beta_3 e_5 - \beta_2 e_4 - \beta_1 e_3 - \beta_0 e_2 - \hat{f}(z) - \frac{1}{\lambda \gamma} \dot{s}^{2-\gamma} - \varepsilon l(t)) \quad (55-5)$$

و کنترل کننده فازی به جای قسمت $sgn(l)$ عمل خواهد کرد:

$$u = u_{TSM} - \frac{K(z)}{\hat{g}(z)} u_{fuzzy} \quad (56-5)$$

اکنون قوانین اگر-آنگاه فازی u_{Fuzzy} را طبق جدول 5-4 به نحوی تعیین می کنیم که مشتق تابع لیاپانوف (5-42) همواره منفی بماند.

جدول 5-4: جدول قوانین کنترل کننده فازی.

$\begin{matrix} i \\ l \end{matrix}$	NB	NM	ZO	PM	PB
NB	NB	NB	NM	NM	ZO
NM	NB	NM	NM	ZO	PM
ZO	NM	NM	ZO	PM	PM
PM	NM	ZO	PM	PM	PB
PB	ZO	PM	PM	PB	PB

چنانکه قابل مشاهده است زمانی که $\dot{l}$ و l هر دو اعداد منفی بزرگ هستند، $l\dot{l}$ عدد مثبت بزرگی خواهد شد، بنابراین برای این که $l\dot{l}$ سریع کاهش یابد، در قانون کنترل احتیاج به یک مقدار تغییر منفی بزرگ خواهیم داشت. زمانی که $\dot{l}$ و l هر دو اعداد مثبت بزرگ هستند نیز قانون کنترل احتیاج به یک مقدار تغییر بزرگ خواهد داشت. اما زمانی که $l\dot{l} < 0$ است تغییرات کنترلی صفر خواهد بود. بدین ترتیب با اعمال این قوانین، سیستم پایدار خواهد بود.

5-5-2- شبیه سازی کنترل لغزشی ترمینال فازی برای سیستم تعلیق

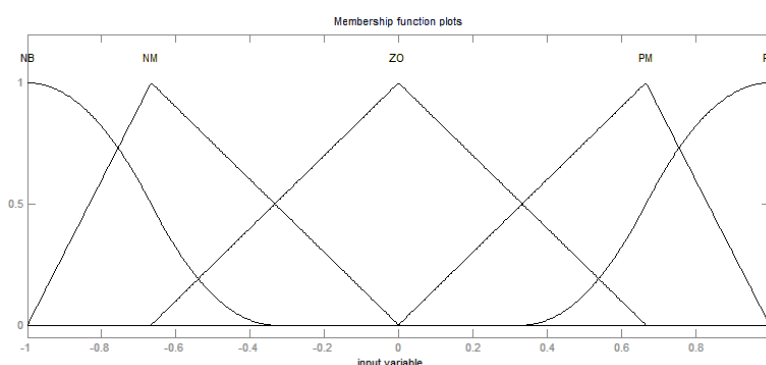
پس از نمایش پایداری سیستم کنترلی، به طراحی و ایجاد قوانین برای سیستم مورد مطالعه می پردازیم. توابع عضویت ورودی ها و خروجی به صورت (5-57) در نظر گرفته می شوند:

$$l = \{NB, NM, ZO, PM, PB, [-1,1], \mu_l\}$$

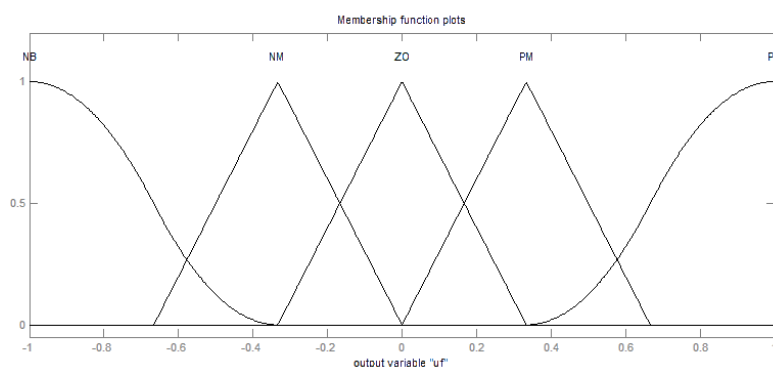
$$\dot{l} = \{NB, NM, ZO, PM, PB, [-1,1], \mu_{\dot{l}}\}$$

$$u_{fuzzy} = \{NB, NM, ZO, PM, PB, [-1,1], \mu_{u_{fuzzy}}\} \quad (5-57)$$

درجه عضویت ورودی ها و خروجی سیستم فازی در شکل 5-14 و شکل 5-15 نمایش داده شده است.

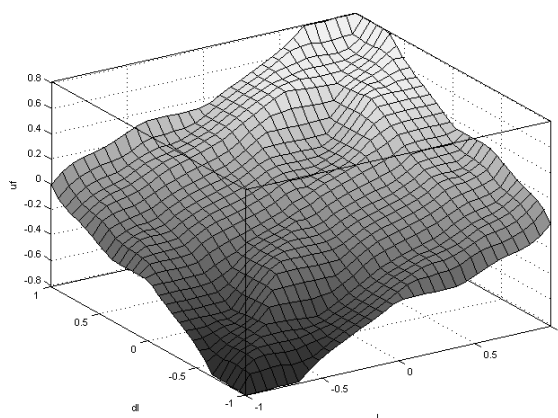


شکل 5-14: توابع تعلق نرمال متغیرهای ورودی l و $\dot{l}$



شکل 5-15: توابع تعلق متغیر خروجی u_{fuzzy}

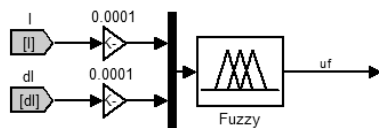
نمای توابع عضویت سطح فازی را در شکل 5-16 مشاهده می کنیم.



شکل 5-16: نمای ورودی- خروجی سطح فازی.

با جایگزین نمودن سیستم فازی شکل 5-17 به جای تابع علامت، شبیه سازی ها را تکرار

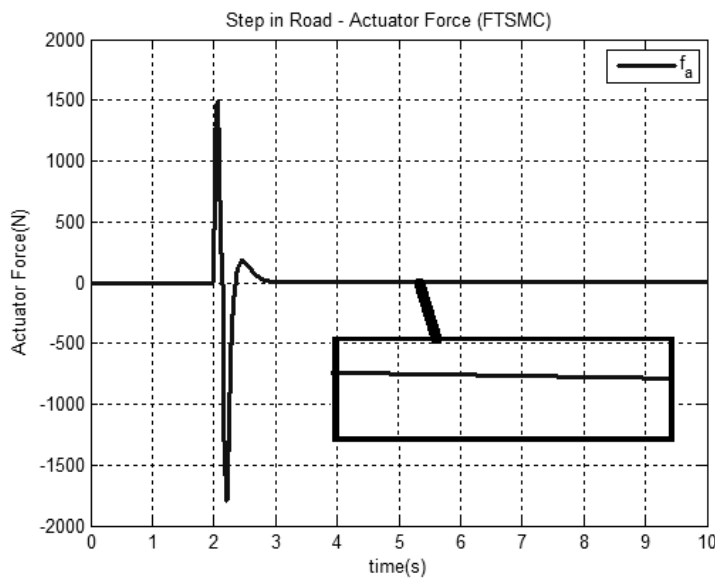
می کنیم و به بررسی سیگنال کنترل می پردازیم.



شکل 5-17: سیستم فازی جایگزین تابع علامت.

پس از جانشین کردن سیستم فازی، خروجی عملگر به صورت شکل 5-18 خواهد بود که اثر

لرزش در آن از بین رفته است.

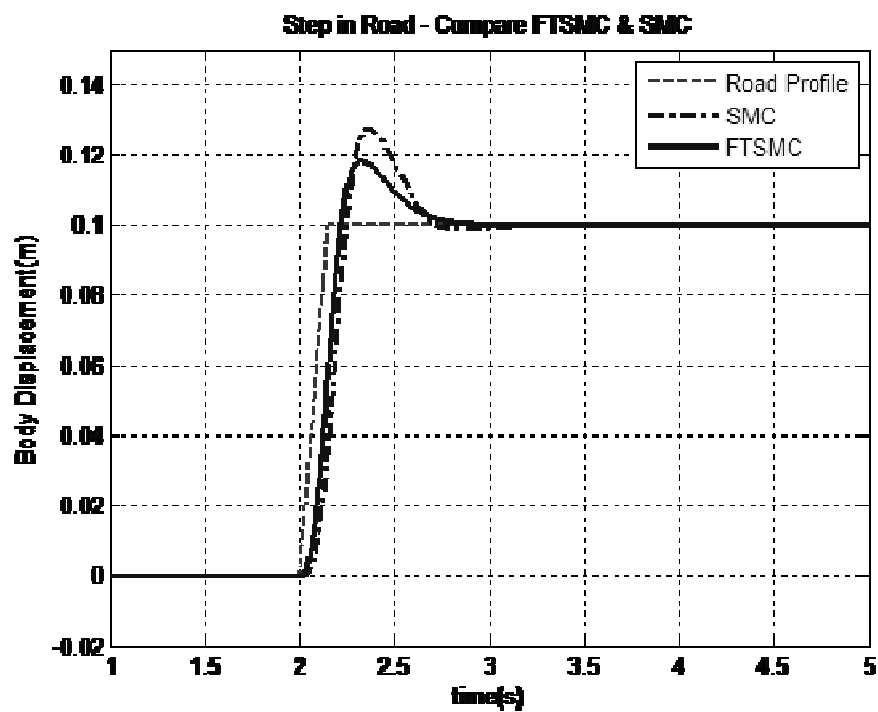


شکل 5-18: خروجی عملگر در روش مد لغزشی ترمینال فازی.

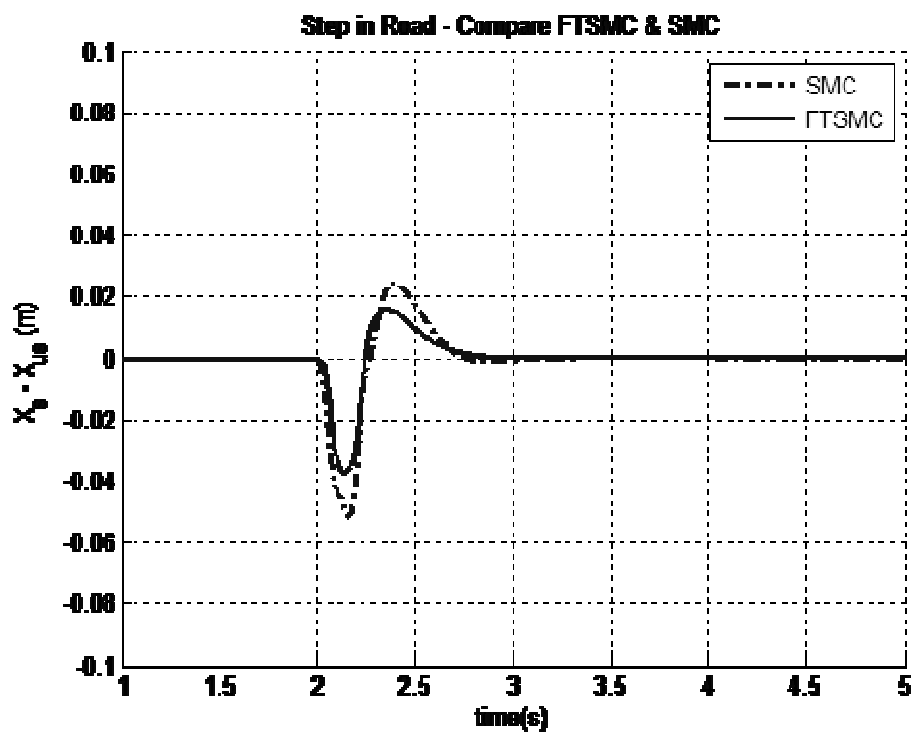
5-6- مقایسه روش کنترل لغزشی و کنترل لغزشی ترمینال فازی

چنانچه در بخش های قبل ملاحظه شد، از روش ترمینال لغزشی به این دلیل استفاده می کنیم که حالت ها با سرعت بیشتری به نقطه تعادل خود برسند. همچنین استفاده از سیستم فازی، باعث کاهش پدیده لرزش در مد لغزشی خواهد شد. در این قسمت با تمرکز بیشتر نتایج شبیه سازی های این دو روش را با هم مقایسه خواهیم کرد.

همان طور که در شکل 5-19 و شکل 5-20 مشاهده می کنیم، کنترل به روش مد لغزشی ترمینال فازی سبب خواهد شد که خودرو سریعتر به حالت تعادل خود برسد.



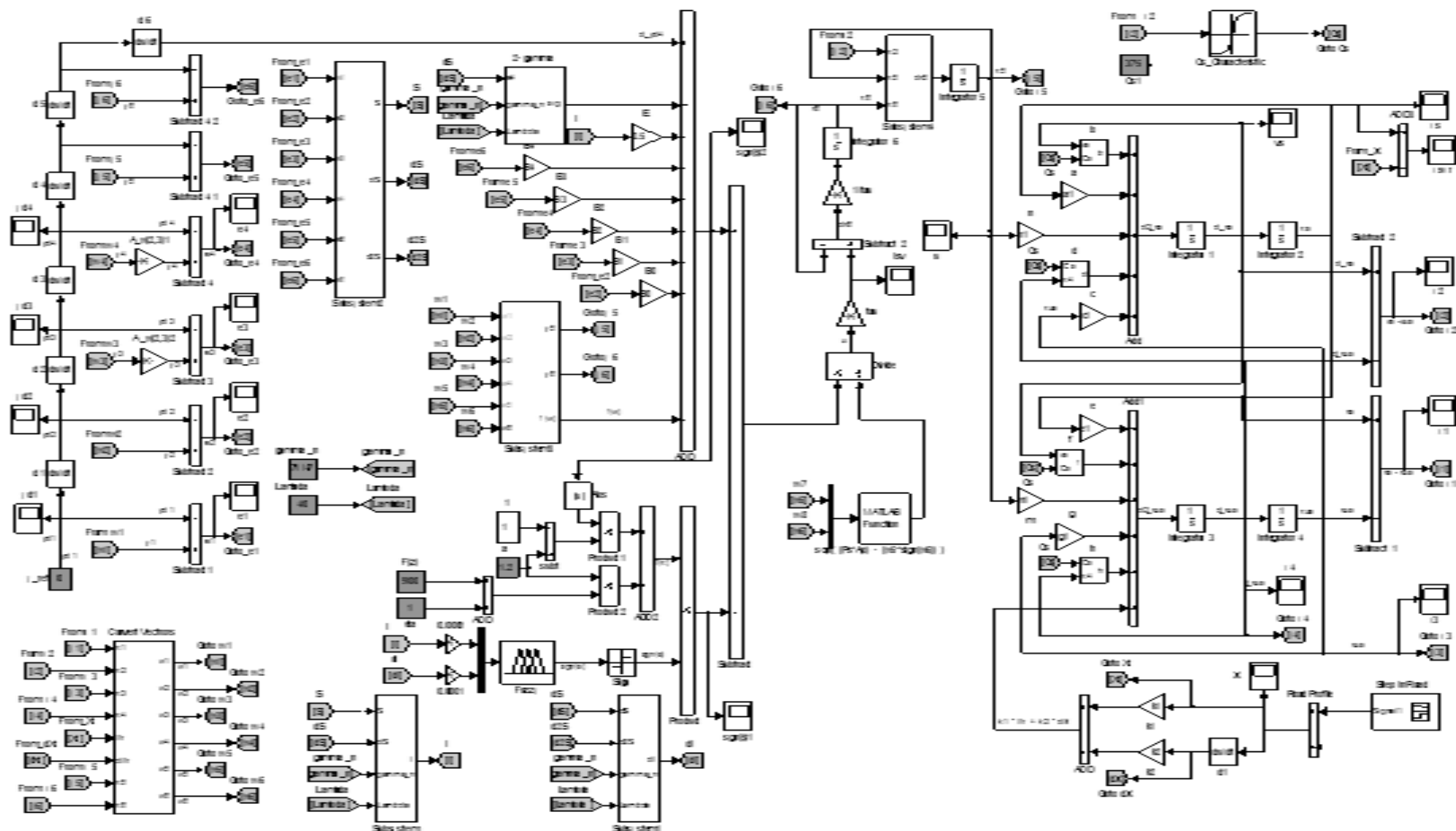
شکل 5-19: مقایسه جابجایی بدنه خودرو با دو روش کنترل SMC و FTSMC.



شکل 5-20: مقایسه تغییر فاصله بین جرم معلق و نامعلق خودرو با دو روش کنترل SMC و FTSMC.

علاوه بر این که پاسخ سیستم بهتر از حالت مد لغزشی است، در سیگنال کنترل نیز برخلاف مد لغزشی و مد لغزشی ترمینال، هیچ لرزشی مشاهده نمی گردد.

در شکل 5-21 شماتیک شبیه سازی سیستم تعلیق را توسط نرم افزار سیمولینک MATLAB مشاهده می کنیم.



شکل 5-21: شمایک شبیه سازی با استفاده از نرم افزار سیمولینک

فصل ششم

نتیجه گیری و پیشنهادات

فصل 6- نتیجه گیری و پیشنهادات

در این پایان نامه، مدل سیستم تعلیق فعال خودرو به همراه مدل غیرخطی عملکرد بررسی شد. روش های مختلف مد لغزشی غیرخطی تشریح شد و از روش مد لغزشی ترمینال غیرتکین برای طراحی کنترل کننده استفاده شد. در این روش که یک روش ترکیبی است، ابتدا مد لغزشی خطی طراحی شده و سپس بر روی سطح لغزش خطی، یک سطح لغزش غیر خطی تعریف نمودیم که سبب شد تا حالت های سیستم در زمان محدود به سطح صفر (نقطه تعادل سیستم) برسند.

در پایان از کنترل فازی برای از بین بردن اثر لرزش استفاده نمودیم. سپس از روی نتایج شبیه سازی، مقایسه ای میان مد لغزشی ترمینال فازی و مد لغزشی انجام شد که تأیید کننده تمام تئوری های گفته شده بود.

استفاده از مد لغزشی ترمینال و مد لغزشی ترمینال فازی برای کنترل مدل یک چهارم سیستم تعلیق خودرو، تاکنون در مقالات معتبر ارائه نشده بود. در این رساله، این کنترل کننده ها برای نخستین بار در سیستم تعلیق خودرو به کار گرفته شد.

معمولاً در مقالات مختلف از اثر غیرخطی ضربه گیر صرف نظر می شود، در حالی که در این شبیه سازی ها، از نمودار مشخصه کمک فنر، که غیرخطی است و به سرعت تغییرات فاصله جرم معلق و نامعلق بستگی دارد، استفاده شد. دینامیک غیرخطی عملکرد نیز به معادلات سیستم اضافه شد. عدم قطعیت در پارامترهای خودرو هم در نظر گرفته شد. به علت خاصیت مقاوم بودن کنترل مد لغزشی ترمینال، این عدم قطعیت ها تأثیری در پاسخ سیستم به وجود نیاوردند.

در پایان چند پیشنهاد برای ادامه کار ارائه می شود:

- 1- در عمل فنر هم غیرخطی است و به سرعت عمودی خودرو وابسته است. می توان برای ادامه پژوهش در این زمینه، معادله غیرخطی فنر را به کار برد و یا از نمودار مشخصه آن استفاده کرد. به این طریق شبیه سازی ها، یک گام دیگر به واقعیت نزدیک تر خواهد شد.
- 2- مدل واقعی سیستم تعلیق خودرو، به علت وجود بازوی کنترلی، غیرخطی است. می توان به عنوان مثال مدل مک فرسون [3] را به جای مدل خطی خودرو به کار برد.
- 3- در روش مد لغزشی ترمینال، تا زمانی که حالت ها به سطح سوئیچینگ نرسیدند، سیستم مقاوم نیست. برای رفع این مشکل می توان از سیستم فازی استفاده کرد و ضرایب سطح لغزش را توسط سیستم فازی تغییر داد. به این طریق، در فاصله رسیدن حالت ها به سطح لغزش نیز سیستم در برابر اغتشاش پایدار خواهد بود.
- 4- برای تخمین تابع $\hat{f}(w)$ و $\hat{g}(w)$ می توان از سیستم فازی-تطبیقی استفاده کرد.
- 5- به جای استفاده از سطح لغزش معمولی، از روش سطح لغزش ترکیبی که در سیستم های مرتبه بالا استفاده می شود نیز می توان استفاده کرد.

منابع و مرجع

- [1] Rajeswari K. and Lakshmi P., International Journal of Engineering and Technology, (2008). *GA tuned distance based fuzzy sliding mode controller for vehicle suspension systems*, vol. 5, no. 1, pp. 36-47.
- [2] Yagiz N., Hacioglu Y., and Taskin Y., (2008). *Fuzzy sliding-mode control of active suspensions*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no. 11, p.p 3883-3890.
- [3] Basiri A.A., Sam Y.M., and Hamzah N., (2007). *Nonlinear active suspension system with backstepping control strategy*, Second IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, pp. 554-558.
- [4] Lee S.H., Kim S.G., and J. T. Lim, (1998). *Fuzzy logic based fast gain scheduling control for nonlinear suspension system*, IEEE Trans. Industrial Electronics. vol. 45, no. 6, pp. 953-955.
- [5] Cao J., Liu H., Li P., and Brown D., *Adaptive Fuzzy Logic Controller for Vehicle Active Suspensions with Interval Type-2 Fuzzy Membership Functions*, IEEE International Conference on Fuzzy Systems, pp. 83-89, June 2008.
- [6] Laoufi M., Eskandarian A., (2009). *Fuzzy logic control for active suspension of a non-linear full-vehicle model*, IEEE Intelligent Vehicles Symposium, Proceedings, Xi'an, China, pp. 677-684.
- [7] Yagiz N., Yuksek I., Sivrioglu S., (2000). *Robust control of active suspensions for a full vehicle model using sliding mode control*, JSME Int. Journal. Series C: Mechanical Systems, Machine elements and Manufacturing, vol.43, no. 2, pp 253-258.
- [8] Chamseddine A., Raharijaona T., Noura H., (2006). *Sliding mode control applied to active suspension using nonlinear full vehicle and actuator dynamics*, 45th IEEE Conference on Decision and Control, pp. 3958/3602.
- [9] Yagiz N., Hacioglu Y., Taskin Y., (2008). *Fuzzy sliding mode control os active suspensions*, IEEE Transactions on Indust. Elec, vol.55, pp 3883 - 3890 .
- [10] <http://auto.howstuffworks.com>
- [11] http://www.bose.com/controller?url=/automotive/bose_suspension/index.jsp
- [12] کاظمی ر، جعفری ع.ا، انصاری موحد م.م، (1385) اصول طراحی سیستمهای تعلیق و فرمان خودرو، چاپ دوم، انتشارات نخل دانش، تهران ط.
- [13] دامرودی م، پوزش پ، (1385) انواع مکانیزم های سیستم تعلیق، مجله مهندسی خودرو و صنایع وابسته، ماهنامه 35 اندیشه گستر سایپا، تهران.
- [14] Gao W. and Hung J.C., *Variable structure control of nonlinear systems: A new approach* , IEEE Transactions on Indust. Elec, vol. 40, no. 1, pp. 45–55, Feb 1993.
- [15] Slotine J.J.E. and Li W., (1991). *Applied Nonlinear Control*, Prentice Hall.
- [16] Utkin V., *Variable structure systems with sliding modes*, IEEE Transactions on A.C, vol. AC-22, no. 2, pp.212-222, April1977.
- [17] Dorling C.M., (1986). *Two approach to hyperplane design in multivariable structure control systems*, Int. J. Cont., vol. 44, no. 1, pp. 83-90.
- [18] Yu X. and Man Z., (1996). International Journal of Control, *Model reference adaptive control systems with terminal sliding modes*, vol. 64, no. 6, pp.1165–1176.
- [19] Yu X. and Man Z., *Fast terminal control design for nonlinear dynamical systems*, IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. 49, pp. 261–264, Feb 2002.

- [20] Yu X. and Xu J.X., (2002). *Variable Structure Systems: Towards the 21th Century*, Berlin, Heidelberg, Springer, Ch. 5, pp. 109-129.
- [21] Wang Y.N., Zhang X.Z. and Yuan X.F., (2010). Journal of Systems and Control Engineering, *Hybrid non-singular terminal sliding-mode controller design for an electric vehicle system with a brushless d.c. motor*, Part I, vol. 224, no. 5, pp.493-508.
- [22] Feng Y., Yu X. and Zheng J., (2006). *Nonsingular Terminal Sliding Mode Control of uncertain multivariable systems*, International workshop on Variable Structure Systems, pp. 196-201.
- [23] Wang L.X., (1996). *A course in fuzzy systems and control*. Prentice Hall, Paperback, Published.
- [24] Zadeh L.A., (1965). *Fuzzy Sets*, Information and Control, vol. 8, pp.338-353.
- [25] طاهری، م.، ، پایان نامه کارشناسی ارشد، طراحی کنترل مد لغزشی ترمینال فازی برای سیستم های غیرخطی گروه مهندسی کنترل، دانشگاه شهید باهنر کرمان (1388).
- [26] Wang J., (2009). *A fuzzy terminal sliding mode control method*, ICIE International conference on Information Engineering, vol. 2, pp. 293 - 296.
- [27] Niroopam M., Joarder, (2003). *Influence of nonlinear asymmetric suspension properties on the ride characteristics of road vehicle*, M.S Dissertation , Dept Mechanical and Industrial Engineering, Concordia University, Montreal, Quebec , Canada.
- [28] Gao B., Darling J., Tilley D.G., Williams R.A., Bean A., and Donahue J., (2005). Journal of Automobile Engineering, *Non-linear modeling of a novel gas strut*, Vol.219, Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part D, pp. 1153-1164.
- [29] G. Kerschen, K. Worden, A. F. Vakakis, and J.-C. Golinval, Past, (2009). *Nonlinear system identification of automotive dampers: A time and frequency-domain analysis*, Mechanical Systems and Signal Processing, vol. 23, pp. 104–126.
- [30] A. Fakharian, M.J. Yazdanpanah, A. Akbardeh, (2004). *Design of a nonlinear Optimal Controller for active suspension system in order to vertical motion control of automotive*, 5th international workshop on research and education in mechatronics, Poland.
- [31] Fateh M.M., and Alavi S.S., (2009). Journal of Mechatronics, *Impedance control of an active suspension system*, vol. 19, pp. 134-140.
- [32] Nguyen T.T., Bui T.H., Tran P.T., and Kim S.B., (2001). *A hybrid control of active suspension system using H_{∞} and nonlinear adaptive controls*, IEEE International symposium on Industrial Electronics, vol. 2, pp. 839-844 Pusan, Korea.
- [33] Alleyne L., Jung-Shan L., Loannis K., *Nonlinear design of active suspensions*, 34th IEEE Conference; 1995. p. 3567–3569.
- [34] Alfi A., Farrokhi M., (2009). *Hybrid state feedback sliding mode controller - using fuzzy logic four wheel -steering vehicles*, Vehicle System Dynamics, vol. 47, pp. 265-284.

Abstract

The purpose of this thesis is that using the terminal sliding mode fuzzy controller, in the quarter-car suspension system, to prevent the body from undesirable movement of uneven road surfaces, vehicle acceleration and braking. Accordingly, at first active suspension system and vehicle dynamics will be studied, then the actuator will be controlled by sliding mode method. After that, the response rate will be improved by using terminal sliding mode method ,and then with the fuzzy control, we eliminate chattering phenomena in the terminal sliding mode controller.

Finally, the results of sliding mode, are compared with the terminal sliding mode.

Keywords : Active Suspension System, Quarter Car Suspension Model, Electro Hydraulic Actuator ,Nonlinear Damper, Fuzzy Controller, Sliding mode, Terminal Sliding Mode, Fuzzy Terminal Sliding Mode.