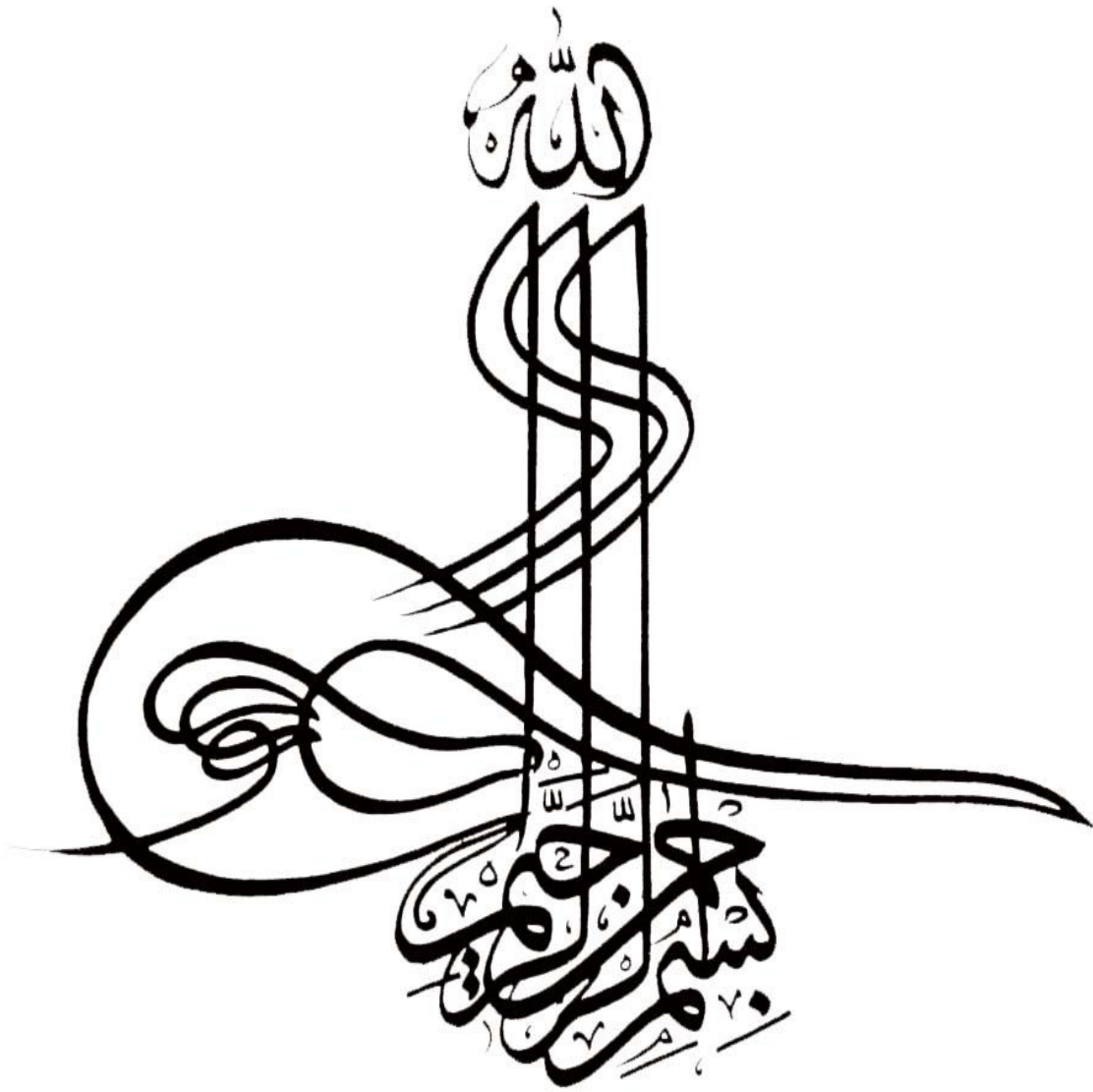






پایان نامه کارشناسی ارشد مهندسی برق - گرایش کنترل

کنترل تطبیقی امیدانس سیستم تعلیق خودرو

استاد راهنما:

دکتر محمد مهدی فاتح

محقق:

مجید مرادی

تابستان ۸۷

تقدیم:

تقدیم به پدر و مادر فداکارم

لحظه هایست که آدمی را هیچ و پوچ می کند لحظه هایست که انسان را فرسوده و خسته از زندگانی می کند، لحظه هایست که عمر ما را به پایان می رسانند و لحظه هایست که انسان را فریب می دهند بیاید از پس لحظه ها بگریزیم به امید لحظه بعدی زندگی نکنیم اینگونه بیاندیشیم که انگار لحظه بعدی در راه نیست و از همین لحظه لذت ببریم نه به امید لحظه بعدی

«انسان همیشه به جایی می رسد که از ابتدا شروع کرده بود و لیکن چیزی در این گردش در حال تکامل است و آن اندیشه بشری است»

تشکر و قدردانی:

با تشکر از استاد گرانقدر جناب آقای دکتر محمد مهدی فاتح که در تمام مراحل انجام این پایان نامه مرا یاری نمودند از خداوند متعال برای ایشان آرزوی موفقیت، بهروزی و سلامتی را خواهانم.

چکیده

سیستم تعلیق فعال بین خواسته های مطلوب ولی متضاد شامل راحتی سفر و کنترل رانندگی تعادل برقرار می نماید سیستم کنترل پیشنهادی دارای دو حلقه کنترل نیرو و کنترل موقعیت است در حلقه کنترل موقعیت از کنترل کننده تطبیقی مدل مرجع به منظور ردیابی خروجی استفاده می شود این کنترل کننده دارای عملکردی مقاوم در مقابل پارامتر های متغیر با زمان جرم بدنه و ضریب سختی لاستیک چرخ است مدل مرجع که توسط قانون کنترل امپدانس تعریف می شود، رابطه مطلوبی را بین جابجایی بدنه و نیروی ناشی از اغتشاشات جاده برقرار می کند در این کنترل کننده از سیگنال های جابجایی بدنه و شتاب بدنه استفاده شده است در حلقه کنترل نیروی محرک هیدرولیکی، روش مود لغزشی برای مقاوم کردن سیستم در مقابل عدم قطعیت ها بکار رفته است مقایسه این روش با کنترل تناسبی نشان می دهد که روش پیشنهادی در مقابل عدم قطعیت های محرکه مقاوم تر بوده و به خطای ردگیری کمتری منجر می شود.

پایداری سیستم بررسی شده است و نتایج شبیه سازی تایید می نمایند که کنترل تطبیقی امپدانس سیستم تعلیق خودرو در مقابل عدم قطعیت های پارامتری مقاوم بوده و عملکرد مطلوبی دارد.

کلمات کلیدی: سیستم تعلیق فعال، کنترل تطبیقی، روش مود لغزشی، کنترل امپدانس

فهرست مطالب

صفحه	عنوان
آ.....	بسم ا
ت.....	تقديم
ث.....	تشكر
ج.....	چكیده
ح.....	فهرست مطالب
ذ.....	فهرست شكل ها
س.....	فهرست جدول ها
ش.....	علائم و نشانه ها

فصل اول مقدمه

۲.....	(۱-۱) مقدمه
۳.....	(۲-۱) سیستم تعلیق و انواع آن
۸.....	(۳-۱) نامعینی در سیستم های تعلیق
۱۰.....	(۴-۱) مروری بر پایان نامه

فصل دوم دینامیک سیستم تعلیق و محرکه

۱۳.....	(۱-۲) سیستم تعلیق
۱۵.....	(۲-۲) محرک هیدرولیکی
۱۵.....	(۱-۲-۲) نگاه کلی به سیستمهای هیدرولیک

۱۷	 ۲-۲-۲) نحوه کار محرک هیدرولیکی
۲۰	 فصل سوم کنترل امپدانس
۲۱	 ۱-۳) کنترل امپدانس
۲۴	 فصل چهارم استراتژی کنترل
۲۵	 ۱-۴) استراتژی کنترل
۲۹	 فصل پنجم کنترل تطبیقی
۳۰	 ۱-۵) مقدمه
۳۰	 ۲-۵) مفاهیم اساسی در کنترل تطبیقی
۳۲	 ۱-۲-۵) انواع کنترل کننده های تطبیقی
۳۲	 ۲-۲-۵) جدولبندی بهره
۳۳	 ۳-۲-۵) تخمین پارامتر
۳۳	 ۱-۳-۲-۵) حداقل مربعات
۳۴	 ۴-۲-۵) رگولاتورهای خود تنظیم
۳۵	 ۵-۲-۵) کنترل تطبیقی مدل- مرجع
۳۶	 ۱-۵-۲-۵) قاعده MIT
۴۱	 ۲-۵-۲-۵) مکانیسم تخمین پارامترها
۴۶	 ۳-۵) کنترل تطبیقی مقاوم
۴۷	 ۱-۳-۵) کنترل مقاوم
۴۸	 ۲-۳-۵) شناسایی مقاوم

۵-۳-۳) کنترل تطبیقی مدل مرجع مقاوم ۵۱

۵-۳-۴) تحلیل سیستم و کنترل کننده ۵۴

فصل ششم مود لغزشی ۵۶

۶-۱) مود لغزشی ۵۷

۶-۱-۱) طراحی مود لغزشی برای سیستم های یک ورودی ۵۷

۶-۱-۲) شرایط وجود حرکت لغزشی ۵۸

۶-۲) روش کنترل معادل ۵۹

۶-۳) پیاده سازی مود لغزشی بر روی محرکه ۶۱

۶-۴) لرزش کنترل ۶۴

فصل هفتم عملکرد سیستم و نتایج ۶۶

۷-۱) عملکرد سیستم و نتایج ۶۷

۷-۲) شبیه سازی سیستم کنترل با استفاده از مود لغزشی ۶۸

۷-۳) شبیه سازی سیستم کنترل با استفاده از مود لغزشی با در نظر گرفتن عدم قطعیت ۷۴

۷-۴) شبیه سازی سیستم کنترل با وارد کردن محرکه هیدرولیکی به سیستم حلقه بسته با

استفاده از کنترل کننده تناسبی ۸۰

۷-۵) مقایسه روش ها ۸۴

فصل هشتم نتایج و پیشنهادات ۸۵

۸-۱) نتایج و پیشنهادات ۸۶

مراجع ۸۹

مراجع ۸۹

فهرست شکل ها

- شکل (۱-۱): (a) سیستم تعلیق غیر فعال (b) تعلیق نیمه فعال (c) تعلیق فعال ۵
- شکل (۱-۲): مدل سیستم تعلیق ۱۳
- شکل (۲-۲): محرک هیدرولیکی ۱۸
- شکل (۱-۴): ساختار کنترل کننده با در نظر گرفتن محرک و حذف اغتشاش ۲۷
- شکل (۲-۴): ساختار کنترل کننده با در نظر گرفتن محرک ۲۸
- شکل (۱-۵): نمودار بلوکی یک رگولاتور خود تنظیم ۳۵
- شکل (۲-۵): نمودار بلوکی سیستم تطبیقی مدل مرجع ۳۵
- شکل (۳-۵): ساختار کنترل کننده ۳۹
- شکل (۴-۵): ساختار کلی سیستم و کنترل کننده ۴۱
- شکل (۱-۶): سطح لغزش ۵۷
- شکل (۱-۷): بلوک دیاگرام سیستم تعلیق فعال به همراه محرک و کنترل کننده ۶۷
- شکل (۲-۷): بلوک دیاگرام محرک هیدرولیکی ۶۷
- شکل (۳-۷): دست انداز جاده ۶۹
- شکل (۴-۷): ردگیری خروجی سیستم و خروجی مدل مرجع ۶۹
- شکل (۵-۷): خطای بین خروجی سیستم و خروجی مدل مرجع ۷۰

- شکل (۶-۷): جابجایی سیستم تعلیق در حالت فعال و غیر فعال ۷۰
- شکل (۷-۷): جابجایی چرخ ۷۱
- شکل (۸-۷): جابجایی بدنه ۷۱
- شکل (۹-۷): شتاب بدنه ۷۲
- شکل (۱۰-۷): نیروی محاسبه شده مطلوب و نیروی محرکه ۷۲
- شکل (۱۱-۷): خطای ردگیری نیرو ۷۳
- شکل (۱۲-۷): جریان ورودی محرکه ۷۳
- شکل (۱۳-۷): پارامترهای کنترلر ۷۴
- شکل (۱۴-۷): ردگیری خروجی با عدم قطعیت ۷۵
- شکل (۱۵-۷): خطای ردگیری با عدم قطعیت ۷۵
- شکل (۱۶-۷): جابجایی سیستم تعلیق در حالت فعال و غیر فعال با عدم قطعیت ۷۶
- شکل (۱۷-۷): جابجایی چرخ با عدم قطعیت ۷۶
- شکل (۱۸-۷): جابجایی بدنه با عدم قطعیت ۷۷
- شکل (۱۹-۷): شتاب بدنه با عدم قطعیت ۷۸
- شکل (۲۰-۷): نیروی محاسبه شده مطلوب و نیروی محرکه با عدم قطعیت ۷۸
- شکل (۲۱-۷): خطای ردگیری نیرو با عدم قطعیت ۷۹
- شکل (۲۲-۷): پارامترهای کنترلر با عدم قطعیت ۷۹
- شکل (۲۳-۷): ردگیری خروجی سیستم و خروجی مدل مرجع ۸۰
- شکل (۲۴-۷): خطای بین خروجی سیستم و خروجی مدل مرجع ۸۰
- شکل (۲۵-۷): جابجایی سیستم تعلیق در حالت فعال و غیر فعال ۸۱

شکل (۷-۲۶): جابجایی چرخ ۸۱

شکل (۷-۲۷): جابجایی بدنه ۸۲

شکل (۷-۲۸): شتاب بدنه ۸۳

شکل (۷-۲۹): ردگیری نیرو ۸۳

شکل (۷-۳۰): پارامترهای کنترلر ۸۴

فهرست جدول ها

جدول (۱-۲): خلاصه ای از مشخصه های محرکه ها ۱۶

جدول (۱-۷): مقادیر پارامتر های سیستم شبیه سازی شده ۶۶

علائم و نشانه ها

k_{sv} بهره جریان شیر راهنما

w پهنای شیر کنترل

τ ثابت زمانی شیر راهنما

z_s جابجایی عمودی بدنه

z_r جابجایی عمودی جاده

z_u جابجایی عمودی چرخ

m_s جرم بدنه

m_u جرم چرخ

i_{sv} جریان ورودی محرکه

ρ چگالی سیال هیدرولیک

V_t حجم محرکه

A_p سطح مقطع پیستون

C_d ضریب تخلیه

k_t ضریب سختی چرخ

K_s	ضریب سختی فنر
β_e	ضریب کشیدگی سیال هیدرولیک
b_t	ضریب میرایی چرخ
b_s	ضریب میرایی دمپر
C_{tp}	ضریب نشت
P_r	فشار روغن برگشتی
P_u	فشار روغن در بالای سیلندر
P_l	فشار روغن در پایین سیلندر
P_s	فشار منبع هیدرولیک
x_{sp}	موقعیت شیرراهنما (سوزنی)
f_a	نیروی محرکه

فصل اول:

مقدمه

۱-۱ مقدمه

هنگامی که مردم در مورد کارایی اتومبیل فکر می کنند، معمولاً کلماتی نظیر: اسب بخار، گشتاور و شتاب صفر تا صد به ذهن شان خطور می کند. ولی اگر راننده نتواند خودرو را کنترل کند، همه قدرتی که توسط موتور ایجاد می گردد، بدون استفاده است. به همین دلیل، مهندسين خودرو تقريباً از هنگامی که به فناوری موتورهای احتراق داخلی چهار زمانه دست پیدا کردند، توجهشان به سیستم تعلیق معطوف گردید.



کار تعلیق خودرو، در به حداکثر رسانیدن اصطکاک بین لاستیک و سطح جاده، برای فراهم آوردن هدایت پایدار، دست فرمان خوب و اطمینان از اینکه سرنشینان در راحتی به سر می برند، خلاصه می شود. 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. 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 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، و برای درک بهتر ضرورت وجود یک سیستم تعلیق، در حله اول، نیاز به دانستن بعضی مفاهیم می باشد. اکثر مهندسان اتومبیل، دینامیک خودروی متحرک را از دو دیدگاه بررسی می کنند [۴]:

- 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 .

۲-۱ سیستم تعلیق و انواع آن :

سیستم تعلیق خودرو به مجموعه ای از قطعات اطلاق می شود که بدنه وسیله نقلیه را به چرخ متصل می کنند. وظیفه اصلی این سیستم کاهش اثر ناهمواری های مسیر بر اجسام یا افراد درون اتومبیل است. در خودرو های سواری این سیستم یک مجموعه فنر و کمک فنر است. فنر انرژی اعمالی از طرف جاده به چرخ را ذخیره و آزاد می کند و بدین ترتیب مانع از تغییر شتاب ناگهانی در بدنه در اثر دست انداز های جاده می شود. کمک فنر نیز به میرا شدن هر گونه نوسانات که به دلایلی نظیر ترمز گرفتن، شتاب گرفتن خودرو یا دست انداز جاده در بدنه خودرو ایجاد می شود کمک می کند.

عامل دیگری که بر کیفیت نوسانات و کیفیت شتاب خودرو موثر است، ساختمان چرخ ها و لاستیک هاست. عملکرد لاستیک به واسطه خاصیت ارتجائی همانند یک فنر است. و این بخصوص در خودرو های سواری منجر به نوسان های فرکانس بالا می شود. برای حذف این نوسانات معمولاً از اتصالات دارای خاصیت ارتجاعی بین چرخ و محور استفاده می شود. که مانند ضربه گیر عمل می کنند. بنابراین نیروی اعمالی به چرخ ها از طرف دست انداز های جاده، بین سیستم تعلیق و بدنه خودرو تقسیم می شود. هر اندازه که سیستم تعلیق بتواند انرژی بیشتری در خود ذخیره کند و جابجا شود راحتی سرنشین بیشتر تامین می شود. ولی بدلیل کراندار بودن میزان جابجائی مجموعه فنر و کمک فنر، سیستم تعلیق نمی تواند بیش از حد مجاز کشیده یا فشرده شود. و یک تقابل ذاتی بین کاهش شتاب عمودی بدنه و افزایش جابجائی سیستم تعلیق وجود دارد. که هنگام طراحی کنترل کننده باید مورد توجه قرار گیرد. کار یک سیستم تعلیق برای یک خودرو بهبود راحتی سفر، افزایش تماس چرخ با جاده و کاهش تغییر مکان سیستم تعلیق با کنترل نسبی موقعیت و جا بجایی بین جرم معلق (جرم بدنه) و جرم نامعلق (جرم چرخ ها و فنرها) می باشد. عملکرد مطلوب با تعادل برقرار کردن بین این خواسته ها بدست می آید [۴].

برای راحتی سفر خوب^۱، نیاز به یک سیستم تعلیق نرم^۲ برای کاهش اثر فرکانس های بالای ناشی از ناهمواری های جاده بر بدنه خودرو داریم. رانندگی خوب نیازمند یک سیستم تعلیق محکم^۳ برای افزایش تماس چرخ با جاده است. هدف یک سیستم تعلیق کنترل شتاب بدنه به منظور بهبود کاهش تغییر مکان سیستم تعلیق می باشد [۵]. عملکرد خوب سیستم تعلیق با طراحی کنترلی که بر مینیم کردن شتاب بدنه، وقتی که جابجایی سیستم تعلیق کوچک است و مینیم کردن جابجایی سیستم تعلیق، وقتی که با محدودیت جابجایی روبرو می شویم متمرکز شود بدست می آید [۶].

^۱ Ride comfort
^۲ Soft suspension
^۳ Firm suspension

بطور کلی سیستم تعلیق به سه دسته تقسیم می شود :

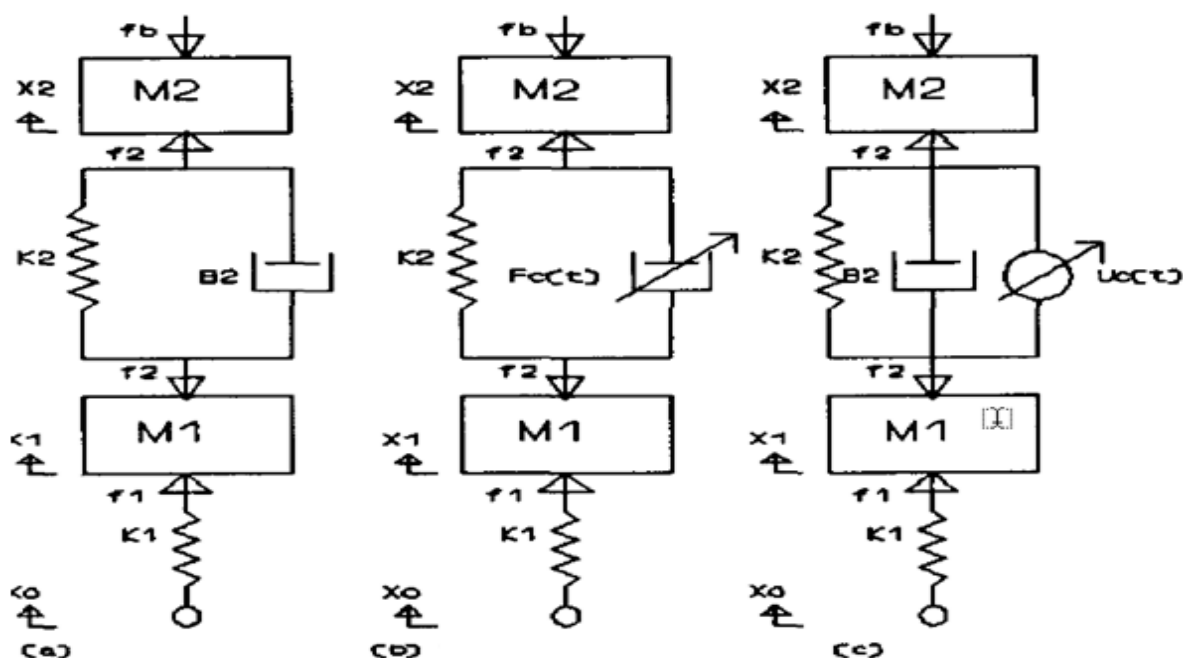
(۱) سیستم تعلیق غیر فعال^۴

(۲) سیستم تعلیق نیمه فعال^۵

(۳) سیستم تعلیق فعال

سیستم تعلیق فعال ، نیمه فعال و غیر فعال در شکل (۱-۱) نشان داده شده است.

در سیستم تعلیق غیر فعال پارامتر ها ثابت است. انتخاب بهینه پارامتر های طراحی مانند جرم سیستم تعلیق، فنر و دمپر های بکار رفته در ساختمان تعلیق در محدوده کاری خاصی بهترین پاسخ ارتعاشی را می دهد. اما تغییرات در فرکانس اغتشاش ورودی که از شکل های مختلف ناهمواری در جاده سبب می گردد باعث می شود که سیستم طراحی شده از نقطه کار بهینه خود فاصله گرفته و این امر از اعتبار طراحی های غیر فعال می کاهد در سیستم تعلیق غیر فعال هیچ منبع انرژی بین المان های سیستم وجود ندارد [۵].



شکل (۱-۱): (a) سیستم تعلیق غیر فعال (b) تعلیق نیمه فعال (c) تعلیق فعال

^۴Passive

^۵Semi active

در سیستم های تعلیق غیر فعال به دلیل ثابت بودن ضرایب فنر و کمک فنر، نمی توان هدف سیستم تعلیق را در محدوده فرکانس وسیع دست انداز جاده محقق کرد. این موضوع صنایع خودرو سازی را به سمت کنترل سیستم تعلیق سوق داد. در تعلیق نیمه فعال معمولاً فنر بدون تغییر باقی می ماند و فقط ساختار کمک فنر تغییر می کند. به این ترتیب که درون کمک فنر یک صفحه سوراخ دار قرار می گیرد که روغن موجود در کمک فنر برای جابجا شدن باید از درون این سوراخ ها عبور کند. یک صفحه متحرک قابل کنترل روی آن صفحه وجود دارد که با حرکت دادن آن می توان تعداد سوراخ های باز برای عبور روغن را کم و زیاد کرد. با بستن مسیر تعدادی سوراخ، مسیر عبور روغن کوچک تر می شود و ضریب کمک فنر افزایش می یابد [۴] و دارای دو روش کنترلی می باشد :

- (۱) کنترل پیوسته : در این روش کنتری تنظیم نیروی میرا کننده با تنظیم سطح دهانه در میرا کننده انجام می شود.
- (۲) کنترل وضعیتی (on/off) : این روش کنتری شیر را در حالت باز (on) یا بسته (off) قرار می دهد [۱۴].

در سیستم تعلیق فعال با قرار دادن جک های سرو هیدرولیک بصورت موازی با سیستم تعلیق معمول، سعی در کنترل دامنه نیرو های وارده بر جرم بدنه^۶ می گردد. در این روش حرکات خودرو با استفاده از سنسور های مناسب اندازه گیری شده و به یک کامپیوتر محاسب دیجیتال وارد می گردد. کامپیوتر با اعمال استراژی مناسب پالس های کنترلی مناسب را جهت ورود به شیر های سرو هیدرولیک نصب شده بر مسیر جریان روغن صادر می کند [۴].

سیستم تعلیق فعال در مقایسه با سیستم تعلیق نیمه فعال که فقط نیاز به توان برای سنسور ها، شیر ها و کنترلر دارد، برای تولید نیروی کنترلی، توان زیادی مصرف می کند. سیستم تعلیق نیمه فعال از سیستم تعلیق فعال ارزانتر و مطمئن تر است [۵].

اخیراً به منظور بهتر نمودن راحتی و کیفیت سفر و بهبود و هدایت خودرو، تحلیل ها و آزمایش های زیادی بر روی سیستم های تعلیق فعال و نیمه فعال انجام گرفته است.

^۶ Sprung mass

کنترل تطبیقی مدل مرجع برای سیستم تعلیق خودرو بدون در نظر گرفتن دینامیک محرک بررسی شده است. برای یافتن قانون کنترل تطبیقی از تئوری لیاپانوف استفاده شده است. مدلی که به عنوان مدل مرجع استفاده شده است دارای مستهلک کننده ای متصل به نقطه ثابت در فضا است. در نهایت برای بررسی مقاوم بودن روش پیشنهاد شده پاسخ سیستم برای شرایطی که جرم معلق ۳۰٪ افزایش و ضریب فنر و دمپر ۳۰٪ کاهش داده شده، رسم شده است. ترسیمات نشان می دهد که نهایتاً رفتار سیستم تطبیقی به سمت رفتار مدل مرجع میل نموده و در نتیجه رفتار آن را دنبال می کند [۷].

کنترل تطبیقی دیگری نیز برای سیستم تعلیق خودرو با در نظر گرفتن دینامیک محرک انجام شده است. برای یافتن قانون کنترل تطبیقی از تئوری لیاپانوف وقتی که شرط اکیدا حقیقی مثبت بودن برقرار باشد^۷ استفاده شده است. در نهایت برای بررسی مقاوم بودن روش پیشنهاد شده پاسخ سیستم برای شرایطی که جرم معلق و ضریب سختی دمپر ۵۰٪ افزایش پیدا کره رسم شده است. که نتایج نشان از مقاوم بودن الگوریتم پیشنهادی دارد [۹]. در این زمینه کنترلرهای تطبیقی دیگری نیز استفاده شده است [۱۰] و [۱۱] و [۱۲] و [۱۳].

کنترل تطبیقی امپدانس بر روی ربات انجام شده است [۱۴].

استفاده از فیدبک حالت برای بدست آوردن نیروی مطلوبی که باید بوسیله محرک هیدرولیکی دنبال شود انجام شده است. برای کنترل نیروی محرک از کنترل کننده تناسبی- انتگرالی^۸ استفاده شده است [۱۵].

کنترل فازی سیستم تعلیق انجام شده است. از آنجا که کنترلر فازی نسبت به مدل سیستم از حساسیت کمتری برخوردار است . و همچنین بعلت ماهیت غیر خطی از عملکرد بهتری نسبت به کنترلرهای خطی مثل LQG و LQR برخوردار است [۱۶] و [۱۱] و [۱۷] و [۱۸] و [۴۲].

^۷ SPR lyapunov approach
^۸ Pi

تکنیک کنترل مد لغزشی برای بهبود عملکرد سیستم تعلیق مورد بررسی قرار گرفته است. این تکنیک یک روش برای حفظ پایداری در مقابله با عدم قطعیت و اغتشاش فراهم می کند. مشکل بوجود آمدن لغزش^۹ نیز مورد بررسی قرار گرفته است [۵] و [۱۱] و [۲۰] و [۲۱] و [۲۲].

روش کنترلی حداقل واریانس^{۱۰} بر روی سیستم تعلیق مورد بررسی قرار گرفته است. که نتایج نشان می دهد این کنترلر می تواند خود را با شرایط مختلف جاده تطبیق نماید [۲۲].

آنالیز سیستم تعلیق با وجود محرک خطی سازی شده و بررسی چند روش برای کاهش اثر صفرهای با میرای ضعیف^{۱۱} مورد مطالعه قرار گرفته است [۲۳].

کنترل تاخیر زمانی^{۱۲} به عنوان یک روش نوید بخش در کنترل سیستم های با پارامترهای متغیر و دینامیک نامشخص بر روی سیستم تعلیق مورد بررسی قرار گرفته است [۲۴]. کنترل تطبیقی امپدانس سیستم های ارتعاشی ساده انجام شده است [۲۵].

در تحقیقات مدل های متنوعی از خودرو شامل مدل های $1/4$ و $1/2$ و مدل کامل خودرو در نظر گرفته شده است. در حالی که رفتار غیرخطی محرکه هیدرولیکی یا در نظر گرفته نشده است [۷]، [۱۸] و [۱۷] و یا معادلات خطی سازی شده آن مورد استفاده قرار گرفته است [۲۳] و [۱۲]. این در حالی است که آزمایشات عملی اهمیت رفتار غیر خطی را در تعیین مصالحه مناسب در سیستم تعلیق خودرو نشان می دهد. بررسی این عامل غیر خطی، با طراحی کنترل کننده غیر خطی به روش بازگشت به عقب برای بهبود مصالحه بین راحتی سفر و حرکت تعلیق در شرایط مختلف جاده انجام گرفته است [۲۷] و [۶].

۳-۱ نامعینی در سیستم های تعلیق :

وجود نامعینی و دینامیک های مدل نشده در سیستم تعلیق، عملکرد آن را دچار اختلال می کند. دسته مهمی از این نامعینی ها از مدل سازی غیر دقیق ناشی می شود. اغلب طراحان از مدل ربع

^۹chattering

^{۱۰}Minimum variance

^{۱۱}Lightly damped zeros

^{۱۲}Time delay control

خودرو استفاده می کنند. در این مدل سازی خودرو به چهار قسمت تقسیم می شود که هر یک مجزا از دیگری است. ولی در عمل هر یک از این چهار جزء از قسمت های دیگر تاثیر می پذیرد. لذا کنترل کننده ای که برای مدل ایزوله شده ربع خودرو طراحی شده در هنگام پیاده سازی با تاثیرات قسمت های دیگر بصورت دینامیک های مدل نشده روبرو خواهد شد [۳] و [۴]. نوع دیگری از نامعینی در این سیستم ها، تغییرات وسیع در پارامتر های آن است. که به نامعینی ساختار یافته معروف است. مثلاً جرم بدنه خودرو با مقدار بار، تعداد سر نشین خودرو و سوخت آن تغییر می کند. همچنین ضریب فنریت لاستیک با سرعت خودرو، افزایش دما و کیفیت جاده تا ۴۰٪ مقدار نامی می تواند تغییر کند. عملکرد هیدرولیکی عامل دیگری است که با توجه به دینامیک غیر خطی پیچیده اش باید به آن توجه کرد.

در این پایان نامه نامعینی های زیر بررسی شده است :

- ۱- عدم قطعیت به واسطه عامل غیر خطی اصطحکاک محرک که در معادلات سیستم تعلیق وارد شده است.
- ۲- عدم قطعیت در پارامتر های سیستم تعلیق، جرم بدنه و ضریب سختی فنر که بعضاً متغیر با زمان هستند.
- ۳- عدم قطعیت در پارامتر های محرکه
- ۴- عدم قطعیت بواسطه دینامیک های مدل نشده ای که ناشی از مثلاً خطی گرفتن فنر و دمپر است.

بطور کلی در مقالاتی که کنترل تطبیقی را روی سیستم تعلیق انجام داده اند:

- ۱- کنترل تطبیقی مدل کامل ربع خودرو بعنوان یک کنترل کننده فرعی و فقط برای شناسایی دقیق پارامتر های محرکه، برای استفاده در کنترل کننده غیر خطی مبتنی بر مدل بکار رفته است.
- ۲- کنترل کننده های مدل مرجع مقاوم و غیر تطبیقی از دینامیک های چرخ صرفنظر کرده و کاهش شتاب عمودی هم چندان قابل ملاحظه نیست.

در این پایان نامه کنترل کننده مدل مرجعی که پیشنهاد شده است :

- ۱- کنترل کننده اصلی است که توان مقابله با انواع نامعینی ها در ابعاد وسیع را دارد. و پایداری حلقه بسته تضمین تئوری نیز دارد.
- ۲- مدل ربع خودرو با اصطحکاک در نظر گرفته شده است. و مقاومت سیستم حلقه بسته در حضور محرکه را نشان می دهد. ضمن اینکه افزایش راحتی و ایمنی سفر قابل ملاحظه است.
- ۳- روشی که برای مدل ربع خودرو ارائه شده به راحتی به مدل کامل خودرو قابل تعمیم است

مروری بر پایان نامه :

در این پایان نامه از کنترل کننده تطبیقی برای بهبود عملکرد سیستم تعلیق استفاده می شود. کنترلر دارای دو حلقه است. در حلقه داخلی ردیابی و تثبیت نیرو با استفاده از تکنیک مود لغزشی صورت می گیرد و در حلقه خارجی کنترل کننده تطبیقی مقاوم اثر اغتشاش را تضعیف می کند. در فصل اول مقدمه ای در مورد سیستم تعلیق و کارهای انجام شده در این زمینه بیان شده است. در فصل دوم دینامیک سیستم تعلیق و محرکه مورد بررسی قرار گرفته است. در فصل سوم کنترل امیدانس و روش تعیین ضرایب آن بیان شده است. در فصل چهارم استراتژی کنترل و در فصل پنجم ابتدا مقدمه ای از کنترل تطبیقی و سپس الگوریتم مورد استفاده در پایان نامه بیان شده است. در فصل ششم روش مود لغزشی که در حلقه داخلی برای ردگیری نیرو از آن استفاده شده مورد بررسی قرار گرفته است. در فصل هفتم سیستم تعلیق با استراتژی کنترل پیشنهاد شده شبیه سازی شده است. نتایج شبیه سازی نشان می دهد که سیستم حلقه بسته دارای عملکرد نامی مطلوبی است. و راحتی و ایمنی سفر به مقدار قابل توجه ای بهبود پیدا کرده است. کنترل کننده تطبیقی همچنین دارای عملکرد مقاوم و مطلوب در حضور دینامیک محرک و پارامتر های متغیر با زمان جرم بدنه و ضریب سختی لاستیک چرخ نیز می باشد. در آخر برای مقایسه این روش با روش های دیگر کنترل سیستم تعلیق، دینامیک محرکه را با استفاده از کنترل کننده تناسبی وارد سیستم حلقه بسته کرده

ایم که شبیه سازی ها نشان می دهد روش پیشنهادی در مقایسه با این روش در مقابل عدم قطعیت های محرکه مقاوم تر بوده و به خطای ردگیری کمتری منجر می شود. در فصل هشتم نتایج و پیشنهادات آمده است.

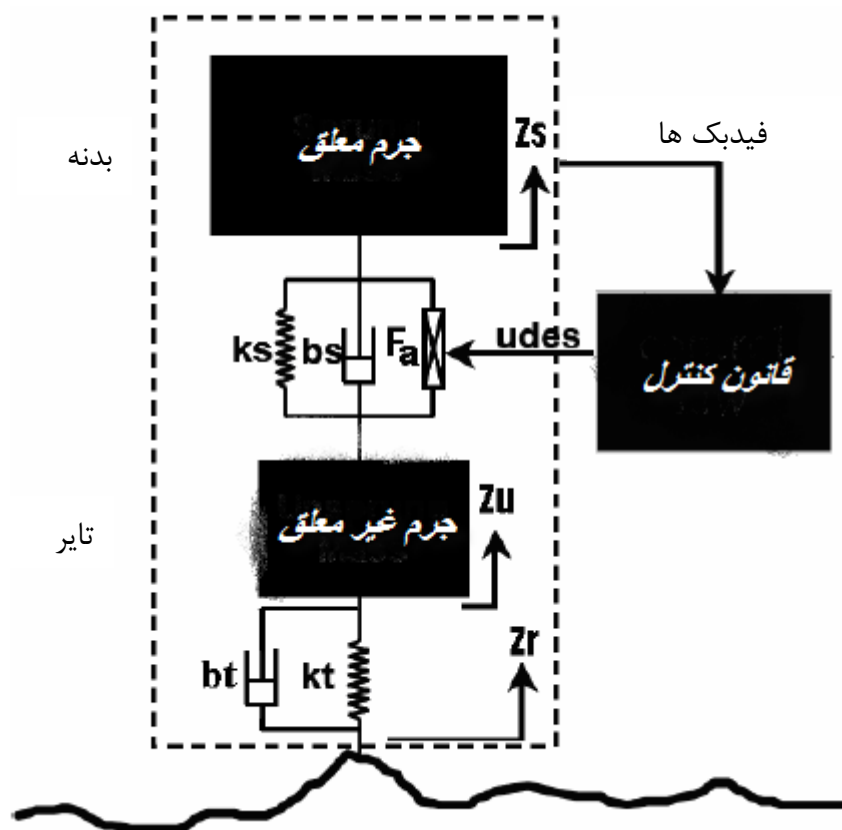
فصل دوم:

دینامیک سیستم تعلیق و محرکه

۱-۲ سیستم تعلیق

در این پایان نامه از مدل $1/4$ خودرو سواری مبتنی بر نتایج تجربی [۲۲] برای سیستم تعلیق

شکل (۱-۲) استفاده شده است.



شکل (۱-۲): مدل سیستم تعلیق

معادلات سیستم تعلیق حول نقطه تعادل صفر، به صورت زیر بدست می آید:

$$m_s \ddot{z}_s = -b_s(\dot{z}_s - \dot{z}_u) - k_s(z_s - z_u) + f_a \quad (1-2)$$

$$m_u \ddot{z}_u = b_s(\dot{z}_s - \dot{z}_u) + k_s(z_s - z_u) - f_a + f_{dis} \quad (2-2)$$

که m_s ، m_u ، k_s ، k_t ، b_s و b_t به ترتیب، جرم بدنه (جرم معلق)^۱، جرم لاستیک (جرم نامعلق)^۲، ضریب سختی^۳ فنر و لاستیک، ضریب میرایی^۴ دمپر و لاستیک می باشند. متغیرهای z_u ، z_r و z_s به ترتیب موقعیت عمودی^۵ چرخ، بدنه و جاده هستند. f_a هم نیرویی است که محرک الکتروهیدرولیکی تولید می کند.

نکاتی در مورد معادلات (۱-۲) :

- ۱- این معادلات حول نقطه کار خطی سازی شده هستند.
- ۲- متغیرهای z_u ، z_s و z_r تغییرات حول نقطه تعادل هستند.
- ۳- نیروی اعمالی به تایر به عنوان یک نیروی اغتشاش^۶ در نظر گرفته شده است .

ازاین رو:

$$f_{dis} = b_t(\dot{z}_r - \dot{z}_u) + k_t(z_r - z_u) \quad (3-2)$$

که f_{dis} نیروی اعمالی از طرف جاده به چرخ است.

¹ Sprung mass
² Unsprung mass
³ stiffness
⁴ Damping rate
⁵ Vertical position
⁶ Disturbance force

۲-۲ محرک هیدرولیکی

۱-۲-۲ نگاه کلی به سیستمهای هیدرولیک

در بسیاری از فرآیندهای صنعتی، انتقال قدرت به صورت کم هزینه و با دقت زیاد مورد نظر است که با بکارگیری سیال تحت فشار در انتقال و کنترل قدرت انجام می شود.

برای سیستم تعلیق فعال خودرو سه انتخاب پیش رو داریم :

۱- محرکه های سلونوئیدی (مغناطیسی)

۲- محرکه های نیو ماتیکی (بادی)

۳- محرکه های الکترو هیدرولیکی (روغنی)

محرکه های سلونوئیدی شامل یک سیم پیچ و یک هسته متحرک می باشند. هنگامی که سیم پیچ توسط یک جریان الکتریکی تحریک می شود، هسته متحرک جذب می شود. در انتهای دیگر هسته متحرک وسیله ای که باید تغییر موقعیت داده شود، نصب می گردد. سلونوئید ها ممکن است با جریان DC و یا AC و در اندازه های مختلف از ۱۱۵ ولت تا ۵۵۰ ولت ساخته می شوند. عملکرد مستقیم این محرکه ها هنگامی که تغییر مکان کوتاه مد نظر باشد ایده آل بوده و در تغییر مکان های بلند به علت بزرگ شدن هسته متحرک احتیاج به سیم پیچ بزرگی خواهند داشت. نیروی کششی سلونوئید ها حداکثر تا حدود ۲۲۲ نیوتون است. در حالی که نیروی لازم برای سیستم تعلیق در حدود ۲۰۰۰ تا ۴۰۰۰ نیوتن می باشد که از توانایی این عمل کننده ها خارج است [۲۷]. از محرکه های بادی در مواردی که نیروهای نسبتا پایین و یا سرعت های حرکتی بالا مورد نیاز باشد استفاده می کنند. در صورتی که کاربردهای سیستمهای روغنی عمدتا در مواردی است که قدرتهای بالا و سرعت های کنترل شده دقیق مورد نظر باشد بکار می روند. در سیستم های روغنی و بادی نسبت به سایر سیستمهای مکانیکی قطعات محرک کمتری وجود دارد و می توان در هر نقطه به حرکتهای خطی یا دورانی با قدرت بالا و کنترل مناسب دست یافت، چون انتقال قدرت توسط جریان سیال پر فشار در خطوط انتقال (لوله ها و شیلنگ ها) صورت می گیرد ولی در سیستمهای مکانیکی دیگر برای انتقال

قدرت از اجزایی مانند بادامک، چرخ دنده، محور، اهرم، کلاچ و... استفاده می کنند. کنترل نیرو توسط شیر های الکتریکی انجام می شود. استفاده از شیلنگ های انعطاف پذیر، سیستم های روغنی و بادی را به سیستم های انعطاف پذیری تبدیل می کند که در آنها از محدودیتهای مکانی که برای نصب سیستم های دیگر به چشم می خورد خبری نیست. این سیستم ها به خاطر اصطکاک کم و هزینه پایین از راندمان بالایی برخوردار هستند همچنین با استفاده از شیرهای اطمینان و سوئیچهای فشاری و حرارتی می توان سیستمی مقاوم در برابر بارهای ناگهانی، حرارت یا فشار بیش از حد ساخت که نشان از اطمینان بالای این سیستمها دارد [۲۷]. در جدول (۱-۲) خلاصه ای از مشخصه های محرکه ها آمده است [۲].

روغنی	الکتریکی	بادی
+ مناسب برای ربات های بزرگ و بار های سنگین	+ مناسب برای ربات های مختلف	+ قطعات مطمئن
+ بالاترین نسبت قدرت به وزن	+ کنترل بهتر، مناسب برای ربات های دقیق	+ کم هزینه و ساده
+ سیستم سفت، دقت بالا، پاسخ بهتر	+ مطمئن، نگهداری آسان	+ فشار کم در مقایسه با روغنی ها
- گران و با صدا، نیاز به نگهداری	- نیاز به چرخ دهنده کاهنده	- سیستم های صدا دار
- حساس به مواد خارجی در روغن	- نیاز به ترمز برای حالت خاموش	- تغییر شکل در زیر بار
	- نرمش کم	- پایین ترین نسبت قدرت به وزن

جدول (۱-۲): خلاصه ای از مشخصه های محرکه ها

محرکه های الکترو هیدرولیکی (روغنی) دارای ظرفیت ارائه نیروی زیاد و پاسخ سریع می باشند و حداکثر فشار در استفاده معمولی در حدود 3000 psi (20685000 Pa) می باشد [۲۷].

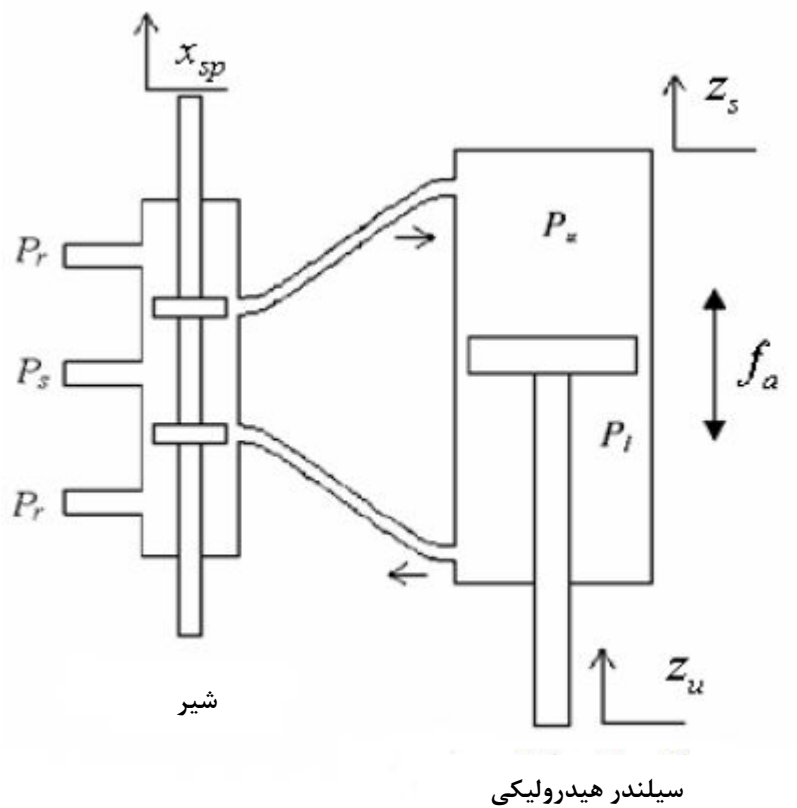
محرکه های بادی نسبت به محرکه های الکترو هیدرولیکی (روغنی) ساده تر هستند، ولی حداکثر فشاری که آنها می توانند اعمال کنند در حدود $100 - 30 \text{ psi}$ می باشد [۲].

۲-۲-۲ نحوه کار محرکه هیدرولیکی

برای انتقال قدرت به یک سیال تحت فشار (تراکم پذیر یا تراکم ناپذیر) احتیاج داریم که توسط پمپ های هیدرولیک نیروی مکانیکی را تبدیل به قدرت سیال تحت فشار نمود. مرحله بعد انتقال نیرو به نقطه دلخواه است که این وظیفه را لوله ها، شیلنگ ها و بست ها به عهده می گیرند. بعد از کنترل فشار و تعیین جهت جریان توسط شیرها سیال تحت فشار به سمت عملگرها (سیلندرها یا موتور های هیدرولیک) هدایت می شوند تا قدرت سیال به نیروی مکانیکی مورد نیاز (به صورت خطی یا دورانی) تبدیل شود. اساس کار تمام سیستم های هیدرولیکی و نیوماتیکی بر قانون پاسکال استوار است.

با توجه به توضیحاتی که پیش تر آمد، بهترین انتخاب محرک الکترو هیدرولیکی می باشد که می تواند با جریان کم نیروی عظیمی را تولید کند. یک محرک الکترو هیدرولیکی در شکل (۲-۲) نشان داده شده، که شامل محور شیر و سیلندر هیدرولیک^۷ می باشد. p_s فشار منبع هیدرولیک (تغذیه) و p_r (≈ 0) فشار برگشتی است. x_{sp} موقعیت محور شیر، p_l و p_u به ترتیب فشار روغن در پایین و بالای سیلندر است، که منشا نیروی تولیدی توسط محرکه هستند [۱۰]. وقتی اختلاف بین p_u و p_l وجود داشته باشد، پیستون حرکت می کند. $z_u - z_s$ جابجایی پیستون نسبت به سیلندر می باشد. x_{sp} که با جریان ورودی مستقیم کنترل می شود، باعث ایجاد نیرو توسط محرک الکترو هیدرولیکی می گردد.

⁷ Hydraulic cylinder



شکل (۲-۲): محرک هیدرولیکی

رابطه بین جریان ورودی i_{sv} با موقعیت محور شیر x_{sp} به صورت زیر است [۱۰]:

$$\dot{x}_{sp} = \frac{1}{\tau} (k_{sv} \cdot i_{sv} - x_{sp}) \quad (۴-۲)$$

که k_{sv} بهره جریان و τ ثابت زمانی شیر می باشد. رابطه غیر خطی بین موقعیت محور شیر و نیروی محرکه به صورت زیر است [۱۰].

$$\dot{f}_a = -\alpha A_p (\dot{z}_s - \dot{z}_u) - \beta \cdot f_a + \gamma \cdot x_{sp} \sqrt{P_s - \text{sgn}(x_{sp}) f_a / A_p} \quad (۵-۲)$$

که

$$\alpha = 4\beta_e A_p / V_t$$

$$\beta = \alpha C_{tp} A_p$$

$$\gamma = \alpha C_{dw} A_p \sqrt{1/\rho}$$

V_t حجم محرکه^۸، ρ چگالی سیال هیدرولیک^۹، C_d ضریب تخلیه^{۱۰}، C_{tp} ضریب نشت^{۱۱}، A_p سطح مقطع پیستون^{۱۲}، β_e ضریب کشیدگی سیال هیدرولیک^{۱۳}، w پهنای شیر کنترل^{۱۴} می باشند.

⁸ Total volume of actuator cylinder chamber

⁹ Specific gravity of hydraulic fluid

¹⁰ Discharge coefficient

¹¹ Leakage coefficient

¹² Piston area

¹³ Bulk modulus of hydraulic fluid

¹⁴ Spool valve width

فصل سوم:

کنترل امیدانس

۳-۱ کنترل امپدانس

کنترل امپدانس یکی از روش های کنترل فعال می باشد. که به منظور فراهم ساختن رفتار دینامیکی مناسب برای انجام کار معین بکار می رود. روش کنترلی و انتخاب پارامتر ها با توجه به رفتار محیط در واکنش به انجام کار و مدل دینامیکی سیستم انتخاب می گردد.

هدف از کنترل امپدانس تعیین دقیق موقعیت یا مسیر حرکت و تعیین دقیق نیرو نیست، بلکه تنظیم رابطه دینامیکی حرکت است. یعنی کنترل امپدانس همان تنظیم امپدانس مکانیکی سیستم است. با استفاده از دوگان های برق- مکانیک که نیرو را به ولتاژ و سرعت را به جریان متناظر می کند. نسبت نیرو به سرعت (گشتاور به سرعت زاویه ای) به امپدانس مکانیکی سیستم تعبیر می شود که در حوزه فرکانس بوسیله رابطه زیر نمایش داده می شود:

$$\frac{F_e(s)}{V(s)} = Z(s) \quad (۱-۳)$$

که در آن $F_e(s)$ ، $V(s)$ و $Z(s)$ به ترتیب تبدیل لاپلاس های نیرو، سرعت و امپدانس مکانیکی است و رابطه دینامیکی مطلوب توسط رابطه زیر داده می شود:

$$M\ddot{X} + B\dot{X} + KX = F_e \quad (۲-۳)$$

که در آن ماتریس ها M ، B و K به ترتیب لختی، میرایی و سختی را نشان می دهند. معادلات امپدانس به شکل کامل تر در [۲۸] آمده است. کنترل امپدانس یک مجموعه منسجم از انواع استراتژی های مختلف کنترل را نشان می دهد. استراتژی کنترل سختی حالت خاصی از کنترل امپدانس است

که فقط به حالت ماندگار تغییر مکان - نیرو توجه دارد. وقتی مجری نهایی در فضای آزاد حرکت می کند، نیروی صفر را در سرعت معین به محیط وارد می کند، پس سیستم دارای امپدانس صفر است. برعکس اگر یک بازوی ماهر بطور صلب به دیوار بچسبد به ازای هر مقدار نیروی وارد بر دیوار بدون حرکت خواهد ماند و در نتیجه دارای امپدانس بینهایت است. بنابراین کنترل انحصاری موقعیت و کنترل انحصاری نیرو می تواند به عنوان حالات خاص کنترل امپدانس مورد توجه قرار گیرد که به ترتیب مربوط به امپدانس صفر و امپدانس بینهایت می شوند [۱].

طبق نظریه هوگان، ایده اصلی کنترل امپدانس ربات، اجرای رفتار دینامیکی معین توسط ربات است با این حال که ربات متاثر از تداخل عمل با محیط می باشد. این عملکرد با دینامیک عمومی سیستم جرم و فنر نمایش داده می شود. از ویژگی های کنترل امپدانس، می توان به سادگی و مقاوم بودن در مقابل عدم قطعیت پارامتری اشاره کرد اما معمولاً تاکید بر حرکات تقریباً آرام است [۲۹]. در کنترل امپدانس ضرایب بصورت زیر تعیین می شود [۱]:

✓ برای اجرای دینامیک محدود و کوچک در جهت مورد نظر M بزرگ انتخاب می شود.

✓ برای کاهش انرژی جنبشی در جهت مورد نظر مقدار B بزرگ انتخاب می شود و بنابراین میرا نمودن بیشتر نوسانات را داریم.

✓ در جهتی که کنترل نیرو داریم باید K به قدر کافی کوچک باشد تا نیروهای تماس را محدود کند و در جهتی که کنترل موقعیت داریم باید ضریب سختی بزرگی را برای فراهم کردن دقت در نقطه نهایی تنظیم کرد.

بطور کلی دو روش کنترل امپدانس بسته به آن که سنسور نیرو^۱ بکار رود یا نه معرفی شده است [۳۰]. هوگان در آزمایشی نشان داد که می توان با استفاده از سنسور نیرو جواب بهتری گرفت [۳۰]. نکته دیگر که قابل توجه است اثر بارهای مختلف یا به عبارت دیگر اجسام مختلف بر سیستم است و اینکه این اجسام مختلف چگونه در معادلات ظاهر می شوند.

¹ Force sensor

کنترل امیدانس تطبیقی در تراشکاری پیاده شده است [۳۱] و [۳۲]. سکان هواپیما با قانون کنترل امیدانس شبیه سازی شده است [۳۳]. عملکرد سکان در هواپیمای واقعی مانند یک سیستم جرم و فنر و میراکننده است یعنی خلبان هر چه سکان را از موقعیت تعادل خود بیشتر منحرف کند نیروی بیشتری از طرف سکان به دست خلبان وارد می شود و اگر آن را رها کند سکان به آرامی به موقعیت تعادل خود بر می گردد.

کنترل امیدانس به منظور جا سازی میله در سوراخ برای کارهای مونتاژ کاری پیشنهاد شده است [۳۴]. روش کنترل مقاوم امیدانس در بریدن اجسام ارائه شده است [۳۳].

دامنه وسیع کاربرد های کنترل امیدانس نشان می دهد که می توان آن را به عنوان یک روش کنترلی موثر در هدایت سیستم های دینامیکی بکار برد. کنترل امیدانس که یکی از روش های کنترل اکتیو محسوب می شود، می تواند رفتار دینامیکی سیستم را مطابق با رفتار از پیش تعیین شده تنظیم نماید. از کنترل امیدانس برای کنترل ضریب سختی نیز استفاده می شود. با تعیین پارامتر های آن می توان کنترل موقعیت را نیز انجام داد. در شرایطی که محیط یا نوع کار تغییر می نماید با تنظیم خودکار پارامتر های امیدانس، رفتار دینامیکی سیستم مطابق با شرایط به صورت مطلوب هدایت می گردد. از مزایای کنترل امیدانس می توان به وابسته نبودن آن به مدل و توانایی استفاده از آن در شرایط مختلف جاده اشاره کرد [۳۵].

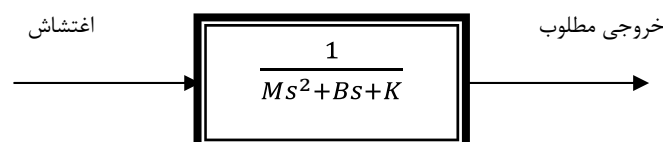
فصل چهارم:

استراتژی کنترل

۴-۱ استراتژی کنترل

هدف اصلی سیستم کنترل امپدانس، این است که سیستم تعلیق خودرو، در مقابل اغتشاشات جاده، یک رفتار از پیش تعیین شده ای را داشته باشد. این رفتار مطلوب از پیش تعیین شده توسط قانون کنترل امپدانس بیان می گردد. قانون کنترل امپدانس، سیستم تعلیق خودرو را به یک سیستم مطلوب درجه دوم تبدیل می کند. به عبارت دیگر قانون کنترل امپدانس کل سیستم تعلیق از دید اغتشاشات جاده، جابجایی بدنه، جابجایی چرخ و جابجایی سیستم تعلیق نسبت به ورودی کنترل را به صورت یک سیستم مرتبه دوم مطلوب بیان می کند. از آنجا که در سیستم تعلیق محل تماس مجری نهایی با محیط یا سطحی که مجری نهایی با آن برای اعمال نیرو در تماس است چرخ می باشد، و هدف کاهش شتاب عمودی و جابجایی بدنه در مقابل اغتشاشات وارده از جاده می باشد، لذا قانون کنترل امپدانس را به گونه ای تعریف نموده تا در مقابل نیروی حاصل از اغتشاش جاده رابطه (۲-۳) قرار گرفته و برای جابجایی بدنه سیستم تعلیق یک جابجایی مطلوبی را از خود بروز دهد. به عبارت دیگر رفتاری را که می خواهیم سیستم تعلیق در مقابل اغتشاشات جاده از خود نشان دهد توسط قانون کنترل امپدانس تعریف می کنیم.

قانون کنترل امپدانس را می توان بصورت زیر نشان داد :



که ضرایب بصورت زیر انتخاب می شوند :

✓ برای اجرای دینامیک محدود و کوچک در جهت مورد نظر M بزرگ انتخاب می شود.

✓ برای کاهش انرژی جنبشی در جهت مورد نظر مقدار B بزرگ انتخاب می شود و بنابراین میرا نمودن بیشتر نوسانات را داریم.

✓ در جهتی که کنترل نیرو داریم باید K به قدر کافی کوچک باشد تا نیرو های تماس را محدود کند، و در جهتی که کنترل موقعیت داریم باید ضریب سختی بزرگی را برای فراهم کردن دقت در نقطه نهایی تنظیم کرد.

به این ترتیب در هر لحظه بسته به مقدار اغتشاش وارده به قانون کنترل امپدانس یک خروجی مطلوب (Z_{sd}) برای جابجایی بدنه که هدف سیستم تعلیق می باشد، محاسبه می گردد. برای آنکه هدف سیستم تعلیق برآورده گردد، باید سیستم کنترل بگونه ای طراحی شود که سیستم تعلیق بتواند این خروجی مطلوب بدست آمده از قانون کنترل امپدانس را ردگیری کند که این نیازمند طراحی یک کنترل کننده موقعیت است که خروجی آن نیروی مطلوب بوده و توسط محرکه تولید می شود (f_{a1}). یکی از راه های افزایش کیفیت رانندگی^۱ طراحی کنترلی است که نیروی تولیدی توسط کنترل کننده موقعیت را ردگیری کند [۲۰]. از این رو نیاز به کنترل کننده ای برای ردگیری نیرو داریم. می توان گفت سیستم کنترل شامل دو حلقه است. حلقه خارجی کنترل کننده موقعیت است و حلقه داخلی کنترل کننده نیرو است. یکی از روش هایی که با آن می توان ردگیری را در حلقه داخلی انجام داد استفاده از کنترل تطبیقی است. با توجه به عدم قطعیت متنوعی که در سیستم تعلیق خودرو وجود دارد، و در قسمت های قبل آورده شده به نظرمی رسد کنترل کننده تطبیقی به دلیل ماهیت غیر خطی و متغیر با زمان خود بهتر از کنترل کننده های ساختار ثابت قادر است با این نامعینی ها مقابله کند.

با توجه به ساختار کنترل کننده که در شکل (۴-۱) نشان داده شده است، ابتدا با فیدبک گرفتن از جابجای و سرعت بدنه و مقایسه آن با خروجی مطلوب قانون کنترل امپدانس، نیرویی که برای

¹ Ride quality

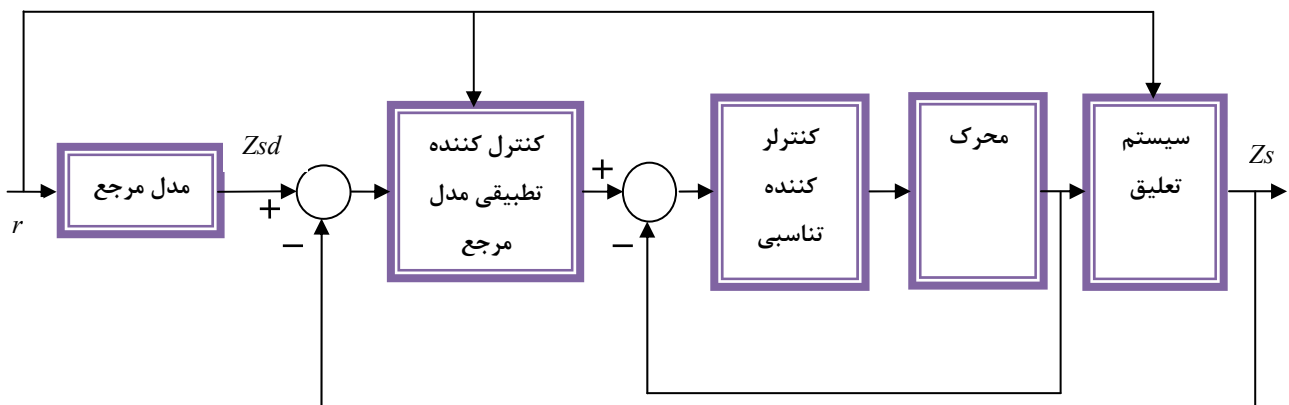


برای حذف اثر این نیرو که به عنوان اغتشاش در نظر گرفته شده است. می توان نیروی اعمالی به سیستم تعلیق را بصورت زیر در نظر گرفت:

$$f_a = f_{a_1} + f_{a_2} \quad (۲-۴)$$

f_{a_1} نیروی است که کنترل کننده تطبیقی تولید می کند و f_{a_2} را می توان نیروی مورد نیاز برای حذف اغتشاش در نظر گرفت. این نیرو را می توان با فرموله کردن دینامیک سیستم تعلیق بدست آورد.

در آخر برای مقایسه این روش با روش های دیگر کنترل سیستم تعلیق، دینامیک محرکه را با استفاده از کنترل کننده تناسبی وارد سیستم حلقه بسته کرده ایم (شکل ۲-۴) [۱۵]. که شبیه سازی ها نشان می دهد روش پیشنهادی در مقایسه با این روش در مقابل عدم قطعیت های محرکه مقاوم تر بوده و به خطای ردگیری کمتری منجر می شود. همچنین بدلیل حذف اغتشاش قبل از اعمال کنترل کننده در روش اول، نیروی لازم برای کنترل سیستم از حالت دوم کمتر است.



شکل (۲-۴) : ساختار کنترل کننده با در نظر گرفتن محرک

فصل پنجم:

کنترل تطبیقی

۵-۱ مقدمه

در زبان روزمره کلمه "تطبیق" به معنای تغییر رفتار برای وفق یافتن با وضع جدید است. به طور حسی کنترل تطبیقی، کنترلگری است که بتواند رفتارش را در پاسخ به تغییر دینامیک فرایند و اغتشاشها، تغییر دهد. از آنجایی که پسخورد معمولی نیز به منظور کاهش اثرات اغتشاشها و عدم قطعیت فرایند معرفی شده، این سؤال مطرح می شود که تفاوت بین کنترل پسخورد و کنترل تطبیقی چیست؟ "سیستم تطبیقی، هر سیستم فیزیکی است که با دیدی تطبیقی طراحی شده باشد". بهر حال ما از این دید عملی به مسئله نگاه می کنیم که کنترلگر تطبیقی، کنترلگری است با پارامترهای قابل تنظیم، همراه با مکانیزمی برای تنظیم پارامترها، چنین کنترلگری به دلیل وجود مکانیزم تنظیم، غیر خطی است. [۳۶] و [۲۸].

یک سیستم کنترلگر تطبیقی از دو حلقه تشکیل شده است :

- ۱- حلقه پسخوری معمولی، شامل فرایند و کنترل کننده
- ۲- حلقه تنظیم پارامتر (غالبا کندتر از حلقه پسخورد معمولی است)

۵-۲ مفاهیم اساسی در کنترل تطبیقی

دلیل اولیه مطرح شدن کنترل تطبیقی، طراحی کنترل کننده ای بود که بتواند با تغییر دینامیک فرآیند و مشخصه های اغتشاش تطبیق یابد. این حقیقت ثابت شده که روشهای تطبیقی برای تنظیم خودکار کنترل کننده ها قابل استفاده است.

در عمل ممکن است تغییرات از منابع مختلفی ناشی شده باشد و همواره ترکیبی از عوامل مختلف مؤثر هستند. در بیشتر حالات دلایل اساسی تغییرات، کاملاً قابل فهم نیست. بیشتر فرایندهای صنعتی بسیار پیچیده هستند و بخوبی قابل فهم نیستند. بررسی منابع تغییرات فرایند نه ممکن و نه اقتصادی است. در این حالتها کنترلگرهای تطبیقی انتخاب خوبی هستند. در سایر حالتها ممکن است برخی از دینامیکها بخوبی قابل فهم باشد، اما سایر قسمتها، نا معلوم باشد. به طور کلی، هدف اصلی کنترل تطبیقی این است که عملکرد سیستم در مقابل عدم قطعیت پارامتری و یا تغییرات نا مشخص آنها به طور سازگار حفظ شود. از آنجا که یک چنین عدم قطعیت پارامتری و یا تغییرات آنها می تواند در بسیاری از مسائل کاربردی صورت پذیرد، کنترل تطبیقی در بسیاری از وضعیتهای صنعتی مفید است.

به عنوان مثال رباتها مجبورند بارهایی را با اندازه، وزن و توزیع وزنهاى متفاوتی جابجا کنند. فرض معلوم بودن پارامترهای اینرسی ربات قبل از جابجایی بار خیلی محدود کننده است. اگر پارامترهای بار دقیقاً معلوم نباشد و از کنترل کننده های با بهره ثابت استفاده شود، ممکن است حرکت رباتها بدون دقت و یا ناپایدار باشد. از سوی دیگر، کنترل تطبیقی این امکان را ایجاد می کند که رباتها بارهایی با پارامترهای نا معلوم را با سرعت و دقت بالا جابجا کنند.

مثالی دیگر اینکه مدلهای فرایندهای شیمیایی و متالورژیکی معمولاً پیچیده اند و بدست آوردن آنها کار مشکلی است. پارامترهایی که این فرایندها را مشخص می کنند از یک دسته تا دسته دیگر تغییر می کنند. علاوه بر این، معمولاً شرایط کار نیز تغییر پذیر با زمان است. در حقیقت، کنترل فرایند یکی از مهمترین و فعالترین زمینه های کنترل تطبیقی است. کنترل تطبیقی در زمینه های دیگری مثل سیستمهای قدرت و مهندسی زیست پزشکی نیز به کار گرفته شده است. در اکثر مواردی که از کنترل تطبیقی استفاده می شود، منظور رسیدگی به تغییرات اجتناب نا پذیر پارامترها یا عدم قطعیت آنهاست. اما در بعضی از کاربردها، بخصوص در کنترل فرایندها، جایی که ممکن است صداها حلقه کنترل در یک سیستم وجود داشته باشد، کنترل تطبیقی می تواند در کاهش تعداد تنظیم کننده های دستی به کار رود و به این ترتیب باعث افزایش توانایی و عملی بودن مهندسی شود [۲۸].

۵-۲-۱ انواع کنترل کننده های تطبیقی

کنترل کننده تطبیقی با کنترل کننده معمولی از این جهت فرق می کند که در آن، پارامترهای کنترل کننده قابل تغییر است و برای تنظیم بهنگام این پارامترها از مکانیسم مبتنی بر سیگنال های سیستم استفاده می شود.

چهار نوع سیستم تطبیقی وجود دارد :

۱- روش رگولاتورهای خود تنظیم

۲- روش کنترل تطبیقی مدل-مرجع

۳- جدول بندی بهره

۴- کنترل دوگان

در این پایان نامه از کنترل تطبیقی مدل مرجع استفاده شده است.

۵-۲-۲ جدول بندی بهره

در بسیاری از حالات، چگونگی تغییرات دینامیک فرایند با تغییر شرایط کار، معلوم است. بنابراین، امکان تغییر پارامترهای کنترلگر با مشاهده شرایط کار وجود دارد. این ایده، جدول بندی بهره نامیده می شود، زیرا این روش در اصل فقط بر اساس همراهی با تغییرات بهره فرایند کار می کند. مفهوم جدول بندی بهره با توسعه سیستمهای کنترل پرواز ارتباط تنگاتنگی دارد و خواستگاه اصلی جدول بندی بهره، سیستمهای کنترل پرواز^۱ و حالات خاص همانند طراحی اتوپایلوت برای هواپیماهای با عملکرد بالاست. در این نوع کنترل، پارامترهای کنترلگر به عنوان توابعی از متغیرهای جدول بندی بهره نمایش داده می شود. نمونه ای از این متغیرها عبارت است از: فشار دینامیکی^۲، عدد ماخ^۳، ارتفاع^۴ و زاویه حمله^۵ [۳۶].

^۱ flight control system

^۲ Dynamic pressure

^۳ Mach number

۳-۲-۵ تخمین پارامتر

یکی از نکات اساسی در کنترل تطبیقی مشخص کردن بی درنگ پارامترهای فرایند است، روش حداقل مربعات شیوه‌ای اساسی در تخمین پارامتر است.

۱-۳-۲-۵ حداقل مربعات [۳۶]

براساس این قاعده، پارامترهای مجهول مدل ریاضی، باید چنان انتخاب شوند که مجموع مربعات اختلاف بین مشاهده واقعی و مقادیر محاسبه شده ضرب در درجه دقت کمینه شود. هر گاه مدل سیستم بصورت زیر ارائه شود:

$$y(i) = \varphi_1(i)\theta_1^0 + \varphi_2(i)\theta_2^0 + \dots + \varphi_n(i)\theta_n^0 = \varphi^T(i)\theta^0 \quad (۱-۵)$$

که در آن y متغیر مشاهده شده، $\theta_1^0, \theta_2^0, \dots, \theta_n^0$ پارامترهای مجهول و $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_n$ توابع معلومی هستند که ممکن است به متغیرهای معلوم دیگری وابسته باشند. با در نظر گرفتن بردارهای زیر

$$\theta^0 = [\theta_1^0 \quad \theta_2^0 \quad \dots \quad \theta_n^0]^T, \varphi^T(i) = [\varphi_1(i) \quad \varphi_2(i) \quad \dots \quad \varphi_n(i)] \quad (۲-۵)$$

اندیس i اغلب زمان را نشان می دهد. متغیرهای φ_k متغیرهای رگرسیون می گویند و معادله (۱-۵) مدل رگرسیون نام دارد. پارامتر θ باید به گونه ای انتخاب شود که تابع معیار حداقل مربعات زیر را کمینه کند.

$$V(\theta, t) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^t (y(i) - \varphi^T(i)\theta)^2 \quad (۳-۵)$$

که در θ آن تخمین θ^0 است. با در نظر گرفتن :

$$\varphi(t) = [\varphi^T(1) \quad \dots \quad \varphi^T(t)]^T \quad (۴-۵)$$

$$Y(t) = [y(1) \quad y(2) \quad \dots \quad y(t)]^T \quad (۵-۵)$$

$$E(t) = [\varepsilon(1) \quad \varepsilon(2) \quad \dots \quad \varepsilon(t)]^T \quad (۶-۵)$$

⁴ Altitude

⁵ Angle of attack

و با تعریف $P(t)$ بصورت زیر

$$P(t) = (\Phi^T(t)\Phi(t))^{-1} = (\sum_{i=1}^t \varphi(i)\varphi^T(i))^{-1} \quad (7-5)$$

$$\varepsilon(i) = y(i) - \hat{y}(i) = y(i) - \varphi^T(i)\theta \quad (8-5)$$

خطای حد اقل مربعات بصورت زیر خواهد بود.

$$V(\theta, t) = \frac{1}{2} \|E\|^2 \quad (9-5)$$

که

$$E = Y - \hat{Y} = Y - \Phi\theta \quad (10-5)$$

تابع معادله (3-5) به ازای پارامترهای $\hat{\theta}$ ، کمینه است که $\hat{\theta}$ در معادله زیر صدق می کند:

$$\Phi^T \Phi \hat{\theta} = \Phi^T Y \quad (11-5)$$

اگر ماتریس $\Phi^T \Phi$ غیر منفرد باشد این مقدار کمینه یکتاست و داریم :

$$\hat{\theta} = (\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T Y \quad (12-5)$$

با تغییر دادن تابع معیار (3-5) می توان به صورت زیر خطاها را به شکل متفاوتی وزن گذاری کرد.

$$V = \frac{1}{2} E^T W E \quad (13-5)$$

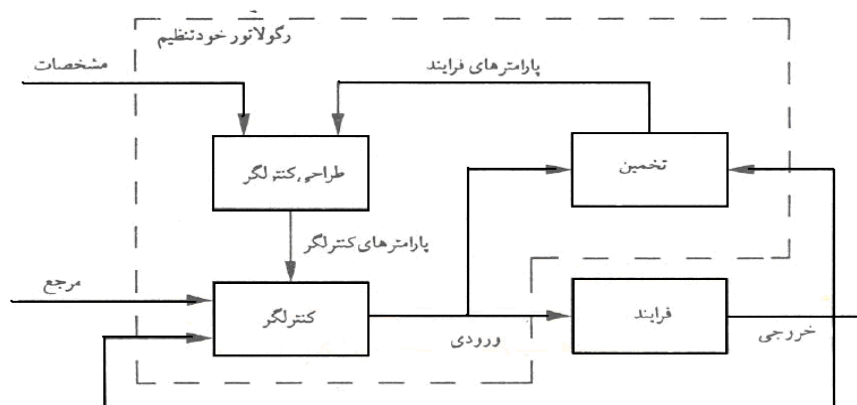
که در آن W ماتریس قطری وزن است. در نتیجه تخمین حد اقل مربعات به کمک تخمین زیر به دست می آید:

$$\hat{\theta} = (\Phi^T W \Phi)^{-1} \Phi^T W Y \quad (14-5)$$

۴-۲-۵ رگولاتورهای خود تنظیم

در کنترلر خود تنظیم ابتدا پارامترهای سیستم را تخمین می زنیم و سپس پارامترهای کنترلر کننده را محاسبه می کنیم. چون در این روش نیاز است که پارامترهای تخمین زده شده به پارامتر

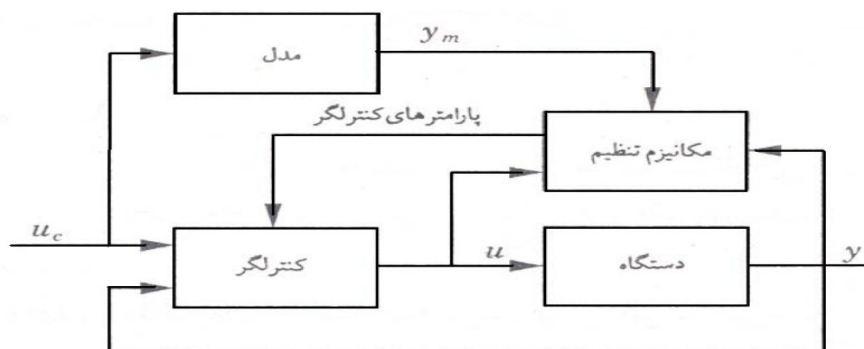
های کنترلر کننده تبدیل شوند. این روش کنترل تطبیقی غیر مستقیم نامیده می شود. اغلب می توان مدل را به گونه ای پارامتری کرد که پارامترهای کنترلر مستقیماً قابل تخمین باشند. این روش کنترل تطبیقی مستقیم نامیده می شود. یک نمونه از این رگولاتور ها در شکل (۵-۱) نشان داده شده است [۳۶].



شکل (۵-۱): نمودار بلوکی یک رگولاتور خود تنظیم

۵-۲-۵ کنترل تطبیقی مدل-مرجع

سیستم کنترل تطبیقی مدل-مرجع یکی از کنترلرهای تطبیقی مهم است. این سیستم را می توان بصورت یک سیستم سرو تطبیقی در نظر بگیریم، که در آن عملکرد مطلوب توسط مدل مرجعی که به سیگنال فرمان پاسخ مطلوب می دهد بیان شده است. این کار روشی مناسب برای ارائه مشخصات یک مسئله سرو است. به طور کلی، یک سیستم کنترل تطبیقی مدل-مرجع را می توان به صورت شکل (۵-۲) نمایش داد.



شکل (۵-۲): نمودار بلوکی سیستم تطبیقی مدل مرجع

البته در سیستم کنترل تطبیقی مدل- مرجع، فرض می شود که ساختار دستگاه معلوم داشته باشد، اگر چه پارامترهای آن ناشناخته اند. در دستگاههای خطی، این بدان معنی است که فرض کنیم تعداد قطبها و صفرهای دستگاه معلوم است، ولی محل این قطبها و صفرها معلوم نیست. در دستگاههای غیر خطی، این فرض منتهی می شود به اینکه ساختار معادلات دینامیکی معلوم ولی بعضی از پارامترها نا معلوم است [۳۶].

۵-۲-۱-۵ قاعده MIT^۶ :

قاعده MIT روش اصلی کنترل تطبیقی مدل- مرجع است. نام این قاعده بر اساس این واقعیت است که این روش اولین بار در آزمایشگاه ابزار دقیق در MIT مطرح شده است. برای ارائه قاعده MIT، سیستم حلقه بسته ای را در نظر می گیریم که در آن کنترلگر دارای یک پارامتر قابل تنظیم θ است. پاسخ حلقه- بسته مطلوب به کمک مدلی با خروجی y_m مشخص می شود. فرض کنید e خطای بین خروجی y سیستم حلقه- بسته و خروجی y_m مدل باشد. یک امکان، تنظیم پارامتر به گونه ای است که تابع تلف زیر کمینه گردد.

$$J(\theta) = \frac{1}{2} e^2 \quad (۵-۱۵)$$

برای کوچک کردن J ، منطقی به نظر می رسد که پارامترها در جهت گرادیان منفی J تغییر دهیم، در نتیجه

$$\frac{d\theta}{dt} = -\lambda e \frac{\partial e}{\partial \theta} \quad (۵-۱۶)$$

که در آن λ مقدار ثابتی است. رابطه فوق، قاعده معروف MIT است. مشتق جزئی $\frac{\partial e}{\partial \theta}$ که مشتق حساسیت نامیده می شود بیانگر نحوه تأثیر پذیری خطا از پارامترهای قابل تنظیم است. اگر فرض شود که پارامترها بسیار آهسته تر از سایر متغیرهای سیستم تغییر می کنند، مشتقات $\frac{\partial e}{\partial \theta}$ تحت شرایط وجود θ ، قابل محاسبه هستند [۳۶].

^۶ Massachusetts Institute of Technology

حال مراحل پیاده سازی یکی از الگوریتم های کنترل تطبیقی مدل مرجع که در این پایان نامه از آن استفاده شده را بیان می کنیم [۳۷] و [۴۱]:

۱- سیستم یک ورودی- یک خروجی زیر را در نظر می گیریم

$$y_p = G_p(s)u_p = K_p \frac{Z_p(s)}{R_p(s)} u_p \quad (۱۷-۵)$$

$$R_p(s) = S^{n_p} + a_{n_p-1}S^{n_p-1} + \dots + a_1S + a_0 \quad (۱۸-۵)$$

$$Z_p(s) = S^{m_p} + b_{m_p-1}S^{m_p-1} + \dots + b_1S + b_0 \quad (۱۹-۵)$$

K_p بهره فرکانس بالای سیستم و $Z_p(s)$ ، $R_p(s)$ چند جمله ای های صفر و قطب سیستم است.

۲- مدل مرجعی را بصورت زیر انتخاب می کنیم

$$y_m = w_m(s)r \quad (۲۰-۵)$$

$$w_m(s) = k_m \frac{Z_m(s)}{R_m(s)} \quad (۲۱-۵)$$

$$R_m(s) = S^{p_m} + a_{p_m-1}S^{p_m-1} + \dots + a_1S + a_0 \quad (۲۲-۵)$$

$$Z_m(s) = S^{q_m} + b_{q_m-1}S^{q_m-1} + \dots + b_1S + b_0 \quad (۲۳-۵)$$

k_m بهره ثابت و $Z_m(s)$ ، $R_m(s)$ چند جمله ای های صفر و قطب است. ورودی مرجع نیز r است.

قبل از انتخاب ساختار کنترل کننده فرضیاتی برای سیستم و مدل مرجع در نظر می گیریم. این محدودیتها از آنجا ناشی می شود که مثلاً درجه ی کنترل کننده ناخواسته بزرگ نشود و یا حذف صفر و قطبی در صفرهای غیر مینیمم فاز رخ ندهد.

➤ فرضیات سیستم

$PI - Z_p(s)$ چند جمله ای هورویتز (سیستم مینیمم فاز است) و تکین از درجه ی m_p است.

$P2 -$ درجه ی $R_p(s)$ ، n_p و حد بالای آن n است.

$P3$ - درجه ی نسبی سیستم $n^*=n_p-m_p$ معلوم است.

$P4$ - علامت بهره ی فرکانس بالای سیستم معلوم است.

➤ فرضیات مدل مرجع

$M1$ - $R_m(s)$ و $Z_m(s)$ چند جمله ای های هوروتیز تکین از درجه p_m, q_m هستند که $q_m < n$.

$M2$ - درجه نسبی مدل مرجع با درجه ی نسبی سیستم برابر است ، $n_m^* = p_m - q_m$.

چنانچه بخواهیم محدودیتهای فوق را تخفیف دهیم لازم است ساختار کنترل را پیچیده تر کنیم.

۳- انتخاب ساختار کنترل کننده

سیکنال کنترل را بصورت زیر انتخاب می کنیم که فقط سیکنالهای قابل اندازه گیری در آن لحاظ شده است.

$$u_p = \theta_1^{*T} \frac{\alpha(s)}{\Lambda(s)} u_p + \theta_2^{*T} \frac{\alpha(s)}{\Lambda(s)} y_p + \theta_3^* y_p + c_0^* r \quad (24-5)$$

بردار پارامترهای کنترل کننده را اینگونه تعریف می کنیم که ابعاد آن به درجه سیستم بستگی دارد.

$$\begin{aligned} \theta^* &= [\theta_1^{*T}, \theta_2^{*T}, \theta_3^*, c_0^*]^T \\ \theta_1^*, \theta_2^* &\in R^{n-1} \\ c_0^*, \theta_3^* &\in R^n \end{aligned} \quad (25-5)$$

دیگر چند جمله ای های استفاده شده نیز به این صورت هستند.

$$\alpha(s) = \alpha_{n-2}(s) = [s^{n-2}, s^{n-3}, \dots, s, 1]^T \quad \text{for } n \geq 2 \quad (26-5)$$

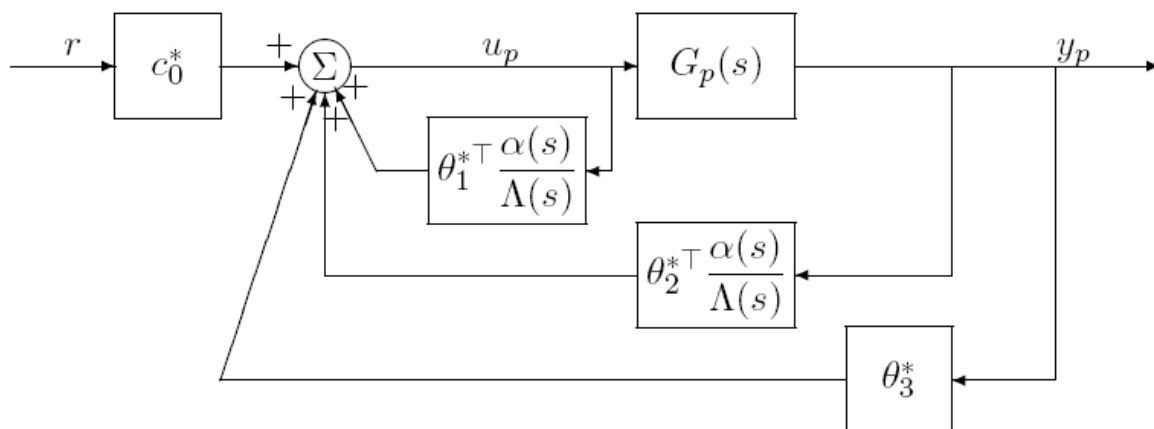
$$(27-5)$$

$\Lambda(s)$ هم چند جمله ای با درجه $n-1$ ، دلخواه و تکین و پایدار است و دارای عامل $Z_m(s)$ است.

$$\Lambda(s) = \Lambda_0(s) Z_m(s) \quad (28-5)$$

$\Lambda_0(s)$ هم چند جمله ای با درجه $n-1-q_m$ ، دلخواه و تکین پایدار است.

بلوک دیاگرام این ساختار کنترلی در شکل (۳-۵) زیر نشان داده شده است :



شکل (۳-۵): ساختار کنترل کننده

حالا می توان سیستم حلقه بسته را با این سیکنال کنترل تشکیل داد که لازم است برابر تابع تبدیل مدل مرجع باشد ولی چون درجه ی این دو سیستم برابر نیست باید حذف صفر و قطبی در ساختار حلقه بسته رخ دهد و به دلیل مینیمم فاز بودن سیستم و پایدار بودن کنترل کننده این حذف صفر و قطب در ناحیه C^- صورت گرفته و ناپایداری داخلی ایجاد نمی شود. لذا سیستم حلقه بسته پایدار خواهد بود.

باتوجه به سیستم حلقه بسته کشیده شده در شکل (۷-۵) :

$$y_p = G_c(s)r \quad (۲۹-۵)$$

$$G_c(s) = \frac{c_0^* k_p Z_p \Lambda^2}{\Lambda[(\Lambda - \theta_1^{*T} \alpha(s)) R_p - K_p Z_p (\theta_2^{*T} \alpha(s) + \theta_3^{*T} \Lambda)]} \quad (۳۰-۵)$$

حال اگر پارامترهای کنترلر را به گونه ای انتخاب کنیم که سیستم حلقه بسته حاصل پایدار شود

در اینصورت رابطه $G_c(s) = W_m(s)$ برقرار خواهد بود یعنی :

$$\frac{c_0^* k_p Z_p \Lambda^2}{\Lambda[(\Lambda - \theta_1^{*T} \alpha(s)) R_p - K_p Z_p (\theta_2^{*T} \alpha(s) + \theta_3^{*T} \Lambda)]} = k_m \frac{Z_m}{R_m} \quad (۳۱-۵)$$

با ساده سازی به رابطه زیر می رسیم :

$$\alpha(s)R_p(s) + k_p(\theta_2^{*T}\alpha(s) + \theta_3^*\Lambda(s))Z_p = \Lambda(s)R_p(s) - Z_p(s)\Lambda_0(s)R_m \quad (32-5)$$

این رابطه معادله سازگاری^۷ نام دارد. قطب های سیستم حلقه بسته در $Z_p(s)\Lambda_0(s)R_m(s)$ جایابی می شوند. لذا درجه ی سیستم حلقه بسته $2n-1$ است و کنترل کننده مدل مرجع با مرتبه $n-1$ حداقل است.

قانون کنترل بالا را می توان به صورت فضای حالت هم بیان کرد در واقع با تحقق فضای حالت از سیکنال کنترل، فیلتر زیر حاصل می شود.

$$\dot{w}_1 = Fw_1 + gu_p \quad w_1(0) = 0 \quad (33-5)$$

$$\dot{w}_2 = Fw_2 + gy_p \quad w_2(0) = 0 \quad (34-5)$$

$$u_p = \theta^{*T}w$$

$$w = [w_1^T \quad w_2^T \quad y_p \quad r]^T \quad (35-5)$$

$$\theta^* = [\theta_1^{*T}, \theta_2^{*T}, \theta_3^*, c_0^*]^T, \quad c_0^*, \theta_3^{*T} \in R^1 \quad \theta_1^*, \theta_2^* \in R^{n-1} \quad (36-5)$$

w_1, w_2 فیلتر شده u_p, y_p هستند و

$$F = \begin{bmatrix} -\lambda_{n-2} & -\lambda_{n-3} & -\lambda_{n-4} & \dots & -\lambda_0 \\ 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad g = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (37-5)$$

λ_i ها ضرایب $\Lambda(s)$ هستند.

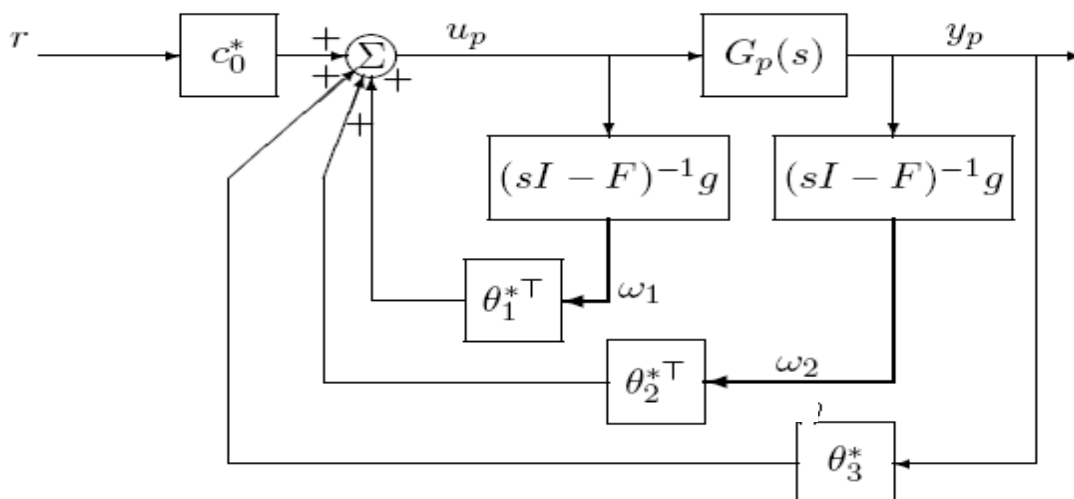
$$\Lambda(s) = s^{n-1} + \lambda_{n-2}s^{n-2} + \dots + \lambda_1s + \lambda_0 = \det(sI - F) \quad (38-5)$$

$$(sI - F)^{-1}g = \frac{\alpha(s)}{\Lambda(s)}$$

بلوک دیاگرام سیستم حلقه بسته با ساختار کنترلر کننده فوق در شکل (۴-۵) نشان داده شده

است:

^۷ Matching Equation



شکل (۴-۵): ساختار کلی سیستم و کنترل کننده

۵-۲-۵ مکانیسم تخمین پارامترها

در این بخش یک مدل پارامتری مشابه ساختار سیستم در نظر گرفته می شود که خروجی آن $\hat{Y}(t, \theta)$ است و بردار پارامترها $\theta(t)$ را بطور لحظه ای تنظیم می کند تا سیگنال ورودی به سیستم با گذشت زمان، پاسخ سیستم اصلی $y(t)$ و سیستم فرضی $\hat{Y}(t, \theta)$ را بهم نزدیک کند. در این صورت بردار پارامترها در لحظه $\theta(t)$ تخمین مناسبی از بردار پارامترهای نامعلوم سیستم است. قانون تطابق اغلب یک معادله دیفرانسیل است که حالت های آن θ_i ها هستند و به گونه ای طراحی می شود که تابع هزینه ای که خطای بین $Y(t)$ و $\hat{Y}(t, \theta)$ است را حداقل کند. مانند روش گرادیان خطا^۸ و روش حداقل مربعات خطا^۹ و یا یک شرط پایداری را برآورده کند مثل انتخاب یک تابع لیاپانوف^{۱۰}. در روش اخیر بین خطای تخمین $Y(t) - \hat{Y}(t, \theta)$ و خطای پارامترهای سیستم $\theta(t) - \hat{\theta}(t)$ ، از طریق یک تابع اکید حقیقی مثبت که همان تابع لیاپانوف است و معمولاً مربعی انتخاب می شود ارتباط برقرار می شود و از لم کالمن یا کوپوویچ برای استخراج قانون تطابقی که مشتق زمانی تابع لیاپانوف را غیر مثبت کند، استفاده می گردد. همچنین از لم باربالات [۲۸] برای نتیجه گیری در مورد صفر شدن خطای سیستم استفاده می شود. در اینجا لازم است چند مفهوم و لم آورده شود.

^۸ MIT Rule

^۹ Least square method

^{۱۰} lyapunove

➤ برای تابع زمانی $x(t)$ داریم

$x \in L_\infty$ هرگاه $\sup |x(t)| \geq 0$ موجود و متناهی باشد.

$x \in L_p$ هرگاه برای $p \in [1, \infty)$ ، $\left(\int_0^\infty |x(t)|^p dt\right)^{\frac{1}{p}}$ موجود و متناهی باشد

➤ تعریف مثبت حقیقی بودن $(SPR)^{11}$

یک تابع تبدیل گویای $G(s)$ با درجه نسبی $n^* \leq 1$ ، اکیداً مثبت حقیقی است اگر و تنها اگر

a. قطب و صفر ناپایداری نداشته باشد.

b. برای هر $\omega \in (-\infty, \infty)$ داشته باشیم $Re[G(j\omega)] > 0$

c. اگر $n^* = 1$ آنگاه $\lim_{|w| \rightarrow \infty} \frac{w^2 Re[G(jw)]}{jw} > 0$

اگر $n^* = -1$ آنگاه $\lim_{|w| \rightarrow \infty} \frac{Re[G(jw)]}{jw} > 0$

➤ لم کالمن یا کوبوویچ $(MKY)^{12}$

اگر تابع تبدیل $G(s)$ با ماتریس های فضای حالت $A, B, C, d > 0$ ، اکید مثبت حقیقی باشد،

آنگاه برای هر ماتریس مثبت و متقارن L ، بردار q و کمیت نرده ای $v > 0$ ، ماتریس مثبت و متقارن p وجود دارد که در معادلات زیر صدق می کند.

$$\begin{aligned} P_c A_c + A_c^T P_c &= -q q^T - v_c L_c \\ P_c \bar{B}_c &= C_c \\ L_c &= L_c^T > 0 \text{ and } v_c > 0 \end{aligned} \quad (39-5)$$

q یک بردار و شرطی روی کنترل پذیری و روئیت پذیری سیستم نیست.

¹¹ Strictly positive Real

¹² Meye kalman yakubovich lemma

➤ لم بار بالات^{۱۳}

اگر g تابع حقیقی از متغیر t و بطور یکنواخت پیوسته باشد و $\lim_{t \rightarrow \infty} \int_0^t g(s) ds$ موجود و متناهی باشد، آنگاه $\lim_{t \rightarrow \infty} g(t) = 0$ از این لم برای اثبات صفر شدن خطای تخمین استفاده می شود.

در ادامه روش تخمین پارامترها به روش مبتنی بر انتخاب تابع لیپانوف، آورده شده است.

مدل پارامتری خطی زیر را برای سیستم در نظر می گیریم

$$z = W(s)\rho^*\theta^{*T}\varphi \quad (40-5)$$

φ بردار ورودی-خروجی و $\rho^*\theta^{*T}$ به پارامترهای سیستم بستگی دارد. $W(s)$ هم تابع تبدیلی مثبت حقیقی است. (می توان نشان داد با فیلتر کردن سیگنال های ورودی خروجی سیستم، چنین مدلی از سیستم قابل دستیابی است.) اگر مقدار واقعی پارامترها، θ^* باشد و تخمین آن در لحظه t ، θ باشد و تخمین z در لحظه t ، $\hat{z} = \theta - \hat{\theta}$ باشد، خطای تخمین را به این صورت تعریف می کنیم:

$$\begin{aligned} \hat{z} &= W(s)\rho^*\theta^T\varphi \\ \varepsilon &= z - \hat{z} = W(s)\rho^*(\tilde{\theta}^T\varphi) \end{aligned} \quad (41-5)$$

که می تواند خروجی سیستمی با تحقق فضای حالت زیر باشد.

$$\begin{aligned} \dot{Y}_c &= A_0 Y_c + B_c u_p, \quad Y_c(0) = Y_0 \\ y_p &= C_c^T Y_c \\ u_p &= \theta^T w \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} A_0 &= \begin{bmatrix} A_p & 0 & 0 \\ 0 & F & 0 \\ gC_p^T & 0 & F \end{bmatrix}, \quad B_c = \begin{bmatrix} B_p \\ g \\ 0 \end{bmatrix} \\ C_c^T &= [C_p^T, 0, 0] \end{aligned} \quad (42-5)$$

¹³ Barbalat lemma

با اضافه و کم کردن $B_c \theta^{*T} w$ داریم :

$$\dot{Y}_c = A_0 Y_c + B_c \theta^{*T} w + B_c (u_p - \theta^{*T} w) \quad (43-5)$$

با ساده سازی :

$$\dot{Y}_c = A_0 Y_c + B_c c_0^* r + B_c (u_p - \theta^{*T} w), \quad Y_c(0) = Y_0$$

$$y_p = C_c^T Y_c$$

$$A_c = \begin{bmatrix} A_p + B_p \theta_3^* C_p^T & B_p \theta_1^* & B_p \theta_2^{*T} \\ g \theta_3^* C_p^T & F + g \theta_1^{*T} & g \theta_2^{*T} \\ g C_p^T & 0 & F \end{bmatrix}, \quad B_c = \begin{bmatrix} B_p \\ g \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$C_c^T = [C_p^T, 0, 0] \quad (44-5)$$

حال اگر خطا را بصورت زیر تعریف کنیم

$$e = Y_c - Y_m \quad (45-5)$$

$$e_1 = y_p - y_m$$

(Y_m خروجی مطلوب مدل مرجع است.)

معادله خطای زیر بدست می آید :

$$\dot{e} = A_c e + B_c (u_p - \theta^{*T} w), \quad e(0) = e_0 \quad (46-5)$$

چون

$$C_c^T (sI - A_c)^{-1} B_c C_0^* = w_m(s) \quad (47-5)$$

با ساده سازی رابطه زیر بدست می آید :

$$e_1 = w_m(s) \rho^* (u_p - \theta^{*T} w)$$

$$\rho^* = \frac{1}{c_0^*} \quad (48-5)$$

که با جایگزینی $u_p = \theta^T(t)w$ معادله زیر بدست می آید :

$$\begin{aligned} \dot{e} &= A_c e + \bar{B}_c \rho^* \tilde{\theta}^T w, \quad e(0) = e_0 \\ e_1 &= C_c^T e \end{aligned} \quad (۴۹-۵)$$

یا

$$\begin{aligned} e_1 &= w_m(s) \rho^* \tilde{\theta}^T w \\ \bar{B}_c &= B_c c_0^* \end{aligned} \quad (۵۰-۵)$$

حال نوبت به انتخاب تابع لیاپانوف می رسد. این تابع رابطه ای از خطای سیستم و خطای همگرایی پارامترهاست. به این صورت

$$V(\tilde{\theta}, e) = -\frac{1}{2} e^T q q^T e - \frac{\nu}{2} e^T L_c e - e^T P_c B_c \rho^* \tilde{\theta}^T w + \tilde{\theta}^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}} |\rho^*| \quad (۵۱-۵)$$

که در آن ماتریس Γ^{-1} متقارن و مثبت معین است و P_c در لم MKY صدق می کند. اگر مشتق این تابع را حساب کنیم داریم:

$$\dot{V} = -\frac{e^T q q^T e}{2} - \frac{\nu}{2} e^T L_c e + e^T P_c \bar{B}_c \rho^* \tilde{\theta}^T w + \tilde{\theta}^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}} |\rho^*| \quad (۵۲-۵)$$

برای پایداری سیستم لازم است مشتق تابع لیاپانوف مثبت نشود به این منظور قانون تطابق را مطابق زیر انتخاب می کنیم. Γ نیز بهره تنظیم است.

$$\dot{\tilde{\theta}} = \dot{\theta} = -\Gamma e_1 w \operatorname{sgn}(\rho^*) \quad (۵۳-۵)$$

که با این انتخاب $\dot{V} = -\frac{e^T q q^T e}{2} - \frac{\nu_c}{2} e^T L_c e$ عبارتی غیر مثبت است. لذا سیستم حلقه بسته پایدار است.

این مکانیسم تخمین تضمین می کند :

۱- تمامی سیکنالهای حلقه بسته کراندار باشند $(\varepsilon, \theta \in L_\infty)$

۲- اگر ورودی تحریک کننده پایا از مرتبه $2n$ باشد و $Z_p(s), R_p(s)$ نسبت به هم اول

باشند در این صورت خطای ردیابی بصورت نمایی به صفر میل می کند و پارامترها نیز به مقادیر واقعی سریع همگرا می شوند.

این کنترل کننده تضمین می کند در زمان محدود، پاسخ سیستم خروجی مدل مرجع را دنبال کند. البته در این جا مهم صفر شدن خطای ردیابی است و پارامترهای کنترل کننده می توانند به مقادیر درستی همگرا نشوند ولی خطای ردیابی صفر شود [۳۸] و [۳۷].

۵-۳ کنترل تطبیقی مقاوم

کنترل تطبیقی مدل مرجع ابتدا برای سیستم های زمان پیوسته و قطعی ارائه شد و بعد به سیستم های زمان گسسته و سیستم های با اغتشاشات اتفاقی تعمیم داده شد. در بخش قبل از قواعد کنترلی و تنظیمی استفاده شد که بر مبنای ساختاری بدون اغتشاش، نویز و دینامیک های مدل نشده بود، حال آنکه سیستم واقعی می تواند ابعاد نامتناهی^{۱۴}، دینامیک های غیر خطی مدل نشده و دارای ورودی خروجی های آشفته از اغتشاش های خارجی و نویز باشد. از اینرو پیاده سازی آنچه در پیشتر بدست آمد بر روی سیستم واقعی ممکن است به ناپایداری سیستم حلقه بسته بینجامد و سیستم حلقه بسته به اصطلاح مقاومت^{۱۵} لازم در مقابل پاره ای از نامعینی^{۱۶} ها و اغتشاش ها نداشته باشد. این نامعینی ها را می توان به شکل های مختلفی نشان داد: نامعینی جمع شونده^{۱۷}، نامعینی ضرب شونده^{۱۸} و... گروهی دیگر از نامعینی ها ناشی از تغییر در مقدار پارامترهای سیستم به دلیل تغییر نقطه کار یا فرسوده شدن قطعات سیستم است که به آن نامعینی ساختار یافته^{۱۹} می گویند. نمونه هایی از ناپایداری در ساختارهای تطبیقی با قانون های تطابقی ایده آل عبارتند از: انحراف پارامترها^{۲۰} به بینهایت، ناپایداری ناشی از بهره بزرگ^{۲۱}، ناپایداری ناشی تطابق سریع^{۲۲}، ناپایداری در فرکانس های بالا^{۲۳}. پس لازم است ساختار تطبیقی که طراحی کرده ایم، برای مواجهه با این پدیده ها مقاوم کنیم. روشهای متنوعی برای این کار ارائه شده که دسته بندی کلی آن شامل مقاوم کردن شناسایی و مقاوم کردن کنترل کننده است [۲۸] و [۳۹] و [۳۷].

¹⁴ Infinite Dimension

¹⁵ Robustness

¹⁶ uncertainty

¹⁷ Additive uncertainty

¹⁸ Multiplicative uncertainty

¹⁹ Structured uncertainty

²⁰ Parameter Drift

²¹ High gain instability

²² Fast adaptation

²³ High frequency instability

۵-۳-۱ کنترل مقاوم

در این مورد با تغییر شکل سیگنال کنترل مقاومت لازم را ایجاد می کنند. مثلاً در کنترل کننده تطبیقی ساختار متغیر^{۲۴} سیگنال به شکل $u = \theta^T w + u_{vs}$ است که جزء سوئیچینگ u_{vs} به روشهای متعددی تعیین می شود.

کنترل تطبیقی ساختار متغیر [۴۰]

سیستم و مدل مرجع را مطابق رابطه (۵-۱) و (۵-۲) و با همان فرضیات $PI-P4$ و $MI-M2$ در نظر می گیریم. چنانچه یک ترم نامعینی که می تواند اغتشاش d باشد، به سیستم اعمال شود معادله خطای سیستم بصورت زیر خواهد بود.

$$e = F_m e + g \tilde{\theta}^T \varphi + g d \quad |d(t)| \leq \hat{d} \quad (۵۴-۵)$$

$$e_1 = [1 \ \cdots \ 0] e$$

$$\varphi = [w_1 \ y_p \ w_2 \ r]^T$$

$$\theta = [\theta_1 \ \cdots \ \theta_{2n}]$$

که (F_m, g) تحقیق مینیمال $W_m(s)$ است. در این صورت با انتخاب تابع لیاپانوف (۵۵-۵) می توان نشان داد سیستم حلقه بسته با سیگنال کنترل ساختار متغیر (۵-۵) و تخمین گر (۵-۲۰) پایدار است.

$$V(\hat{\theta}, \hat{d}, e) = \frac{e^T p_c e}{2} + \frac{\hat{\theta}^T \Gamma^{-1} \hat{\theta}}{2} |\rho^*| + \frac{\alpha^{-1} \tilde{d} \hat{d}}{2} |\rho^*|, \quad \tilde{d} = \hat{d} - d \quad (۵۵-۵)$$

$$u = \theta^T \varphi + u_{vs} \quad (۵۶-۵)$$

$$u_{vs} = -\hat{d} \operatorname{sgn}(e_1) \quad (۵۷-۵)$$

$$\dot{\theta} = -\gamma u e_1 \quad (۵۸-۵)$$

$$\dot{\hat{d}} = \alpha |e_1| \quad \alpha > 0$$

²⁴ Variable structure control

۵-۳-۲ شناسایی مقاوم

یکی از قسمت های اصلی ساختار تطبیقی واحد شناسایی و تخمین پارامترهاست و باز یکی از عوامل مهم نا پایدار شدن ساختار تطبیقی در مواجهه با اغتشاش و نا معینی، بی کران شدن خروجی این واحد یعنی تخمین ها است. برای این منظور دو روش کلی وجود دارد.

✓ استفاده از سیگنالهای ورودی با خاصیت تحریک پایا (PE)

یکی از شرطهای همگرا شدن تخمین پارامترها به مقادیر واقعی، وجود تحریک پایا در شناسایی است بنابراین پایا بودن سیگنال مرجع و در نتیجه u ، نوعی مقاومت در حضور اغتشاش ایجاد می کند.

✓ اصلاح قانون تطابق

مقاوم نبودن ساختار تطبیقی، ابتدا به مکانیسم تطابق بر می گردد چرا که ذات غیر خطی آن ناشی از خطاهای مدل سازی است. بنابر این یکی از راه های مقاوم کردن سیستم، اصلاح قانون های تطابق با هدف نزدیک کردن خواص ایده آل آنها با حالتی است که اغتشاش و نا معینی در سیستم وجود داشته باشد. این خواص عبارتند از:

$$1- \varepsilon, \theta \in L_{\infty}$$

$$2- \dot{\varepsilon}, \dot{\theta} \in L_2$$

که اولی کراندار بودن سیگنال های حلقه بسته و دومی صفر شدن خطای سیستم را تضمین می کند.

افزودن جمله نشتی^{۲۵}، استفاده از باند سکوت^{۲۶} [۲۸] و تصویر کردن پارامترها^{۲۷} و نرمالیزه کردن داده ها^{۲۸} از روشهای معمول اصلاح قانون تطابق است [۳۷]. در این پایان نامه افزودن جمله نشتی ثابت به قانون تطابق برای مقاوم کردن ساختار تطبیقی استفاده شده است که نشان می دهیم سیستم حلقه بسته با این اصلاح، در حضور نا معینی یا اغتشاش پایدار است.

²⁵ leakage

²⁶ Dead zone

²⁷ Parameter projection

²⁸ Normalization

➤ افزودن جمله نشتی

در این روش برای جلوگیری از انحراف پارامترها، یک جمله به قانون تطابق افزوده می شود تا مشتق تابع لیا لپانوف را در زمان هایی که پارامترها از محدوده ای تجاوز می کنند منفی نیمه معین کند. قانون تطابق را اینگونه اصلاح می کنیم.

$$\dot{\theta} = -\Gamma e_1 \varphi - \Gamma w(t) \theta \quad (5-59)$$

$w(t)$ متغیر طراحی است و انتخاب های متنوعی برای آن مطابق زیر وجود دارد [37]:

۱- $fixed\sigma$ -modification

یک انتخاب ساده برای w ، چنین است: $w(t) = \sigma > 0$ که

$$\dot{\theta} = -\Gamma e_1 \varphi - \Gamma \sigma \theta \quad (5-60)$$

می توان نشان داد هرچند سیستم حلقه بسته پایدار است و تخمین پارامترها بی کران نمی شود لکن ردیابی بطور کامل انجام نمی شود و حتی بعد از حذف شدن اغتشاش خطای حالت ماندگار وجود دارد.

۲- σ -Switching

از جمله نشتی به منظور جلوگیری از انحراف پارامترها استفاده کردیم بنابر این لازم نیست که مکانیسم اصلاح در زمانی که پارامترها در محدوده مناسب قرار دارند فعال باشد. یک راه حل برای این منظور چنین است:

$$w(t) = \sigma_s, \quad \sigma_s = \begin{cases} 0 & \text{if } |\theta| \leq M_0 \\ \left(\frac{|\theta|}{M_0} - 1\right)^{q_0} \sigma_0 & \text{if } M_0 < |\theta| \leq 2M_0 \\ \sigma_0 & \text{if } |\theta| > 2M_0 \end{cases} \quad (5-61)$$

که M_0 / θ^* کران بالای پارامترهاست. M_0, σ_0 پارامترهای طراحی هستند. با این انتخاب ضمن پایداری حلقه بسته، خطای حالت دایمی بعد از حذف اغتشاش صفر می شود (البته به شرط تحریک

پایا بودن w ولی خطای همگرایی در حضور اغتشاش همچنان وجود دارد. ضعف دیگر این روش نیاز به دانستن کران بالای پارامترهاست که در حالت عادی نامعلوم است.

۳- ε_1 - modification

در حالت ایده آل خطای سیستم e_1 ، با گذشت زمان صفر می شود، پس باانتخاب $w(t) = |e_1|v_0$ جمله نشتی را در زمان بعد از برطرف شدن اغتشاش صفر می کنیم. به این ترتیب خواص قانون تطابق ایده آل پس از برطرف شدن اغتشاش تحت تأثیر جمله نشتی قرار نمی گیرد.

➤ نرمالیزه کردن داده ها^{۲۹}

روشهایی که برای ایجاد مقاومت در ساختار تطبیقی استفاده می کنیم برای $u \in L_\infty$ یعنی ورودی کراندار صادق بود ولی ممکن است ورودی سیستم کراندار نباشد این امر در سیستم هایی که ناپایدار هستند رخ می دهد. برای آنکه بتوان از این روش ها برای سیستم های ناپایدار استفاده کرد راه حلی وجود دارد و آن نرمالیزه کردن سیگنالهای ورودی است. هر چند سیستمی که در این پایان نامه مورد نظر است پایدار است و نیازی به نرمالیزه کردن سیگنال ها نیست ولی برای ارائه اثبات پایداری حالت کلی، چگونگی طراحی سیگنال نرمالیزه را برای یک حالت ساده نشان می دهیم.

سیستم ساده زیر را در نظر می گیریم :

$$y(t) = \theta^* u(t) \quad (۵-۶۲)$$

که سیگنال های u, y لزوماً کراندار نیستند .

خطای تخمین e_1 را بصورت زیر در نظر می گیریم :

$$\begin{aligned} \hat{y} &= \theta u \\ e_1 &= y - \hat{y} \end{aligned} \quad (۵-۶۳)$$

(θ تخمین θ^* است)

چون تضمینی برای کران دار بودن u, y وجود ندارد. مسئله مینیمم سازی زیر خوش تعریف نیست^{۳۰}. بنابراین از روش های مرسوم برای بدست آوردن قانون تطبیق نمی توانیم استفاده کنیم.

²⁹ Normalizaion

³⁰ ill posed

$$\min_{\theta} J(\theta) = \min \frac{(y-\theta u)^2}{2} \quad (64-5)$$

این مشکل با تقسیم کردن طرفین (62-5) بر یک تابع که به سیگنال نرمالیزه شده³¹ معروف است بر طرف می شود :

$$\bar{y} = \theta^* \bar{u} \quad (65-5)$$

که

$$\bar{y} = \frac{y}{m}, \quad \bar{u} = \frac{u}{m} \quad (66-5)$$

بترتیب مقادیر نرمالیزه شده y و u هستند. و $m^2 = 1 + n_s^2$ که سیگنال n_s به گونه ای انتخاب می شود که

$$\frac{u}{m} \in L_{\infty} \quad (67-5)$$

یک انتخاب ساده برای n_s می تواند بصورت زیر باشد :

$$n_s = u \rightarrow m^2 = 1 + u^2 \quad (68-5)$$

چون $\bar{y}, \bar{u} \in L_{\infty}$ حال می توانیم قانون کنترل تطبیق را پیدا کنیم :

$$\min_{\theta} J(\theta) = \min \frac{(\bar{y}-\theta \bar{u})^2}{2} = \min \frac{(y-\theta u)^2}{2m^2} \quad (69-5)$$

با استفاده از روش گرادیان (16-5) می توان بسادگی قانون تطبیق را بدست آورد :

$$\dot{\theta} = \gamma \bar{e}_1 \bar{u}, \quad \gamma > 0 \quad (70-5)$$

5-3-3 کنترل تطبیقی مدل مرجع مقاوم [9]

سیستم با معادلات (13-5) را در نظر می گیریم در صورتی که سیستم فرضیات ذکر شده برای سیستم و مدل مرجع ($P1, P2, P3, P4, M1, M2$) را برآورده کند در اینصورت معادله خطای حلقه بسته را می توان بصورت زیر نوشت :

$$\begin{aligned} \dot{e} &= A_c e + B_c \frac{k_p}{k_m} (u_p - \theta^{*T} w + \eta^*) \\ e_1 &= C_c^T e \end{aligned} \quad (71-5)$$

³¹ Normalizing signal

که η^* یک اغتشاش محدود و A_c, B_c, C_c تحقق مینیمال مدل مرجع هستند یعنی :

$$\eta^* = \frac{1}{k_p k_m} (1 - \theta_1^{*T} F(s)) w_m(s) d \quad (72-5)$$

$$C_c^T (SI - A_c)^{-1} B_c = W_m(s) \quad (73-5)$$

θ^* باید با استفاده از یک مکانیسم تطبیقی تخمین زده شود. از اینرو معادلات (74-5) را می

توان بصورت زیر نوشت :

$$u_p = \theta^T w$$

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

$$\dot{e} = A_c e + B_c \frac{k_p}{k_m} (\tilde{\theta}^T w + \eta)$$

$$e_1 = C_c^T e = w_m(s) \frac{k_p}{k_m} (\tilde{\theta}^T w + \eta^*) \quad (74-5)$$

حال نوبت به انتخاب تابع لیاپانوف می رسد. این تابع رابطه ای از خطای سیستم و خطای

همگرایی پارامترهاست. به این صورت

$$V(\tilde{\theta}, e) = \frac{e^T P_c e}{2} + \frac{\tilde{\theta}^T \Gamma^{-1} \tilde{\theta}}{2} |\rho^*| \quad (75-5)$$

که در آن ماتریس Γ^{-1} متقارن و مثبت معین است و P_c در لم MKY صدق می کند. برای در نظر

گرفتن اثر اغتشاش یک قانون تطبیقی اصلاح شده با افزودن یک جمله نشتی در نظر گرفته می شود:

$$\dot{\theta} = -\Gamma e_1 w \operatorname{sgn}\left(\frac{k_p}{k_m}\right) - \Gamma \sigma \theta \operatorname{sgn}\left(\frac{k_p}{k_m}\right) \quad (76-5)$$

σ یک ثابت کوچک است.

می توان نشان داد که مشتق تابع لیاپانوف با در نظر گرفتن (76-5) بصورت زیر است:

$$\dot{V}(\tilde{\theta}, e) = \frac{-1}{2} e^T L_c e + e_1 \left(\frac{k_p}{k_m}\right) \eta^* - \tilde{\theta}^T \sigma \left(\frac{k_p}{k_m}\right) \quad (77-5)$$

$$-\sigma^* \tilde{\theta}^T \theta \leq -\frac{\sigma^*}{2} |\tilde{\theta}|^2 + \frac{\sigma^*}{2} |\theta^*|^2 \quad (78-5)$$

که

$$\sigma^* = \sigma \left(\frac{k_p}{k_m}\right) \quad (79-5)$$

$$e_1 \left(\frac{k_p}{k_m} \right) \eta^* \leq c |e| \bar{\eta} \quad (۸۰-۵)$$

$$c = \|C_c^T\|, \bar{\eta} = \sup_{t>0} \left| \eta^* \left(\frac{k_p}{k_m} \right) \right| \quad (۸۱-۵)$$

$$-\frac{1}{2} e^T L_c e \leq -\frac{1}{2} \lambda_c |e|^2 \leq -\frac{1}{2} \frac{\lambda_c}{c} e_1^2 \quad (۸۲-۵)$$

از اینرو پس از ساده سازی داریم:

$$\dot{V}(\tilde{\theta}, e) \leq -\frac{1}{2} \lambda_c |e|^2 + c |e| \bar{\eta} - \frac{\sigma^*}{2} |\tilde{\theta}|^2 + \frac{\sigma^*}{2} |\theta^*|^2 \quad (۸۳-۵)$$

می توان نشان داد که

$$-\frac{1}{2} \lambda_c |e|^2 + c |e| \bar{\eta} \leq -\frac{1}{4} \lambda_c |e|^2 + \frac{c^2}{\lambda_c} \bar{\eta}^2 \quad (۸۴-۵)$$

برای

$$\begin{aligned} \lambda_p &= \lambda_{\max}(p_c) \\ \lambda_T &= \lambda_{\max}(\Gamma^{-1} \left(\frac{k_p}{k_m} \right)) \end{aligned} \quad (۸۵-۵)$$

داریم

$$V(\tilde{\theta}, e) = \frac{e^T P_c e}{2} + \frac{\tilde{\theta}^T \Gamma^{-1} \tilde{\theta}}{2} \left| \frac{k_p}{k_m} \right| \leq \frac{\lambda_p}{2} |e|^2 + \frac{\lambda_T}{2} |\tilde{\theta}|^2 \quad (۸۶-۵)$$

با اضافه و کم کردن $\alpha V(\tilde{\theta}, e)$ به طرف چپ (۸۳-۵):

$$\dot{V}(\tilde{\theta}, e) \leq -\alpha V - \left(\frac{\lambda_c}{2\lambda_p} - \alpha \right) \frac{\lambda_p}{2} |e|^2 - \left(\frac{\sigma^*}{\lambda_T} - \alpha \right) \frac{\lambda}{2} |\tilde{\theta}|^2 + \frac{c^2}{\lambda_c} \bar{\eta}^2 + \frac{\sigma^*}{2} |\theta^*|^2 \quad (۸۷-۵)$$

حال با انتخاب $\alpha = \min \left\{ \frac{\lambda_c}{2\lambda_p}, \frac{\sigma^*}{\lambda_T} \right\}$ و ساده سازی :

$$\dot{V}(\tilde{\theta}, e) \leq -\alpha V + \frac{c^2}{\lambda_c} \bar{\eta}^2 + \frac{\sigma^*}{2} |\theta^*|^2 \quad (۸۸-۵)$$

پس برای

$$V_0 = \frac{c^2}{\lambda_c \alpha} \bar{\eta}^2 + \frac{\sigma^*}{2\alpha} |\theta^*|^2 \quad (۸۹-۵)$$

معادلات (۷۵-۵) و (۸۳-۵) کراندار بودن کلیه سیگنال های حلقه بسته را تضمین می کند.

۵-۳-۴ تحلیل سیستم و کنترل کننده :

با انتخاب خروجی به صورت جابجایی بدنه و شتاب بدنه که هر دو قابل اندازه گیری هستند و بنابراین نیازی به رویتر نیست، تابع انتقال سیستم به ورودی کنترل (f_a) به صورت زیر است :

$$y_p = z_s + \frac{1}{s} (\ddot{z}_s) \quad (90-5)$$

$$y_p = G_u(s)f_a + G_d(s)z_r \quad (91-5)$$

$$G_u(s) = \frac{A}{B} \quad (92-5)$$

$$G_d(s) = \frac{C}{B} \quad (93-5)$$

$$A = m_u s^3 + (m_u + b_s + b_t)s^2 + (b_s + b_t + k_s + k_t)s + k_s + k_t \quad (93-5)$$

$$B = m_s m_u s^4 + (m_s(b_s + b_t) + m_u b_s)s^3 + (m_s(k_s + k_t) + b_s b_t + m_u k_s)s^2 + (b_s k_t + b_t k_s)s + k_s k_t \quad (93-5)$$

$$C = b_s b_t s^3 + (b_s k_t + k_t b_t + b_s b_t)s^2 + (b_s k_t + k_s b_t + k_s k_t)s + k_s k_s \quad (94-5)$$

ضرایب چند جمله ای های صفر و قطب سیستم به پارامتر های b_s, k_t, b_t, m_s, m_u بستگی دارد و همانطور که گفته شد این پارامتر ها متغیر با زمان هستند.

با استفاده از مقادیر جدول (۷-۱):

$$G_u(s) = .003 \frac{s^3 + s^2 + 3700s + 3700}{s^4 + 20.4s^3 + 3563s^2 + 1.11e4s + 1.86e5} \quad (95-5)$$

تابع انتقال نامی سیستم مینیمم فاز و پایدار از مرتبه ۴ با درجه نسبی ۱ است. قطب های سیستم در $[-8.72 \mp 58.15i \quad -1.46 \mp 7.19i]$ و صفر های آن در $[-4.12e - 12 \mp 1]$ قرار دارد. بهره فرکانس بالای آن ۰.۰۰۳ می باشد. رتبه ماتریس کنترل پذیری و رویت پذیری کامل است لذا سیستم کنترل پذیر و رویت پذیر است. تابع انتقال مدل مرجع همان قانون کنترل امیدانس در نظر گرفته شده است. بهره فرکانس بالای آن ۱ است. سیستم و مدل مرجع شرایط $p1$ تا $p4$ و $M1$ ، $M2$ را دارد. بنابراین با توجه به مطالبی که پیشتر آمد ساختار کنترل کننده تطبیقی مطابق زیر خواهد بود :

$$\dot{w}_1 = Fw_1 + gu_p \quad w_1(0) = 0 \quad (94-5)$$

$$\dot{w}_2 = Fw_2 + gy_p \quad w_2(0) = 0 \quad (95-5)$$

$$F = \begin{bmatrix} -12 & -15 & -12 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad g = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (96-5)$$

$$u_p = \theta^{*T} w \quad (97-5)$$

$$w = [w_1^T \quad w_2^T \quad y_p \quad r] \quad w_1^T, w_2^T \in R^3 \quad (98-5)$$

$$\theta^* = [\theta_1^{*T} \quad \theta_2^{*T} \quad \theta_3^* \quad c_0^*] \quad \theta_1^{*T}, \theta_2^{*T} \in R^3 \quad (99-5)$$

بردار پارامترهای کنترلر ۸ تایی و فیلتر سیگنالهای ورودی خروجی از مرتبه ۳ است. با توجه به روابطی پیشتر آمد سیستم با هر شرایط اولیه ای پایدار است و قانون بروز کرد پارامترهای کنترلر به صورت زیر است :

$$\dot{\theta} = -\Gamma e_1 w \operatorname{sgn}\left(\frac{K_p}{K_m}\right) - \Gamma \sigma \theta \operatorname{sgn}\left(\frac{K_p}{K_m}\right) \quad (100-5)$$

برای حذف اغتشاش ناشی از ناهمواریهای جاده که قابل اندازه گیری می باشد. با توجه به مطالبی که در فصل ۴ آمد می توان نیروی اعمالی به سیستم تعلیق را بصورت زیر در نظر گرفت:

$$f_a = f_{a_1} + f_{a_2} \quad (101-5)$$

f_{a_1} نیروی است که کنترل کننده تطبیقی تولید می کند و f_{a_2} را می توان نیروی مورد نیاز برای حذف اغتشاش در نظر گرفت. این نیرو را می توان با فرموله کردن دینامیک سیستم تعلیق بدست آورد. با فرض $G_f(s) = \frac{K}{B}$ و $G_u(s) = \frac{A}{B}$ داریم:

$$y_p = G_u(s)f_a + G_f(s)f_{dis} \quad (102-5)$$

$$y_p = \frac{A}{B}(f_{a_1} + f_{a_2}) + \frac{K}{B}f_{dis} = \frac{A}{B}f_{a_1} + \frac{A}{B}f_{a_2} + \frac{K}{B}f_{dis} \quad (103-5)$$

با انتخاب

$$f_{a_2} = -\frac{K}{A}f_{dis} = -\frac{(b_s s^2 + (b_s + K_s)s + K_s)}{m_u s^3 + m_u s^2} f_{dis} \quad (104-5)$$

و اندازه گیری f_{dis} با استفاده از رابطه (۱-۴) اغتشاش حذف می شود.

فصل ششم:

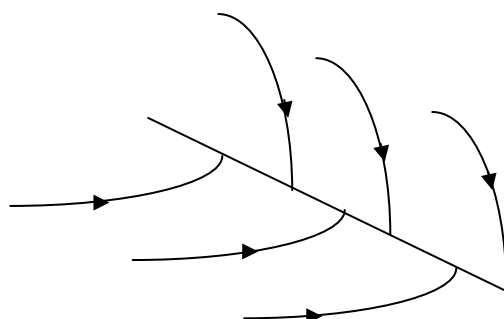
مود لغزشی

۶-۱ مود لغزشی^۱

دو روش اصلی و مکمل برای مقابله با عدم قطعیت های مدل، کنترل مقاوم و کنترل تطبیقی است که در فصل قبل بحث شد. یک روش ساده برای کنترل مقاوم، روش مد لغزشی است.

۶-۱-۱ طراحی مود لغزشی برای سیستم های یک ورودی

ایده ای که در کنترل مود لغزشی قرار دارد انتخاب یک سطح مناسب در فضای حالت است که معمولاً یک سطح ویژه خطی است و سطح کلید زنی نامیده می شود، که ورودی کنترل را روی این سطح کلید زنی نماییم. انتخاب ورودی کنترل مناسب تضمین می کند که مسیر های نزدیک سطح لغزش^۲ به طرف سطح جهت گیری کنند شکل (۶-۱). وقتی که سیستم روی سطح مهار گردید دینامیک حلقه بسته بطور کامل توسط معادلاتی اداره می شود که سطح را تعریف می کنند. در این روش از آنجا که پارامترهای تعریف کننده سطح بوسیله طراح انتخاب می شود دینامیک حلقه بسته سیستم بستگی به عدم قطعیت در پارامتر های سیستم و مقاومت آن خواهد داشت [۱].



شکل (۶-۱) سطح لغزش

¹ Sliding mode

² Sliding surface

طراحی قانون کنترل مود لغزشی را می توان در سه مرحله انجام داد:

۱- یک سطح لغزش متغیر با زمان مناسب $S(t)$ در فضای حالت $R^{(n)}$ با معادله اسکالر

$$s(x, t) = 0 \text{ تعریف می کنیم که}$$

$$s(x, t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{n-1} \quad (1-6)$$

و λ یک ثابت اکیدا مثبت است.

۲- یک قانون کنترل مناسب انتخاب می کنیم بطوری که مسیر های نزدیک سطح

بسوی سطح جهت گیری نمایند.

۳- دینامیک سیستم را روی سطح تعیین می کنیم.

۲-۱-۶ شرایط وجود حرکت لغزشی

اگر همه مسیر های اطراف به سوی سطح لغزش جهت گیری کنند آنگاه سیستم روی سطح مهار خواهد شد. رفتار سیستم مقید به سطح، رژیم لغزش نامیده می شود. فرض کنید که سیستم ساختار متغیر زیر را داریم :

$$\dot{x} = f(x) = \begin{cases} f^+(x) & \text{if } s(x) > 0 \\ f^-(x) & \text{if } s(x) < 0 \end{cases} \quad (2-6)$$

همانطور که می بینیم سیستم در $s=0$ تعریف نمی شود، اما فرض می کنیم که

$$\lim_{s \rightarrow 0^-} f(x) = f^-(x) \quad (3-6)$$

$$\lim_{s \rightarrow 0^+} f(x) = f^+(x) \quad (4-6)$$

که در آن بردار های $f^-(x)$ و $f^+(x)$ بخوبی تعریف می شوند. با محاسبه مشتق S نسبت به زمان از آنجا که مطلوب است که مسیر سیستم در اطراف سطح لغزش به سوی سطح جهت گیری نماید با توجه به معادلات فوق می توان شرط کافی برای وجود رژیم لغزش را به صورت زیر تعریف کرد:

$$\lim_{s \rightarrow 0} s \frac{ds}{dt} < 0 \quad (5-6)$$

یا

$$\lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{2} \frac{d}{dt} (s^2) < 0 \quad (6-6)$$

که بیانگر این است که $v = \frac{1}{2} s^2$ نقش تابع پیشنهادی لیپانوف برای سیستم نسبت به سطح $s=0$ را بازی می کند [۱].

می توان با انتخاب قانون کنترل u شرایط را به گونه ای بدست آورد که خارج از $S(t)$:

$$\frac{1}{2} \frac{d}{dt} (s^2) < -\eta |s| \quad (7-6)$$

در این رابطه η ثابت اکیدا حقیقی مثبت است. (۷-۶) بیان می کند که مربع فاصله تا این سطح، همچنان که با s^2 اندازه گیری شده، در امتداد تمامی مسیر های سیستم کاهش می یابد. لذا، شامل مسیر هایی است که به سمت سطح $S(t)$ است، همچنان که در شکل (۶-۱) نشان داده شده است [۲۸].

به طور خاص، هنگامی که سیستم بر روی این سطح قرار بگیرد، مسیر های سیستم بر روی آن باقی می مانند. به عبارت دیگر، برقراری شرط (۷-۶)، یا شرط لغزش، این سطح را یک مجموعه نامتغیر می کند. این شرط همچنین ایجاب می کند که بعضی آشفتگی ها یا عدم قطعیت های دینامیکی را بتوان تحمل کرد در حالی که هنوز هم این سطح یک مجموعه نامتغیر باقی می ماند. $S(t)$ برقرار کننده (۷-۶) به عنوان سطح لغزش نامیده می شود، و به رفتار سیستم هنگامی که روی آن قرار می گیرد حالت لغزشی یا مود لغزشی می گویند [۲۸].

۲-۶ روش کنترل معادل

روش کنترل معادل برای تعریف رفتار سیستم روی سطح لغزش است. در این روش متوسط ورودی کنترل را در نظر می گیریم. و پاسخ سیستم روی این سطح بعنوان پاسخ به این کنترل ایده آل است.

کنترل معادل با شرایط زیر تعریف می شود :

$$s = 0 \quad (۸-۶)$$

$$\dot{s} = 0 \quad (۹-۶)$$

اولین شرط (۸-۶)، تضمین می کند که سیستم روی سطح لغزش است. و دومین شرط (۹-۶)، تضمین می کند که سطح را ترک نمی کند. سیستم دینامیکی غیر خطی تک ورودی زیر را در نظر می گیریم:

$$\dot{x}^{(n)} = f(x) + g(x) \quad (۱۰-۶)$$

که در آن اسکالر x خروجی مورد نظر، اسکالر u ورودی کنترل و $x = [x \quad \dot{x} \quad \dots \quad x^{(n-1)}]^T$ بردار حالت اند. در معادله (۱۰-۶) تابع $f(x)$ و $g(x)$ دقیقاً معلوم نیست، ولی میزان عدم دقت بر روی آنها با یک تابع پیوسته معلوم از x محدود شده از بالاست. مسئله کنترل این است که حالت x را چنان بیابیم که یک حالت متغیر با زمان مشخص $x_d = [x_d \quad \dot{x}_d \quad \dots \quad x_d^{(n-1)}]^T$ را با وجود خطا در $f(x), g(x)$ تعقیب کند.

با توجه به شرط (۹-۶) داریم:

$$\frac{ds}{dt} = \langle ds, f + gu \rangle = \langle ds, f \rangle + \langle ds, g \rangle u = 0 \quad (۱۱-۶)$$

اگر $\langle ds, g \rangle \neq 0$ آنگاه کنترل معادل که با u_{eq} نشان داده می شود به صورت زیر بدست می آید.

$$u_{eq} = -\frac{\langle ds, f \rangle}{\langle ds, g \rangle} \quad (۱۲-۶)$$

در این صورت دینامیک ایده آل سیستم روی سطح لغزش بصورت زیر بدست می آید.

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u_{eq} = \left(I - \frac{gds}{\langle ds, f \rangle}\right) f(x) \quad (۱۳-۶)$$

۳-۶ پیاده سازی مود لغزشی بر روی محرکه

همانطور که پیش تر آمد سیستم کنترل دارای دو حلقه است. در حلقه بیرونی نیروی مطلوب توسط کنترل کننده تطبیقی تولید می شود و در حلقه داخلی ردگیری نیرو انجام می شود. در این پایان نامه برای ردگیری نیرو در حلقه داخلی از روش مود لغزشی استفاده شده است.

همانطور که در فصل ۲ آمد مدل یک محرکه هیدرولیکی را می توان بصورت زیر در نظر گرفت :

$$\dot{f}_a = -\alpha A_p (\dot{z}_s - \dot{z}_u) - \beta f_a + \gamma x_{sp} \sqrt{P_s - \text{sign}(x_{sp}) f_a / A_p} \quad (۱۴-۶)$$

که

$$\begin{aligned} \alpha &= 4\beta_e A_p / V_t \\ \beta &= \alpha C_{tp} A_p \\ \gamma &= \alpha C_d w A_p \sqrt{1/\rho} \end{aligned}$$

رابطه بین جریان ورودی i_{sv} با موقعیت شیر سوزنی x_{sp} به صورت زیر است [۱۰]

$$\dot{x}_{sp} = \frac{1}{\tau} (k_{sv} i_{sv} - x_{sp}) \quad (۱۵-۶)$$

با توجه به این که τ بسیار کوچک است، دینامیک شیر بسیار سریعتر از دینامیک محرک عمل می کند. از این رو در کاربردهای عملی معادله (۱۵-۶) را می توان بصورت زیر ساده کرد [۲۰] :

$$k_{sv} i_{sv} - x_{sp} = 0 \quad (۱۶-۶)$$

در نتیجه (۱۴-۶) را می توان بصورت زیر ساده کرد :

$$\begin{aligned} \dot{f}_a &= -\alpha A_p (\dot{z}_s - \dot{z}_u) - \beta f_a + \gamma k_{sv} u \sqrt{P_s - \text{sgn}(u) f_a / A_p} \\ u &= i_{sv} \end{aligned} \quad (۱۷-۶)$$

با توجه به اینکه محرک ممکن است دینامیک مدل نشده و یا عدم قطعیت متغیر با زمان^۳ داشته باشد. برای داشتن عملکرد کنترلی مناسب فرض می کنیم تمام عدم قطعیت ها در دو تابع متغیر با زمان $f(x_r, t), g(x_r, t)$ جمع شده است^۴ یعنی :

$$\dot{f}_a = f(x_r, t) + g(x_r, t)u \quad (۱۸-۶)$$

و

$$f(x_r, t) = -\alpha A_p(\dot{z}_s - \dot{z}_u) - \beta f_a \quad (۱۹-۶)$$

$$g(x_r, t) = \gamma k_{sv} \sqrt{P_s - \text{sgn}(u)f_a/A_p} \quad (۲۰-۶)$$

که $x_r = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5]^T$ بردار حالت است. فرض می کنیم که محدوده تغییرات $f(x_r, t)$ و $g(x_r, t)$ مشخص است. تابع $g(x_r, t)$ را بصورت زیر در نظر می گیریم :

$$g(x_r, t) = g_m \cdot \Delta g \quad (۲۱-۶)$$

که g_m مقدار نامی و Δg عدم قطعیت ضرب شونده^۵ است. که در رابطه زیر صدق می کند [۲۰]:

$$0 < \beta_{min} \leq \Delta g \leq \beta_{max} \quad (۲۲-۶)$$

همچنین فرض می کنیم دینامیک $f(x_r, t)$ کاملاً مشخص نیست و تخمین آن $\hat{f}$ است. خطای تخمین را بصورت زیر در نظر می گیریم:

$$|\hat{f} - f| \leq F \quad (۲۳-۶)$$

(F تابع مشخصی است.)

همانطور که پیش تر آمد یکی از راه های افزایش کیفیت رانندگی^۶ طراحی کنترلی است که نیروی تولیدی توسط حلقه خارجی (کنترل کننده تطبیقی) یا F_a را ردگیری کند. از این رو سطح لغزش را بصورت زیر در نظر می گیریم:

$$S = F_a - F_d + \int (F_a - F_d) dt = 0 \quad (۲۴-۶)$$

(F_d نیرویی است که محرکه تولید می کند.)

³ Time-varying uncertainty

⁴ Lumped

⁵ Multiplicative uncertainty

⁶ Ride quality

دینامیک خطای سیگنال S را می توان بصورت زیر محاسبه کرد :

$$\dot{S} = \dot{F}_a - \dot{F}_d + F_a - F_d \quad (25-6)$$

با جایگزاری (۱۸-۶) در (۲۵-۶) داریم :

$$\dot{S} = f(x_r, t) + g(x_r, t)u - \dot{F}_d = f(x_r, t) + g_m \cdot (\Delta g - 1)u + g_m u - \dot{F}_d + F_a - F_d \quad (26-6)$$

در نتیجه کنترل معادل را می توان بصورت زیر محاسبه کرد :

$$u_{eq} = \frac{1}{g_m} [-\hat{f} + \dot{F}_d - F_a + F_d] \quad (27-6)$$

که $\hat{f}$ تخمین f است. برای اینکه شرط لغزش (۷-۶) علی رغم عدم قطعیت در دینامیک های f ، برقرار باشد، بر روی سطح $S=0$ یک جمله ناپیوسته به u_{eq} اضافه می کنیم :

$$u = \frac{1}{g_m} [-\hat{f} + \dot{F}_d - F_a + F_d - \eta_1 S - \eta_2 \text{sgn}(S)] \quad (28-6)$$

پارامتر های η_1 و η_2 ثابت هایی هستند که باید انتخاب شوند.

با جایگزاری (۲۸-۶) در (۲۶-۶) دینامیک خطای ردیابی برای محرکه بدست می آید:

$$\dot{S} = -\eta_1 S - \eta_2 \text{sgn}(S) + (f - \hat{f}) + g_m \cdot (\Delta g - 1)u \quad (29-6)$$

حال اگر تابع لیاپانوف را بصورت زیر در نظر بگیریم:

$$V = \frac{1}{2} S^2 \quad (30-6)$$

با محاسبه مشتق (۳۰-۶) بصورت زیر:

$$\dot{V} = -\eta_1 S^2 - \eta_2 |S| + (f - \hat{f})S + g_m \cdot (\Delta g - 1)Su \quad (31-6)$$

با انتخاب η_1 و η_2 بصورت زیر:

$$\eta_2 = g_m \cdot (\beta_{max} - 1)u + F \quad (31-6)$$

داریم :

$$\dot{V} \leq -\eta_1 S^2 \quad (32-6)$$

در نتیجه پایداری جانبی S با استفاده از لم باربال^۷ اثبات می شود. که این نشان می دهد که رد گیری نیرو به خوبی انجام می شود.

⁷ Barbalat's lemma

۴-۶ لرزش کنترل^۸

در عمل اجرای کنترل کننده های ساختار متغیر به لرزش کنترل منجر می شود. رفتار ایده آل مود لغزشی از لحاظ تئوری وقتی است که بسامد کلید زنی بینهایت شود در عمل تاخیر کوچک، اما غیر صفر در کلید زنی کنترل باعث می شود که به هنگام کلید زنی، مسیر اندکی از سطح کلید زنی خارج شود. در عمل ناپیوستگی بزرگتر کنترل، لرزش کنترلی بیشتری را در پی خواهد داشت. در نتیجه مصالحه روشنی بین عدم قطعیت بیش از مقدار u_{eq} و اندازه طبیعت کنترل وجود دارد.

در برخی حالات، لرزش باعث تحریک فرکانس های بالا می شود و دینامیک مدل نشده در سیستم را تحریک می کند که منجر به از دست رفتن کیفیت عملکرد می شود. اما در بعضی حالات، کنترل می تواند برای یک کلید زنی در یک فرکانس خارج از فرکانس های تشدید سیستم برقرار گردد و لرزش قابل قبول است. نظیر آنکه با لوازم الکترونیک قدرت جدید می توان ولتاژ ورودی موتورها را در محدوده مگاهرتز کلید زنی کرد. در سایر حالات، مثلاً وقتی گشتاور مفصل بعنوان ورودی انتخاب می شود فرکانس بالای کلید زنی قابل حصول نیست. همچنین در محرکه های هیدرولیک فرکانس باز و بسته کردن شیر ها می تواند منجر به آسیب سریع شود که نامطلوب است. یک روش برای غلبه بر اثرات نامطلوب لرزش کنترل معرفی لایه مرزی در اطراف سطح لغزش و تقریب کنترل کلید زنی بوسیله یک کنترل پیوسته داخل این لایه مرزی است [۱] و [۷]. بنابراین قانون کنترل ناپیوسته (۶-۲۸) را می توان با تقریب پیوسته زیر جایگزین کرد :

$$u = \frac{1}{g_m} [-\hat{f} + \dot{F}_d - \eta_1 S - \eta_2 \text{sat}(S/\varepsilon)] \quad (۳۳-۶)$$

که در آن $\text{sat}(S/\varepsilon)$ به صورت زیر تعریف می شود :

$$\text{sat}(S/\varepsilon) = \begin{cases} \text{sgn}(S/\varepsilon) & |S/\varepsilon| > 1 \\ (S/\varepsilon) & |S/\varepsilon| \leq 1 \end{cases} \quad (۳۴-۶)$$

^۸ Control Chattering

فصل هفتم:

عملکرد سیستم و نتایج

۱-۷ عملکرد سیستم و نتایج

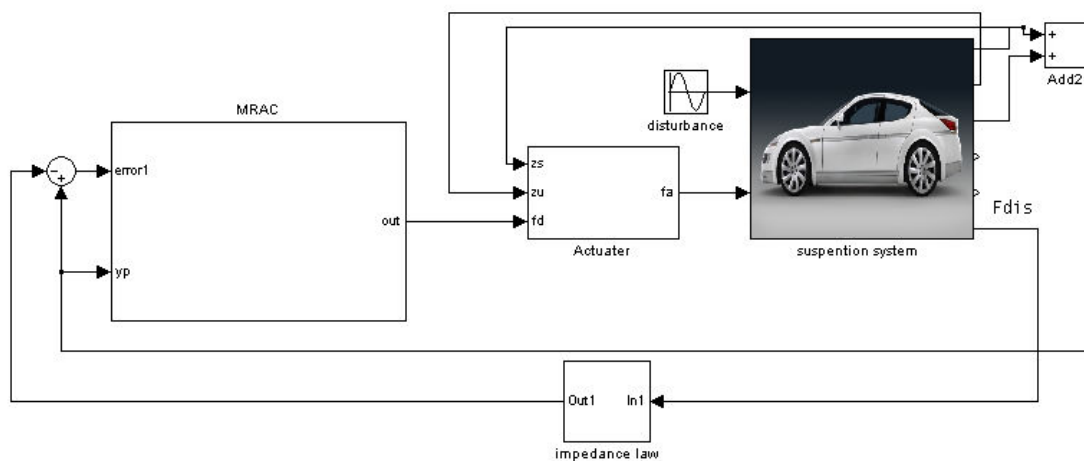
در فصل های قبل سیستم تحت کنترل و ساختار کنترلر کننده بررسی گردید. در این فصل نتایج شبیه سازی ارائه می گردد.

شبیه سازی برای مقادیر سیستم تعلیق و محرک هیدرولیک مطابق جدول (۱-۷) انجام شده است [۶].

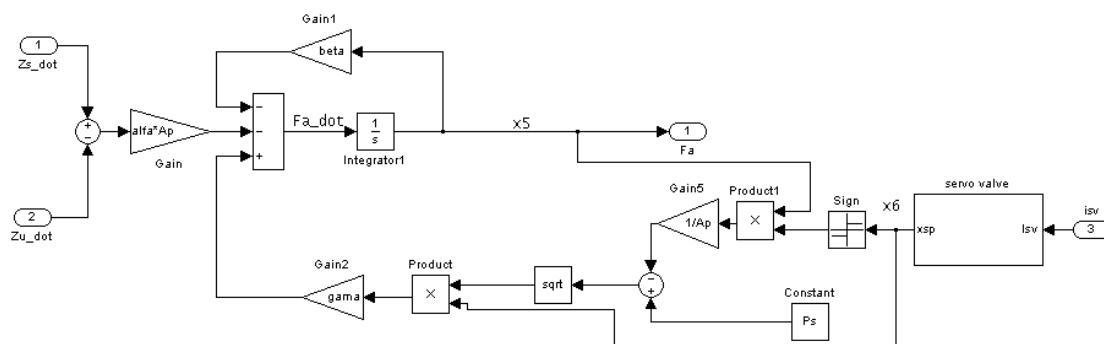
$m_s = 290 \text{ kg}$	$b_s = 1000 \text{ N}/(\frac{m}{\text{sec}})$	$k_s = 16812 \text{ N/m}$
$m_u = 59 \text{ kg}$	$b_t = 413 \text{ N}/(\frac{m}{\text{sec}})$	$k_t = 190000 \text{ N/m}$
$\beta = 1$	$A_p = 3.35e - 4 \text{ m}^2$	$\alpha = 4.51e13$
$\tau = .003 \text{ sec}$	$p_s = 10342500 \text{ Pa}$	$\gamma = 1.54e9$

جدول (۱-۷): مقادیر پارامتر های سیستم شبیه سازی شده

نمای کلی شبیه سازی سیستم تعلیق فعال به همراه محرکه و کنترل کننده ها نرم افزار در شکل (۱-۷) آمده است. در شکل (۲-۷) بلوک دیاگرام محرک هیدرولیکی نشان داده شده است.

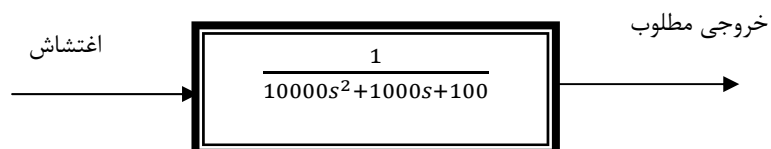


شکل (۷-۱): بلوک دیاگرام سیستم تعلیق فعال به همراه محرکه و کنترل کننده

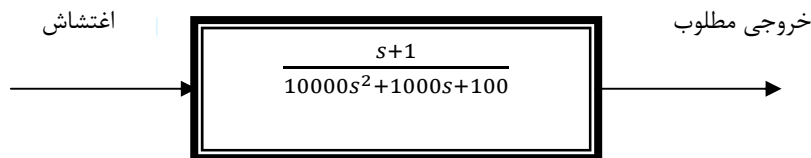


شکل (۷-۲): بلوک دیاگرام محرکه هیدرولیکی

قانون کنترل امپدانس استفاده شده با انتخاب $M = 10000$, $B = 1000$, $K = 100$ بصورت زیر است:



با توجه به مطالبی که در فصل ۵ آمد، مدل مرجع باید اکیدا حقیقی مثبت^۱ باشد لذا صفر تابع تبدیل با دقت انتخاب می شود:



دست انداز جاده به صورت زیر در نظر گرفته شده است [۵]:

$$z_r = .05 \sin(2\pi t)$$

ضرایب قانون تطبیق به صورت زیر انتخاب شده است :

$$\Gamma = 3e6$$

$$\sigma = 1e - 4$$

شبیه سازس سیستم کنترل در سه مرحله انجام شده است :

۲-۷ شبیه سازی سیستم کنترل با وارد کردن محرکه هیدرولیکی به سیستم حلقه بسته با استفاده از مود لغزشی

ضرایب قانون کنترل مود لغزشی نیز به صورت زیر انتخاب شده اند :

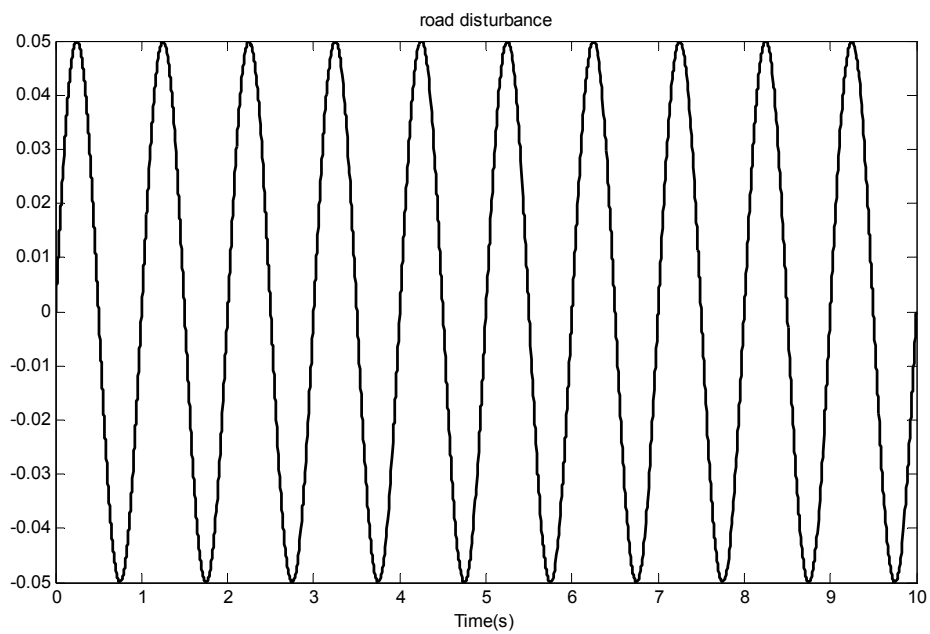
$$\eta_1 = 3e5 \text{ و } \eta_2 = 100$$

نتایج شبیه سازی در ادامه آمده است :

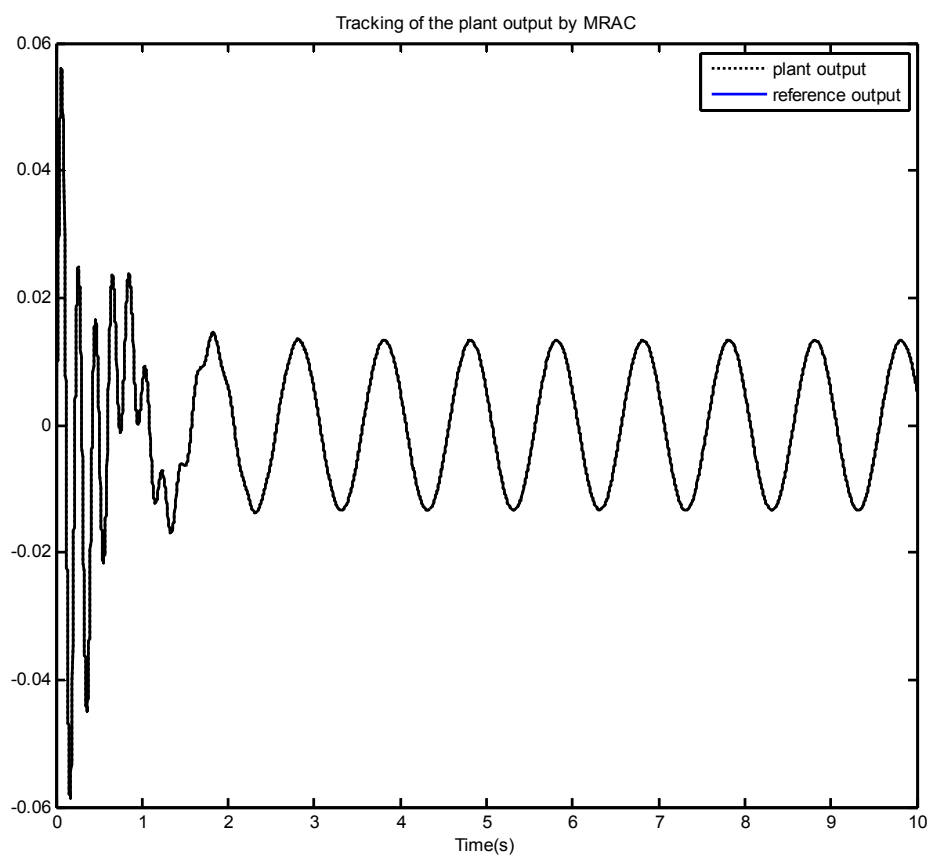
در شکل (۳-۷) اغتشاش جاده که به صورت یک دست انداز به سیستم تعلیق خودرو وارد می شود نشان داده شده است.

در شکل (۴-۷) خروجی سیستم و خروجی مطلوب آورده شده، که با توجه به شکل (۶-۷) که خطای بین این دو را نشان می دهد، می توان به توانایی بسیار خوب و سریع سیستم کنترل در ردگیری خروجی مطلوب پی برد.

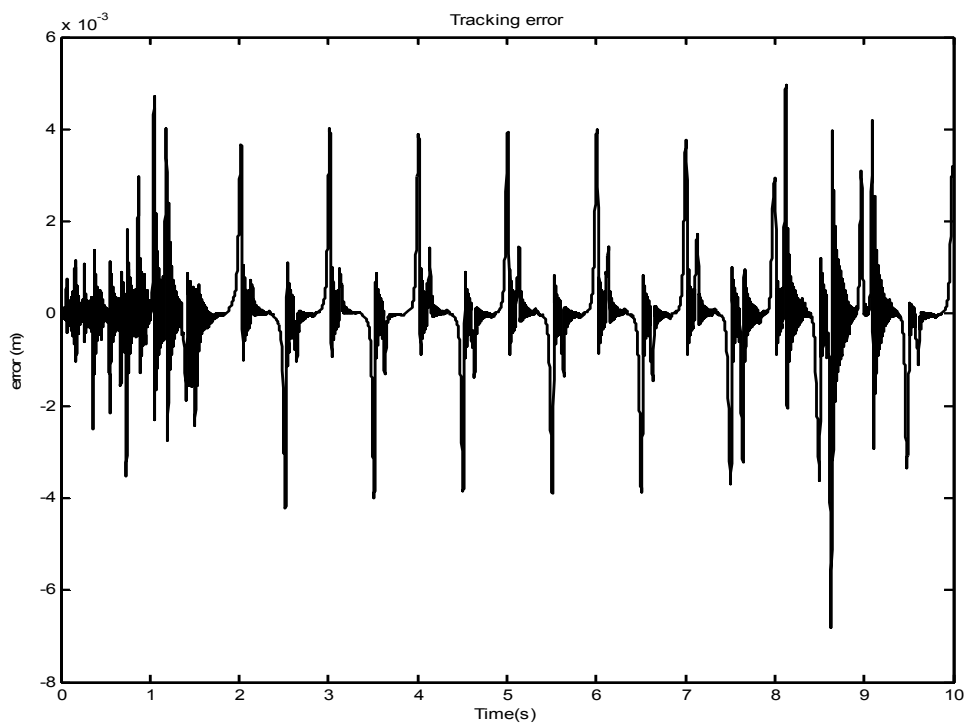
¹ SPR



شکل (۷-۳): دست انداز جاده

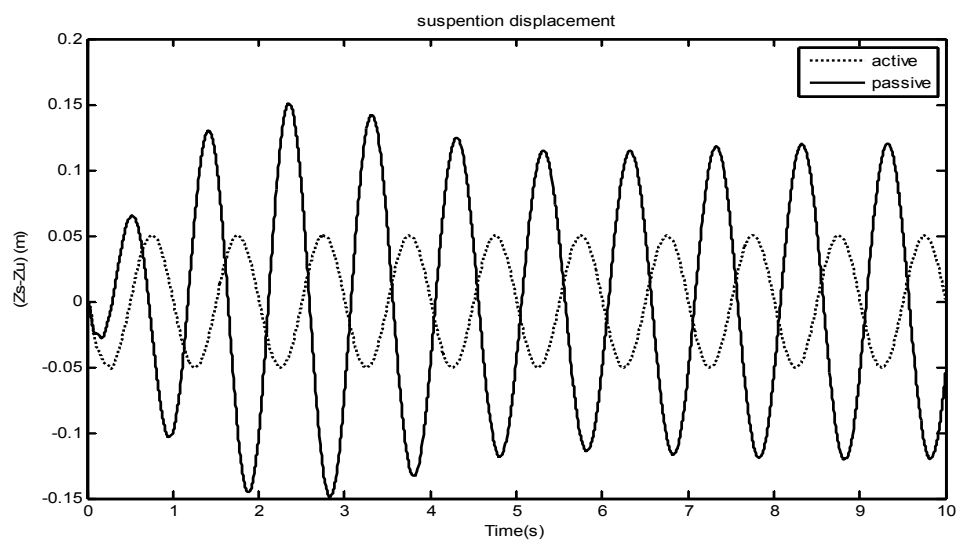


شکل (۷-۵): ردگیری خروجی سیستم و خروجی مدل مرجع



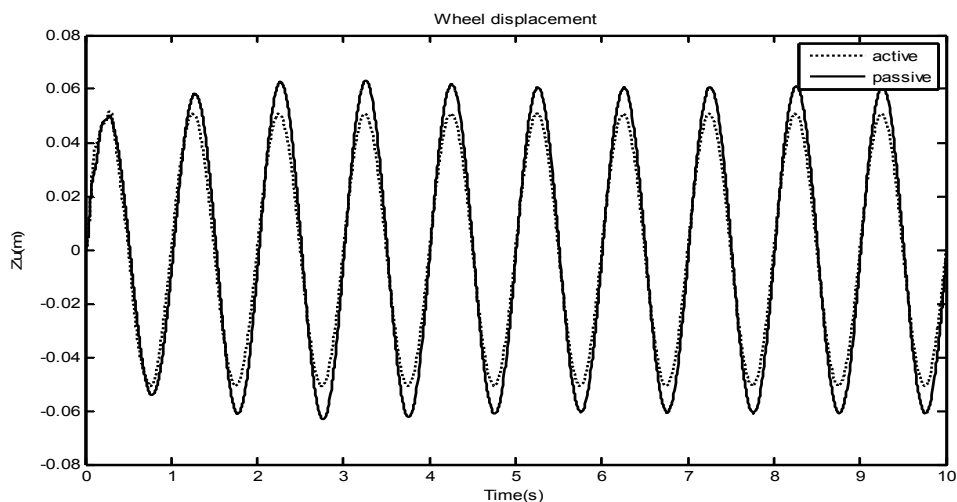
شکل (۵-۷): خطای بین خروجی سیستم و خروجی مدل مرجع

شکل (۶-۷) جابجایی سیستم تعلیق برای دو حالت فعال و غیر فعال را نشان می دهد. همان گونه که مشاهده می شود در سیستم تعلیق فعال نوسان به سرعت میرا گردیده است.



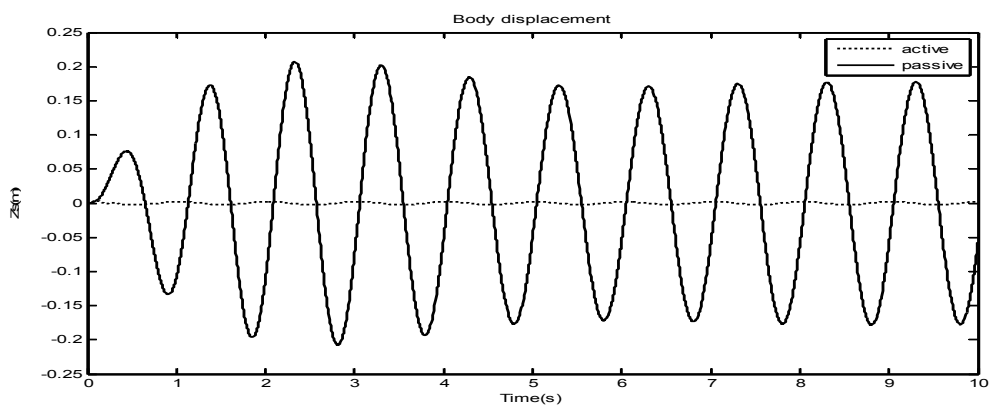
شکل (۶-۷): جابجایی سیستم تعلیق در حالت فعال و غیر فعال

شکل (۷-۷) جابجایی عمودی چرخ در دو حالت فعال و غیر فعال را نشان می دهد. همان طور که مشاهده می شود در حالت فعال جابجایی عمودی چرخ کمتر است.



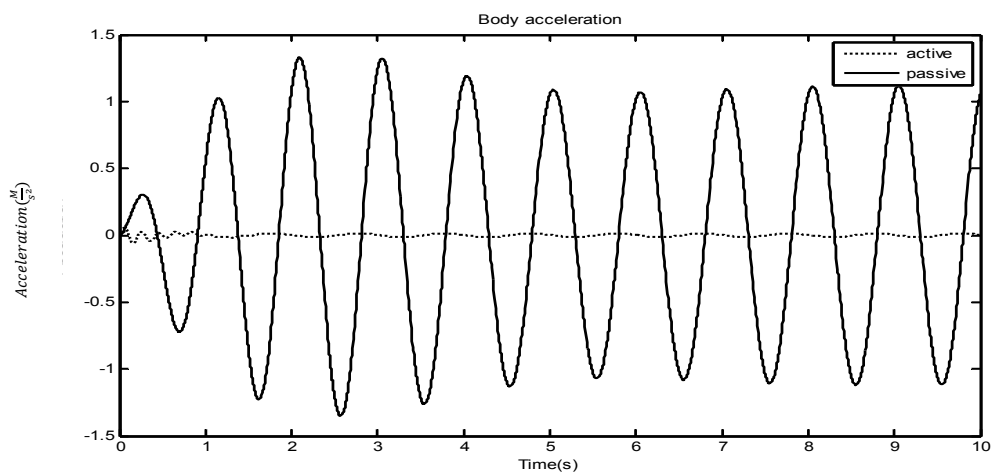
شکل (۷-۷): جابجایی چرخ

شکل (۸-۷) جابجایی عمودی عمودی بدنه خودرو (جرم فعال) برای دو حالت تعلیق فعال و غیر فعال نمایش داده شده که توانایی سیستم تعلیق فعال در دفع اغتشاش جاده مشاهده می شود. جابجایی سیستم تعلیق غیر فعال برای دست انداز جاده در حدود $177m$ است، در حالی که جابجایی سیستم تعلیق فعال در حدود $2m$ می باشد که بهبودی در حدود ۹۹٪ را نشان می دهد.



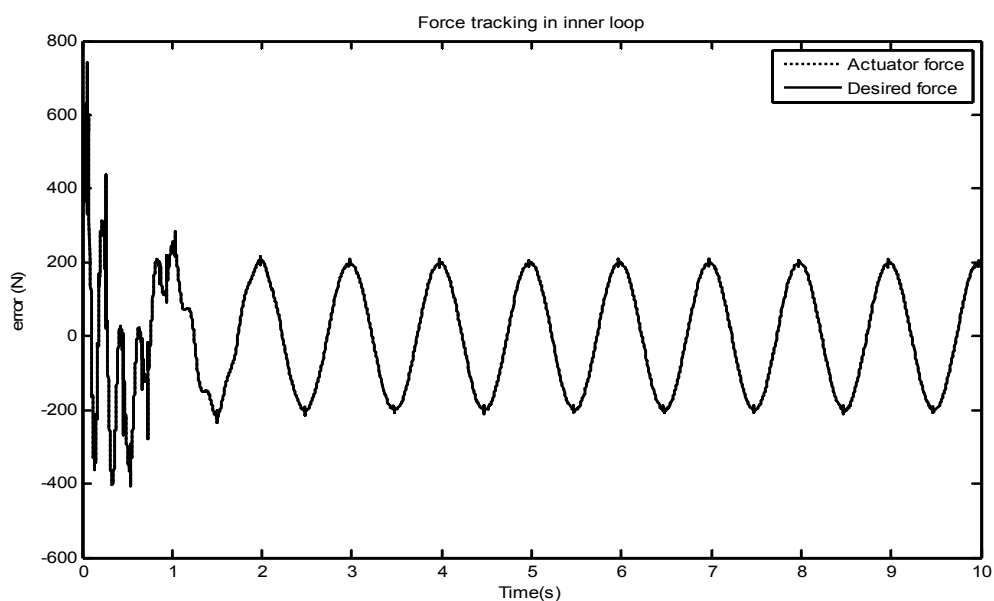
شکل (۸-۷): جابجایی بدنه

شکل (۷-۹) شتاب عمودی بدنه برای دو حالت تعلیق فعال و غیر فعال و توانایی سیستم تعلیق فعال در کاهش شتاب عمودی را نشان می دهد. همانگونه که مشاهده می شود شتاب عمودی بدنه در حالت تعلیق فعال در حدود 0.14 m/s^2 در حالی که شتاب عمودی بدنه در حالت تعلیق غیر فعال در حدود 1.1 m/s^2 می باشد که بهبودی حدود ۹۸٪ را نشان می دهد.



شکل (۷-۹): شتاب بدنه

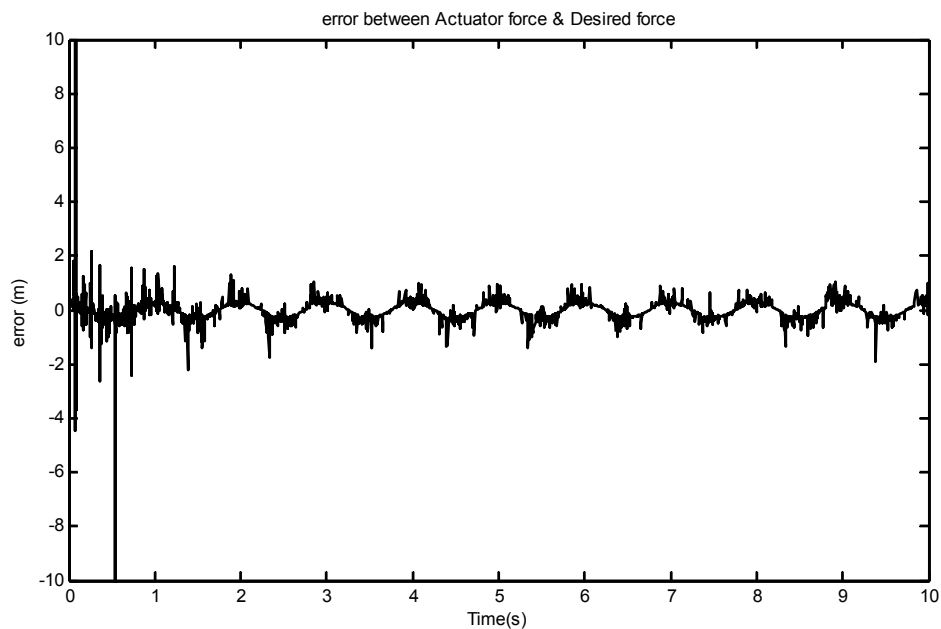
شکل (۷-۱۰) نیروی تولیدی توسط محرک هیدرولیکی و نیروی حاصل از کنترل کننده تطبیقی نشان داده شده است. همانطور که مشاهده می شود بدلیل حذف اغتشاش قبل از اعمال کنترل



شکل (۷-۱۰): نیروی محاسبه شده مطلوب و نیروی محرکه

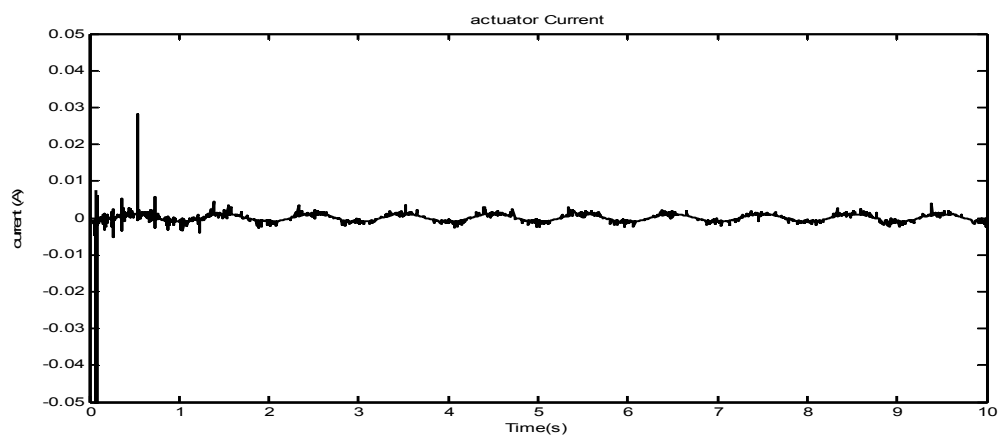
کننده نیروی تولیدی کم است یعنی با نیروی کمتری می توان سیستم را بخوبی کنترل کرد.

شکل (۷-۱۱) خطای ردگیری نیرو و شکل (۷-۱۲) جریان محرک هیدرولیکی را نشان می دهد.

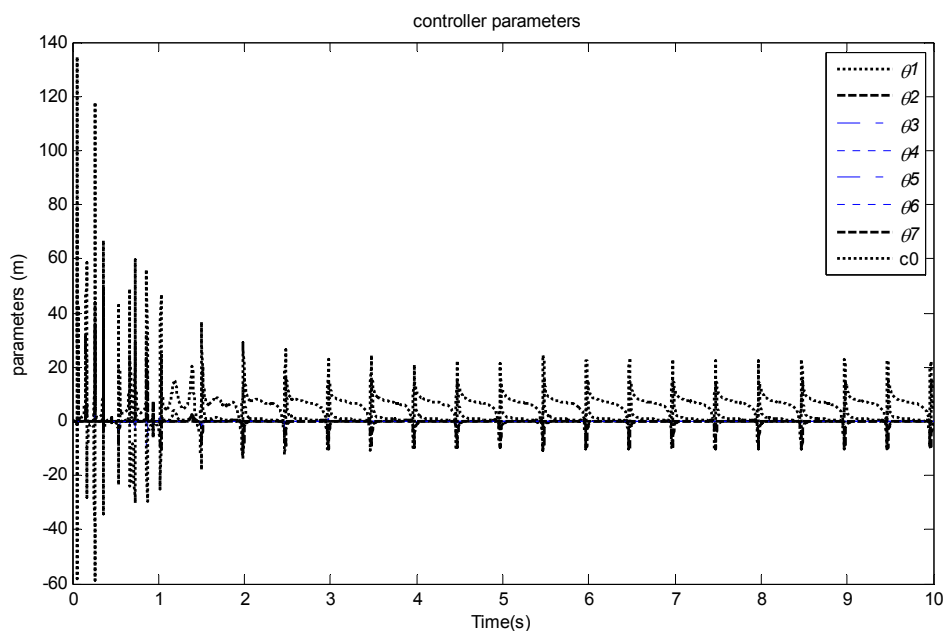


شکل (۷-۱۱): خطای ردگیری نیرو

شکل (۷-۱۳) پارامترهای کنترلر را نشان می دهد و همانطور که مشاهده می شود همه پارامترهای کنترلر کراندار هستند.



شکل (۷-۱۲): جریان ورودی محرکه



شکل (۷-۱۳): پارامترهای کنترلر

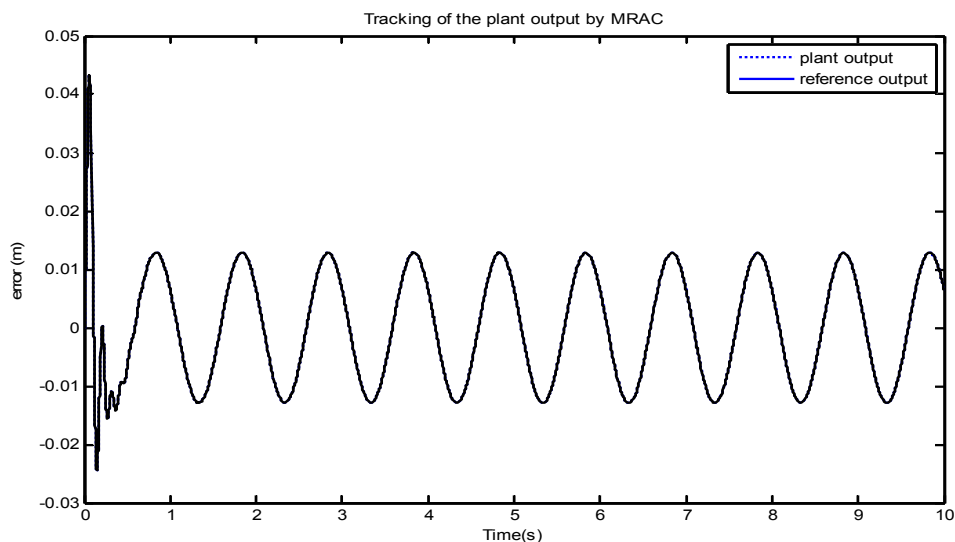
تمام پاسخ های فوق با فرض دقیق بودن مدل محرکه هیدرولیکی و مدل سیستم تعلیق، بدون در نظر گرفتن عدم قطعیت می باشند.

۳-۷ شبیه سازی سیستم کنترل با وارد کردن محرکه هیدرولیکی به سیستم حلقه بسته با استفاده از مود لغزشی و در نظر گرفتن عدم قطعیت

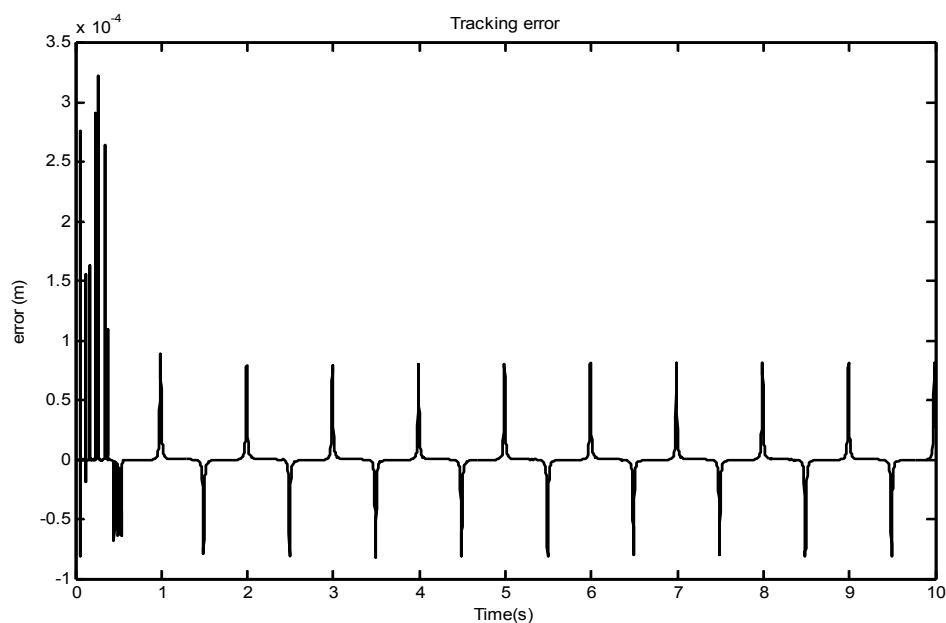
جرم بدنه خودرو و ضریب سختی لاستیک دو پارامتر مهم هستند که تغییرات وسیعی دارند، مثلاً جرم خودرو به تعداد سرنشین و سوخت آن بستگی دارد. ضریب کمک فنر هم تغییرات مشابه ای دارد. برای نشان دادن عملکرد کاملاً موفق کنترل کننده، تغییرات این دو پارامتر به ترتیب ۳۰٪ و ۴۰٪ مقدار آنها و تغییرات ضرایب α , β , γ محرکه نیز ۴۰٪ مقادیر آنها در نظر گرفته شده است. شکل های زیر عملکرد مقاوم و مطلوب ساختار حلقه بسته را در مقابل این تغییرات نشان می دهد.

نتایج شبیه سازی در ادامه آمده است :

در شکل (۷-۱۴) خروجی سیستم و خروجی مطلوب با در نظر گرفتن عدم قطعیت آورده شده، که با توجه به شکل (۷-۱۵) که خطای بین این دو را نشان می دهد، می توان به توانایی بسیار خوب و سریع سیستم کنترل در ردگیری خروجی مطلوب حتی در حضور عدم قطعیت پی برد.

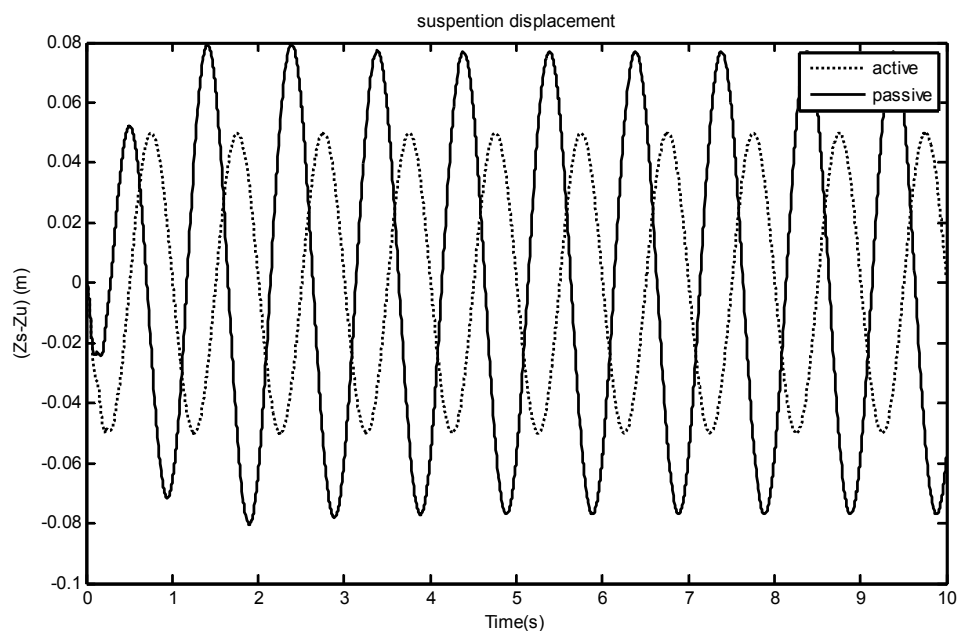


شکل (۷-۱۴): ردگیری خروجی سیستم و خروجی مدل مرجع با عدم قطعیت



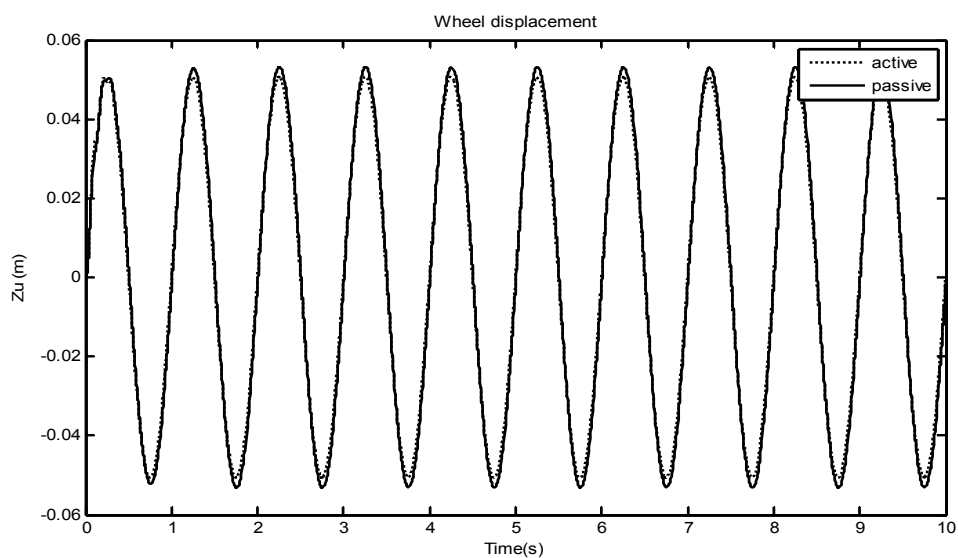
شکل (۷-۱۵): خطای ردگیری با عدم قطعیت

شکل (۷-۱۶) جابجایی سیستم تعلیق برای دو حالت فعال و غیر فعال را نشان می دهد. همان گونه که مشاهده می شود در سیستم تعلیق فعال با وجود عدم قطعیت نوسان جابجایی کمتر است.



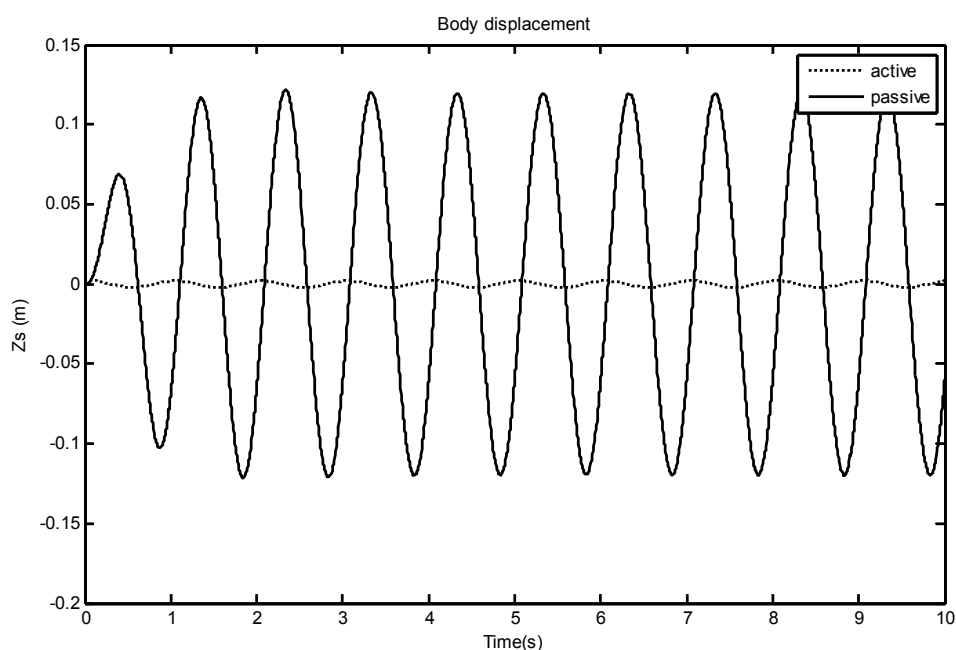
شکل (۷-۱۶): جابجایی سیستم تعلیق در حالت فعال و غیر فعال با عدم قطعیت

شکل (۷-۱۷) جابجایی عمودی چرخ در دو حالت فعال و غیر فعال را نشان می دهد. که توانایی سیستم کنترل در حضور عدم قطعیت قابل توجه است.



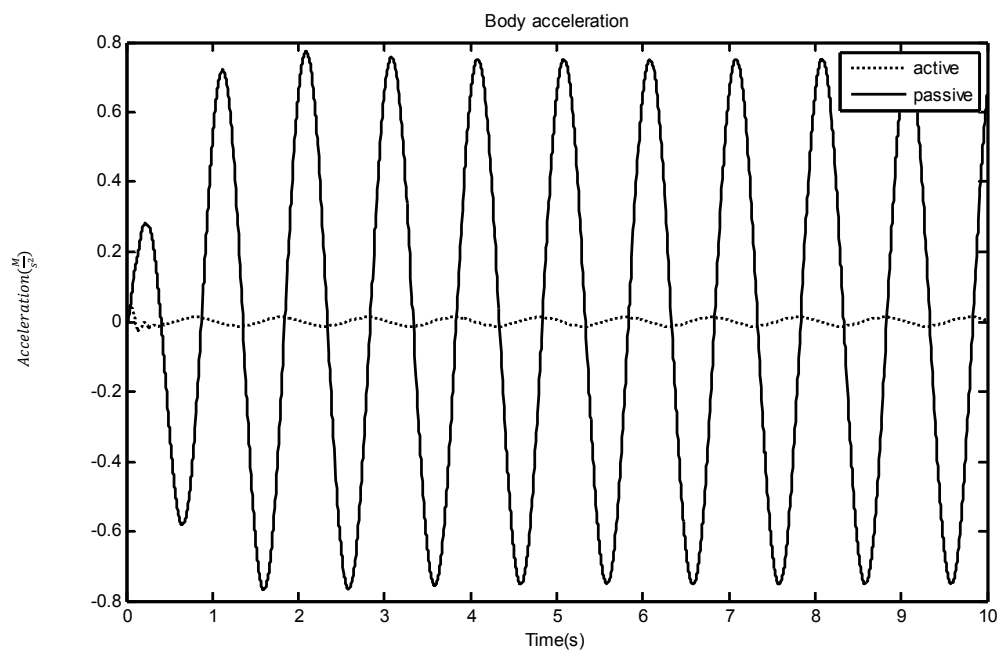
شکل (۷-۱۷): جابجایی چرخ با عدم قطعیت

شکل (۷-۱۸) جابجایی عمودی عمودی بدنه خودرو (جرم فعال) برای دو حالت تعلیق فعال و غیر فعال نمایش داده شده که توانایی سیستم تعلیق فعال در دفع اغتشاش جاده مشاهده می شود. جابجایی سیستم تعلیق غیر فعال برای دست انداز جاده در حدود $119m$ است، در حالی که جابجایی سیستم تعلیق فعال در حدود $20.0m$ می باشد که بهبودی در حدود ۹۸٪ را نشان می دهد.



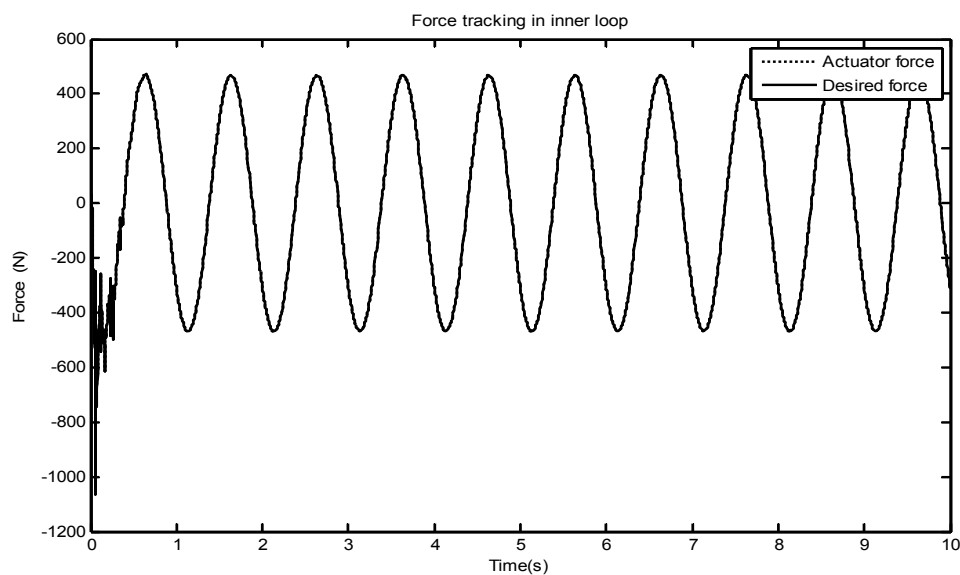
شکل (۷-۱۸): جابجایی بدنه با عدم قطعیت

شکل (۷-۱۹) شتاب عمودی بدنه برای دو حالت تعلیق فعال و غیر فعال و توانایی سیستم تعلیق فعال در کاهش شتاب عمودی را نشان می دهد. همانگونه که مشاهده می شود شتاب عمودی بدنه در حالت تعلیق فعال در حدود $2m/s^2$ در حالی که شتاب عمودی بدنه در حالت تعلیق غیر فعال در حدود $751m/s^2$ می باشد که بهبودی حدود ۹۸٪ را نشان می دهد.

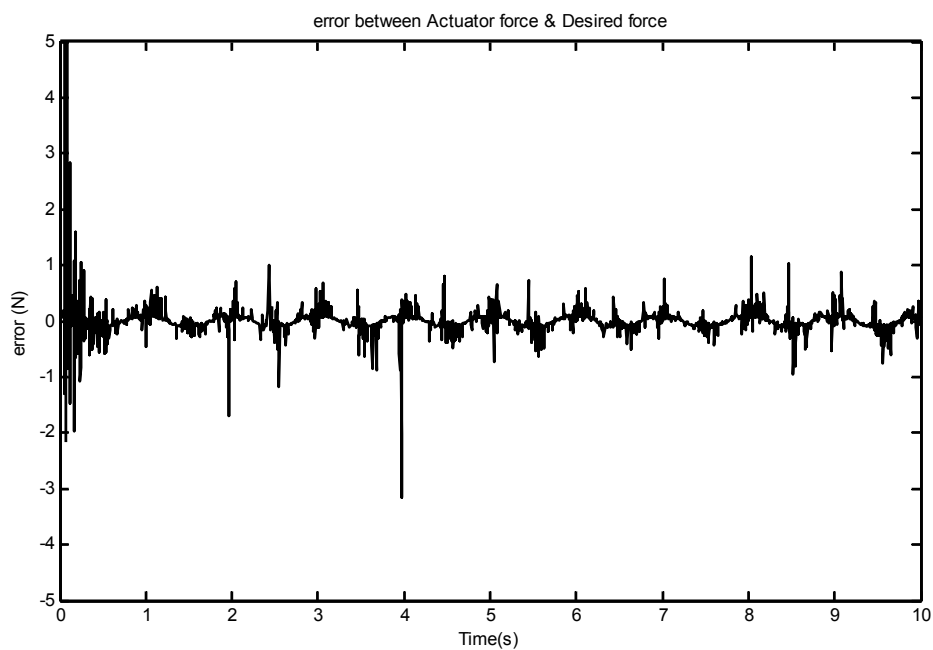


شکل (۷-۱۹): شتاب بدنه با عدم قطعیت

شکل (۷-۲۰) نیروی تولیدی توسط محرک هیدرولیکی و نیروی حاصل از کنترل کننده تطبیقی نشان داده شده است و همانطور که مشاهده می شود با توجه به شکل (۷-۲۱) که خطای بین این دو را نشان می دهد، هر دو بر هم منطبق هستند که نشان از ردگیری خوب نیرو در حضور عدم قطعیت دارد.

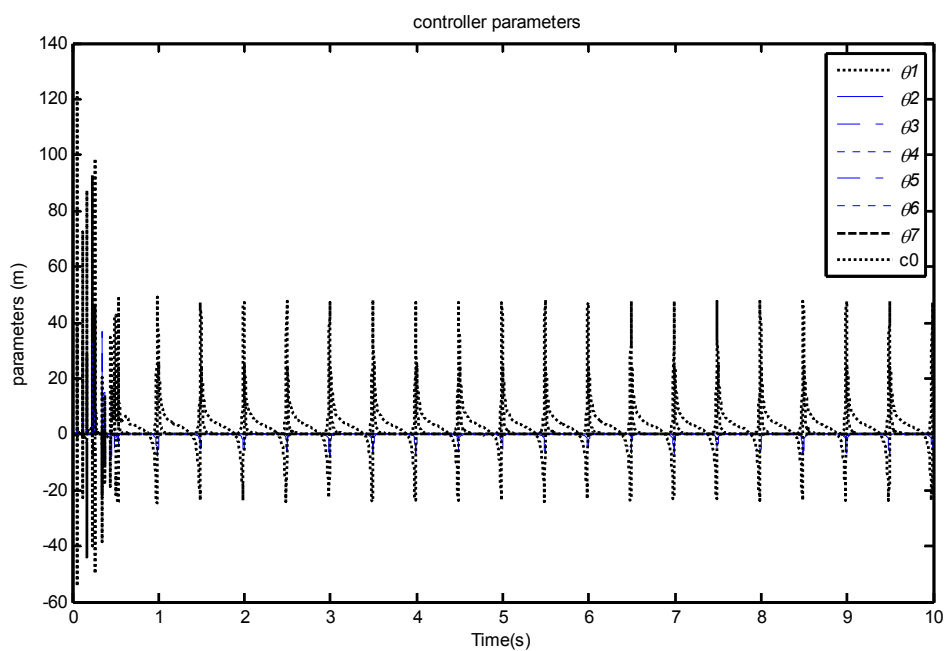


شکل (۷-۲۰): نیروی محاسبه شده مطلوب و نیروی محرکه با عدم قطعیت



شکل (۷-۲۱): خطای ردگیری نیرو با عدم قطعیت

شکل (۷-۲۲) پارامترهای کنترلر را نشان می دهد و همانطور که مشاهده می شود همه پارامترهای کنترلر کراندار هستند.

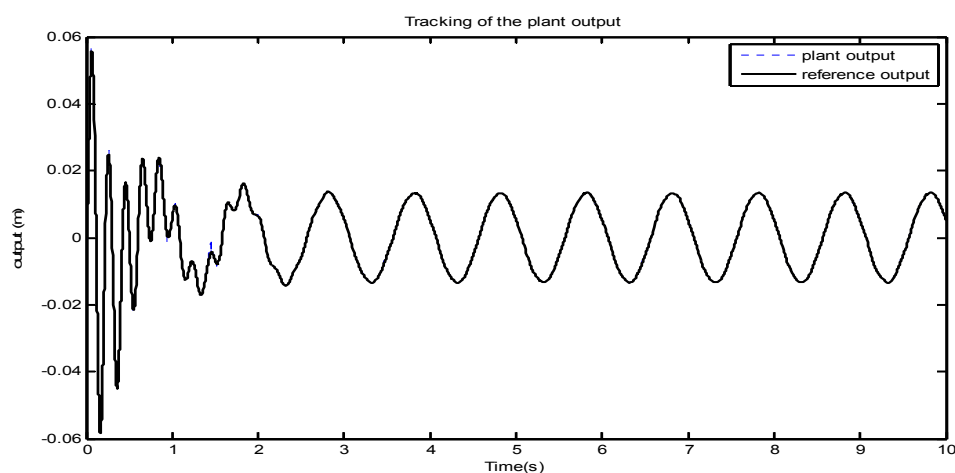


شکل (۷-۲۲): پارامترهای کنترلر با عدم قطعیت

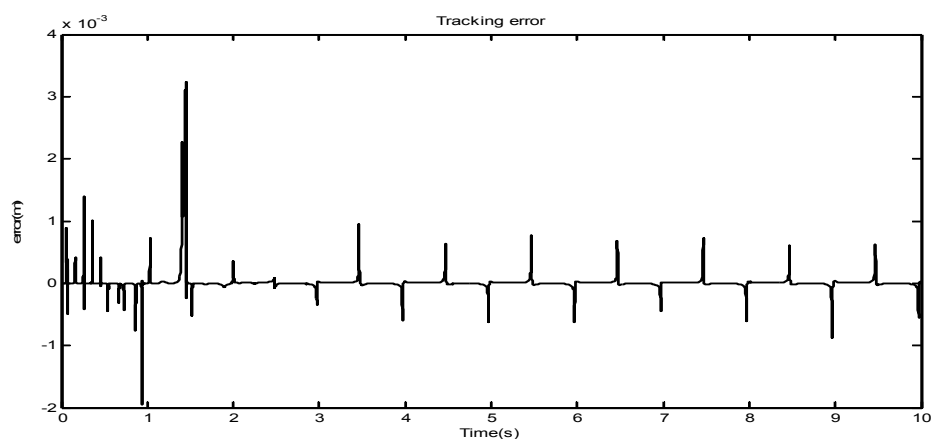
۴-۷ شبیه سازی سیستم کنترل با وارد کردن محرکه هیدرولیکی به سیستم حلقه بسته با استفاده از کنترل کننده تناسبی

حال برای مقایسه این روش با روش های دیگر کنترل سیستم تعلیق، دینامیک محرک هیدرولیکی را با استفاده از کنترل کننده تناسبی وارد سیستم حلقه بسته می کنیم. نتایج شبیه سازی در ادامه آمده است :

در شکل (۲۳-۷) خروجی سیستم و خروجی مطلوب آورده شده، که با توجه به شکل (۲۴-۷) که خطای بین این دو را نشان می دهد، می توان به توانایی خوب سیستم کنترل در ردگیری خروجی مطلوب پی برد.

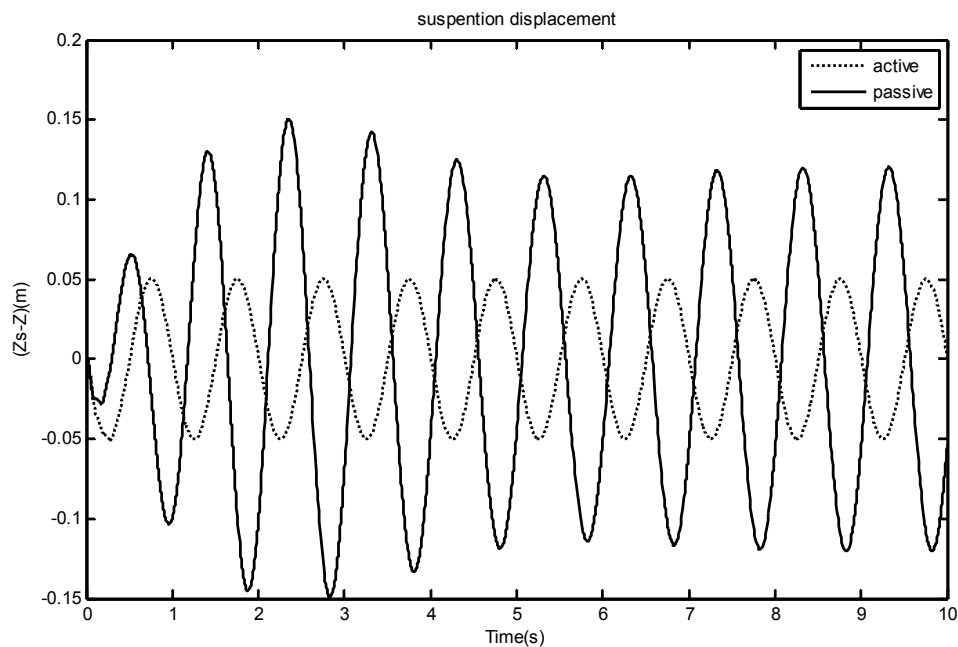


شکل (۲۳-۷): ردگیری خروجی سیستم و خروجی مدل مرجع



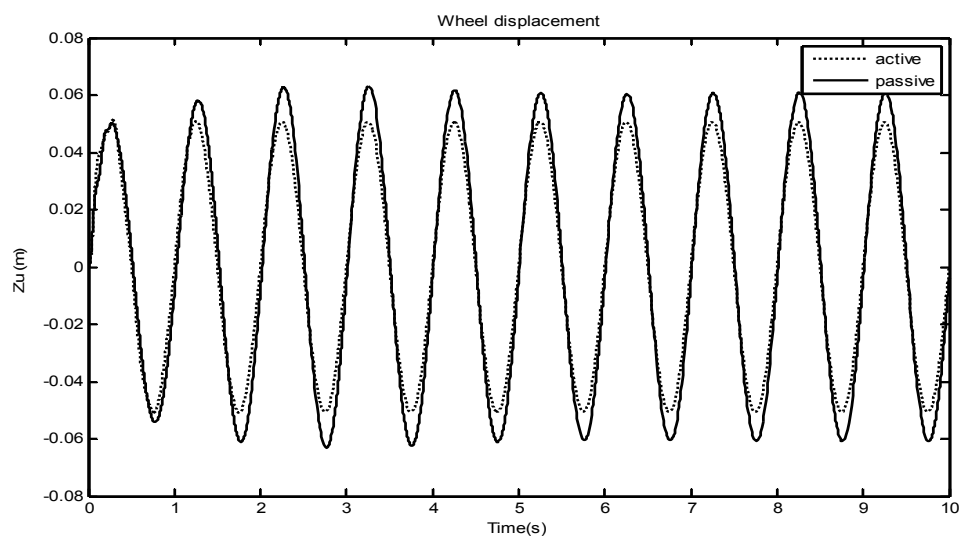
شکل (۲۴-۷): خطای ردگیری

شکل (۷-۲۵) جابجایی سیستم تعلیق برای دو حالت فعال و غیر فعال را نشان می دهد. همان گونه که مشاهده می شود در سیستم تعلیق فعال نوسان به سرعت میرا گردیده است.



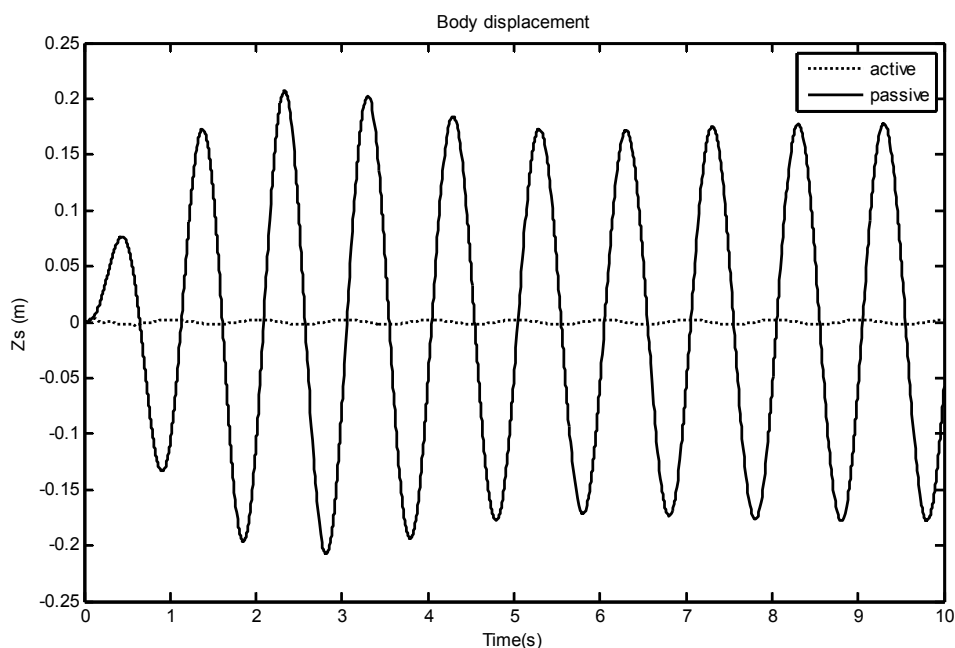
شکل (۷-۲۵): جابجایی سیستم تعلیق در حالت فعال و غیر فعال

شکل (۷-۲۶) جابجایی عمودی چرخ در دو حالت فعال و غیر فعال را نشان می دهد.



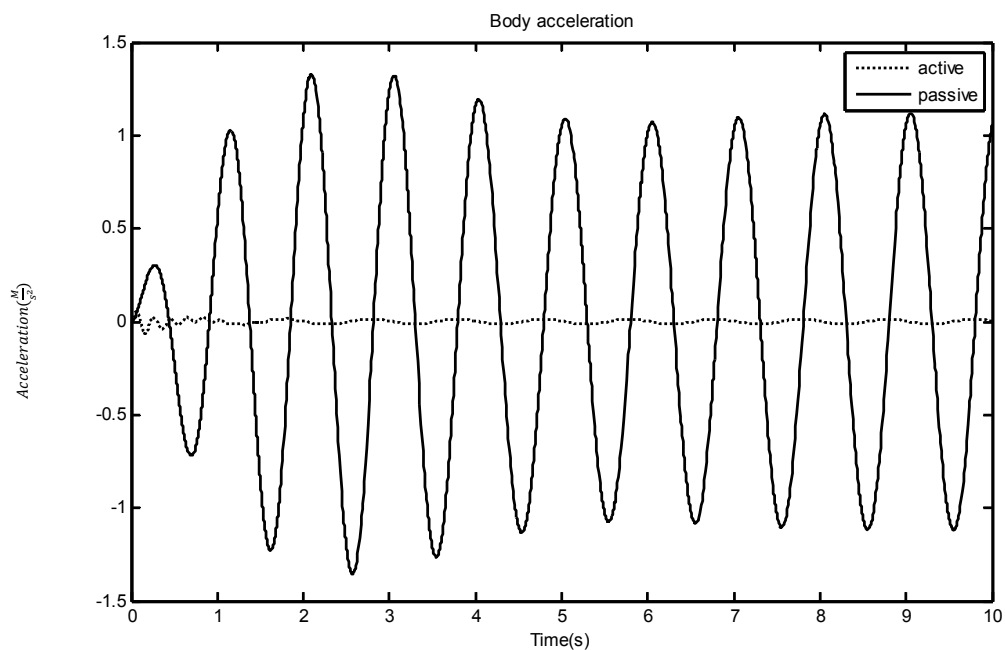
شکل (۷-۲۶): جابجایی چرخ

شکل (۲۷-۷) جابجایی عمودی عمودی بدنه خودرو (جرم فعال) برای دو حالت تعلیق فعال و غیر فعال نمایش داده شده که توانایی سیستم تعلیق فعال در دفع اغتشاش جاده مشاهده می شود. جابجایی سیستم تعلیق غیر فعال برای دست انداز جاده در حدود $1.77m$ است، در حالی که جابجایی سیستم تعلیق فعال در حدود $0.03m$ می باشد که بهبودی در حدود ۹۶٪ را نشان می دهد.



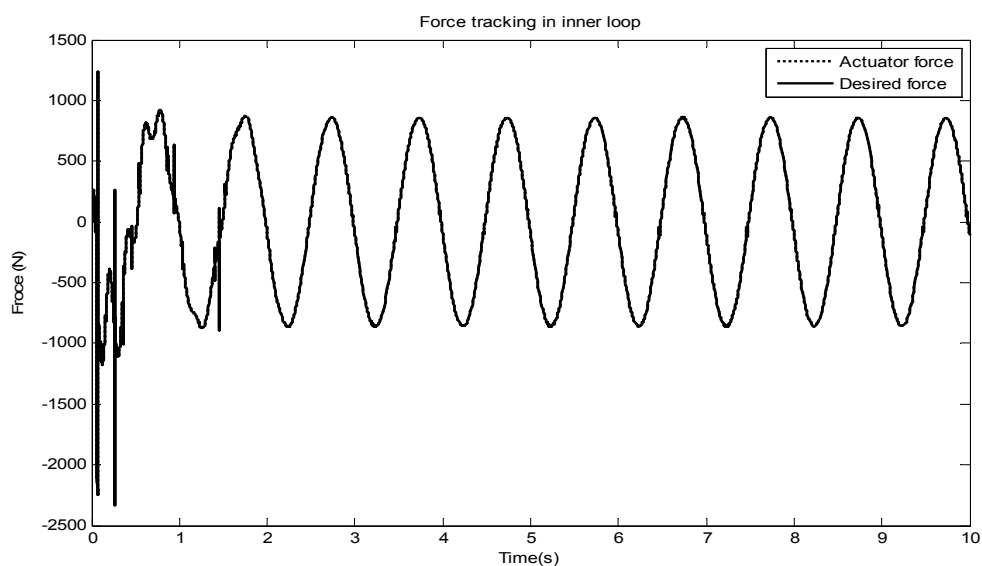
شکل (۲۷-۷): جابجایی بدنه

شکل (۲۸-۷) شتاب عمودی بدنه برای دو حالت تعلیق فعال و غیر فعال و توانایی سیستم تعلیق فعال در کاهش شتاب عمودی را نشان می دهد. همانگونه که مشاهده می شود شتاب عمودی بدنه در حالت تعلیق فعال در حدود $0.14 m/s^2$ در حالی که شتاب عمودی بدنه در حالت تعلیق غیر فعال در حدود $1.1 m/s^2$ می باشد که بهبودی حدود ۹۸٪ را نشان می دهد.



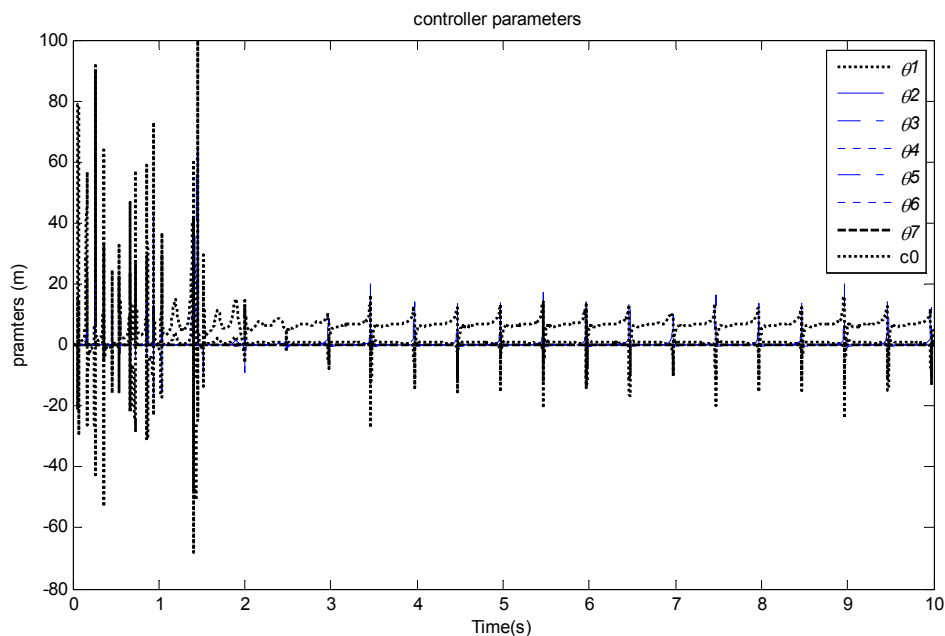
شکل (۷-۲۸): شتاب بدنه

شکل (۷-۲۹) نیروی تولیدی توسط محرک هیدرولیکی و نیروی حاصل از کنترل کننده تطبیقی نشان داده شده است و همانطور که مشاهده می شود هر دو کاملاً بر هم منطبق هستند که نشان از ردگیری خوب نیرو دارد.



شکل (۷-۲۹): ردگیری نیرو

شکل (۷-۳۰) پارامترهای کنترل را نشان می دهد و همانطور که مشاهده می شود همه پارامترهای کنترل کراندار هستند.



شکل (۷-۳۰): پارامترهای کنترل

۷-۴ مقایسه روش ها :

همانطور که شبیه سازی ها نشان می دهد در روش دوم چون فقط از یک کنترل کننده تناسبی برای وارد کردن محرکه هیدرولیکی به سیستم حلقه بسته استفاده شده، بنابراین سیستم در مقابل عدم قطعیت های محرکه مقاومت چندانی ندارد. در صورتی که یکی از ویژه گیهای خوب مود لغزشی که در روش اول استفاده شده مقاوم بودنش در مقابل عدم قطعیت هاست. جابجایی و شتاب بدنه در هر دو حالت بسیار خوب است. خطای رد گیری در روش اول کمتر از روش دوم است و بدلیل حذف اغتشاش قبل از اعمال کنترل کننده در روش اول، نیروی لازم برای کنترل سیستم از حالت دوم کمتر است.

فصل هشتم:

نتایج و پیشنهادات

۸-۱ نتایج و پیشنهادات

همانطور که در فصل قبل نشان داده شد کنترل تطبیقی مدل مرجع با هدایت سیستم به ردیابی خروجی مرجع که حاصل فیلتر شدن ورودی به وسیله قانون کنترل امپدانس است عملکرد خوبی در کاهش نیروی عمودی وارد بر سرنشین و کاهش انحراف چرخ دارد. به علاوه به دلیل مقاوم بودن سیستم کنترل، سیستم حلقه بسته دارای عملکرد مقاوم و مطلوب در حضور دینامیک غیر خطی محرکه هیدرولیکی با پارامترهای متغیر با زمان است. همچنین به دلیل ماهیت متغیر با زمان کنترل کننده سیستم حلقه بسته در مقابل تغییرات زمانی پارامترهای سیستم بخوبی مقاوم است. یعنی این ساختار توانایی دفع هر گونه اغتشاشی را بدون تنظیم دوباره پارامترهای کنترلی دارد. به عبارت دیگر لازم نیست که برای هر نوع اغتشاش پارامترهای کنترلی دوباره تنظیم شوند. سیستم کنترل شامل دو حلقه است، در حلقه داخلی ردیابی و تثبیت نیرو با استفاده از تکنیک مود لغزشی صورت می گیرد و در حلقه خارجی کنترل کننده تطبیقی مقاوم اثر اغتشاش را تضعیف می کند.

برای ادامه این پایان نامه پیشنهاد های زیر ارائه می شود:

۱- استفاده از روش های دیگر کنترل تطبیقی مثل کنترل تطبیقی ساختار متغیر و

رگولاتور های خود تنظیم

۲- استفاده از کنترل هوشمند

۳- پیاده سازی الگوریتم ارائه شده بر روی مدل کامل خودرو

۹- مراجع

- [1] اسپانگ و ویدياساگار، مترجم فاتح محمد مهدی، " کنترل و دینامیک ربات"، چاپ اول، انتشارات دانشگاه صنعتی شاهرود، ۱۳۸۳
- [2] سعید بنجامین نیکو، مترجم فاتح محمد مهدی، "رباتیک تحلیل سیستم ها و کار برد ها"، چاپ اول، انتشارات دانشگاه صنعتی شاهرود، ۱۳۸۶
- [3] مالکی نرگس، "کنترل تطبیقی متمرکز سیستم های ارتعاشی"، پایان نامه کارشناسی ارشد برق-کنترل، دانشگاه خواجه نصیرالدین طوسی، ۱۳۸۶
- [4] J.Y.Wong, "Theory of Ground Vehicle", 3rd Edition John Wiley, 2001.
- [5] H.Chen and S.Huang, "A New Model-free Adaptive Sliding Controller for Active Suspension system", International Journal of Systems Science, Vol.39, No.1, 57-69, January 2008.
- [6] J.Shan and L.Kanell, "Nonlinear Design of Active Suspensions", Proceeding of the 34th conference on Decision & control New orleans, 60-69, December 1995.
- [7] M.Mihajlov and D.Antic, " Position Control of an electro-hydraulic servo system using sliding mode control enhanced by fuzzy PI controller ", Mechanical Engineering ,vol.1, N 9, pp.1217-1230, 2002.
- [8] M.youngho , Ka.C.Cheok, " Model Reference Adaptive Control for Vehicle Active Suspension Systems", IEEE transactions on industrial electronics, vol.38, no.3, june 1990, pp.1220-1230.
- [9] N.maleki, A.Khaki sedigh, Batool.L, " Robust Model Reference Adaptive Control of Active Suspension System", 14th Mediterranean Conference on Control and Automation, June 2006, Page(s):1 – 6
- [10] S.Chantranuwathana and H.Peng , "Practical Adaptive Robust Controllers for Active Suspension", Proceedings of the 2000 ASME International congress and Exposition, Orlando, Florida, 80-84, 2000.
- [11] A.B.Sharkawy, " Fuzzy and Adaptive fuzzy Control for the automobiles' active suspension system", Vehicle system Dynamics ,Vol.43, No.11, 759-806, November 2005.

- [12] M.G.sharpetis and F.Koumboulis," Robust Controller Design for Active Hydraulic Suspension",709-715, IEEE 2007.
- [13] D.E.Miller,"Model reference adaptive control for nonminimum phase systems", Elsevier , Control Letters 1995 ,pp.167-176,2006.
- [14] D. Kamnik," Adaptive impedance control of the industrial robot",IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics .Volume , Issue , 16-20, Jun 1997.
- [15] Y.M.sam and K.Hudha," Modelling and Tracking Control of Hydraulic Actuator for an Active Suspension System"1ST IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, Issue 2006 , Page(s):1 – 6,May 2006.
- [16] Y.Toshio and T.Itaru," Active Suspension Control of a one-wheel carusing single input rule modules fuzzy reasoning and a disturbance observer", Journal of Zhejiang University Science, ISSN 1009-3095, pp.251-256,June 2005.
- [17] C.B.Konik," Intelligent Vehicle Active Suspension Control Using Fuzzy Logic", IFAC World Congress,Sydne,Vol.2,pp.231-236,1993.
- [18] R.S.titli," Design of Active and Semiactive Autmotive Suspension Using Fuzzy logic",IFAC World Congress,Sydne,Vol.2,pp.253-257,1993.
- [19] A.Chamseddine and H.Noura," Sensor Fault-tolerant Control of Active Suspension Using Sliding Mode Techniques", Laboratoire des Sciences de l' information et des systems,50-57,1900.
- [20] P.Chang and C.Huang," Adaptive sliding control of active suspension systems with uncertain hydraulic actuator dynamics", Vehicle system Dynamics ,Vol.44,No.5, 337-368,May 2006.
- [21] N.Holou and D.Sung ,"Sliding Model-based Fuzzy Logic Controller for a vehicle Suspension System", Proceeding of the American Control Conference, San Diego, California, 337-368, June 1999.
- [22] M.Sam ,"Proportional-Integral Sliding Mode Control of a Quarter Car Active Suspension", Proceeding of IEEE Tencon'02, 340-346,2002.
- [23] X.Shen and H.peng," Analysis of Active Suspension Systems With Hydraulic Actuators", Proceeding of the 2003 IAVSD conference, Atsugi, japan, 37-41,August 2003.
- [24] D.Xuan and J.Wan," A Study on Active Suspension System using Time Delay Control", International Conference on control ,Automation and Systems 2007,oct.17-20,2007.
- [25] V.Wick and C.Yong," Smart Spring: A novel adaptive impedance control approach for active vibration suppression application", National Research Council Canada.On, Canada Kia OR6, 90-95,2005.

- [26] J.Shan and L.Kanell,"Nonlinear Design of Active Suspensions", IEEE control system magazine, Vol.17, pp.45-49,1997.
- [27] H.Meritt," Hydraulic Control System', John Wiley , 1997.
- [28] S.Jean,"Applied Nonlinear Control",Pentice Hall,1991.
- [29] H.Asada and Slotine, "Robot analysis and control", Johe Wilay and Sons.INC,1900.
- [30] A.Hogan," Stable Excution of contact Tasks Using Impedance Control", Department of Mechanical Engineering And Laboratory For Manufacturing And Productivity MIT,78-84,2001.
- [31] H.Land ," Adaptive Impedance Control of Constrained Robotic", Dep.of Electric and Communication Singapore Poly Technique ,Shanghai,430-435,July 2000.
- [32] J.Liand," Passive Velocity Field Control (PVFC) Approach to Robot Force Control and Countor Fallowing", DEp.of Mechanical Engineering of Minnesota, 23-26, July 2000.
- [33] A.Hace ," Robust Impedance Controls".
- [34] L.E.Molfino," Mechatronic Design of A Parallel Robot For High Speed, Impedance Controlled Manipulation", Proc.of the 11 Mediterranean Conference on Control , 18-20 , June 2003.
- [35]M.M.fateh and S.alavi," Impedance control of an active suspension system",Mechatronics journal, ,Esevier ,page 1-7,februray 2008
- [36] Astrom and B.Wittenmark,"Adaptive control",1998.
- [37] P.loannou and Jing Sun,"Robust Adaptive Control",2003.
- [38] G.Tao,"adaptive conrol Design and analysis",2003.
- [39] G.Tao," Inherent Robustness of MRAC schemes", Elsevier, control Letters 29,1996
- [40] B.Mohan and S.B.Phadke ,"Variable Structure Active Suspension System",40-46, IEEE1996.
- [41] M.Rao and A.Hassan," New Adaptive Laws for Model Reference Adaptive Control Using a Non-Quadratic Lyapunov Function", IEEE Melecon ,12-15, May 2004.
- [42] R.Jing and W.Tong Sie," Self Organizing Fuzzy Control of Active Suspension System", International Journal of Systems Science,Vol.36,No.3,20 February 2005.

Abstract

An active suspension system establishes a tradeoff between the comfort and handling which are the two desired goals and however are opposite to each other. The proposed control system includes two loops namely a position control loop and a force control loop. A model reference adaptive control is used in the position control loop for tracking purpose. This controller is robust against varying parameters such as the sprung mass and the stiffness of tire. The reference model which is defined by an impedance rule, relates the displacement of body to the produced force due to road disturbances. The required feedbacks are only the body displacement and body acceleration. The sliding mode method is used in the force control of hydraulic actuator which results in a robust system subject to parametric uncertainties. Comparing this method with proportional control shows that the proposed approach is more robust against parametric uncertainties and produces a less tracking error.

The stability of control system is analyzed and simulation results confirm that the adaptive impedance control of an active suspension system is robust subject to parametric uncertainties with a good performance.

Keywords: Active suspension system, adaptive control, impedance control, sliding mode method.



Shahrood University of Technology

Department of Electrical and Robotic Engineering

Adaptive Impedance Control of an Active Suspension System

A Thesis

*Presented in Partial Fulfillment of the
Requirements for the Master of Science Degree in
Control engineering*

Supervisor:

Professor M.M. Fateh

By:

Majid Moradi

September 2008