



دانشکده برق و رباتیک

گروه کنترل

کنترل فازی امیدانس سیستم تعلیق آسانسور

دانشجو: محدثه عامریان

استاد راهنما:

دکتر محمد مهدی فاتح

پایان نامه ارشد جهت اخذ درجه کارشناسی ارشد

بهمن ۱۳۹۰



## سپاسگذاری

از استاد ارجمندم جناب آقای دکتر فاتح، کمال تشکر را دارم که بدون سعه‌ی صدر مثال زدنی ایشان و رهنمودهای سازنده‌شان، گردآمدن اثر حاضر امری محال می‌نمود. هرچند اینجانب هر قدر همت کنم از بیان زحمات ایشان در به ثمر رسیدن این پایان‌نامه عاجز هستم. به قول شاعر:

گر بریزی بحر را در کوزه‌ای      چند گنجد قسمت یک روزه‌ای

از خانواده‌ی عزیزم به خصوص پدر و مادر عزیزتر از جانم که موفقیت‌های خود را در طول زندگی مرهون فداکاری‌های بی‌شاعبه‌ی ایشان هستم، متشکرم.

از همسر گرامی‌ام که در ویراستاری متن حاضر مرا یاری رساند و همواره همراه و مشوق راستین اینجانب در شکل‌گیری پایان‌نامه‌ی حاضر بود به نهایت سپاسگذارم.

دست یاری تمام صاحب‌نظران و دوستان را که با نظرات و انتقادات سازنده‌ی خود باعث رشد و بالندگی این اثر شدند، به گرمی می‌فشارم.

در نهایت امیدوارم این اثر بتواند در جهت هدف اصلی‌اش که همانا پیشبرد مرزهای علم است گامی هرچند کوچک بردارد و سنگ بنایی برای کارهای آینده‌ی اینجانب و دیگران قرار گیرد.



## چکیده

در این پایان‌نامه مسئله‌ی کنترل موقعیت آسانسورهای هیدرولیکی مورد بررسی قرار گرفته است. حداقل کردن خطای ردیابی، تأمین راحتی مسافر، نرم بودن سیگنال کنترلی و دفع اغتشاش از اهداف کنترلی مهمی است که باید مورد توجه قرار گیرد. نوآوری این پژوهش، استفاده از رویکرد کنترل امیدانس به منظور دفع اغتشاش ناشی از تغییر وزن بار آسانسور و حفظ عملکرد مطلوب سیستم می‌باشد. کنترل امیدانس مجموعه‌ای منسجم از انواع استراتژی‌های مختلف کنترلی است که می‌تواند همزمان کنترل موقعیت و نیرو را شامل شود و در عین حال ساده بوده و مستقل از مدل می‌باشد. جهت پیاده‌سازی قانون امیدانس در سیستم، یک ساختار کنترلی دو حلقه‌ای نیرو و موقعیت ارائه شده است. از خطی‌سازی فیدبکی در حلقه‌ی کنترل نیرو و از کنترل‌کننده‌ی فازی در حلقه‌ی کنترل موقعیت استفاده شده است. کنترل‌کننده‌ی موقعیت، به منظور فراهم آوردن نیروی مطلوب مورد نیاز جهت ردگیری مسیر مرجع حرکت کابین آسانسور طراحی می‌شود. سپس کنترل‌کننده‌ی نیرو جهت ردیابی نیروی مرجع تولید شده توسط کنترل‌کننده‌ی موقعیت، طراحی خواهد شد. خروجی این کنترل‌کننده به محرک هیدرولیکی داده می‌شود تا نیروی مورد نیاز برای جابجایی آسانسور را تولید کند. نتایج شبیه‌سازی سیستم کنترلی طراحی شده برای مدل آسانسور، نقش قانون امیدانس در بهبود عملکرد سیستم و دفع اغتشاش ناشی از تغییر وزن بار را تأیید می‌کند.

کلمات کلیدی : سیستم تعلیق آسانسور، محرک هیدرولیک، کنترل امیدانس، کنترل فازی، خطی سازی فیدبکی

## فهرست مطالب

۱.....	فصل اول
۲.....	مقدمه
۳.....	۱-۱ مروری بر تحقیقات پیشین
۸.....	۲-۱ مروری بر ساختار پایان نامه
۹.....	فصل دوم
۱۰.....	مقدمه
۱۲.....	۱-۲ مدلسازی سیستم
۱۲.....	۱-۱-۲ مکانیک سیستم
۱۶.....	۲-۱-۲ هیدرولیک سیستم
۲۱.....	۳-۱-۲ مدل اصطکاک دینامیکی ارتقاء یافته
۲۴.....	۲-۲ نمایش فضای حالت سیستم
۲۶.....	فصل سوم
۲۷.....	مقدمه
۲۸.....	۱-۳ خطی سازی فیدبکی
۳۱.....	۲-۱-۳ پیاده سازی و مقاوم بودن
۳۲.....	۲-۳ کنترل فازی
۳۳.....	۱-۲-۳ کنترل فازی غیر تطبیقی
۳۴.....	۱-۱-۲-۳ تعیین بهره $PID$ با استفاده از سیستمهای فازی
۳۶.....	۲-۱-۲-۳ کنترل فازی با استفاده از ناظر غیر فازی
۳۹.....	۲-۲-۳ کنترل فازی تطبیقی
۴۱.....	۱-۲-۲-۳ کنترل فازی تطبیقی مستقیم
۴۲.....	طراحی قاعده تطبیق
۴۶.....	فصل چهارم
۴۷.....	مقدمه
۴۸.....	۱-۴ کنترل امپدانس

۵۰	۱-۱-۴ کنترل امیدانس بر مبنای موقعیت .....
۵۱	۱-۱-۴ کنترل امیدانس بر مبنای موقعیت جهت تولید سیگنال مرجع ردگیری .....
۵۳	۲-۱-۴ کنترل امیدانس بر مبنای نیرو .....
۵۴	۲-۴ طراحی کنترل کننده‌ی فیدبک داخلی (کنترل نیرو) .....
۶۰	۳-۴ طراحی کنترل کننده‌ی فیدبک خارجی (کنترل موقعیت) .....
۶۲	۱-۳-۴ طراحی کنترل کننده‌ی فازی سیستم تعلیق .....
۶۲	۱-۱-۳-۴ کنترل کننده‌ی فازی شبه $PD$ .....
۶۵	۲-۱-۳-۴ کنترل کننده‌ی $PID$ فازی .....
۶۹	۳-۱-۳-۴ کنترل کننده‌ی فازی تطبیقی مستقیم .....
۷۱	فصل پنجم .....
۷۲	مقدمه .....
۷۳	۱-۵ نتایج شبیه‌سازی .....
۷۴	۱-۱-۵ کنترل موقعیت به روش $PID$ فازی .....
۷۶	۲-۱-۵ کنترل موقعیت به روش فازی شبه $PD$ .....
۸۳	۳-۱-۵ کنترل موقعیت به روش فازی تطبیقی مستقیم .....
۸۶	۱-۲-۲-۵ اعمال قانون امیدانس به سیستم کنترل به منظور غلبه بر اغتشاش وزن بار .....
۸۹	۳-۲-۵ عملکرد قانون امیدانس در دفع اغتشاش خارجی .....
۹۲	۴-۲-۵ اعمال قانون امیدانس برای تولید سیگنال مرجع .....
۹۵	۵-۲-۵ مقاوم بودن سیستم در مقابل عدم قطعیت پارامتری .....
۹۷	فصل ششم .....
۹۸	۱-۶ جمع بندی و نتیجه گیری .....
۹۹	۲-۶ پیشنهادات .....
۱۰۰	منابع .....
۱۰۵	پیوست .....



## فهرست شکل‌ها

- شکل (۱-۲) سیستم مستقیم با جک از زیر ..... ۱۰
- شکل (۲-۲) سیستم غیرمستقیم با جک از بغل ..... ۱۰
- شکل (۳-۲) شکل کلی آسانسور هیدرولیک [۱۵] ..... ۱۳
- شکل (۴-۲) مدل دقیق مکانیک آسانسور [۱۵] ..... ۱۴
- شکل (۵-۲) مدل ساده شده مکانیک آسانسور: کل کابل به صورت یک سیستم فنر و میراکننده مدل شده است [۱۵] ..... ۱۵
- شکل (۶-۲) مدل دینامیکهای سیستم هیدرولیک آسانسور [۱۴] ..... ۱۷
- شکل (۷-۲) نمودار سرعت-اصطکاک [۳۶] ..... ۲۳
- شکل (۱-۳) بلوک دیاگرام کنترل موقعیت اسانسور ..... ۲۷
- شکل (۲-۳) ساختار سیستم کنترل فازی دو سطحی ..... ۳۳
- شکل (۳-۳) ساختار اصلی سیستم کنترل فازی تطبیقی ..... ۳۹
- شکل (۴-۳) سیستم کنترل فازی تطبیقی مستقیم [۴۲] ..... ۴۵
- شکل (۱-۴) الف : قانون امیدانس بر مبنای نیرو ..... ۴۹
- شکل (۱-۴) ب : قانون امیدانس بر مبنای موقعیت ..... ۴۹
- شکل (۲-۴) ساختار کنترلی سیستم در حضور قانون امیدانس بر مبنای موقعیت ..... ۵۲
- شکل (۳-۴) مسیر مرجع تولید شده توسط قانون امیدانس برای رسیدن به موقعیت مطلوب شش متر ..... ۵۳
- شکل (۵-۴) توابع تعلق ورودی در کنترل کننده فازی شبه  $PD$  ..... ۶۳
- شکل (۷-۴) رویه قوانین ..... ۶۴
- شکل (۸-۴) سیستم فازی تنظیم کننده پارامترهای کنترل کننده  $PID$  ..... ۶۵
- شکل (۹-۴) توابع تعلق ورودی برای کنترل کننده  $PID$  فازی ..... ۶۶
- شکل (۱۰-۴) الف : توابع تعلق خروجی برای  $kp$  و  $kd$  ..... ۶۶
- شکل (۱۰-۴) ب : توابع تعلق خروجی برای  $\alpha$  ..... ۶۶
- شکل (۱-۵) مسیر مطلوب ردگیری ..... ۷۴
- شکل (۲-۵) مسیر واقعی و مسیر مطلوب با استفاده از کنترل کننده  $PID$  فازی ..... ۷۴
- شکل (۳-۵) خطای ردگیری با استفاده از کنترل کننده  $PID$  فازی ..... ۷۴
- شکل (۴-۵) شتاب کابین با استفاده از کنترل کننده  $PID$  فازی ..... ۷۵
- شکل (۵-۵) ولتاژ موتور با استفاده از کنترل کننده  $PID$  فازی ..... ۷۵
- شکل (۶-۵) نیروی وارد به سیلندر هیدرولیک با استفاده از کنترل کننده  $PID$  فازی ..... ۷۶
- شکل (۷-۵) مسیر ردگیری با استفاده از کنترل کننده فازی شبه  $PD$  ..... ۷۶
- شکل (۸-۵) خطای ردگیری با استفاده از کنترل کننده فازی شبه  $PD$  ..... ۷۷
- شکل (۹-۵) ولتاژ موتور با استفاده از کنترل کننده فازی شبه  $PD$  ..... ۷۷
- شکل (۱۰-۵) شتاب کابین با استفاده از کنترل کننده فازی شبه  $PD$  ..... ۷۸
- شکل (۱۱-۵) نیروی سیلندر با استفاده از کنترل کننده فازی شبه  $PD$  ..... ۷۸
- شکل (۱۲-۵) خطای ردگیری پیش از اعمال قانون امیدانس و پس از اعمال قانون امیدانس ..... ۷۹

- شکل (۱۳-۵) شتاب کابین پیش از اعمال قانون امیدانس و پس از اعمال قانون امیدانس ..... ۷۷
- شکل (۱۴-۵) ولتاژ موتور پیش از اعمال قانون امیدانس و پس از اعمال قانون امیدانس ..... ۸۰
- شکل (۱۵-۵) نیروی سیلندر پیش از اعمال قانون امیدانس و پس از اعمال قانون امیدانس ..... ۸۱
- شکل (۱۶-۵) جابجایی با قرار گرفتن بار در کابین بعد از ثانیه اول ..... ۸۲
- شکل (۱۷-۵) جابجایی کابین پس از اعمال قانون امیدانس با قرار گرفتن بار در کابین بعد از ثانیه اول ..... ۸۲
- شکل (۱۸-۵) مسیر ردگیری با استفاده از کنترل کننده فازی تطبیقی مستقیم ..... ۸۳
- شکل (۱۹-۵) خطای ردگیری با استفاده از کنترل کننده فازی تطبیقی مستقیم ..... ۸۴
- شکل (۲۰-۵) شتاب کابین با استفاده از کنترل کننده فازی تطبیقی مستقیم ..... ۸۵
- شکل (۲۱-۵) ولتاژ موتور با استفاده از کنترل کننده فازی تطبیقی مستقیم ..... ۸۵
- شکل (۲۲-۵) نیروی اعمالی به سیلندر هیدرولیک با استفاده از کنترل کننده فازی تطبیقی مستقیم ..... ۸۵
- شکل (۲۳-۵) تغییرات مراکز توابع تعلق خروجی ..... ۸۶
- شکل (۲۴-۵) خطای ردگیری پیش از اعمال قانون امیدانس و پس از اعمال قانون امیدانس ..... ۸۷
- شکل (۲۵-۵) شتاب کابین پیش از اعمال قانون امیدانس و پس از اعمال قانون امیدانس ..... ۸۸
- شکل (۲۶-۵) ولتاژ موتور پیش از اعمال قانون امیدانس و پس از اعمال قانون امیدانس ..... ۸۸
- شکل (۲۷-۵) نیروی سیلندر قبل و بعد از اعمال قانون امیدانس با استفاده از کنترل کننده فازی تطبیقی مستقیم ..... ۸۹
- شکل (۲۸-۵) خطای ردگیری در حضور اغتشاش قبل و بعد از اعمال قانون امیدانس ..... ۸۹
- شکل (۲۹-۵) شتاب کابین در حضور اغتشاش قبل و بعد از اعمال قانون امیدانس ..... ۹۰
- شکل (۳۰-۵) ولتاژ موتور در حضور اغتشاش خارجی قبل و بعد از اعمال قانون امیدانس ..... ۹۰
- شکل (۳۱-۵) نیروی اعمالی به سیلندر هیدرولیک در حضور اغتشاش خارجی قبل و بعد از اعمال قانون امیدانس ..... ۹۱
- شکل (۳۲-۵) خطای ردگیری در حضور اغتشاش خارجی در کنترل کننده فازی شبه  $PD$  ..... ۹۱
- شکل (۳۳-۵) ولتاژ موتور در حضور اغتشاش خارجی در کنترل کننده فازی شبه  $PD$  ..... ۹۲
- شکل (۳۴-۵) مسیر ردگیری ..... ۹۳
- شکل (۳۵-۵) خطای ردگیری ..... ۹۳
- شکل (۳۶-۵) شتاب کابین ..... ۹۳
- شکل (۳۷-۵) نیروی سیلندر ..... ۹۴
- شکل (۳۸-۵) ولتاژ موتور ..... ۹۴
- شکل (۳۹-۵) خطای ردگیری با استفاده از کنترل کننده فازی تطبیقی با اعمال عدم قطعیت های پارامتری برای سیستم ... ۹۵
- شکل (۴۰-۵) خطای ردگیری با استفاده از کنترل کننده فازی شبه  $PD$  با اعمال عدم قطعیت های پارامتری برای سیستم .. ۹۶

## فهرست جداول

۱۶	جدول (۱-۲) پارامترهای فیزیکی بخش مکانیک [۱۵].....
۱۸	جدول (۲-۲) پارامترهای فیزیکی بخش هیدرولیک [۱۴].....
۱۹	جدول (۲-۲) پارامترهای فیزیکی بخش هیدرولیک (ادامه) [۱۴].....
۶۳	جدول (۱-۴) جدول قوانین فازی برای کنترل کننده فازی شبه $PD$ .....
۶۷	جدول (۲-۴) جدول قوانین فازی برای تنظیم $kp$ .....
۶۸	جدول (۳-۴) جدول قوانین فازی برای تنظیم $kd$ .....
۶۸	جدول (۴-۴) جدول قوانین فازی برای تنظیم $\alpha$ .....



فصل اول

مقدمه

## مقدمه

بشر همواره از علم خود در جهت ایجاد راحتی و انجام سریع‌تر امور و سرعت بخشیدن به زندگی خود بهره برده است. در این میان یکی از آن ابزارهای که در سایه‌ی تلاش علمی بشر در خدمت او در آمده، صنعت طراحی، ساخت و نصب آسانسور است که نقش بسزایی در بسیاری از امور زندگی مانند حمل بارهای سنگین، بارهای بیمارستانی، حمل مسافری در ساختمان‌های چند طبقه به ویژه آسمان خراش‌ها و برج‌ها و حمل مصالح داشته است.

آسانسور وسیله‌ی حمل و نقل عمودی است که با سیستم تعلیق و تعادل نیروی محرکه بین ترازهای از قبل تعریف شده حرکت می‌کند. از نقطه نظر مکانیزم محرکه، آسانسورها به دو نوع آسانسورهای هیدرولیکی و آسانسورهای کششی تقسیم می‌شوند. هر یک از این دو سیستم دارای مشخصه‌های مختص به خود هستند که برای استفاده در شرایط خاص مناسب‌اند. در کل آسانسورهای کششی (کابلی) برای ساختمانهای بلند مناسب‌اند در حالیکه بالابرهای هیدرولیکی برای ساختمان‌های کوتاه (تا ۶ طبقه) مناسب‌تراند و معمولاً در ظرفیت‌های بالا، نسبت به انواع کششی مقرون به صرفه‌تر می‌باشند. در حال حاضر بالابرهای هیدرولیکی سهم قابل توجهی از بازار را به خود اختصاص داده‌اند. ضریب ایمنی بالا، نصب آسان، برخورداری از حرکت یکنواخت و بدون صدا همراه با قابلیت تنظیم سرعت، دقت توقف در تراز طبقه، عدم نیاز به پیش‌بینی موتورخانه در بالای چاه و امکان قرار دادن آن در فضای دورتری از چاه از مزیت‌های این نوع آسانسورها می‌باشد.

در آسانسورهای کابلی، کابین توسط یک سری کابل فولادی (که دور چرخ قرقره‌ای حلقه شده‌اند) به یک وزنه‌ی تعادل متصل است و چرخ قرقره نیز به یک موتور الکتریکی متصل شده است. هنگامی که موتور در یک جهت می‌چرخد، آسانسور بالا می‌آید و هنگامی که در جهت عکس می‌چرخد، آسانسور به سمت پایین حرکت می‌کند. در حالیکه در آسانسورهای هیدرولیکی حرکت کابین توسط هل دادن و کشیدن قرقره‌ای که به انتهای یک جک هیدرولیکی قلاب شده، صورت می‌گیرد.

## ۱-۱ مروری بر تحقیقات پیشین

امروزه درایورهای الکتروهیدرولیکی به طور گسترده‌ای در کاربردهای صنعتی از جمله کارخانجات تولید ورق آهن و فولاد، کارخانه های کاغذ سازی، محرکه هواپیما و بسیاری از سیستم‌های اتوماسیون دیگر مورد استفاده قرار می گیرند. مهمترین مزیت این نوع درایورها این است که می توانند به آسانی و با نیروی کم پمپ (در مقایسه با همتای AC و DC خود) قدرت زیادی تولیدکنند و دارای پاسخ دینامیکی سریع و دقت بالایی می باشند.

تا کنون تحقیقات متعددی در زمینه کنترل سیستم‌های هیدرولیک صورت گرفته است. در سال ۱۹۹۷ ناکامورا و تراموتو در [۱] یک مدل خطی شده درجه سه با پارامترهای بدون تغییر ارائه دادند. آزمایشات حلقه باز بر روی سیستم مدل شده حاکی از آن بود که تأثیرات خواص غیرخطی سیستم و عدم قطعیت‌های موجود آنقدر زیاد است که مدل پیشنهادی آن‌ها نمی تواند رفتار سیستم را به طور واقعی توصیف کند.

مراجع [۲] و [۳] نیز مسأله مدل‌سازی سیستم‌های هیدرولیک را مورد بررسی قرار داده و روش‌های مختلفی در شناسایی این سیستم‌ها ارائه کرده‌اند. همچنین می توان به [۴] اشاره کرد که با استفاده از الگوریتم متغیرهای کاربردی بازگشتی اصلاح شده<sup>۱</sup> بر روی داده‌های ورودی خروجی نمونه برداری شده از سیستم واقعی، به تخمین پارامترهای سیستم غیرخطی پرداخته است.

رفتار شدیداً غیرخطی سیستم‌های هیدرولیکی باعث می شود که کنترل کننده‌های خطی کلاسیک مانند PID کارایی خوب خود را از دست داده و عملکرد کنترلی مطلوبی از خود نشان ندهند.

نویسنده مرجع [۵] از روش خطی‌سازی فیدبکی برای تبدیل خطی دینامیک‌های سیستم غیرخطی هیدرولیکی استفاده کرده است. روش مذکور همیشه پاسخ قابل قبولی در بر نخواهد داشت چراکه

---

<sup>1</sup> Modified Recursive Instrumental Variables algorithm

کارایی آن به پایداری دینامیک های داخلی سیستم وابسته است. دینامیک های داخلی سیستم دینامیک هایی هستند که در حین خطی سازی مشاهده ناپذیر شده اند به عبارت دیگر در رابطه ی ورودی و خروجی دیده نمی شوند. [۶]، [۷] و [۸] با بکارگیری استراتژی گام به عقب، یک کنترل-کننده ی جدید غیرخطی بر اساس مدل لیاپانوف برای سیستم هیدرولیک طراحی کردند. این مراجع با پیشنهاد یک الگوریتم تطبیقی به تخمین (شناسایی) روی خط<sup>۲</sup> پارامترهای سیستم پرداختند. روش گام به عقب دارای ایده آسانی است و با ایجاد یک تابع لیاپانوف در هر گام، به جای یک قانون کنترل از مجموعه ای از قوانین کنترلی استفاده می کند. این روش در مقایسه با روش ارائه شده در [۵] از محدودیت های اجرایی کمتر و انعطاف پذیری بالاتری برخوردار است.

در رهیافت کنترلی دیگری [۹]، [۱۰] از کنترل کننده لغزشی برای ردیابی مسیر مرجع در سیستم-های هیدرولیکی استفاده کردند. روش ارائه شده تا حدود زیادی قادر به جبران خصوصیات غیر خطی محرک هیدرولیکی بوده و با استفاده از تکنیک های کنترل انتگرالی، مقاوم به اغتشاش های خارجی می باشد.

همچنین استفاده از کنترل ساختار متغیر<sup>۳</sup> لغزشی با طراحی یک سطح لغزش غیرخطی، همگرایی خطای ردگیری به سمت صفر را تضمین می نماید [۱۱].

در [۱۲] یک کنترل کننده تطبیقی مقاوم ارائه شده است که قادر به در نظر گرفتن اثر تغییرات پارامتری ناشی از لختی بار و دینامیک های سیلندر هیدرولیک به خوبی مولفه های غیرخطی نامشخص مثل اصطکاک و اغتشاشات خارجی است. این روش با تلفیق کنترل تطبیقی و کنترل مقاوم در مقایسه با کنترل کننده ی تطبیقی پیشنهاد شده در [۱۳] دارای فرایند تطبیق پارامتری مقاومتری بوده و در اجرا عملکرد بسیار بهتری دارد. همچنین این روش از ساختار ساده تری نسبت به روش گام به عقب برخوردار است.

---

<sup>2</sup> On-line

<sup>3</sup> Variable structure controller



در سال ۲۰۰۲، [۱۴] با ارائه‌ی یک مدل پیشرفته برای اصطکاک دینامیکی سیلندر هیدرولیک، از یک الگوریتم کنترل لغزشی گسسته تطبیقی<sup>۴</sup> در حلقه کنترلی سیستم استفاده کردند. نتایج بدست آمده از شبیه‌سازی‌ها نشان می‌دهد سیستم کنترل شده با این روش، از مقاومت نسبتاً بالایی در برابر عدم قطعیت‌ها برخوردار است.

در سال ۲۰۰۵ نیز، [۱۵] با انجام آزمایشات حلقه باز روی سیستم یک آسانسور هیدرولیکی، مدل‌های غیرخطی جدیدی برای اصطکاک سیلندر و پمپ هیدرولیک و نیز نشت مایع هیدرولیک در پمپ، به منظور شبیه‌سازی هرچه دقیق‌تر سیستم ارائه کردند. آنها در طراحی سیستم کنترلی از کنترل غیرخطی مقاوم بر پایه‌ی تابع لیاپانوف برای ردیابی سرعت مطلوب کابین استفاده نمودند.

در کنترل آسانسورهای هیدرولیک، راحتی و آرامش مسافر و همچنین حفظ سرعت مطلوب کابین برای انتقال در بین طبقات را می‌توان به عنوان دو معیار اجرایی اصلی در نظر گرفت. به عبارت دیگر می‌بایست بین خواسته‌های متضادی همچون راحتی و فرمان‌پذیری سیستم تعلیق آسانسور، سازشی برقرار کرد.

این مشکل به شکل قابل توجهی با استفاده از روش‌های کنترل امیدانس قابل حل است چرا که در کنترل امیدانس رابطه‌ی بین نیرو و امیدانس از پیش تعیین می‌شود. [۱۶] کنترل امیدانس در حوزه رباتیک مورد مطالعات فراوانی قرار گرفته است [۱۷]، [۱۸]، [۱۹]، [۲۰]. ایده‌ی اصلی کنترل امیدانس اولین بار توسط هوگان برای اجرای رفتار دینامیکی از پیش تعیین شده‌ای برای ربات ارائه شده است. این عملکرد با دینامیک عمومی سیستم جرم، فنر و دمپر نمایش داده می‌شود [۲۱].

در مرجع [۲۲] نشان داده است که کنترل امیدانس هم در حرکت مقید<sup>۵</sup> و هم در حرکت‌های نامقید ربات قابل اجرا بوده و مقاومت خوبی به اغتشاش و عدم قطعیت‌های موجود از خود نشان می‌دهد.

---

<sup>۴</sup> Discrete adaptive sliding mode control algorithm

<sup>۵</sup> به حرکتی اطلاق می‌شود که ربات در آن در تعامل با محیط باشد.

هدف کنترلی در این روش، بدست آوردن یک امیدانس دینامیکی کلی است بدون اینکه بخواهیم مکان یا نیروی مقید ربات را به صورت مستقیم کنترل نماییم. در روش کنترلی مذکور، کنترل امیدانس با استفاده از کنترل تطبیقی پیاده سازی شده است.

بکارگیری یک قانون امیدانس مناسب در سیستم‌های تعلیق فعال همانند تعلیق خودرو می تواند شتاب عمودی بدنه را هنگام عبور از دست‌انداز به حداقل رسانده و منجر به راحتی هرچه بیشتر مسافران شود. کنترل امیدانس در سیستم تعلیق خودرو با کنترل کننده‌های مختلفی همچون کنترل-کننده‌ی غیرخطی مقاوم [۲۳] و فازی [۲۴] اجرا شده است. مرجع [۲۵] از کنترل امیدانس به عنوان یک رویه‌گر اغتشاش در سیستم کنترلی استفاده کرده و از منطق فازی برای طراحی کنترل کننده‌ی مکان-نیرو بهره برده است. [۲۶] نیز به منظور بهبود و ارتقاء قانون امیدانس با پارامترهای متغیر، از یک الگوریتم فازی برای خود-تنظیمی این پارامترها به صورت برخط و بر اساس مکان حاضر بهره جسته است.

در پیاده‌سازی کنترل امیدانس، با توجه به سیستم شدیداً غیر خطی آسانسور و همچنین عدم قطعیت‌های موجود و اغتشاشات خارجی، کنترل کننده‌های مقاوم می‌توانند پایداری سیستم را تضمین کرده و عملکرد رضایت بخشی از خود نشان دهند [۲۷]. اما طراحی این چنین کنترل کننده‌هایی به راحتی صورت نمی‌گیرد. در مقابل، کنترل کننده‌های فازی طراحی ساده‌تری دارند و می‌توانند سیستم‌های پیچیده را با حضور عدم قطعیت کنترل کنند [۲۸]. طراحی سیستم‌های فازی به اطلاعات دقیق از مدل سیستم نیازمند نمی‌باشد. این کنترل کننده از اطلاعات افراد خبره برای تشکیل قوانین زبانی فازی استفاده می‌کند.

همچنین برای ثابت نگه داشتن کارایی سیستم در حضور این عدم قطعیت ها، کنترل فازی پیشرفته باید تطبیقی نیز باشد. کنترل کننده‌های فازی تطبیقی اولین بار در نیمه دوم دهه ۱۹۷۰ توسط ممدانی و دانشجویانش ارائه شد [۲۹]. کاربردهای زیادی از این روش با توجه به این ایده که سیستم-

های غیرخطی زیادی می‌توانند با دقت دلخواه توسط سیستم های فازی تقریب زده شوند، ارائه شده است [۳۰]. کنترل‌کننده های فازی تطبیقی در مهار عدم قطعیت‌ها و تطبیق با شرایط جدید دارای عملکرد بسیار خوبی می‌باشند. کنترل فازی تطبیقی در سال‌های اخیر در کنترل سیستم های غیرخطی بسیاری [۳۱] از جمله کنترل ردیابی بازوی ماهر ربات [۳۲] و کنترل دمای دینامیکی اتاق [۳۳] به کار گرفته شده است.

از مزایای اصلی کنترل فازی تطبیقی نسبت به کنترل تطبیقی کلاسیک می‌توان به موارد زیر اشاره کرد.

- سیستم‌های فازی تطبیقی در مقایسه با سیستم‌های تطبیقی کلاسیک لزوماً نیازمند پارامتریزه کردن خطی توابع بازگشتی که در صورت وجود بسیار طولانی و خسته‌کننده است، نخواهند بود.
- کنترل‌کننده‌های فازی دارای یک ساختار غیرخطی خاص می‌باشند که برای سیستم‌های متفاوت یکسان است، در حالیکه ساختار یک کنترل‌کننده‌ی تطبیقی کلاسیک از سیستمی به سیستم دیگر متفاوت است.
- دانش کارشناسی درباره‌ی دینامیک‌های سیستم و استراتژی‌های کنترل می‌تواند با کنترل‌کننده‌های فازی تطبیقی ترکیب شود، ولی چنین دانشی در سیستم های کنترل تطبیقی کلاسیک در نظر گرفته نمی‌شود. این تفاوت را می‌توان به عنوان مزیت اصلی کنترل فازی تطبیقی نسبت به کنترل تطبیقی به شمار آورد.

## ۲-۱ مروری بر ساختار پایان نامه

موضوع پایان نامه‌ی حاضر، کنترل آسانسور هیدرولیکی در حضور عدم قطعیت‌های موجود همانند عدم قطعیت‌های پارامتری، دینامیک‌های مدل نشده و اغتشاشات خارجی می باشد. در طراحی کنترل-کننده (۱) فراهم آمدن رفتار مطلوب سیستم با مشخصاتی همچون خطا، سرعت پاسخ سیستم و دامنه سیگنال کنترلی و (۲) حفظ امنیت و آرامش هر چه بیشتر مسافریین حین جابجایی آسانسور، به عنوان دو معیار اجرایی اصلی در نظر گرفته می‌شوند. در این راستا از خطی‌ساز فیدبکی به عنوان کنترل کننده‌ی نیرو و از کنترل کننده‌ی فازی برای کنترل موقعیت در حضور حلقه‌ی کنترل امپدانس برای رسیدن به اهداف مورد نظر استفاده کرده‌ایم.

مواد پایان نامه حاضر بعد از فصل مقدمه بدین ترتیب ارائه می‌گردد: در فصل دوم معادلات دینامیکی و هیدرولیکی آسانسور مورد بررسی قرار گرفته است. در فصل سوم ساختار کنترل کننده تشریح می‌شود و کنترل کننده‌ی نیرو و موقعیت مورد بررسی قرار خواهند گرفت. طراحی کنترل کننده‌ها با رویکرد کنترل امپدانس در فصل چهارم ارائه می‌گردد. در فصل پنجم نتایج شبیه سازی برای تأیید مطالب و اثبات کارایی روش آورده شده و در فصل ششم نیز نتیجه گیری و پیشنهادات ذکر شده است.

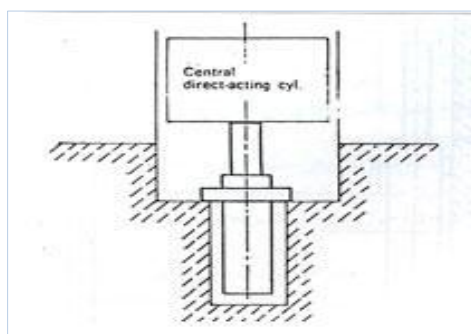
## فصل دوم

# مدل دینامیکی آسانسور هیدرولیک

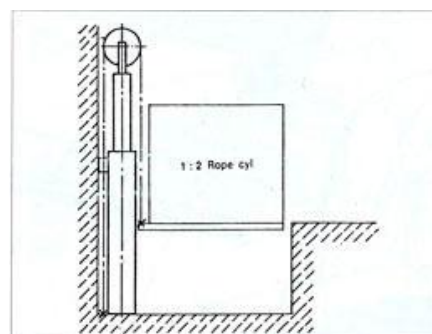
## مقدمه

بیش از چهل سال است که آسانسورهای هیدرولیک به صورت جهانی پذیرفته شده اند. آسانسورهای هیدرولیک در ظرفیت‌های مختلف با طول مسیر حرکت کوتاه به کار گرفته می‌شوند. در حال حاضر بسیاری از معماران در طراحی ساختمان‌های کمتر از ۶ طبقه و بسیار لوکس مانند هتل‌ها، مراکز تجاری، ساختمان‌های مسکونی دوبلکس، تریپلکس و... از آسانسورهای پانوراما (شیشه‌ای) استفاده می‌نمایند که انتظار دارند علاوه بر نقش کاربردی آسانسور در ساختمان، از نظر زیبایی نیز در معماری کلی نقشی ایفا نماید. برای آسانسورهای کم ارتفاع با ظرفیت بالا (خودروبر، باربر و...) و آسانسورهای پانوراما سیستم هیدرولیک بهترین انتخاب است. هرچند که سرعت و ارتفاع در آسانسورهای هیدرولیک محدود است ( بطور معمول تا ۰/۷۵ متر بر ثانیه و ارتفاع ۵ طبقه با طول مسیر حرکت ۱۲/۵ متر).

به طور کلی ارتباط جک به عنوان محرک کابین آسانسورهای هیدرولیکی به دو صورت مستقیم و غیر مستقیم می‌باشد. در سیستم‌های مستقیم جک مستقیماً به یوک کابین متصل می‌گردد (شکل ۱-۲) و در سیستم‌های غیر مستقیم که امکان کندن حفره در کف چاه وجود ندارد جک به بغل منتقل می‌شود و از طریق حرکت سیم بکسل متصل به یوک کابین موجب جابجایی آن می‌شود (شکل ۲-۲).



شکل (۱-۲) سیستم مستقیم با جک از زیر



شکل (۲-۲) سیستم غیرمستقیم با جک از بغل

برای کنترل آسانسور هیدرولیکی نیازمند دانستن مشخصات دینامیکی آن هستیم. در این پایان نامه از مدل سیستم غیرمستقیم هیدرولیک استفاده شده است. موتور AC یک پمپ هیدرولیک با سرعت متغیر را به کار می‌اندازد. دامنه و جهت جریان سیال از پمپ به سیلندر توسط سرعت و جهت چرخش موتور القائی کنترل می‌شود. کنترل موتور القائی نیز توسط یک معکوس کننده ولتاژ متغیر-فرکانس متغیر<sup>۶</sup> صورت می‌گیرد [۳۴]، [۳۵]. سیلندر هیدرولیک کابین آسانسور را با استفاده از سیستم قرقه، طناب و چرخ به طور غیرمستقیم بالا می‌برد. وقتی که کابین به سمت بالا حرکت می‌کند موتور، پمپ را به کار می‌اندازد و وقتی کابین به سمت پایین حرکت می‌کند پمپ به عنوان موتور هیدرولیک استفاده شده و موتور القائی را به عنوان یک ژنراتور به کار می‌اندازد. به این ترتیب انرژی پتانسیل گرانشی آسانسور را می‌توان به انرژی الکتریکی تبدیل نمود که از طریق واحد ذخیره انرژی به منبع نیرو پس‌خورده می‌شود.

به طور کلی مشکلات عمده ای که سیستم با آن‌ها مواجه است عبارتند از :

- تغییر مشخصات سیستم حین تغییر بار و دمای مایع.
- وجود تکان‌ها و لرزش‌ها حین حرکت آسانسور، انحرافات ریل راهنما و نقاط ورود یا خروج مسافر.
- کاهش نامطلوب ارتفاع در اثر نشت مایع.
- ظاهر شدن عوامل غیر خطی ناشناخته که در حین تغییر جهت شیر فشار، اصطکاک و معادلات پیوستگی پدیدار می‌شوند.

---

<sup>6</sup> Variable-voltage, Variable-frequency (vvvf)

## ۲-۱ مدل سازی سیستم

معادلات سیستم آسانسور را به طور کلی می توان به دو بخش تقسیم نمود:

۱. بخش مکانیکی آسانسور که شامل کابین، کابلها، قرقرهها و سیلندر هیدرولیکی می شود.

مدل سازی این بخش تا حدود زیادی مشابه آسانسورهای کششی است.

۲. بخش هیدرولیکی شامل موتورالکتریکی، پمپ هیدرولیکی، آکومولاتور، شیر کنترل فشار، لوله

انتقال و جک هیدرولیک می باشد. نیروی خروجی حاصل از بخش هیدرولیک، ورودی بخش

مکانیک سیستم است که به صورت فشار به جک وارد می شود.

مدل ریاضی بخش مکانیک شامل دینامیک قرقره ها و کابلها (دینامیکهای کلاسیک نیوتونی) می

باشد که به صورت معادله‌ی حالت در [۱۵] بدست آمده است. اصطکاک سیلندر نیز در این بخش به

صورت غیرخطی مدل شده است.

همچنین مرجع [۱۴] مدل جدیدی را برای بخش هیدرولیک سیستم ارائه داده است و به صورت

معادلات غیرخطی هیدرولیکی، شامل گروهی از معادلات پیوستگی و معادلات جریان می باشد.

## ۲-۱-۱ مکانیک سیستم

طرح کلی آسانسور هیدرولیکی در شکل (۲-۳) نشان داده شده است. در شکل (۲-۴) نیز بخش

مکانیکی سیستم با جزئیات بیشتری به نمایش درآمده است. همانطور که در شکل می بینید کابل در

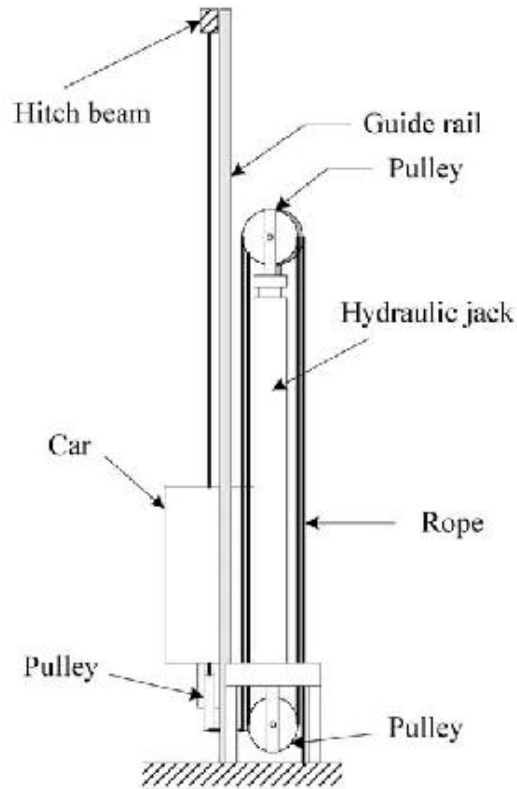
هر قسمت به صورت فنر و دمپر مدل شده است. فرض می کنیم  $x_c$  جابجایی عمودی کابین و  $x_j$

جابجایی عمودی جک هیدرولیک باشد.  $p_2$  نیز فشار سیلندر هیدرولیک است.  $\theta_{c1}$  و  $\theta_{c2}$  زوایای

چرخشی چرخ های کابین می باشند که در شکل (۲-۴) نشان داده شده اند.  $\theta_{j1}$  و  $\theta_{j2}$  و  $\theta_{j3}$  نیز



زوایای چرخشی قرقره‌ها هستند.  $f_j(\dot{x}_j)$  نیز اصطکاک در نظر گرفته شده برای سیلندر می‌باشد که تابعی از سرعت سیلندر است و در بخش آخر این فصل به آن خواهیم پرداخت.



شکل (۳-۲) شکل کلی آسانسور هیدرولیک [۱۵]

در این مدل دقیق از سیستم مکانیکی بردار حالت  $X_f$  به صورت

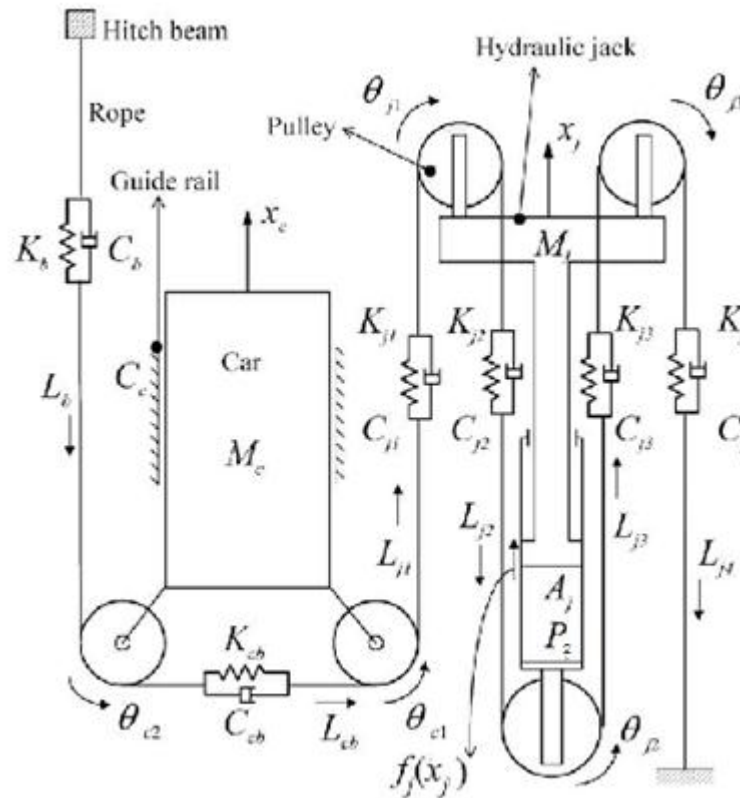
$$X_f = [x_j \ \dot{x}_j \ x_c \ \dot{x}_c \ \theta_{c1} \ \dot{\theta}_{c1} \ \theta_{c2} \ \dot{\theta}_{c2} \ \theta_{j1} \ \dot{\theta}_{j1} \ \theta_{j2} \ \dot{\theta}_{j2} \ \theta_{j3} \ \dot{\theta}_{j3}]$$

بخش مکانیکی به صورت زیر می‌باشد:

$$\dot{X}_f = A_f X_f + B_f u_f + \Delta f_f \quad (1-2)$$

به طوری‌که  $A_f \in R^{14 \times 14}$ ،  $B_f = [0 \ A_j/M_j \ 0 \ \dots \ 0] \in R^{14 \times 1}$  و  $\Delta f_f = [0 \ f_j(\dot{x}_j) \ 0 \ \dots \ 0] \in R^{14 \times 1}$

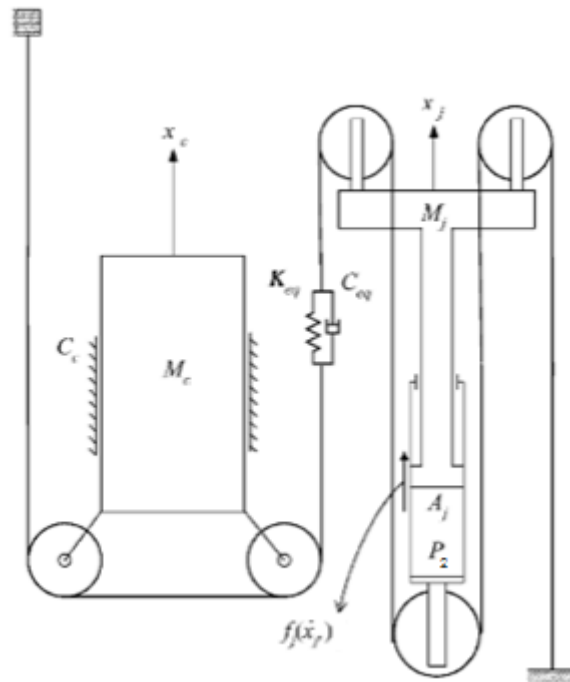
ترم اصطکاک  $u_f = p_2$  و  $u_f$  (جزئیات کامل مدل در پیوست شرح داده شده است).



شکل (۴-۲) مدل دقیق مکانیک آسانسور [۱۵]

برای طراحی یک سیستم کنترلی، مدل دقیق شکل (۴-۲) بسیار پیچیده است. به همین دلیل یک مدل کنترلی خیلی ساده‌تر از مدل اول ارائه می‌گردد. شماتیک جدید مکانیک سیستم در شکل (۵-۲) آمده است. با فرض اینکه می‌توانیم همه‌ی کابل‌ها را به صورت یک المان با یک درجه آزادی<sup>۷</sup> مدل کنیم و نیز با فرض اینکه جرم کابل‌ها ناچیز است.

<sup>7</sup> DOF



شکل (۵-۲) مدل ساده شده‌ی مکانیک آسانسور: کل کابل به صورت یک سیستم فنر و میراکننده مدل شده است [۱۵].

معادلات مکانیکی ساده شده به صورت زیر خواهند بود :

$$M_j \ddot{x}_j = -8C_{eq}(2\dot{x}_j - \dot{x}_c) - 8K_{eq}(2x_j - x_c) - f_j(\dot{x}_j) + A_j p_2 \quad (۲-۲)$$

$$M_c \ddot{x}_c = -4C_{eq}(\dot{x}_c - 2\dot{x}_j) - 4K_{eq}(x_c - 2x_j) - C_c \dot{x}_c \quad (۳-۲)$$

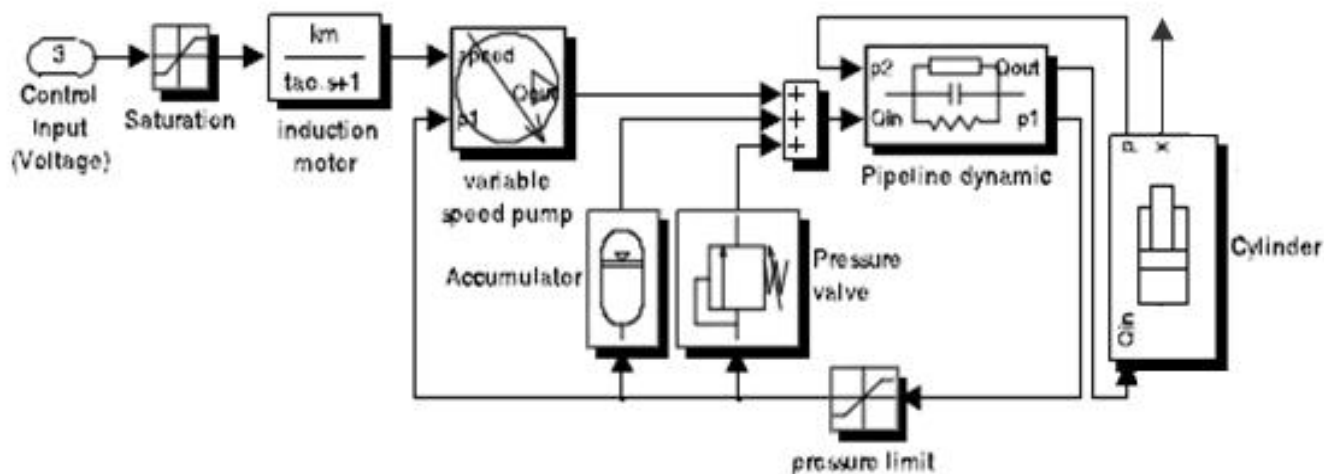
که در آن  $x_c$  جابجایی عمودی کابین و  $x_j$  جابجایی عمودی جک هیدرولیک باشد.  $p_2$  نیز فشار سیلندر هیدرولیک است و  $f_j(\dot{x}_j)$  اصطکاک سیلندر می‌باشد.  $C_{eq}$  و  $K_{eq}$  به ترتیب ثابت میرایی و ثابت فنر معادل کابل‌ها می‌باشند. مقادیر پارامترها در جدول ۱-۲ نشان داده شده اند. باید توجه داشت که در معادلات فوق کابین بدون بار بوده و در حالت تعادل با سیلندر قرار داده شده است به همین دلیل نیروی وزن در معادلات دیده نمی‌شود با قرار گرفتن بار در کابین جرم بار به جرم کابین اضافه شده و نیروی وزن بار به عنوان نیروی خارجی در معادله (۳-۲) اضافه خواهد شد.

جدول (۱-۲) پارامترهای فیزیکی بخش مکانیک [۱۵]

یکای	مقدار نامی	علامت اختصاری	نام پارامتر
$m^2$	0.0248846	$A_j$	سطح مقطع پیستون در جک هیدرولیک
$Ns / m$	$3.617e^2$	$C_c$	اصطکاک ویسکوز بین کابین و ریل راهنما
$kg$	800	$M_c$	جرم کابین
$kg$	188	$M_j$	جرم جک هیدرولیک
$N / m$	$11.525e^3$	$C_{eq}$	ثابت میرایی معادل کابل
$Ns / m$	$667.664e^4$	$K_{eq}$	ثابت فنر معادل کابل

## ۲-۱-۲ هیدرولیک سیستم

دینامیک‌های بخش هیدرولیک آسانسور را می‌توان به صورت پنج زیرسیستم اصلی نشان داده شده در شکل (۶-۲) در نظر گرفت. این زیرسیستم‌ها شامل موتور الکتریکی AC و پمپ هیدرولیک، آکومولاتور، شیر کنترل فشار، لوله انتقال و سیلندر هیدرولیک می‌باشند. در سیستم الکتروهیدرولیک نشان داده شده در شکل (۶-۲) از شیر کنترل فشار به عنوان شیر اطمینان در سیستم استفاده می‌شود به طوری که حداکثر فشار سیستم را به مقدار معینی محدود می‌کند. آکومولاتور نیز از بسیاری جوانب شبیه به خازن در منبع تغذیه الکتریکی عمل می‌کند. آکومولاتور می‌تواند مقداری از سیال را در فشار مورد نیاز ذخیره و یا آزاد کند. همچنین می‌توان از آکومولاتور به عنوان بافر برای جذب شوک‌هایی که در سیال اتفاق می‌افتد استفاده کرد. به دلیل بلند بودن طول لوله انتقال در این سیستم، دینامیک‌های لوله انتقال را نیز باید در نظر گرفت. مدل ریاضی دینامیک‌های سیستم به صورت ذیل ارائه شده‌اند: ( نام پارامترهای سیستم هیدرولیک به همراه مقادیر آن‌ها در جدول (۲-۲) آمده است)



شکل (۶-۲) مدل دینامیک‌های سیستم هیدرولیک آسانسور [۱۴]

روابط تشکیل دهنده زیر سیستم موتور-پمپ به صورت زیر می باشند:

$$Q_p = \omega_p D_p - C_p p_1 \quad (۴-۲)$$

$$\omega_p = \frac{k_m}{\tau_s + 1} u \quad (۵-۲)$$

بطوریکه  $Q_p$  آهنگ جریان دینامیکی خروجی مفید پمپ بر حسب  $m^3 s^{-1}$ ،  $\omega_p$  سرعت زاویه ای پمپ بر حسب  $rad s^{-1}$ ،  $p_1$  فشار دینامیکی در پورت خروجی پمپ بر حسب  $Pa$  و  $u$  نیز ولتاژ ورودی به موتور بر حسب  $V$  می باشد.

جدول (۲-۲) پارامترهای فیزیکی بخش هیدرولیک [۱۴]

نام پارامتر	علامت اختصاری	مقدار نامی	یکا
اصطکاک کولمب	$\alpha_0 = F_c$	1200	$N$
اصطکاک ایستایی	$\alpha_1 = 1.25F_c$	1500	$N$
ضریب اصطکاک ویسکوز	$\alpha_2 = B_v$	7500	$Ns\ m^{-1}$
سرعت استریک	$v_0$	$1e^{-4}$	$m\ s^{-1}$
ضریب سختی	$\sigma_0$	250000	$N\ m^{-1}$
ضریب میرایی	$\sigma_1$	2500	$Ns$
ضریب کشسانی روغن	$\beta_e$	$7e^{-8}$	$Pa$
ثابت گاز	$\gamma$	1.4	$No\ unit$
چگالی روغن	$\rho$	900	$kg\ m^{-3}$
ویسکوز سینماتیک روغن	$\nu$	$2e^{-5}$	$m^2\ s^{-1}$
نسبت میرایی شیر فشار	$\varepsilon$	0.8	$No\ unit$
ثابت زمانی موتور-پمپ	$\tau$	0.2	$s$
فرکانس طبیعی شیر فشار	$\omega_v$	$20\pi$	$rad\ s$
ضریب اصطکاک ویسکوز کابین	$B_b$	1250	$N\ s\ m^{-1}$

روابط سازندهی شیر کنترل فشار به صورت زیر می‌باشد:

$$Q_v = \begin{cases} -\frac{k_{qp}(p_1 - p_{set})}{\left(\frac{s^2}{\omega_p^2}\right) + \left(\frac{2\varepsilon}{\omega_v}\right)s + 1}, & p_1 > p_{set} \\ 0, & p_1 \leq p_{set} \end{cases} \quad (۶-۲)$$

بطوریکه  $Q_v$  آهنگ جریان دینامیکی ورودی به پورت بر حسب  $m^3\ s^{-1}$  است.

جدول (۲-۲) پارامترهای فیزیکی بخش هیدرولیک (ادامه) [۱۴]

نام پارامتر	علامت اختصاری	مقدار نامی	یکا
ضریب اصطکاک ویسکوز سیلندر	$B_c$	2500	$N s m^{-1}$
ضریب نشت داخلی سیلندر	$C_i$	$1e^{-10}$	$m^5 s^{-1} N^{-1}$
ضریب نشت داخلی پمپ	$C_p$	$1.5e^{-10}$	$m^5 s^{-1} N^{-1}$
قطر میله	$d_1$	0.12	$m$
قطر پیستون	$d_2$	0.14	$m$
نیروی اصطکاک کولمب کابین	$F_f$	500	$N$
نیروی اصطکاک کولمب سیلندر	$F_{fc}$	200	$N$
بهره‌ی جریان فشار در شیر فشار	$k_{qp}$	$3e^{-9}$	$m^5 s^{-1} N^{-1}$
طول لوله از پمپ تا سیلندر	$l$	5	$m$
حداکثر سرعت گردش پمپ	$n_{pmax}$	1000	$rev min^{-1}$
فشار اولیه گاز آکومولاتور	$p_{Pa0}$	$1e^7$	$Pa$
فشار اولیه شیر فشار	$p_{set}$	$8e^6$	$Pa$
حداکثر آهنگ خروجی جریان پمپ	$Q_{Pmax}$	260	$1 min^{-1}$
شعاع لوله	$r_0$	0.2	$m$
حجم اولیه‌ی آکومولاتور	$V_{a0}$	$6.3e^{-4}$	$m^3$
ضریب اصطکاک ویسکوز معادل	$B_v = 4B_b + B_c$	7500	$N s m^{-1}$
ضریب دشارژ پمپ	$D_p = \frac{Q_{Pmax} \times 10^{-3}}{60 \times 2\pi n_{pmax}}$	$4.138e^{-5}$	$m^3 rad^{-1}$
نیروی اصطکاک کولمب کل	$F_c = 2F_f + F_{fc}$	1200	$N$
بهره‌ی موتور	$k_m = \frac{\omega_p}{u} = \frac{2\pi n_{pmax}}{5 \times 60}$	20.944	$rad s^{-1} V^{-1}$
حجم اولیه سیلندر	$V_{30}$	$9.87e^{-2}$	$m^3$

روابط سازندهی آکومولاتور به صورت زیر می باشد:

$$Q_a = \begin{cases} -\frac{V}{\gamma p_1} \frac{dp_1}{dt} & , \quad p_1 > p_{a0} \\ 0 & , \quad p_1 \leq p_{a0} \end{cases}$$

$$V = V_{a0} \left( \frac{p_{a0}}{p_1} \right)^{1/\gamma} \quad (7-2)$$

به طوریکه  $Q_a$  آهنگ جریان دینامیکی ورودی به آکومولاتور بر حسب  $m^3 s^{-1}$  است و  $V$  نیز حجم دینامیکی آکومولاتور بر حسب  $m^3$  می باشد.

روابط سازندهی لولهی انتقال فشار به شرح زیر می باشند:

$$Q_1 = Q_p + Q_v + Q_a , \quad (8-2)$$

$$Q_2 = a_2 \frac{dp_2}{dt} + Q_1 , \quad (9-2)$$

$$p_1 = p_2 + a_1 \left( \frac{dQ_2}{dt} + R_f Q_2 \right) \quad (10-2)$$

به طوریکه  $Q_1$  آهنگ جریان دینامیکی ورودی به لوله انتقال بر حسب  $m^3 s^{-1}$ ،  $Q_2$  آهنگ جریان دینامیکی خروجی از لوله انتقال بر حسب  $m^3 s^{-1}$  و  $p_2$  فشار دینامیکی در پورت ورودی پمپ بر حسب  $Pa$  می باشند.

ضرایب  $a_1$ ،  $a_2$  و  $R_f$  نیز به صورت زیر تعریف می شوند:

$$a_1 = \rho l / \pi r_0^2 , \quad a_2 = \pi r_0^2 l / \beta_e , \quad R_f = 8v / r_0^2$$

روابط سازندهی سیلندر هیدرولیکی نیز به صورت زیر می باشد:

$$Q_2 = A_j \frac{dx_j}{dt} + C_i p_2 + \frac{V_{30} + A_j x_j}{\beta_e} \frac{dp_2}{dt} \quad (11-2)$$



## ۲-۱-۳ مدل اصطکاک دینامیکی ارتقاء یافته

اصطکاک یک پدیده‌ی غیرخطی است که در همه‌ی انواع سیستم‌های مکانیکی اتفاق می‌افتد. اصطکاک عملکرد سیستم را مختل کرده و منجر به خطاهای حالت ماندگار در تنظیم موقعیت و تأخیر در ردگیری می‌شود.

به طور کلی، توصیف تحلیلی اصطکاک مشکل است. تاکنون مدل‌های پیچیده‌ی مختلفی برای توصیف این پدیده ارائه شده است [۳۶]، [۳۷]. در مدل کلاسیک، اصطکاک به صورت استاتیک در نظر گرفته می‌شود و به دو مؤلفه اصطکاک کولمب و اصطکاک ویسکوز محدود می‌گردد. ولی در واقعیت به دلیل وجود دینامیک‌های داخلی، این مدل به تنهایی نمی‌تواند برخی ویژگی‌های مهم دیگری را که با اصطکاک در سیستم دیده می‌شود بازتاب دهد. برخی از این ویژگی‌ها عبارتند از:

- چسبیدن و لغزش<sup>۸</sup>، که به دلیل اصطکاک زیاد در سرعت‌های پایین وسکون، و اصطکاک کم در سرعت‌های بالا، اتفاق می‌افتد.
- جابجایی پیش از لغزش، که نشان می‌دهد وقتی که نیروی اعمالی کمتر از نیروی جدایی (گسیختگی) استاتیکی باشد اصطکاک مانند فنر عمل می‌کند.
- تاخیر اصطکاک<sup>۹</sup>، که به معنای وجود هیستریزیس سیال در توصیف رابطه‌ی بین اصطکاک و سرعت است.

همه‌ی این مشخصه‌های استاتیکی و دینامیکی اصطکاک در مدل تحلیلی اصطکاک ارائه شده در [۳۷] در نظر گرفته شده‌اند، که مدل LuGre نامیده می‌شود. این مدل به صورت زیر تعریف می‌گردد:

$$F = \sigma_0 + \sigma_1 \frac{d\xi}{dt} + \alpha_2 x_j \quad , \quad (۱۲-۲)$$

---

<sup>۸</sup> Stick-slip motion

<sup>۹</sup> Friction lag

$$\frac{d\xi}{dt} = \dot{x}_j - \frac{\sigma_0}{g(\dot{x}_j)} \xi |\dot{x}_j| \quad , \quad g(\dot{x}_j) = \alpha_0 + \alpha_1 e^{-(\dot{x}_j/v_0)^2} \quad (13-2)$$

به طوریکه  $\dot{x}_j (ms^{-1})$  سرعت سیلندر و  $F(N)$  اصطکاک است. معادله (۱۳-۲) دینامیک‌های حالت داخلی  $\xi$  را نشان می‌دهد که انحراف میانگین نسبی سطوح تماس در حین مراحل چسبیدن را توصیف می‌کند. این حالت قابل اندازه‌گیری نمی‌باشد. تابع  $(\infty > \alpha_0 + \alpha_1 \geq g(\dot{x}_j) \geq \alpha_0 > 0)$  قسمتی از مشخصه‌های حالت پایدار مدل را برای حرکت‌های با سرعت ثابت توصیف می‌کند.  $v_0 (ms^{-1})$  سرعت استریبک،  $\alpha_0 + \alpha_1(N)$  اصطکاک استاتیکی و  $\alpha_0$  اصطکاک کولمب هستند.

البته مدل LuGre دارای هیستریزس زیادی است. با اصلاح این مدل به وسیله تقسیم ترم دوم اصطکاک در معادله (۱۲-۲) بر  $|\dot{x}_j|$ ، مدل اصطکاک دینامیکی دقیق‌تر شده و اثر پسماند کاهش زیادی پیدا خواهد کرد. مدل اصلاح شده به صورت زیر است:

$$F = \sigma_0 \xi + \frac{\sigma_1}{|\dot{x}_j|} \frac{d\xi}{dt} + \alpha_2 \dot{x}_j \quad , \quad |\dot{x}_j| \neq 0 \quad (14-2)$$

اگر معادله (۱۳-۲) را به جای (۱۴-۲) جایگزین کنیم خواهیم داشت:

$$F = \sigma_0 \xi + (\sigma_1 + \alpha_2) \dot{x}_j - \frac{\sigma_0 \sigma_1}{g(\dot{x}_j)} \xi |\dot{x}_j| \quad (15-2)$$

و مدل اصلاح شده به صورت زیر در می‌آید:

$$F = \sigma_0 \xi + \sigma_1 \operatorname{sgn}(\dot{x}_j) + \alpha_2 \dot{x}_j - \frac{\sigma_0 \sigma_1}{g(\dot{x}_j)} \xi \quad , \quad (16-2)$$

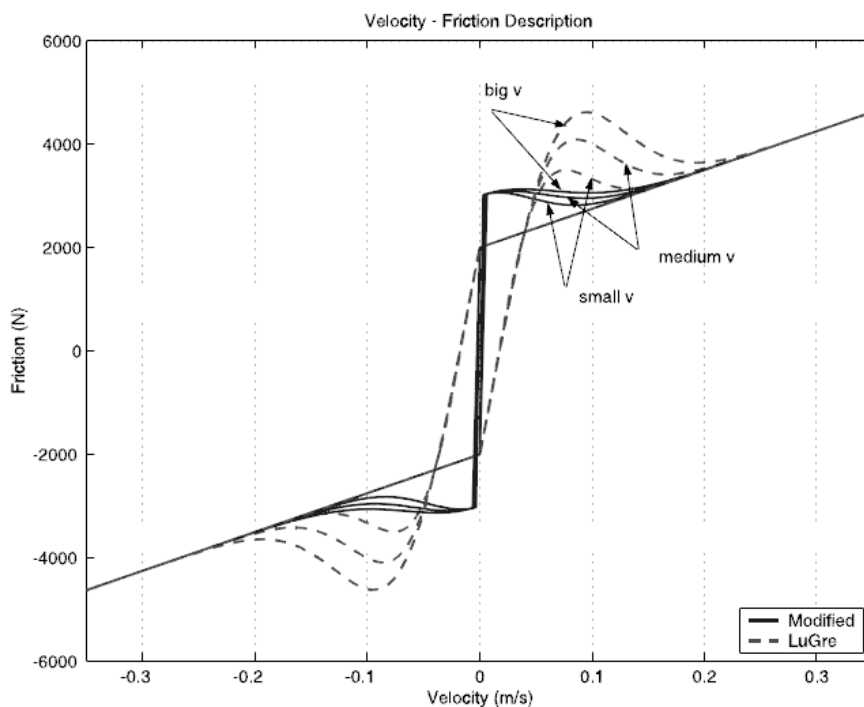
همانطور که دیده می‌شود در فرآیند اصلاح، مؤلفه‌ی دینامیک‌های حالت داخلی  $\xi$  تغییری نکرده و تنها مؤلفه نیروی اصطکاک  $F$  تغییر کرده است.

در شکل (۷-۲) نیروی اصطکاک به ازای مقادیر مختلف سرعت رسم شده است. در عمل، اصطکاک ایستا نمی‌بایست با تغییر سرعت تغییر کند و هنگامی که جهت سرعت تغییر می‌کند یک پرش

خواهد داشت. همانطور که در شکل نیز نشان داده شده است، مدل اصلاح شده (منحنی ممتد) نسبت به مدل LuGre تخمین دقیق تری از مدل عملی اصطکاک ارائه می دهد.

به طور کلی، اصطکاک در حالت ماندگار (وقتی که سرعت به مقدار ثابتی برسد و  $\frac{d\xi}{dt} = 0$  باشد) به صورت زیر در می آید:

$$F_{SS} = (\alpha_0 + \alpha_1 e^{-(\dot{x}_j/v_0)^2}) \text{sgn}(\dot{x}_j) + \alpha_2 \dot{x}_j \quad (17-2)$$



شکل (۷-۲) نمودار سرعت-اصطکاک [۳۶]

بنابراین مدل کامل اصطکاک با چهار پارامتر ایستا  $\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2, v_0$  و دو پارامتر دینامیک  $\sigma_1, \sigma_0$  توصیف می شود. که  $\sigma_0$  ضریب سختی تغییر شکل میکروسکوپی  $\xi$  هنگام حرکت پیش از لغزش و  $\sigma_1$  ضریب میرایی مربوط به  $\frac{d\xi}{dt}$  است. این پارامترها در [۳۸] تقریب زده شده اند.

## ۲-۲ نمایش فضای حالت سیستم

اگر متغیرهای حالت را به صورت  $x_6 = Q_2$ ،  $x_5 = p_2$ ،  $x_4 = \dot{x}_j$ ،  $x_3 = x_j$ ،  $x_2 = \dot{x}_c$ ،  $x_1 = x_c$  و  $x_7 = \omega_p$ ، انتخاب کنیم درحالیکه  $x_c$  جابجایی عمودی کابین،  $x_j$  جابجایی عمودی جک هیدرولیک،  $p_2$  فشار سیلندر هیدرولیک و  $f_j(x_j)$  اصطکاک سیلندر،  $Q_2$  آهنگ جریان دینامیکی خروجی از لوله انتقال و  $\omega_p$  سرعت زاویه ای پمپ می باشند. با در نظر گرفتن ولتاژ به عنوان ورودی سیستم ( $u$ ) و انتخاب موقعیت کابین به عنوان خروجی ( $x_c$ ) معادلات حالت حاکم بر سیستم به صورت زیر بدست می آید:

$$\dot{x}_1 = x_2$$

$$\dot{x}_2 = -\frac{4C_{eq}}{M_c}(x_2 - 2x_4) - \frac{4K_{eq}}{M_c}(2x_3 - x_1) - \frac{C_c}{M_c}x_2$$

$$\dot{x}_3 = x_4$$

$$\dot{x}_4 = -\frac{8C_{eq}}{M_j}(2x_4 - x_2) - \frac{8K_{eq}}{M_j}(2x_3 - x_1) - \frac{1}{M_j}f_j(x_4) + \frac{A_j}{M_j}x_5$$

$$\dot{x}_5 = \frac{\beta_e}{V_{30} + A_j x_3}(x_6 - A_j x_4 - C_i x_5)$$

$$\dot{x}_6 = \left( \frac{a_2 \beta_e C_i}{C_p a_1 (V_{30} + A_j x_3)} + \frac{1}{a_1} \right) x_5 - \left( \frac{a_2 \beta_e A_j}{C_p a_1 (V_{30} + A_j x_3)} \right) x_4 + \frac{D_p}{C_p a_1} x_7$$

$$\dot{x}_7 = -\frac{1}{\tau} x_7 + \frac{k_m}{\tau} u \quad (18-2)$$

حال می توان سیستم را به فرم فضای حالت  $\begin{cases} \dot{X} = f(X) + g(X)u \\ y = h(X) \end{cases}$  نوشت که در آن :

$X$  بردار حالت و به صورت  $X = [x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7]^T$  می باشد و

$$f(X) = \begin{bmatrix} -\frac{4C_{eq}}{M_c}(x_2 - 2x_4) - \frac{4K_{eq}}{M_c} \frac{x_2}{x_4}(2x_3 - x_1) - \frac{C_c}{M_c}x_2 \\ -\frac{8C_{eq}}{M_j}(2x_4 - x_2) - \frac{8K_{eq}}{M_j}(2x_3 - x_1) - \frac{1}{M_j}f_j(x_4) + \frac{A_j}{M_j}x_5 \\ \frac{\beta_e}{V_{30} + A_jx_3}(x_6 - A_jx_4 - C_ix_5) \\ \left(\frac{a_2\beta_e C_i}{C_p a_1(V_{30} + A_jx_3)} + \frac{1}{a_1}\right)x_5 - \left(\frac{a_2\beta_e A_j}{C_p a_1(V_{30} + A_jx_3)}\right)x_4 + \frac{D_p}{C_p a_1}x_7 \\ -\frac{1}{\tau}x_7 \end{bmatrix}$$

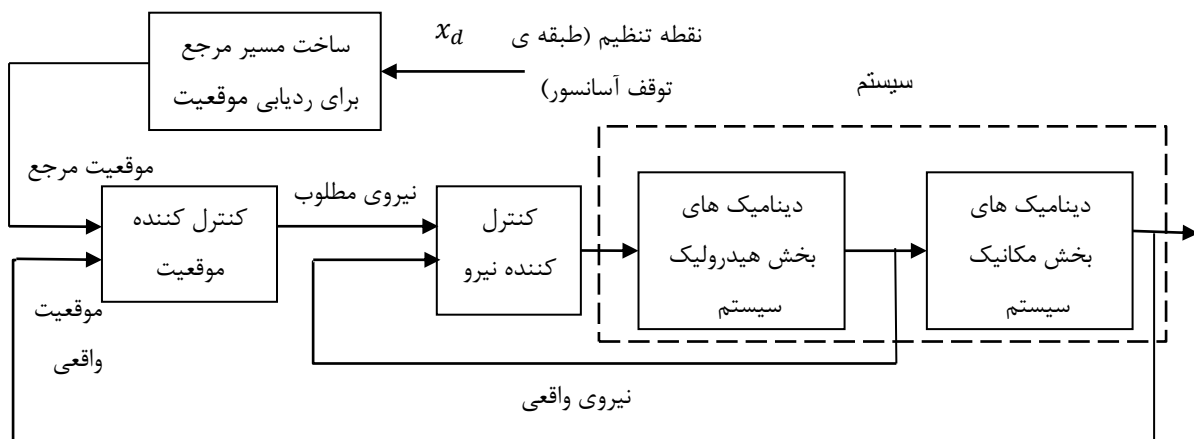
$$g(X) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{k_m}{\tau} \end{bmatrix}, h(X) = [x_1 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0] \quad (19-2)$$

فصل سوم  
ساختار کنترلی سیستم

## مقدمه

همان طور که در فصل قبل نشان داده شد معادلات دینامیکی سیستم آسانسور هیدرولیکی یک معادله‌ی حالت غیرخطی با مرتبه هفت می باشد. در این پایان‌نامه به منظور بهبود کارایی سیستم و طراحی آسان‌تر کنترل‌کننده، کنترل نیرو و موقعیت را در دو حلقه جداگانه بررسی خواهیم کرد. در کل، ساختار کنترل‌کننده را به گونه‌ای در نظر گرفته‌ایم که دینامیک‌های غیرخطی سیستم که از ماهیت فیزیکی محرک هیدرولیک ناشی می‌شوند، کاهش یابد. برای این منظور از دو حلقه‌ی فیدبک در طراحی کنترل‌کننده استفاده کرده‌ایم. درحلقه فیدبک داخلی به منظور خطی سازی رفتار غیرخطی محرک هیدرولیکی از یک کنترل‌کننده‌ی خطی‌ساز فیدبکی استفاده کرده‌ایم. این کنترل‌کننده به نحوی عمل می‌کند که خروجی محرک هیدرولیکی خروجی حلقه خارجی را دنبال می‌کند. همچنین درحلقه‌ی فیدبک خارجی به منظور کنترل موقعیت سیستم تعلیق، کنترل‌کننده‌ی فازی در نظر گرفته شده است. در ادامه این فصل به شرح جزئیات کنترل‌کننده‌های مذکور خواهیم پرداخت.

شکل (۱-۳) بلوک دیاگرام کلی کنترل‌کننده‌ی آسانسور را نشان می‌دهد:



شکل (۱-۳) بلوک دیاگرام کلی کنترل موقعیت اسانسور

### ۳-۱ خطی سازی فیدبکی

یکی از روش‌های مهم در کنترل سیستم‌های غیرخطی، روش خطی‌سازی با فیدبک است که به طور موفقیت‌آمیزی در حل مسائل کنترل عملی در صنعت به کار گرفته شده است [۳۹]. ایده‌ی اصلی این روش استفاده از یک تبدیل جبری برای تبدیل دینامیک سیستم غیرخطی (به طور کامل یا جزئی) به خطی است، به گونه‌ای که روش‌های کنترل خطی را بتوان به آن اعمال کرد [۴۰]. حذف مولفه‌های غیر خطی و اعمال یک دینامیک خطی دلخواه را می‌توان برای دسته‌ای از سیستم‌های غیرخطی که در اصطلاح به فرم همراه یا متعارف کنترل پذیراند، به کار برد. سیستمی به فرم همراه است که دینامیک‌های آن به صورت زیر نمایش داده شوند:

$$\dot{x}^{(n)} = a(X) + b(X)u \quad (۱-۳)$$

که در آن  $u$  ورودی کنترلی،  $x$  خروجی اسکالر مورد نظر،  $X = [x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)}]$  بردار حالت و  $a(X)$  و  $b(X)$  توابع غیرخطی حالت‌اند. در نمایش فضای حالت، (۱-۳) را می‌توان به فرم زیر نوشت

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_1 \\ \dots \\ x_{n-1} \\ x_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_2 \\ \dots \\ x_n \\ a(X) + b(X)u \end{bmatrix} \quad (۲-۳)$$

در سیستم‌هایی که قابل نمایش به فرم همراه می‌باشند، اگر ورودی کنترل را به صورت زیر در نظر بگیریم: (با فرض اینکه  $b$  مخالف صفر است)

$$u = \frac{1}{b} [v - a] \quad (۳-۳)$$



می توان با حذف مولفه‌های غیرخطی، رابطه‌ی ورودی-خروجی زیر را بدست آورد :

$$x^{(n)} = v \quad (4-3)$$

$$v = -k_0x - k_1\dot{x} - \dots - k_{n-1}x^{(n-1)} \quad (5-3)$$

که با انتخاب قانون کنترل به صورت (5-3) و انتخاب مناسب  $k_i$  ها، دینامیک پایدار نمایی زیر را خواهیم داشت:

$$x^{(n)} = -k_{n-1}x^{(n-1)} - \dots - k_1\dot{x} - k_0x \quad (6-3)$$

همچنین در ردگیری خروجی دلخواه  $x_d(t)$ ، قانون کنترل زیر:

$$v = x_d^{(n)} - k_0e - k_1\dot{e} - \dots - k_{n-1}e^{(n-1)} \quad (7-3)$$

به همگرایی نمایی ردیابی منتهی می شود (که در آن  $e(t) = x(t) - x_d(t)$  خطای ردیابی است).

هنگامی که دینامیک‌های غیرخطی به صورت فرم متعارف همراه نباشند، ممکن است مجبور شویم از یک تبدیل جبری استفاده کنیم و دینامیک‌ها را به شکل کنترل‌پذیر درآوریم یا به جای خطی‌سازی کامل دینامیک‌های اصلی، به خطی‌سازی جزئی بپردازیم. روش اول، خطی‌سازی حالت ورودی<sup>10</sup> است که در آن سیستم غیرخطی به سیستمی با فضای حالت کاملاً خطی تبدیل می شود. در این روش، پس از تبدیل معادلات حالت غیرخطی به خطی، طراحی کنترل‌کننده برای پایدارسازی یا تعقیب مسیر حالت دلخواه به روش‌های خطی امکان‌پذیر می‌گردد. روش دیگر، خطی‌سازی ورودی-خروجی<sup>11</sup> است، که در آن سیستم غیرخطی به یک سیستم نیمه‌خطی تبدیل می‌شود. به گونه‌ای که یک رابطه‌ی دیفرانسیل خطی بین یک ورودی جدید و خروجی سیستم به وجود می‌آید و سپس یک

<sup>10</sup> Input-State Linearization

<sup>11</sup> Input-Output Linearization

کنترل کننده بر اساس کنترل خطی تعیین می شود. این روش را می توان به بسیاری از سیستم ها اعمال کرد. سیستم زیر را در نظر بگیرید:

$$\dot{X} = a(X, u)$$

$$y = C(X) \quad (۸-۳)$$

فرض کنید هدف، ردیابی مسیر  $y_d(t)$  دلخواه باشد و فرض می کنیم که  $y_d(t)$  و مشتقات آن تا یک مرتبه‌ی بالای نسبتاً کافی معلوم و کراندار است. در بسیاری از موارد برای ایجاد یک رابطه‌ی صریح بین خروجی  $y$  و ورودی  $u$  لازم است که از خروجی سیستم  $r$  بار مشتق گرفته شود که در این صورت گفته می شود که سیستم دارای مرتبه نسبی  $r$  است.

اگر مرتبه‌ی نسبی همانند مرتبه‌ی سیستم یعنی  $n$  باشد سیستم غیر خطی به طور کامل خطی شده است و می توان قانون کنترل را چنان انتخاب نمود که مولفه‌های غیرخطی را حذف کرد و هر دوی تنظیم حالت و همگرایی ردیابی را تضمین نمود. در این حالت، خطی سازی ورودی - خروجی موجب خطی سازی حالت ورودی می شود. اما اگر مرتبه‌ی نسبی کمتر از مرتبه‌ی سیستم باشد، آنگاه سیستم غیر خطی تنها به طور جزئی خطی شده و برخی دینامیک‌های سیستم در خطی سازی ورودی - خروجی "مشاهده ناپذیر" می شود. به این دینامیک‌ها، دینامیک‌های داخلی گفته می شود. اگر دینامیک‌های داخلی پایدار باشند (حالت‌ها در حین ردیابی کراندار باقی بمانند) مسأله‌ی طراحی کنترل ردیابی حل شده است، در غیر این صورت کنترل کننده‌ی ردیابی فوق عملاً بی معنی است چراکه ناپایداری داخلی موجب پدیده‌های نامطلوبی مثل سوزاندن فیوزها یا نوسانات شدید اجزای مکانیکی می شود. در مورد سیستم‌های خطی می توان نشان داد اگر صفرهای سیستم مینیمم - فاز<sup>۱۲</sup> باشند دینامیک‌های داخلی پایدارند. اما بسط اصطلاح صفرها به سیستم‌های غیرخطی کار ساده‌ای نیست. یک روش برای حل این مشکل تعریف دینامیک‌های صفر در یک سیستم غیرخطی است.

---

<sup>۳</sup> صفرهای سیستم در نیم صفحه ی چپ قرار داشته باشند

دینامیک‌های صفر، یک خاصیت ذاتی سیستم‌های غیرخطی است و دینامیک‌های داخلی سیستم تعریف می‌شود هنگامی که خروجی سیستم به وسیله ی ورودی آن صفر نگه داشته شود. می توان نشان داد پایداری مجانبی محلی دینامیک های صفر برای تضمین پایداری مجانبی محلی دینامیک-های داخلی کافی است [۳۹].

### ۳-۱-۲ پیاده‌سازی و مقاوم بودن

تقریباً برای همه‌ی سیستم‌های عملی خصوصاً سیستم های صنعتی، مدل‌های سیستم تحت کنترل هرگز نمی‌توانند کاملاً دقیق بدست آیند. از آنجاییکه کنترل‌کننده‌ی خطی‌سازی فیدبک بر اساس مدل سیستم طراحی می‌شود، وقتی کنترل‌کننده مستقیماً به سیستم‌های حقیقی اعمال می‌شود راندمان خوبی در تئوری و شبیه‌سازی‌ها به دنبال نخواهند داشت. در واقع عملاً مولفه‌های غیرخطی سیستم که ناشی از عدم قطعیت‌ها، خطای محاسبه، ساده‌سازی مدل و ... می‌باشند با قانون کنترل (۳-۳) کاملاً حذف نخواهند شد. در حقیقت مهمترین ویژگی خطی‌سازی فیدبک سیستم‌ها این است که حذف کامل مولفه‌های غیرخطی به وسیله‌ی خطی‌سازی فیدبک غیرضروری است. این ویژگی بسیار مهم بوده و با فنون کنترل مقاوم به کار گرفته می‌شود تا کارایی کنترل‌کننده در شرایط واقعی نیز تضمین شود. یک کنترل‌کننده‌ی مقاوم، سیستم حلقه بسته را با وجود عدم قطعیت‌های سیستم همچنان پایدار نگه می‌دارد.

یک روش متداول در حل مسأله‌ی خطی‌سازی فیدبک به روش کنترل مقاوم، تجزیه ورودی کنترل  $v$  به دو بخش است. بخش اول برای پایداری‌سازی سیستم خطی نامی همانند قبل و بدون در نظر گرفتن عدم قطعیت‌ها طراحی می‌شود و بخش دوم برای مقاوم کردن به کنترل‌کننده‌ی نامی اضافه خواهد شد. اسپانگ و ویدیاساگر به طراحی بخش دوم قانون کنترل خطی‌سازی با استفاده از تئوری لیپانوف و در نظر گرفتن فرض‌هایی در مورد عدم قطعیت در سیستم پرداخته‌اند. جزئیات این روش در [۴۱] ارائه شده است.

## ۲-۳ کنترل فازی

همانطور که در مقدمه اشاره شد به منظور کنترل موقعیت کابین آسانسور کنترل کننده‌ی فازی به کار گرفته شده است. در این بخش ساختار اصلی این کنترل کننده مورد بررسی قرار خواهد گرفت.

برای بسیاری از مسائل کنترل عملی، مشاهده‌ی یک مدل ریاضی ساده و در عین حال دقیق مشکل می‌باشد اما می‌توان آزمایشاتی را توسط یک شخص ماهر و با تجربه فراهم نمود که یک راهکار عملی و تجربی مفید برای کنترل نمودن فرآیند ارائه نماید. کنترل فازی برای این نوع مسائل بیش از هر راه دیگری مفید است. کنترل کننده‌های فازی، کنترل کننده‌های غیرخطی با یک ساختار خاص هستند و کاربردهای موفقیت آمیزی از تئوری فازی را در مسائل عملی ارائه می‌کنند.

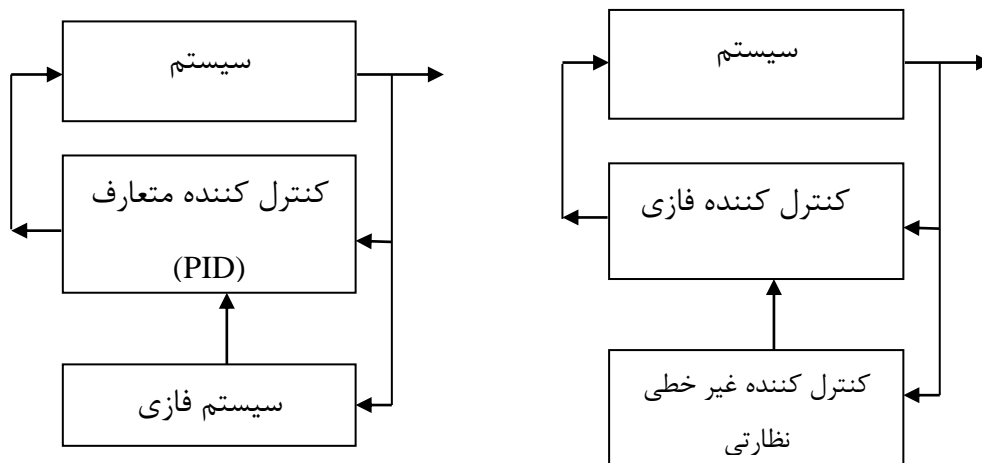
کنترل فازی به دو دسته‌ی کنترل فازی غیرتطبیقی و کنترل فازی تطبیقی تقسیم می‌شود. در کنترل فازی غیرتطبیقی ساختار و پارامترهای فازی ثابت بوده و در طی انجام عملیات زمان حقیقی عوض نخواهند شد. در حالیکه در کنترل فازی تطبیقی ساختار و پارامترهای کنترل کننده‌ی فازی بر حسب شرایط در طی اعمال زمان حقیقی تغییر می‌یابد. همچنین یک جزء اضافی به نام قاعده‌ی تعدیل در سیستم کنترل فازی تطبیقی اضافه می‌شود تا پارامترهای کنترل کننده‌ی فازی را تنظیم کند. کنترل فازی غیرتطبیقی ساده‌تر از کنترل فازی تطبیقی است اما به اطلاعات بیشتری از مدل فرآیند و قواعد زبانی نیاز دارد. از طرف دیگر، کنترل فازی تطبیقی در اجرا پر هزینه بوده ولی در عین حال به اطلاعات کمتری نیاز خواهد داشت و می‌تواند خود را با توجه به تغییرات محیطی تنظیم نماید، در نتیجه ممکن است بهتر و مؤثرتر به اجرا در آید. در ادامه مروری کوتاه بر سیستم‌های فازی تطبیقی و غیرتطبیقی دو سطحی آورده شده است.

### ۳-۲-۱ کنترل فازی غیر تطبیقی

یکی از معایب اصلی کنترل فازی تطبیقی نسبت به کنترل فازی غیر تطبیقی پیچیدگی تحلیل نتایج سیستم کنترلی است زیرا سیستم کنترل نه تنها غیرخطی بلکه متغیر با زمان است. همچنین پیاده سازی گران و پرخرجی نیز دارد. برای سیستم‌های عملی پیچیده یک ساختار کنترلی چند سطحی می‌تواند بسیار سودمند باشد. معمولاً کنترل‌کننده‌های سطح پایین‌تر، کنترل مستقیم و سریعی را انجام می‌دهند و کنترل‌کننده‌های سطح بالاتر با سرعت کمتری عملیات نظارت بر سیستم را انجام می‌دهند.

در این راستا دو امکان وجود دارد: (۱) در اولین سطح کنترل‌کننده یک کنترل‌کننده فازی قرار گیرد و سطح دوم یک کنترل‌کننده‌ی نظارتی غیرفازی باشد. (۲) اولین سطح شامل یک کنترل‌کننده‌ی متعارف (PID) بوده و سطح دوم یک کنترل‌کننده‌ی فازی قرار گیرد (شکل ۳-۲).

مزیت اصلی کنترل‌کننده‌ی دو سطحی در این است که می‌توان کنترل‌کننده‌های متفاوتی را طراحی نمود و به منظور دستیابی به هدف‌های مختلف به کار گرفت، بطوریکه هر کنترل‌کننده ساده تر بوده و راندمان سیستم در کل بهبود خواهد یافت.



شکل (۳-۲) ساختار سیستم کنترل فازی دو سطحی

### ۳-۲-۱-۱ تعیین بهره‌ی PID با استفاده از سیستم‌های فازی

کنترل‌کننده‌ی PID با توجه به ساختار ساده و عملکرد مقاوم به عنوان یکی از عمومی‌ترین کنترل-کننده‌های صنعتی مورد استفاده قرار می‌گیرد. اما برای رسیدن به این کیفیت بالا هزینه‌های زیادی به سیستم تحمیل می‌شود که باعث افزایش قیمت سیستم خواهد شد. می‌توان هزینه‌ی افزایش کیفیت را با طراحی کنترل‌کننده‌های مقاوم‌تر و با کارایی بهتر جبران کرد. ساختار کنترل‌کننده‌ی PID عبارت است از:

$$u(t) = k_p \left[ e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \dot{e}(t) \right] \quad (۹-۳)$$

که  $T_i = \frac{k_p}{k_i}$  و  $T_d = \frac{k_d}{k_p}$  به ترتیب ثابت‌های زمانی مشتق و انتگرال نامیده می‌شوند.

موفقیت کنترل‌کننده‌ی PID بستگی به انتخاب مناسب بهره‌های PID دارد تا راندمان بهینه‌ای را برای آن فراهم آورد. در عمل، بهره‌های PID معمولاً با استفاده از تجربه اشخاص خبره و بر پایه تعدادی قواعد کلی استخراج می‌گردند. در این بخش برای تنظیم برخط بهره‌های PID این قواعد با یک سیستم فازی ترکیب می‌شوند [۴۲].

ابتدا فرض می‌کنیم محدوده‌ی بهره تناسبی  $k_p \in [k_{pmin}, k_{pmax}]$  و بهره مشتق  $k_d \in [k_{dmin}, k_{dmax}]$  باشد. مقادیر فوق را می‌توانیم به صورت تجربی و با استفاده از کنترل‌کننده‌ی PID کلاسیک تخمین زد. به منظور ساده‌سازی،  $k_p$  و  $k_d$  را به محدوده‌ی بین صفر و یک به وسیله تبدیل خطی زیر نرمالیزه می‌کنیم:

$$\hat{k}_p = \frac{k_p - k_{pmin}}{k_{pmax} - k_{pmin}} \quad (۱۰-۳)$$

$$\hat{k}_d = \frac{k_d - k_{dmin}}{k_{dmax} - k_{dmin}} \quad (۱۱-۳)$$

فرض می‌کنیم که ثابت انتگرالی نسبت به ثابت زمانی مشتق به وسیله‌ی رابطه‌ی زیر تعیین شود:

$$T_i = \alpha T_d \quad (۱۲-۳)$$

با توجه به این رابطه خواهیم داشت :

$$k_i = \frac{k_p}{(\alpha T_d)} = \frac{k_p^2}{(\alpha k_d)} \quad (۱۳-۳)$$

$\alpha$  و  $k_d$  و  $k_p$  پارامترهایی هستند که به وسیله‌ی سیستم فازی تقریب زده می‌شوند. اگر ورودی‌های سیستم فازی را  $e(t)$  و  $\dot{e}(t)$  در نظر بگیریم می‌توان قواعد اگر-آنگاه فازی را به فرم زیر تشکیل داد:

اگر  $e(t)$ ،  $A^l$  و  $\dot{e}(t)$ ،  $B^l$  باشد آنگاه  $C^l$ ،  $k_d$  است  $D^l$ ،  $\alpha$  و  $E^l$  است.

که  $A^l$ ،  $B^l$ ،  $C^l$ ،  $D^l$ ،  $E^l$  مجموعه‌های فازی بوده و  $l = 1, 2, \dots, M$  می‌باشد. اگر دامنه‌ی مورد نظر برای  $e(t)$  و  $\dot{e}(t)$  را طوری انتخاب کنیم که همه‌ی مقادیر ممکن آن‌ها را پوشش دهد، با تعریف مناسب توابع تعلق برای هر کدام از خروجی‌های سیستم می‌توانیم قواعد موجود در هر مجموعه را با استفاده از موتور استنتاج ضرب، فازی ساز منفرد و غیرفازی‌ساز میانگین مراکز ترکیب کرده و پارامترهای  $k_p$  و  $k_d$  و  $\alpha$  را با روابط زیر بدست آوریم.

$$\hat{k}_p = \frac{\sum_{l=1}^M \bar{y}_p^l \mu_{A^l}(e(t)) \mu_{B^l}(\dot{e}(t))}{\sum_{l=1}^M \mu_{A^l}(e(t)) \mu_{B^l}(\dot{e}(t))} \quad (۱۴-۳)$$

$$\hat{k}_d = \frac{\sum_{l=1}^M \bar{y}_d^l \mu_{A^l}(e(t)) \mu_{B^l}(\dot{e}(t))}{\sum_{l=1}^M \mu_{A^l}(e(t)) \mu_{B^l}(\dot{e}(t))} \quad (۱۵-۳)$$

$$\alpha = \frac{\sum_{l=1}^M \bar{y}_\alpha^l \mu_{A^l}(e(t)) \mu_{B^l}(\dot{e}(t))}{\sum_{l=1}^M \mu_{A^l}(e(t)) \mu_{B^l}(\dot{e}(t))} \quad (۱۶-۳)$$

که  $\bar{y}_\alpha^l$  و  $\bar{y}_d^l$  و  $\bar{y}_p^l$  مراکز متناظر با مجموعه‌های فازی در نظر گرفته شده در توابع تعلق می‌باشند [۴۲].

### ۲-۱-۲-۳ کنترل فازی با استفاده از ناظر غیر فازی

در این روش ابتدا کنترل کننده‌ی فازی بدون هیچگونه ملاحظات مسأله‌ی پایداری طراحی می‌گردد و سپس برای تضمین محدودیت همه متغیرها از ایده‌ی کنترل نظارتی استفاده می‌کنیم. در این راه آزادی عمل بیشتری در انتخاب پارامترهای کنترل کننده‌ی فازی خواهیم داشت و در نتیجه طراحی کنترل کننده فازی ساده تر شده و راندمان سیستم بهبود خواهد یافت. عمل کنترل اصلی توسط کنترل کننده‌ی فازی انجام می‌شود. بنابراین کنترل کننده‌ی سطح دوم را چنان انتخاب می‌کنیم تا برای نظارت بر کنترل به صورت زیر به کار رود: در صورتی که کنترل کننده‌ی فازی به خوبی کار نماید، کنترل کننده‌ی سطح دوم عملیاتی را انجام نمی‌دهد، اما اگر سیستم کنترل فازی منجر به ناپایداری گردد، کنترل کننده‌ی سطح دوم شروع به کار نموده و امکان پایداری را تضمین می‌نماید [۴۲].

سیستم غیر خطی زیر را که به فرم همراه می‌باشد در نظر بگیرید :

$$\dot{x}^{(n)} = f(x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)}) + g(x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)})u \quad (۱۷-۳)$$

توابع  $f$  و  $g$  به عنوان توابعی غیر خطی و نامعلوم محسوب می‌گردند. فرض می‌کنیم  $g > 0$  باشد. اگر خطای بین حالت واقعی و حالت ایده‌آل را به صورت  $e = x - x_d$  تعریف کنیم، در طراحی کنترل کننده، کنترل کننده‌ی فازی  $u_{fuzzy}(X)$  را با یک کنترل کننده‌ی نظارتی  $u_s(X)$  ضمیمه خواهیم کرد که تنها وقتی خطای  $e$  به محدوده‌ی مجموعه قیود  $\{e: |e| \leq M_x\}$  تعلق داشته باشد غیر صفر خواهد بود. بنابراین کنترل  $u$  عبارت است از:

$$u = u_{fuzzy}(X) + I^*u_s(X) \quad (۱۸-۳)$$



در طراحی کنترل کننده فرض می کنیم بتوان توابع  $f^u(X)$  و  $g_L(X)$  را چنان تعیین کرد که

$$|f(X)| \leq f^u(X) \text{ و } 0 \leq g_L(X) \leq g(X) \text{ باشد، به این معنی که کران بالای } |f(X)| \text{ و کران پایین } g(X) \text{ را می دانیم.}^{۱۳}$$

همچنین فرض می کنیم  $\mathbf{e} = (e, \dot{e}, \dots, e^{(n-1)})^T$  و  $\mathbf{K} = (k_n, \dots, k_1)^T$  باشد بطوریکه همه ی ریشه های چندجمله ای  $s^n + k_1 s^{n-1} + \dots + k_n$  در نیمه باز چپ صفحه مختلط قرار داشته و مشتقات زمانی  $x_d$  معلوم و کراندار باشند، در این صورت می توان رابطه ی (۱۷-۳) را به شکل زیر نوشت

$$x^{(n)} - x_d^{(n)} + \mathbf{K}^T \mathbf{e} = f(X) + g(X)u - x_d^{(n)} + \mathbf{K}^T \mathbf{e} \quad (۱۹-۳)$$

با تعریف  $\omega$  به صورت  $\omega = (f(X) + g(X)u - x_d^{(n)} + \mathbf{K}^T \mathbf{e})$  می توانیم رابطه ی بالا را به شکل برداری زیر نیز بازنویسی کنیم

$$\dot{\mathbf{e}} = \Lambda \mathbf{e} + \mathbf{b}\omega \quad (۲۰-۳)$$

بطوریکه  $\Lambda$  و  $\mathbf{b}$  به صورت زیر تعریف می شوند

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

تابع لیاپانوف پیشنهادی را به صورت زیر انتخاب می کنیم

$$V = \frac{1}{2} \mathbf{e}^T P \mathbf{e} \quad (۲۱-۳)$$

که  $P$  یک ماتریس مثبت معین است که معادله لیاپانوف زیر را برآورده می کند.

<sup>۱۳</sup> در عمل پیدا کردن  $f^u$  و  $g_L$  مشکل نیست زیرا  $f^u$  میتواند بسیار بزرگ و  $g_L$  می تواند بسیار کوچک باشد.

$$A^T P + P A = -Q \quad (22-3)$$

بطوریکه  $Q$  یک ماتریس مثبت معین دلخواه  $n \times n$  و در نتیجه  $V$  مثبت است. با استفاده از روابط (۱۸-۳) و (۲۲-۳) و با در نظر گرفتن حالت  $|e| \geq M_x$  خواهیم داشت :

$$\begin{aligned} \dot{V} &= -\frac{1}{2} e^T Q e + e^T P b \omega \\ &= -\frac{1}{2} e^T Q e + e^T P b \left[ f(X) + g(X) \left( u_{fuzzy}(X) + u_s(X) \right) - x_d^{(n)} + K^T e \right] \\ &\leq |e^T P b| \left[ |f(X)| + |g(X) u_{fuzzy}(X)| + |x_d^{(n)}| + |K^T e| \right] + e^T P b g(X) u_s(X) \quad (23-3) \end{aligned}$$

هدف ما اینک طراحی  $u_s(X)$  است به طوری که  $\dot{V} \leq 0$  باشد. یعنی سمت راست معادله‌ی (۲۳-۳) غیر مثبت باشد. اگر  $u_s(X)$  را به صورت زیر انتخاب کنیم

$$u_s = -\text{sign}(e^T P b) \left[ \frac{1}{g_L} \left( f^u + |u_{fuzzy}(X)| + |x_d^{(n)}| + |K^T e| \right) \right] \quad (24-3)$$

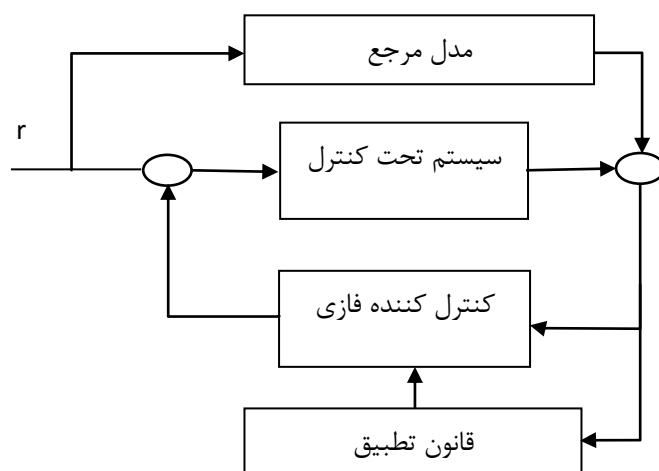
با جایگذاری (۲۴-۳) در (۲۳-۳)،  $\dot{V} \leq 0$  را خواهیم داشت. بنابراین کنترل‌کننده‌ی نظارتی  $u_s$  تضمین خواهد نمود که  $|e|$  کاهشی خواهد بود. از آنجاییکه  $g > 0$  و  $e$  و  $P$  در دسترس هستند لذا  $\text{sign}(e^T P b)$  در رابطه‌ی (۲۳-۳) قابل محاسبه خواهد بود.

از آنجاییکه  $I^*$  در (۱۸-۳) یک تابع پله می باشد، کنترل‌کننده‌ی نظارتی به محض اینکه  $x$  به مرز  $|e| = M_x$  برسد کارش را شروع خواهد کرد و همینکه  $e$  به داخل مجموعه‌ی  $|e| < M_x$  برگردد کارش را متوقف می‌کند، از این رو امکان نوسان سیستم در محدوده‌ی  $|e| = M_x$  وجود خواهد داشت. برای حل این مشکل به طور خاص می‌توانیم  $I^*$  را به صورت زیر انتخاب کنیم [۴۲]:

$$I^* = \begin{cases} 0 & |e| < a \\ \frac{|e|-a}{M_x-a} & a \leq |e| < M_x \\ 1 & |e| \geq M_x \end{cases} \quad (25-3)$$

### ۳-۲-۲ کنترل فازی تطبیقی

ساختار اصلی یک سیستم کنترل فازی تطبیقی در شکل (۲-۴) نشان داده شده است. کنترل کننده از دو بخش تشکیل می‌شود: حلقه‌ی داخلی که یک حلقه فیدبکی معمولی است و حلقه‌ی خارجی که پارامترهای کنترل کننده را تنظیم می‌کند. سیگنال  $r$  به منظور مشخص نمودن پاسخ ایده آلی که سیستم کنترل فازی بایستی پیروی کند، استفاده می‌شود. فرض می‌شود که سیستم تحت کنترل دارای اجزایی ناشناخته باشد. کنترل کننده‌های فازی از سیستم‌های فازی ساخته می‌شوند که پارامترهای آن قابل تنظیم می‌باشد. قاعده‌ی تعدیل، پارامترها را به صورت برخط چنان تنظیم می‌کند که خروجی سیستم تحت کنترل، خروجی مطلوب را دنبال نماید [۴۲].



شکل (۳-۳) ساختار اصلی سیستم کنترل فازی تطبیقی

دانش بشری در مورد یک سیستم کنترل می‌تواند به دو دسته تقسیم شود: دانش سیستم و دانش کنترل. در چهارچوب کنترل فازی، این دو نوع از دانش بشری به صورت زیر مشخص می‌شوند:

دانش سیستمی: قواعد اگر-آنگاه فازی که رفتار سیستم ناشناخته را شرح می‌دهند.

دانش کنترلی: قواعد کنترل فازی که مشخص می‌نمایند در هر وضعیت چه عمل کنترلی بایستی اتخاذ گردد.

بسته به اینکه چه نوع دانش بشری مورد استفاده قرار می‌گیرد و با توجه به ساختار کنترل‌کننده‌ی فازی، کنترل فازی تطبیقی به سه دسته تقسیم بندی می‌شود:

**کنترل فازی تطبیقی غیر مستقیم:** این کنترل‌کننده‌ی فازی تعدادی سیستم فازی را شامل می‌شود که این سیستم‌های فازی (در ابتدا) از روی دانش سیستمی ساخته می‌شوند. به عبارتی در کنترل فازی تطبیقی غیر مستقیم، سیستم فازی به عنوان بخشی از مدل سیستم تحت کنترل مورد استفاده قرار می‌گیرد.

**کنترل فازی تطبیقی مستقیم:** این کنترل‌کننده فازی تنها یک سیستم فازی می‌باشد که در ابتدا از دانش کنترلی ساخته می‌شود. به عبارتی دیگر اگر سیستم با منطق فازی به عنوان کنترل‌کننده استفاده شود، کنترل فازی تطبیقی مستقیم نامیده می‌شود.

**کنترل فازی ترکیب مستقیم و غیرمستقیم:** این کنترل‌کننده‌ی فازی، یک متوسط وزن‌دار شده از کنترل‌کننده‌های فازی تطبیقی مستقیم و غیرمستقیم است. بنابراین هر دو دانش سیستمی و دانش کنترلی را شامل می‌شود.

در حالت کلی سه دسته از پارامترهای سیستم فازی قابل تنظیم و تغییر می‌باشند:

۱- ضرائب مقیاسی (scaling factors)

۲- تعاریف مجموعه‌های فازی (توابع تعلق)

۳- قواعد اگر-آنگاه فازی

هر کدام از سه مجموعه پارامترهای مذکور در کنترل‌کننده می‌توانند به عنوان پارامترهای قابل تنظیم در کنترل‌کننده‌های فازی تطبیقی مختلف استفاده شوند. در این پایان‌نامه روش کنترل فازی تطبیقی مستقیم مورد استفاده قرار گرفته است و در بخش سوم این فصل شرح داده می‌شود.

### ۱-۲-۲-۳ کنترل فازی تطبیقی مستقیم

هدف کنترل در این روش، طراحی یک کنترل کننده فیدبک  $u = u(Z|\theta)$  بر پایه سیستم های فازی و ارائه ی یک قاعده تطبیق برای تنظیم بردار پارامتر  $\theta$  است، به طوریکه خروجی سیستم یعنی  $y$  ، خروجی ایده آل یعنی  $y_m$  را تا حد ممکن نزدیک به آن دنبال نماید. بردار  $Z$  بردار ورودی های سیستم فازی و بردار  $\theta$ ، بردار پارامترهای مورد تنظیم کنترل کننده می باشد. به طور مشخص سیستم فازی  $u(Z|\theta)$  در دو مرحله زیر ساخته می شود [۴۲] :

مرحله اول: برای هر متغیر  $z_i$  ورودی  $(i = 1, 2, \dots, n)$  ،  $m_i$  مجموعه فازی  $A_i^{l_i}$  ( $l_i = 1, 2, \dots, m_i$ ) تعریف می کنیم.

مرحله دوم: سیستم فازی  $u(Z|\theta)$  را از  $\prod_{i=1}^n m_i$  قاعده ی زیر می سازیم :

اگر  $A_1^{l_1}$  ،  $z_1$  است و ... و  $z_n$  ،  $A_n^{l_n}$  است، آنگاه  $u_D$  ،  $S^{l_1 \dots l_n}$  است.

که  $i = 1, 2, \dots, n$  ،  $l_i = 1, 2, \dots, m_i$  و  $S^{l_1 \dots l_n}$  مجموعه های فازی خروجی است. بنابراین با استفاده از موتور استنتاج فازی ضرب، فازی ساز منفرد و غیرفازی ساز میانگین مرکز، رابطه زیر را بدست خواهیم آورد:

$$u(Z|\theta) = \frac{\sum_{l_1=1}^{m_1} \dots \sum_{l_n=1}^{m_n} \bar{y}_u^{l_1 \dots l_n} \prod_{i=1}^n \mu_{A_i}^{l_i(z_i)}}{\sum_{l_1=1}^{m_1} \dots \sum_{l_n=1}^{m_n} \prod_{i=1}^n \mu_{A_i}^{l_i(z_i)}} \quad (۲۶-۳)$$

بردار  $\theta \in R^{\prod_{i=1}^n m_i}$  را شامل  $\bar{y}_u^{l_1 \dots l_n}$  - مراکز توابع تعلق خروجی - به عنوان پارامتر قابل تنظیم انتخاب می کنیم. در این صورت، کنترل کننده ی فازی به فرم زیر خواهد شد

$$u(Z|\theta) = \theta^T \varepsilon(Z) \quad (۲۷-۳)$$

که  $\varepsilon(Z)$  یک بردار  $\prod_{i=1}^n m_i$  بعدی به صورت زیر است

$$\varepsilon_{l_1 \dots l_n}(Z) = \frac{[\prod_{i=1}^n \mu_{A_i}^{l_i(z_i)}]}{\sum_{l_1=1}^{m_1} \dots \sum_{l_n=1}^{m_n} [\prod_{i=1}^n \mu_{A_i}^{l_i(z_i)}]} \quad (28-3)$$

مقادیر اولیه پارامترها را با استفاده از دانش اولیه و یا به صورت تصادفی انتخاب می‌کنیم.

### طراحی قاعده تطبیق

فرض کنید سیستم یک سیستم غیرخطی مرتبه  $n$  ام و به فرم ایده آل همراه باشد که به وسیله

معادلات دیفرانسیل زیر بیان می‌شود:

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

$$y = x \quad (29-3)$$

اگر تابع غیر خطی  $f(X)$  مشخص باشد، آنگاه می‌توانیم کنترل  $u$  را چنان انتخاب نماییم که قسمت

غیرخطی را از بین ببرد و کنترل‌کننده را بر پایه تئوری کنترل خطی طراحی کنیم. در حالت خاص،

فرض کنید  $e = (e, \dot{e}, \dots, e^{(n-1)})^T$ ،  $e = y_m - y = y_m - x$ ،  $K = (k_n, \dots, k_1)^T$  باشد به

طوری که همه ریشه‌های چندجمله‌ای  $s^n + k_1 s^{n-1} + \dots + k_n$  در نیمه باز چپ صفحه مختلط قرار

داشته باشند و قاعده کنترل را بدین صورت انتخاب کنید:

$$u^* = \frac{1}{b} [-f(X) + y_m^{(n)} + K^T e] \quad (30-3)$$

با جایگذاری رابطه بالا سیستم حلقه بسته را به صورت زیر به دست می‌آوریم

$$e^n + k_1 e^{(n-1)} + \dots + k_n e = 0 \quad (31-3)$$

به دلیل انتخاب  $k_i$  ها، داریم  $e(t) \rightarrow 0$  هرگاه  $t \rightarrow \infty$ ، یعنی خروجی سیستم  $y$  به سوی خروجی ایده آل  $y_m$  به طور مجانبی همگرا می‌گردد.

حال فرض کنید  $u^*$  همان کنترل ایده‌آل و  $u(Z|\theta)$  خروجی کنترل‌کننده فازی باشد، آنگاه معادله دینامیکی حلقه بسته پس از مرتب‌سازی به صورت زیر در می‌آید:

$$\dot{e}^n = -\mathbf{K}^T \mathbf{e} + \mathbf{b}[u^* - u(Z|\theta)] \quad (32-3)$$

فرض کنید

$$\Lambda = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 \\ -k_n & -k_{n-1} & \dots & -k_1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{b} = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ b \end{bmatrix} \quad (33-3)$$

آنگاه دینامیک حلقه بسته می‌تواند به شکل برداری زیر نوشته شود:

$$\dot{\mathbf{e}} = \Lambda \mathbf{e} + \mathbf{b}[u^* - u(Z|\theta)] \quad (34-3)$$

پارامترهای بهینه را بدین شکل تعریف می‌کنیم

$$\theta^* = \arg \min_{\theta \in \mathbb{R}^n} \prod_{i=1}^n m_i [\sup_{z \in \mathbb{R}^n} |u(Z|\theta) - u^*|] \quad (35-3)$$

خطای تقریب حداقل عبارت است از

$$\omega = u(Z|\theta^*) - u^* \quad (36-3)$$

با استفاده از تعریف خطای تقریب حداقل معادله خطا به شکل زیر در می‌آید

$$\dot{\mathbf{e}} = \Lambda \mathbf{e} + \mathbf{b}(\theta^* - \theta)^T \varepsilon(Z) - \mathbf{b}\omega \quad (37-3)$$

تابع لیپانوف زیر را در نظر می‌گیریم

$$V = \frac{1}{2} \mathbf{e}^T P \mathbf{e} + \frac{b}{2\gamma} (\theta^* - \theta)^T (\theta^* - \theta) \quad (38-3)$$

که  $P$  یک ماتریس مثبت و  $\gamma$  یک ثابت مثبت است که معادله‌ی لیپانوف زیر را برآورده می‌کند

$$A^T P + P A = -Q \quad (39-3)$$

بطوریکه  $Q$  یک ماتریس مثبت معین دلخواه  $n \times n$  است. طبق فرض  $b > 0$  و در نتیجه  $V$  مثبت می‌باشد.

با در نظر گرفتن روابط (37-3) و (38-3) خواهیم داشت

$$\dot{V} = -\frac{1}{2} \mathbf{e}^T Q \mathbf{e} + \mathbf{e}^T P \mathbf{b} [(\theta^* - \theta)^T \varepsilon(Z) - \omega] - \frac{b}{\gamma} (\theta^* - \theta)^T \dot{\theta} \quad (40-3)$$

اگر  $p_n$  آخرین ستون  $P$  باشد، با توجه به  $\mathbf{b} = [0, 0, \dots, 0, b]^T$  داریم  $\mathbf{e}^T P \mathbf{b} = \mathbf{e}^T p_n b$  بنابراین (42-3) به صورت زیر در می‌آید

$$\dot{V} = -\frac{1}{2} \mathbf{e}^T Q \mathbf{e} + \frac{b}{\gamma} (\theta^* - \theta)^T [\gamma \mathbf{e}^T p_n \varepsilon(Z) - \dot{\theta}] - \mathbf{e}^T p_n b \omega \quad (41-3)$$

و اگر قاعده تطبیق را به صورت زیر انتخاب کنیم

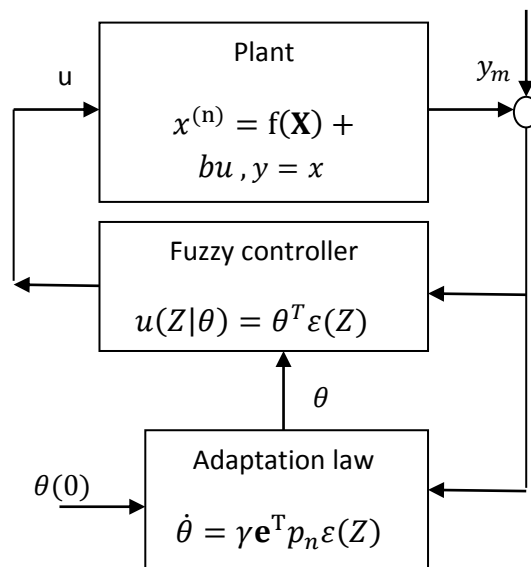
$$\dot{\theta} = \gamma \mathbf{e}^T p_n \varepsilon(Z) \quad (42-3)$$

آنگاه

$$\dot{V} = -\frac{1}{2} \mathbf{e}^T Q \mathbf{e} - \mathbf{e}^T p_n b \omega \quad (43-3)$$



از آنجاییکه  $Q > 0$  و  $\omega$  خطای تقریب حداقل است، می‌توان امیدوار بود که با طراحی یک سیستم فازی  $u(Z|\theta)$  به همراه تعداد قواعد به اندازه کافی بزرگ،  $\omega$  به اندازه کافی کوچک خواهد شد، به طوری که  $\frac{1}{2} \mathbf{e}^T \mathbf{Q} \mathbf{e} < |\mathbf{e}^T p_n b \omega|$ ، که  $\dot{V} < 0$  را نتیجه خواهد داد. کل سیستم کنترل فازی تطبیقی مستقیم در شکل (۴-۳) نشان داده شده است [۴۲].



شکل (۴-۳) سیستم کنترل فازی تطبیقی مستقیم [۴۲]

## فصل چهارم

# طراحی حلقه های کنترلی سیستم با رویکرد کنترل امیدانس

## مقدمه

با توجه به کارهای انجام شده در زمینه‌ی کنترل آسانسورهای هیدرولیکی، در بسیاری از موارد مسیر ردیابی مورد نظر بر حسب توابع زمانی سرعت در نظر گرفته شده است ولی در این پایان‌نامه مکان (موقعیت) آسانسور را کنترل خواهیم کرد. سیستم تعلیق می‌بایست مسیر مورد نظر تولید شده را در حضور اغتشاشات و عدم قطعیت‌های سیستم دنبال کند و این امر نیازمند طراحی یک کنترل‌کننده‌ی موقعیت مقاوم برای کنترل سیستم تعلیق است. کنترل‌کننده‌ی موقعیت نیز برای ردیابی مسیر، نیروی مورد نظر را ایجاد می‌کند که می‌بایست توسط محرک هیدرولیکی تولید شود. این مسئله نیز به طراحی کنترل‌کننده‌ی نیرو به منظور ردیابی نیرو می‌انجامد.

در طراحی کنترل‌کننده‌ی سیستم‌های تعلیق همچون سیستم تعلیق آسانسور می‌بایست اهداف کنترلی مختلفی مد نظر قرار گیرد. از جمله این اهداف حداقل کردن خطای ردیابی، تأمین راحتی مسافر با کاهش نوسان و لرزش کابین و تغییرات ناگهانی شتاب در حین حرکت، نرم بودن سیگنال کنترلی و جلوگیری از اشباع ماندگار آن، دفع اغتشاش و دقت در تراز توقف می‌باشد که برای دست‌یابی به عملکرد مطلوب سیستم باید بین آن‌ها سازشی برقرار کرد. در این میان، کنترل‌کننده‌های نیرو و موقعیت که در فصل قبل به آن‌ها اشاره کردیم قادر به برآورده ساختن برخی از این اهداف نمی‌باشند. به طور مثال نوسان ناشی از ورود یا خروج مسافر هنگام توقف آسانسور و اثرات ناشی از اغتشاش تغییر وزن بار در سیستم از جمله مواردی هستند که کنترل‌کننده‌های اصلی سیستم به تنهایی قادر به دفع آن‌ها نمی‌باشند. از این رو از کنترل امیدانس به عنوان حلقه کنترل سوم کمک گرفته‌ایم تا در کنار کنترل‌کننده‌های اصلی، بهبود هرچه بیشتر عملکرد سیستم را به همراه داشته باشد. در ادامه به طور خلاصه به توضیح کنترل امیدانس می‌پردازیم و نحوه‌ی انتخاب پارامترهای امیدانس را بررسی خواهیم کرد. سپس کنترل‌کننده‌های مورد نظر را طراحی خواهیم نمود.

## ۴-۱ کنترل امپدانس

ایده‌ی اصلی کنترل امپدانس اولین بار توسط هوگان [۲۱] در رباتیک مطرح شده است. او برای اینکه بتواند دینامیک‌های ربات را در تماس با محیط تنظیم کند، رابطه‌ی میان مکان بازوی رباتی و نیروی تماسی اعمال شده از طرف محیط را توسط یک امپدانس غیر خطی عمومی شامل مشخصه‌های لختی، میرایی و سختی، مدل کرد. هدف از کنترل امپدانس تعیین دقیق موقعیت و مسیر حرکت یا تعیین دقیق نیرو نیست بلکه تنظیم رابطه‌ی دینامیکی حرکت است. یعنی کنترل امپدانس همان تنظیم امپدانس مکانیکی سیستم است. با استفاده از دوگان‌های برق-مکانیک که نیرو را با ولتاژ و سرعت را با جریان متناظر می‌کند، نسبت نیرو به سرعت یا نسبت گشتاور به سرعت زاویه‌ای را امپدانس مکانیکی سیستم می‌نامند که در حوزه‌ی فرکانس مختلط با رابطه‌ی زیر نمایش می‌دهند:

$$F(S) / V(S) = Z(S) \quad (1-4)$$

که در آن  $F(S)$  و  $V(S)$  به ترتیب تبدیل‌های لاپلاس نیرو و سرعت و  $Z(S)$  امپدانس مکانیکی است. رابطه‌ی دینامیکی مطلوب را می‌توان به صورت زیر نیز در نظر گرفت:

$$\begin{aligned} F(s) &= (M_t s^2 + B_t s + K_t)(X(s) - X_d(s)) = -Z_t (X(s) - X_d(s)) \\ &= Z_t (X_d(s) - X(s)) \end{aligned} \quad (2-4)$$

و در حوزه‌ی زمان خواهیم داشت :

$$f = M_t(\ddot{x} - \ddot{x}_d) + B_t(\dot{x} - \dot{x}_d) + K_t(x - x_d), \quad (3-4)$$

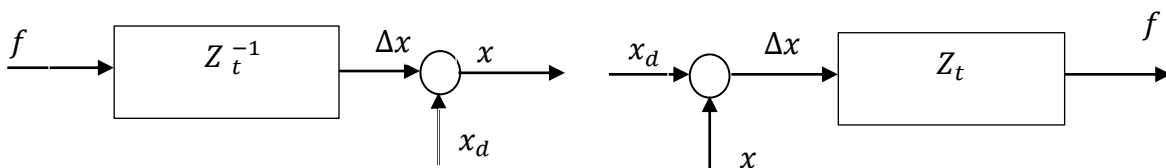
$$Z_t = -(M_t s^2 + B_t s + K_t) \quad (4-4)$$

که در آن ماتریس‌های  $M_t$ ،  $B_t$  و  $K_t$  به ترتیب لختی، میرایی و سختی را نشان می‌دهند.  $x$  موقعیت واقعی و  $x_d$  موقعیت مطلوب می‌باشد [۴۳].

در کنترل امپدانس ضرایب به صورت زیر تعیین می‌شود:

- برای اجرای دینامیک محدود و کوچک در جهت مورد نظر، بزرگ انتخاب می‌شود. اگر میرایی و سختی را صفر فرض کنیم لختی زیاد، شتاب را کم خواهد کرد.
- برای کاهش انرژی جنبشی در جهت مورد نظر، بزرگ انتخاب می‌شود و بنابراین میرا نمودن بیشتر نواسانات را خواهیم داشت. پارامتر میرایی با میرا کردن نواسانات، حرکت نرم را به دنبال خواهد داشت.
- در جهتی که کنترل نیرو داریم  $K_t$  باید به قدر کافی کوچک باشد تا نیروهای تماس را محدود کند و در جهتی که کنترل موقعیت داریم کاربر باید ضریب سختی بزرگی را برای فراهم کردن دقت در نقطه‌ی نهایی تنظیم کند.

از ویژگی‌های کنترل امپدانس می‌توان به سادگی و مقاوم بودن در برابر عدم قطعیت پارامتری اشاره کرد. اما معمولاً تاکید بر حرکات تقریباً آرام دارد. به طور کلی، دو روش معمول در کنترل امپدانس بر اساس استفاده از سنسور نیرو یا موقعیت وجود دارد: یکی کنترل امپدانس بر مبنای نیرو و دیگری کنترل امپدانس بر مبنای موقعیت (شکل (۱-۴)).



شکل (۱-۴) ب : قانون امپدانس بر مبنای موقعیت

شکل (۱-۴) الف : قانون امپدانس بر مبنای نیرو

در الگوریتم کنترل امپدانس بر مبنای نیرو، مکان‌ها به عنوان ورودی توسط حسگر اندازه‌گیری شده و سپس نیروی مرجع مورد نظر برای برآورده شدن مشخصات امپدانسی مطلوب بر اساس خطای موقعیت محاسبه می‌شود و قانون امپدانس به عنوان یک حلقه کنترلی به کنترل نیرو اضافه می‌گردد.

این رهیافت را می‌توان به منظور تغییر پارامترهای سیستم از جمله میرایی و سختی، به روش فعال به کار گرفت به گونه‌ای که اهداف سیستم مدنظر قرار گیرد.

کنترل امیدانس بر مبنای موقعیت در سیستم های کنترل صنعتی ربات بسیار مناسب‌تر و قابل اطمینان‌تر می‌باشد. در این روش، قانون امیدانس به وسیله یک حسگر نیرو، مسیر مطلوب را برای برآورده شدن اهداف مورد نظر فراهم می‌کند.

هر دو روش فوق را می‌توان در سیستم کنترلی آسانسور به کار گرفت که در ادامه هرکدام را جداگانه مورد بررسی قرار خواهیم داد.

#### ۴-۱-۱ کنترل امیدانس بر مبنای موقعیت

یکی از مشکلات عمده‌ای که در سیستم تعلیق آسانسور وجود دارد لرزش‌ها و تکان‌هایی است که سیستم هنگام توقف کابین حین ورود یا خروج مسافر با آن مواجه خواهد شد و کنترل‌کننده‌ی اصلی به تنهایی قادر به جبران آن نمی‌باشد. برای رفع این مشکل و جلوگیری از نوسان کابین که کاهش آسایش مسافر را به همراه داشت، از کنترل امیدانس بر مبنای موقعیت کمک گرفته ایم. در این روش، تغییر وزن ایجاد شده توسط ورود یا خروج مسافر را به عنوان نیروی اغتشاش خارجی یعنی همان  $f$  در رابطه ی (۳-۴) در نظر می‌گیریم. در این صورت خروجی قانون امیدانس، جابجایی مطلوب کابین خواهد بود که برای ردیابی به کنترل‌کننده‌ی موقعیت وارد خواهد شد. اگر مسافر وارد کابین شود تغییر وزن کابین مثبت بوده و جابجایی مورد نظر رو به پایین خواهد بود، همچنین با خارج شدن مسافر تغییر وزن کابین منفی بوده و جابجایی مورد نظر به سمت بالا می‌باشد.

در طراحی قانون امیدانس، انتخاب پارامترهای امیدانس از اهمیت بالایی برخوردار است. ضرایب امیدانس را باید به گونه‌ای انتخاب کرد که اولاً قانون امیدانس پایدار باشد و ثانیاً مسیر مطلوب تولید شده باید حتی‌الامکان نرم بوده و نوسانات کابین را سریعاً به صفر برساند.

در مسأله‌ی پایداری قانون امپدانس از آنجا که رفتار امپدانس به صورت یک سیستم خطی و مستقل از زمان درجه دو با ضرایب مثبت می‌باشد، با برآورده کردن معیار روث-هرویتز پایدار خواهد بود. با این حساب با توجه به محدود بودن ورودی قانون امپدانس که همان تغییر نیروی وزن می‌باشد، خروجی امپدانس نیز محدود خواهد بود. مقادیر ویژه تابع انتقال امپدانس عبارتند از

$$\lambda_{1,2} = \frac{-B_t}{2M_t} \pm j \sqrt{\left(\frac{B_t}{2M_t}\right)^2 - \frac{K_t}{M_t}} \quad (5-4)$$

فرکانس طبیعی قانون امپدانس از رابطه‌ی  $\omega_n = \sqrt{\frac{K_t}{M_t}}$  به دست می‌آید. با انتخاب  $B_t$  به صورت

$$B_t = 2\sqrt{M_t K_t} \quad , \quad \lambda_{1,2} = \frac{-B_t}{2M_t} \quad (6-4)$$

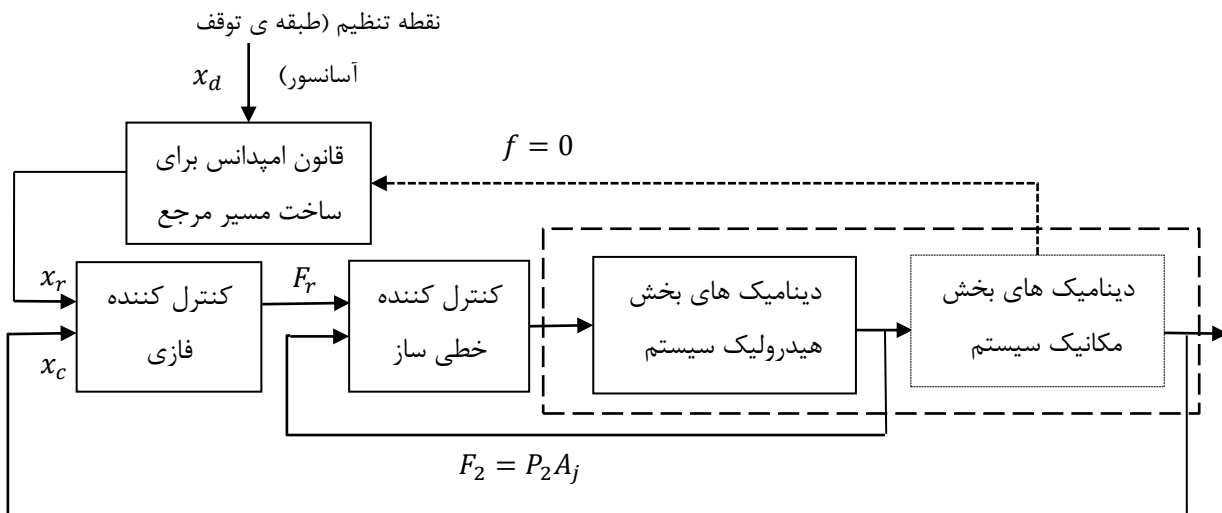
پاسخ قانون امپدانس به صورت میرای بحرانی، نرم و بدون بالازدگی خواهد بود که پایداری را نیز تضمین خواهد نمود.  $M_t$  و  $K_t$  را نیز می‌توان با توجه به سرعت میرایی سیستم انتخاب کرد.

#### ۴-۱-۱-۱ کنترل امپدانس بر مبنای موقعیت جهت تولید سیگنال مرجع ردگیری

در رهیافتی دیگر می‌توان از قانون امپدانس بر مبنای موقعیت برای ایجاد مسیر مطلوبی که برای مقایسه به کنترل‌کننده‌ی موقعیت وارد می‌شود استفاده کرد. به این ترتیب بلوک دیاگرام کنترلی سیستم به صورت شکل (۲-۴) خواهد بود. جابجایی کابین آسانسور به عنوان خروجی امپدانس در نظر گرفته می‌شود و قانون امپدانس، مسیر مطلوب را تولید خواهد کرد.

رابطه‌ی (۳-۴) را در نظر بگیرد. این رابطه را می‌توان به فرم زیر نیز نوشت

$$-f = M_t(\ddot{x}_d - \ddot{x}_r) + B_t(\dot{x}_d - \dot{x}_r) + K_t(x_d - x_r) \quad (7-4)$$



شکل (۴-۲) ساختار کنترلی سیستم در حضور قانون امیدانس بر مبنای موقعیت

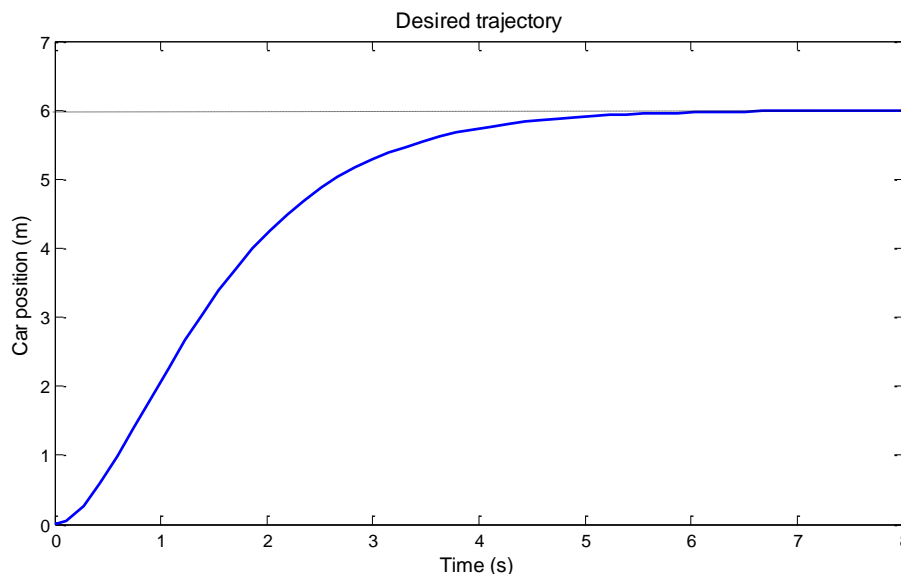
اگر  $x_d$  را به عنوان طبقه‌ی مورد نظر برای توقف آسانسور و ثابت در نظر بگیریم، با صفر در نظر گرفتن نیروی خارجی  $f$ ، خروجی  $x_r$  مسیر ردگیری کابین آسانسور خواهد بود. بنابراین خواهیم داشت

$$-M_t \ddot{x}_r - B_t \dot{x}_r + K_t (x_d - x_r) = 0 \quad \longrightarrow \quad X_r(S) = \frac{K_t X_d(S)}{(M_t S^2 + B_t S + K_t)} \quad (۸-۴)$$

در این بخش نیز با قرار دادن  $B_t$  به صورت (۴-۶)، موقعیت خروجی امیدانس برای رسیدن به موقعیت مطلوب یعنی  $x_d$ ، مسیر نرم و همواری را طی خواهد کرد.  $M_t$  و  $K_t$  را می‌توان با توجه به زمان در نظر گرفته شده برای رسیدن به طبقه‌ی مورد نظر انتخاب کرد.

در شکل (۴-۳) نمونه‌ای از مسیر تولید شده توسط قانون امیدانس فوق نشان داده شده است.



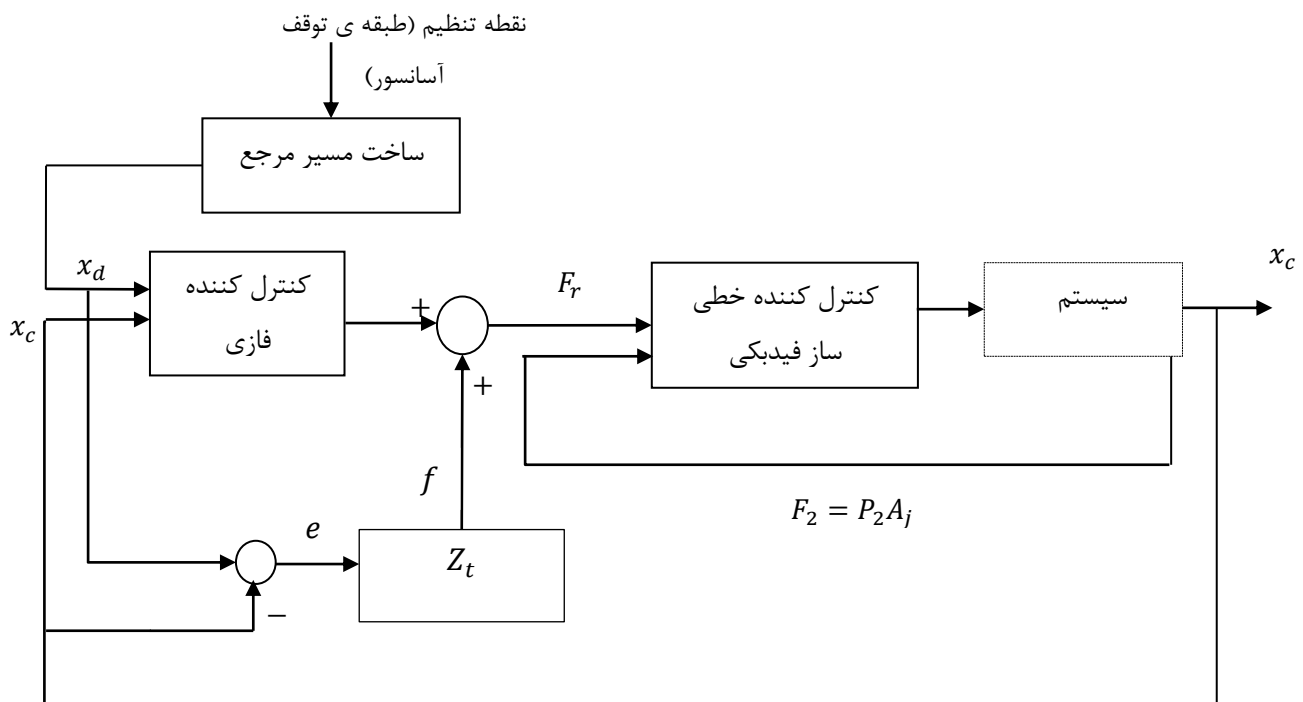


شکل (۴-۳) مسیر مرجع تولید شده توسط قانون امپدانس برای رسیدن به موقعیت مطلوب شش متر

#### ۲-۱-۴ کنترل امپدانس بر مبنای نیرو

از دیگر مشکلاتی که کنترل کننده‌ی اصلی سیستم با آن مواجه است اعمال وزن ناشی از بار کابین می‌باشد. همان طور که در فصل دو نیز اشاره کردیم با قرار گرفتن مسافر در کابین، نیروی وزن آن با علامت منفی به عنوان نیروی اضافی باید به سمت راست معادله (۲-۳) اضافه شود که در هر بار حرکت آسانسور ممکن است تغییر کند. کنترل امپدانس بر مبنای نیرو تا حد زیادی می‌تواند این نیروی اغتشاش وزن بار را حذف نماید. برای این منظور، قانون امپدانس بر مبنای نیرو (شکل (۴-۱) الف) به صورت حلقه‌ی کنترلی موازی با کنترل موقعیت در نظر گرفته می‌شود (شکل (۴-۴)). خروجی قانون امپدانس یعنی نیروی  $f$ ، با خروجی کنترل کننده‌ی موقعیت فازی جمع شده و نیروی حاصل به عنوان نیروی مرجع، برای ردگیری به کنترل کننده‌ی نیروی خطی‌ساز فیدبکی داده می‌شود. در این روش پیاده‌سازی، می‌توان این گونه گفت که قانون امپدانس برای دفع اغتشاش خارجی تغییر وزن کابین، به کمک کنترل کننده‌ی فازی آمده است.

باید توجه داشت که ضرایب امپدانس در این بخش به نحوی انتخاب شوند که علاوه بر دفع اغتشاش وزن بار، پایداری سیستم حلقه بسته نیز حفظ شود.



شکل (۴-۴) ساختار کنترلی سیستم در حضور قانون امیدانس بر مبنای نیرو

## ۲-۴ طراحی کنترل کننده‌ی فیدبک داخلی (کنترل نیرو)

در طراحی کنترل کننده‌ی فیدبک داخلی، اگر زیر سیستم محرک هیدرولیک را بطور جداگانه در نظر بگیریم ورودی سیستم ولتاژ ( $u$ ) و خروجی آن نیرو  $F_2 = p_2 A_j$  می‌باشد ( $p_2$  فشار سیلندر است). با انتخاب متغیرهای حالت جدید به شکل  $\bar{x}_1 = A_j x_5$ ،  $\bar{x}_2 = x_6$ ،  $\bar{x}_3 = x_7$  به طوریکه  $x_5$  همان فشار سیلندر هیدرولیک،  $x_6$  آهنگ جریان دینامیکی خروجی از لوله انتقال و  $x_7$  سرعت زاویه ای پمپ می باشند. معادلات حالت زیرسیستم به صورت زیر خواهد بود

$$\dot{\bar{X}} = f(\bar{X}) + g(\bar{X})u$$

$$\bar{y} = \bar{x}_1$$

(۹-۴)

بطوریکه

$$f(\bar{X}) = \begin{bmatrix} \frac{A_j \beta_e}{V_{30} + A_j x_3} (\bar{x}_2 - A_j x_4 - C_i \bar{x}_1) \\ \frac{1}{A_j} \left( \frac{a_2 \beta_e C_i}{C_p a_1 (V_{30} + A_j x_3)} + \frac{1}{a_1} \right) \bar{x}_1 - \left( \frac{a_2 \beta_e A_j}{C_p a_1 (V_{30} + A_j x_3)} \right) x_4 + \frac{D_p}{C_p a_1} \bar{x}_3 \\ -\frac{1}{\tau} \bar{x}_3 \end{bmatrix},$$

$$g(\bar{X}) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{k_m}{\tau} \end{bmatrix}$$

در معادلات فوق  $\bar{x}_1$  نیروی سیلندر هیدرولیک،  $\bar{x}_2$  آهنگ جریان دینامیکی خروجی از لوله انتقال و  $\bar{x}_3$  سرعت زاویه ای پمپ می باشند،  $x_4(t)$  نیز سرعت جک هیدرولیک در رابطه ی (۲-۱۱) است که یک سیگنال متغیر با زمان و معلوم در نظر گرفته می شود.

اگر برای ایجاد یک رابطه ی مستقیم بین خروجی  $y$  و ورودی  $u$  از خروجی مشتق بگیریم درایه اول  $f(\bar{X})$  را خواهیم داشت. با گرفتن مشتق دوم از خروجی رابطه ی زیر حاصل خواهد شد

$$\ddot{y} = \ddot{\bar{x}}_1 = V_c (\dot{\bar{x}}_2 - A_j \dot{x}_4 - C_i \dot{\bar{x}}_1) \rightarrow \ddot{y} = \ddot{\bar{x}}_1 = V_c (b_1 \bar{x}_1 - b_2 x_4 + b_3 \bar{x}_3 - A_j \dot{x}_4 C_i \dot{\bar{x}}_1) \quad (۴-۱۰)$$

در رابطه ی بالا  $V_c$  همان  $\frac{A_j \beta_e}{V_{30} + A_j x_3}$  می باشد که برای سادگی محاسبات یک ضریب ثابت در نظر گرفته

$$\left( \frac{1}{A_j} \left( \frac{a_2 \beta_e C_i}{C_p a_1 (V_{30} + A_j x_3)} + \frac{1}{a_1} \right) \right) = b_1, \left( \frac{a_2 \beta_e A_j}{C_p a_1 (V_{30} + A_j x_3)} \right) = b_2, \frac{D_p}{C_p a_1} = b_3$$

از آنجا که هنوز هم  $\dot{y}$  مستقیماً با ورودی ارتباط ندارد مجدداً مشتق می گیریم

$$\begin{aligned} y^{(3)} = \bar{x}_1^{(3)} &= V_c (b_1 \dot{\bar{x}}_1 - b_2 \dot{x}_4 + b_3 \dot{\bar{x}}_3 - A_j \ddot{x}_4 - C_i \ddot{\bar{x}}_1) \\ &= V_c \left\{ b_1 \dot{\bar{x}}_1 - C_i \ddot{\bar{x}}_1 - b_2 \dot{x}_4 - A_j \ddot{x}_4 + b_3 \left( -\frac{1}{\tau} \bar{x}_3 + \frac{k_m}{\tau} u \right) \right\} \quad (۴-۱۱) \end{aligned}$$

همانطور که ملاحظه می‌شود با سه بار مشتق گرفتن از خروجی سیستم، ورودی ظاهر خواهد شد. بنابراین درجه نسبی سیستم سه بوده که برابر با درجه کلی سیستم است. این مسئله بدین معنی است که سیستم، دینامیک داخلی ندارد و اینکه خطی‌سازی ورودی-خروجی با خطی‌سازی حالت ورودی یکی خواهد بود. اما آیا تمامی معادلات حالت غیرخطی به فرم (۴-۹) را می‌توان خطی‌سازی حالت ورودی کرد؟ اسپانگ در قضیه‌ی (۱.۴) پاسخی مشخص برای این سؤال ارائه داده است. اما پیش از آن به تعریف تعدادی مفاهیم به کار رفته که در [۴۱] ارائه شده است، می‌پردازیم.

#### تعریف ۱.۴

چنانچه  $f$  و  $g$  دو میدان برداری هموار روی  $R^n$  باشند<sup>۱۴</sup>، براکت لی  $[f, g]$  بردار سومی است که به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$[f, g] = \frac{\partial g}{\partial x} f - \frac{\partial f}{\partial x} g \quad (۴-۱۲)$$

همچنین  $[f, g]$  را به عنوان  $ad_f(g)$  نشان می‌دهیم و  $ad_f^k(g)$  را با رابطه‌ی زیر تعریف می‌کنیم:

$$ad_f^k(g) = [f, ad_f^{k-1}(g)] \quad , \quad ad_f^0(g) = 0 \quad (۴-۱۳)$$

#### تعریف ۲.۴

یک مجموعه‌ی مستقل خطی از میدان‌های برداری  $\{X_1, \dots, X_m\}$  را اینولوتیو<sup>۱۵</sup> نامند اگر براکت لی از هر جفت میدان برداری مجموعه‌ی  $\{X_1, \dots, X_m\}$  تشکیل شود. آنگاه میدان برداری حاصل می‌تواند به عنوان یک ترکیب برداری از میدان‌های برداری اولیه  $X_1, \dots, X_m$  بیان شود.

#### تعریف ۳.۴

اگر  $h(X)$  یک تابع اسکالر باشد گرادیان  $h$  به صورت زیر تعریف می‌شود

<sup>۱۴</sup>میدان برداری هموار  $R^n \rightarrow R^n$  یک تابع  $f: R^n \rightarrow R^n$  است که بی‌نهایت مشتق پذیر می‌باشد.

<sup>۱۵</sup> involutive

$$\nabla h = \frac{\partial h}{\partial X} = \left[ \frac{\partial h}{\partial x_1}, \dots, \frac{\partial h}{\partial x_n} \right] \quad (14-4)$$

همچنین برای تابع اسکالر  $h$  و میدان برداری  $f$  ضرب دوگانه  $\nabla h$  و  $f$  به این صورت تعریف می شود

$$\langle \nabla h, f \rangle = \frac{\partial h}{\partial x_1} f_1 + \dots + \frac{\partial h}{\partial x_n} f_n \quad (15-4)$$

قضیه ۱.۴

سیستم غیرخطی (۹-۴) قابل خطی سازی ورودی حالت است اگر و فقط اگر ناحیه  $\Omega$  شامل مبدأ در  $R^n$  وجود داشته باشد که شرایط زیر را برآورده سازد :

۱- میدان های برداری  $\{g, ad_f(g), \dots, ad_f^{n-1}(g)\}$  در  $\Omega$  مستقل خطی باشند.

۲- مجموعه  $\{g, ad_f(g), \dots, ad_f^{n-2}(g)\}$  در  $\Omega$  اینولوتیو باشد.

در صورت برقراری شرایط فوق یک قانون کنترل پسخوردی غیر خطی به صورت

$$u = \alpha(\bar{X}) + \beta(\bar{X})v \quad (16-4)$$

وجود دارد به طوریکه متغیرهای جدید حالت  $Z = T(\bar{X})$  و ورودی جدید  $v$  یک رابطه ی خطی تغییرناپذیر با زمان به صورت زیر را برآورده می سازند:

$$\dot{Z} = AZ + Bv \quad (17-4)$$

به طوریکه

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & 0 & 0 & \cdot & \cdot & 1 \\ 0 & 0 & 0 & \cdot & \cdot & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \cdot \\ \cdot \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, T = \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ T_{n-1} \\ T_n \end{bmatrix}$$

حالت جدید  $Z$ ، حالت خطی ساز و قانون کنترل (۱۶-۴)، قانون کنترل خطی ساز نامیده می شود.

حال به بررسی دو شرط لازم برای قابلیت زیرسیستم فوق برای خطی سازی می پردازیم. در شرط اول، میدان های برداری  $\{g, ad_f(g), ad_f^2(g)\}$  می بایست مستقل خطی باشند. اگر  $ad_f(g)$  و  $ad_f^2(g)$  را در معادلات (۳-۱۰) و (۳-۱۱) تشکیل دهیم خواهیم داشت

$$[g \quad ad_f(g) \quad ad_f^2(g)] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & V_c b_3 \frac{k_m}{\tau} \\ 0 & -b_3 \frac{k_m}{\tau} & -b_3 \frac{k_m}{\tau^2} \\ \frac{k_m}{\tau} & \frac{k_m}{\tau^2} & -\frac{k_m}{\tau^3} \end{bmatrix} \quad (۴-۱۸)$$

رتبه ی ماتریس فوق کامل است بنابراین میدان های برداری  $\{g, ad_f(g), ad_f^2(g)\}$  مستقل خطی می باشند. همچنین از آنجاییکه میدان های برداری  $\{g, ad_f(g)\}$  ثابت اند، براکت لی آنها صفر بوده و بنابراین  $\{g, ad_f(g), ad_f^2(g)\}$  اینولوتیو می باشد و در نتیجه سیستم (۴-۹) قابلیت خطی سازی فیدبکی را داراست.

اگر فرض کنیم

$$z_1 = \bar{x}_1 \quad (۴-۱۹)$$

و از (۴-۱۷) محاسبه می کنیم

$$z_2 = \dot{z}_1 = \dot{\bar{x}}_1 = V_c(\bar{x}_2 - A_j x_4 - C_i \bar{x}_1) \quad (۴-۲۰)$$

$$z_3 = \dot{z}_2 = \ddot{\bar{x}}_1 = V_c(b_1 \bar{x}_1 - b_2 x_4 + b_3 \bar{x}_3 - A_j \dot{x}_4 - C_i \ddot{\bar{x}}_1) \quad (۴-۲۱)$$

$$z_4 = \dot{z}_3 = \bar{x}_1^{(3)} = V_c \left\{ b_1 \dot{\bar{x}}_1 - C_i \ddot{\bar{x}}_1 - b_2 \dot{x}_4 - A_j \ddot{x}_4 + b_3 \left( -\frac{1}{\tau} \bar{x}_3 + \frac{k_m}{\tau} u \right) \right\} = v \quad (۴-۲۲)$$

همچنین ورودی کنترل از رابطه ی بالا به صورت زیر محاسبه می شود

$$u = \frac{\tau}{V_c b_3 k_m} \left( v - V_c \left( b_1 \dot{\bar{x}}_1 - C_i \ddot{\bar{x}}_1 - b_2 \dot{x}_4 - A_j \ddot{x}_4 - \frac{b_3}{\tau} \bar{x}_3 \right) \right) \quad (۴-۲۳)$$

در حالیکه  $\dot{x}_1$  و  $\ddot{x}_1$  و  $\dot{x}_4$  به ترتیب از معادله‌های (۲۰-۴) و (۲۱-۴) و (۲۲-۴) بدست می‌آیند. همچنین برای  $\ddot{x}_4$  با مشتق از معادله‌ی (۱۸-۲) (با در نظر گرفتن  $f_j(x_4)$  به عنوان ترم عدم قطعیت)، خواهیم داشت

$$\begin{aligned}\ddot{x}_4 &= -\frac{8C_{eq}}{M_j}(2\dot{x}_4 - \dot{x}_2) - \frac{8K_{eq}}{M_j}(2\dot{x}_3 - \dot{x}_1) + \frac{A_j}{M_j}\dot{x}_5 \\ &= -\frac{8C_{eq}}{M_j}(2\dot{x}_4 - \dot{x}_2) - \frac{8K_{eq}}{M_j}(2\dot{x}_3 - \dot{x}_1) + \frac{1}{M_j}\ddot{x}_1\end{aligned}\quad (24-4)$$

بطوریکه  $x_1$  جابجایی کابین و  $x_2$  جابجایی جک هیدرولیک و  $x_5$  فشار سیلندر هیدرولیک است و  $f_j(\dot{x}_j)$  اصطکاک سیلندر می‌باشد. تمامی مشتق متغیرهای فوق که در رابطه‌ی (۲۴-۴) ظاهر شده اند از رابطه‌ی (۱۸-۲) در دسترس می‌باشند. همچنین برای ردگیری خروجی دلخواه  $\bar{x}_d(t) = z_{1d}(t)$ ، برای قرار دادن قطب‌های دینامیک‌های خطی معادل شده در موقعیت مطلوب،  $v$  را به شکل زیر انتخاب می‌کنیم:

$$v = z_{1d}^{(3)} + k_0 e + k_1 \dot{e} + k_2 \ddot{e} \quad (25-4)$$

(که در آن  $e(t) = x_d(t) - x(t)$  خطای ردیابی است) و با انتخاب مناسب ضرایب  $k_i$ ، دینامیک‌های خطای ردیابی پایدار نمایی خواهند بود. قابل ذکر است که چون نیروی ورودی به محرک هیدرولیکی نسبتاً نیروی زیادی است مقادیر  $k_i$  ها نیز برای ردیابی به نسبت بزرگ خواهند بود.

### ۳-۴ طراحی کنترل کننده‌ی فیدبک خارجی (کنترل موقعیت)

در طراحی کنترل کننده‌ی فیدبک خارجی، با در نظر گرفتن زیرسیستم مکانیکی به طور مستقل، ورودی سیستم نیروی  $F_2 = p_2 A_j$  و خروجی آن موقعیت  $x_c$  می‌باشد. با انتخاب متغیرهای حالت جدید به صورت  $x_1 = x_c$ ،  $x_2 = \dot{x}_c$ ،  $x_3 = x_j$  و  $x_4 = \dot{x}_j$  و بطوریکه  $x_c$  جابجایی کابین،  $x_j$  جابجایی جک هیدرولیک و  $p_2$  فشار سیلندر هیدرولیک می‌باشد با احتساب اصطکاک به عنوان ترم عدم قطعیت، معادلات حالت زیر سیستم به صورت زیر خواهد بود

$$\dot{X} = f(X) + g(X)F_2$$

$$y = x_1 \quad (۲۶-۴)$$

بطوریکه

$$f(X) = \begin{bmatrix} -\frac{4C_{eq}}{M_c}(x_2 - 2x_4) - \frac{4K_{eq}}{M_c}(x_1 - 2x_3) - \frac{C_c}{M_c}x_2 \\ -\frac{8C_{eq}}{M_j}(2x_4 - x_2) - \frac{8K_{eq}}{M_j}(2x_3 - x_1) \end{bmatrix}, \quad g(X) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ \frac{1}{M_j} \end{bmatrix}$$

همانطور که در فصل قبل ملاحظه شد در طراحی کنترل کننده‌ی فازی نظارتی و فازی تطبیقی مستقیم، معادلات سیستم باید به فرم همراه درآیند. برای این منظور با استفاده از قید سینماتیکی  $x_1 = 2x_3 + \delta$  از دو روش زیر برای ساده‌سازی و تبدیل معادلات به فرم همراه استفاده کرده‌ایم:

• روش اول: می‌توان برای ایجاد یک رابطه‌ی مستقیم بین خروجی و ورودی از  $x_1$  مشتق

گرفت. مشتق اول،  $x_2$  را نتیجه می‌دهد. با گرفتن مشتق دوم از خروجی خواهیم داشت

$$\ddot{y} = \ddot{x}_1 = -\frac{4C_{eq}}{M_c}(x_2 - 2x_4) - \frac{4K_{eq}}{M_c}(2x_3 - x_1) - \frac{C_c}{M_c}x_2 \quad (۲۷-۴)$$



از آنجا که ورودی در روابط ظاهر نشده است مجدداً از  $x_1$  مشتق می‌گیریم

$$\begin{aligned}
 x_1^{(3)} &= -\frac{4C_{eq}}{M_c}(\dot{x}_2 - 2\dot{x}_4) - \frac{4K_{eq}}{M_c}(\dot{x}_1 - 2\dot{x}_3) - \frac{C_c}{M_c}\dot{x}_2 \\
 &= -\left(\frac{4C_{eq} + C_c}{M_c}\right)\ddot{x}_1 + \frac{8C_{eq}}{M_c}\left\{-\frac{8C_{eq}}{M_j}(2x_4 - x_2) - \frac{8K_{eq}}{M_j}(2x_3 - x_1) + \frac{F_2}{M_j}\right\} \\
 &\quad - \frac{4K_{eq}}{M_c}(\dot{x}_1 - 2\dot{x}_3) \\
 &= -\left(\frac{4C_{eq} + C_c}{M_c}\right)\ddot{x}_1 + \frac{8C_{eq}}{M_j}\left\{\frac{8C_{eq}}{M_c}(x_2 - 2x_4) + \frac{8K_{eq}}{M_c}(x_1 - 2x_3) + \frac{2C_c}{M_c}x_2\right\} + \frac{8C_{eq}}{M_jM_c}F_2 - \\
 &\quad \frac{C_c}{M_c}x_2 - \frac{4K_{eq}}{M_c}(\dot{x}_1 - 2\dot{x}_3) \tag{۲۸-۴}
 \end{aligned}$$

از آنجاییکه عبارت داخل کروشه همان  $-2\ddot{x}_1$  در معادله (۲۲-۵) می‌باشد خواهیم داشت

$$\begin{aligned}
 x_1^{(3)} &= -\left(\frac{4C_{eq} + C_c}{M_c}\right)\ddot{x}_1 - \frac{16C_{eq}}{M_j}\ddot{x}_1 + \frac{8C_{eq}}{M_jM_c}F_2 - \frac{16C_{eq}C_c}{M_jM_c}x_2 - \frac{4K_{eq}}{M_c}(\dot{x}_1 - 2\dot{x}_3) \\
 &= -\left(\frac{4C_{eq} + C_c}{M_c} + \frac{16C_{eq}}{M_j}\right)\ddot{x}_1 + \frac{8C_{eq}}{M_jM_c}F_2 - \frac{16C_{eq}C_c}{M_jM_c}x_2 - \frac{4K_{eq}}{M_c}(\dot{x}_1 - 2\dot{x}_3) \tag{۲۹-۴}
 \end{aligned}$$

حال با جایگزاری ترم عدم قطعیت  $\delta$  به جای  $x_1 - 2x_3$  معادله فوق به فرم همراه زیر در خواهد آمد

$$\begin{aligned}
 x_1^{(3)} &= -\left(\frac{4C_{eq} + C_c}{M_c} + \frac{16C_{eq}}{M_j}\right)\ddot{x}_1 - \frac{16C_{eq}C_c}{M_jM_c}x_1 - \frac{4K_{eq}}{M_c}\delta + \frac{8C_{eq}}{M_jM_c}F_2 \\
 x_1^{(3)} &\approx -\left(\frac{4C_{eq} + C_c}{M_c} + \frac{16C_{eq}}{M_j}\right)\ddot{x}_1 - \frac{16C_{eq}C_c}{M_jM_c}x_1 + \frac{8C_{eq}}{M_jM_c}F_2 \tag{۳۰-۴}
 \end{aligned}$$

بنابراین می‌توان زیر سیستم مکانیکی را به فرم همراه و با رتبه‌ی سه در نظر گرفت.

• روش دوم: می‌توان معادلات (۲-۲) و (۳-۲) را به شکل زیر ساده کرد:

$$2M_c\ddot{x}_1 = -8C_{eq}(\dot{\delta}) - 8K_{eq}(\delta) - 2C_c\dot{x}_1 \tag{۳۱-۴}$$

$$M_j\ddot{x}_3 = -8C_{eq}(-\dot{\delta}) - 8K_{eq}(-\delta) + F_2 \tag{۳۲-۴}$$

با جمع دو معادله بالا و با جایگزاری  $(\ddot{x}_1 - \ddot{\delta})/2$  به جای  $\ddot{x}_3$  خواهیم داشت

$$(4M_c + M_j)\ddot{x}_1 = 4\dot{x}_1 + 2F_2 + M_j\ddot{\delta} \longrightarrow \ddot{x}_1 = \frac{1}{(4M_c + M_j)}(4\dot{x}_1 + 2F_2 + M_j\ddot{\delta})$$

$$\ddot{x}_1 \approx \frac{1}{(4M_c + M_j)}4\dot{x}_1 + \frac{2}{(4M_c + M_j)}F_2 \quad (۳۳-۴)$$

بنابراین با ساده‌سازی‌های بیشتری می‌توان زیرسیستم مکانیکی را به فرم همراه و با رتبه‌ی دو نیز در نظر گرفت.

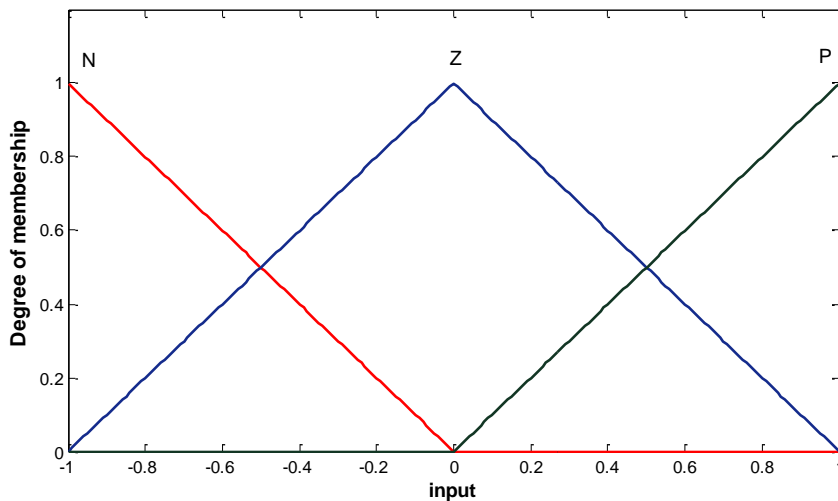
### ۴-۳-۱ طراحی کنترل‌کننده‌ی فازی سیستم تعلیق

در طراحی کنترل‌کننده‌های فازی، تعیین قواعد کنترل، توابع عضویت و ضرایب مقیاسی در ورودی و خروجی از جمله نکات مهمی هستند که با انتخاب بهینه آن‌ها سیستم، عملکرد رضایت بخش تری از خود نشان خواهد داد. برای مثال، طراح بایستی با انتخاب مناسب ورودی‌ها مطمئن گردد که کنترل‌کننده از اطلاعات صحیحی برای گرفتن تصمیمات خود برخوردار است. ضرایب مقیاسی نیز تاثیر بسزایی در عملکرد کنترل‌کننده فازی دارد، به گونه‌ای که اگر این ضرایب به دقت انتخاب نشود ممکن است منجر به عملکرد نامطلوب سیستم گردد. بنابراین باید ضرایب را به گونه‌ای انتخاب کنیم که حتی الامکان بهترین عملکرد را نتیجه دهد. همچنین با استفاده از توابع عضویت فازی، هریک از متغیرهای ورودی از قالب عددی به قالب فازی (زبانی) تبدیل می‌شوند. در این بخش در طراحی کنترل‌کننده‌های فازی، برای ترکیب شرط‌ها از عملگر "و" با منطق "ضرب" استفاده شده است و نوع موتور جستجوی سیستم فازی نیز از نوع ممدانی می‌باشد.

### ۴-۳-۱-۱ کنترل‌کننده فازی شبه PD

در این بخش کنترل‌کننده فازی متعارف شبه PD را طراحی خواهیم نمود. هدف کنترل طراحی کنترل‌کننده *Ufuzzy* است، به طوریکه خروجی سیستم یعنی جابجایی کابین  $x_c$  خروجی ایده‌آل

یعنی  $x_r$  را تا حد ممکن نزدیک به آن دنبال نماید. خطای بین موقعیت واقعی کابین و مسیر مطلوب ردگیری و همچنین تغییرات خطا به عنوان ورودی‌های کنترل‌کننده‌ی فازی در نظر گرفته می‌شوند. خروجی کنترل‌کننده نیز نیروی محرک هیدرولیکی آسانسور خواهد بود. توابع عضویت برای ورودی‌ها از نوع مثلثی و به صورت نرمال بین  $[-1, 1]$  همانند شکل (۴-۵) تعریف می‌شوند.

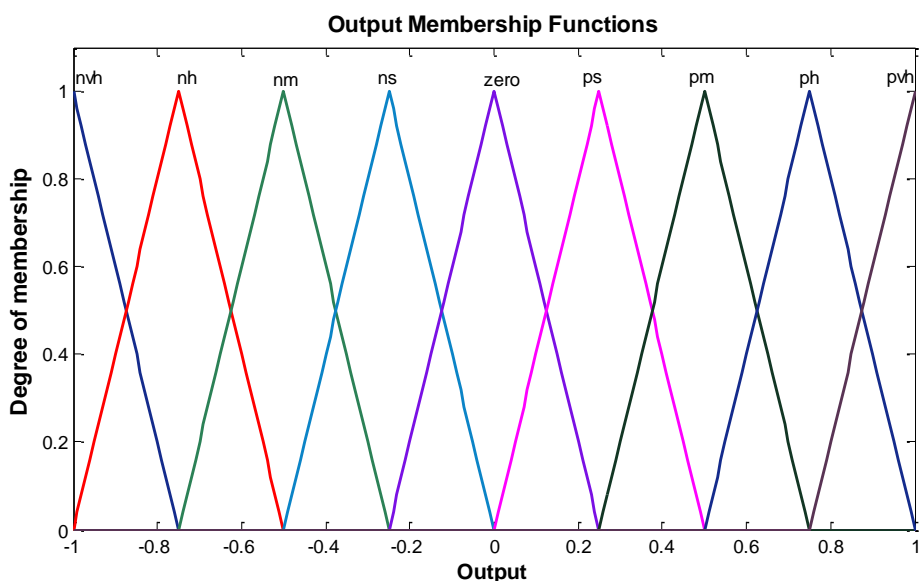


شکل (۴-۵) توابع تعلق ورودی در کنترل‌کننده فازی شبه  $PD$

از آنجا که هر کدام از دو متغیر ورودی، سه تابع عضویت دارند، در نتیجه نه قانون فازی بایستی برای سیستم تعریف گردد. ساختار کلی توابع تعلق خروجی با نه گروه فازی، به صورت شکل (۴-۶) می‌باشد. جدول قواعد فازی در نظر گرفته شده برای کنترل‌کننده  $U_{fuzzy}$  نیز به صورت زیر خواهد بود.

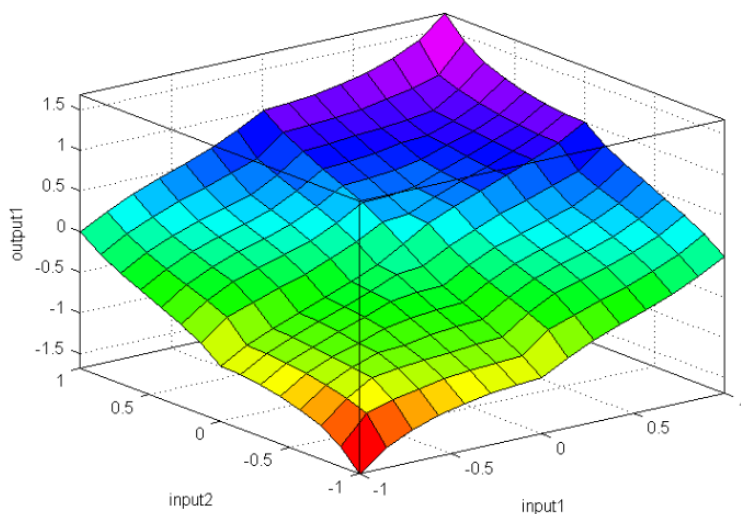
جدول (۴-۱) جدول قوانین فازی برای کنترل‌کننده فازی شبه  $PD$

Chang of error Error	P	Z	N
P	pvh	pm	ps
Z	ps	zero	ns
N	nm	nh	nvh



شکل (۴-۶) توابع تعلق خروجی برای کنترل کننده فازی شبه PD

قوانین انتخابی باید نرم و پیوسته باشد و کل فضای احتمالی ورودی را پوشش دهند. همچنین در تعریف قوانین باید دقت شود که تغییر کوچک در ورودی منجر به تغییرات زیاد خروجی نگردد. سیستم فازی یک تابع غیرخطی است که نگاهی از فضای ورودی به فضای خروجی ایجاد می‌کند. این تابع در شکل (۴-۷) با نام رویه قوانین فازی، سطح کنترلی حاصل از ترکیب قواعد و توابع عضویت فازی را نشان می‌دهد. پیوستگی و نرم بودن تغییرات رویه قوانین، نشانگر تعریف مناسب قوانین فازی می‌باشد.



شکل (۴-۷) رویه قوانین

خروجی کنترل‌کننده‌ی فازی با استفاده از موتور استنتاج ضرب و غیرفازی‌ساز میانگین مراکز به صورت زیر خواهد بود

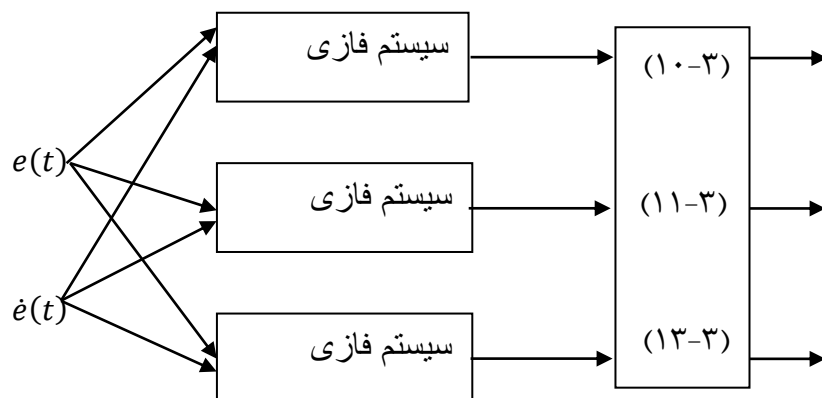
$$u_{fuzzy} = \frac{\sum_{l=1}^M \bar{y}^l (\prod_{i=1}^n \mu_{A_i^l}(x_i))}{\sum_{l=1}^M (\prod_{i=1}^n \mu_{A_i^l}(x_i))} \quad (4-34)$$

که در آن  $M$  تعداد قوانین است که در سیستم ما برابر با  $n$  خواهد بود.  $n$  تعداد ورودی سیستم فازی و برابر دو می باشد.  $\bar{y}^l$  نیز مراکز متناظر با مجموعه‌های فازی در توابع تعلق خروجی می باشد.

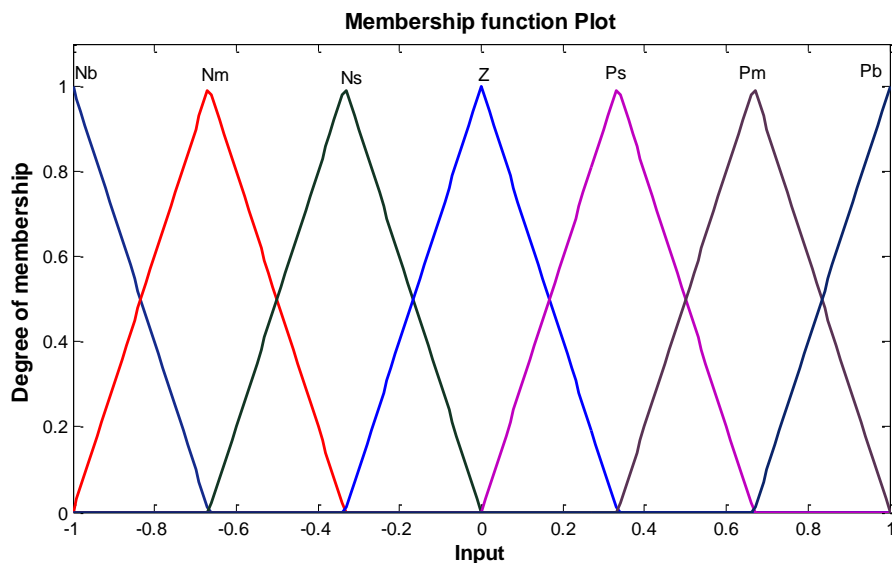
پس از طراحی کنترل‌کننده‌ی فازی اصلی می توان برای تضمین پایداری متغیرهای سیستم تعلیق، کنترل‌کننده نظارتی در سطح دوم را با استفاده از رابطه ی (3-24) به سیستم اضافه کنیم.

#### ۲-۱-۳-۴ کنترل‌کننده‌ی PID فازی

ورودی‌های سیستم فازی را همانند کنترل‌کننده فازی قبل  $e(t)$  و  $\dot{e}(t)$  در نظر می‌گیریم. سیستم فازی تعیین‌کننده پارامترهای PID از سه سیستم فازی با دو ورودی و یک خروجی همانند شکل (4-8) تشکیل شده‌اند. توابع تعلق برای ورودی‌های  $e(t)$  و  $\dot{e}(t)$  برای پوشش دامنه مورد نظر، در شکل (4-9) نشان داده شده‌اند.

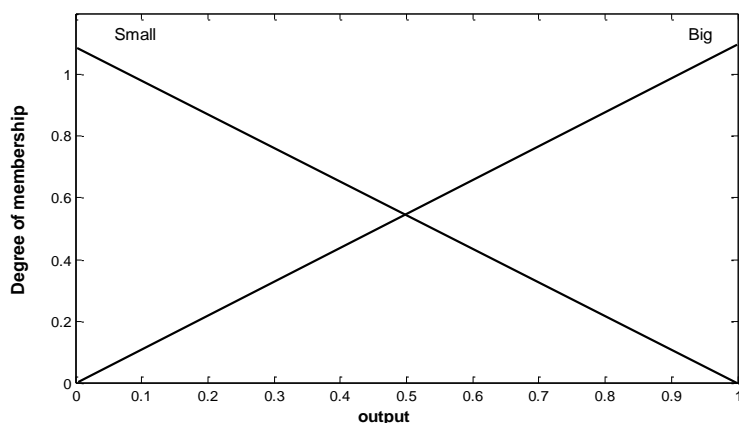


شکل (4-8) سیستم فازی تنظیم‌کننده پارامترهای کنترل‌کننده PID

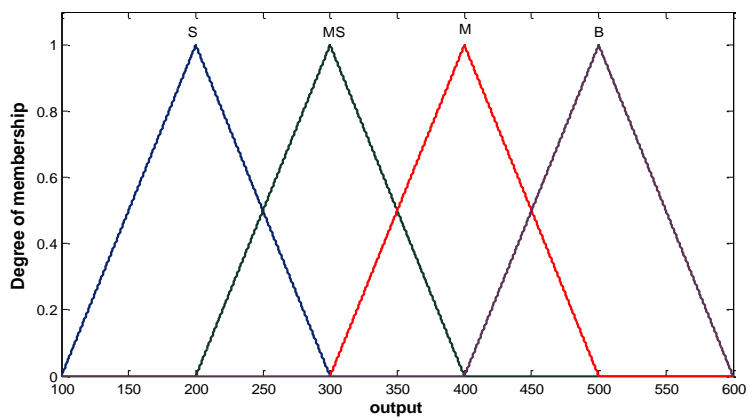


شکل (۹-۴) توابع تعلق ورودی برای کنترل کننده PID فازی

همچنین توابع تعلق برای هرکدام از پارامترهای خروجی در شکل (۱۰-۴) نشان داده شده اند.



شکل (۱۰-۴) الف : توابع تعلق خروجی برای  $k_d$  و  $k_p$



شکل (۱۰-۴) ب : توابع تعلق خروجی برای  $\alpha$

برای تشکیل قواعد فازی می توانیم از اطلاعات تجربی استفاده کنیم به این ترتیب که وقتی خطای ردگیری مقدار بزرگی باشد به سیگنال کنترلی بزرگی برای جبران خطا نیاز داریم بنابراین  $k_i$  و  $k_p$  باید بزرگ باشند و از آنجائیکه  $k_d$  باعث لختی سیستم می شود و در مقابل تغییرات مخالفت می کند باید ضریب  $k_d$  کوچک انتخاب شود. طبق رابطه ی (۳-۱۳) ضریب  $\alpha$  با معکوس  $k_i$  متناسب است، بنابراین در این حالت  $\alpha$  نیز باید کوچک باشد. همچنین وقتی خطای ردگیری کوچک و نزدیک به صفر باشد، سیگنال کنترلی باید کوچک باشد. برای این منظور  $k_p$  و  $k_i$  باید کوچک و  $k_d$  و  $\alpha$  بزرگ انتخاب شوند. با توجه به این ایده قادر به تشکیل قوانین فازی برای هرکدام از خروجی ها به صورت قواعد جدول های (۲-۴)، (۳-۴) و (۴-۴) خواهیم بود. با تشکیل قوانین فازی پارامترهای  $\hat{k}_p$  و  $\hat{k}_d$  و  $\alpha$  با استفاده از روابط (۳-۱۴)، (۳-۱۵) و (۳-۱۶) بدست خواهند آمد.

جدول (۲-۴) جدول قوانین فازی برای تنظیم  $\hat{k}_p$

		$e(t)$						
		Nb	Nm	Ns	Z	Ps	Pm	Pb
$\dot{e}(t)$	Nb	B	B	B	B	B	B	B
	Nm	B	B	B	B	B	B	S
	Ns	S	S	B	B	B	S	S
	Z	S	S	S	B	S	S	S
	Ps	S	S	B	B	B	S	S
	Pm	S	B	B	B	B	B	S
	Pb	B	B	B	B	B	B	B

جدول (۳-۴) جدول قوانین فازی برای تنظیم  $k_d$

		$e(t)$						
		Nb	Nm	Ns	Z	Ps	Pm	Pb
$\dot{e}(t)$	Nb	S	S	S	S	S	S	S
	Nm	B	B	S	S	S	B	B
	Ns	B	B	B	S	B	B	B
	Z	B	B	B	B	B	B	B
	Ps	B	B	B	S	B	B	B
	Pm	B	B	S	S	S	B	B
	Pb	S	S	S	S	S	S	S

جدول (۴-۴) جدول قوانین فازی برای تنظیم  $\alpha$

		$e(t)$						
		Nb	Nm	Ns	Z	Ps	Pm	Pb
$\dot{e}(t)$	Nb	200	200	200	200	200	200	200
	Nm	300	300	200	200	200	300	300
	Ns	400	300	300	200	300	300	400
	Z	500	400	300	300	300	400	500
	Ps	400	300	300	200	300	300	400
	Pm	300	300	200	200	200	300	300
	Pb	200	200	200	200	200	200	200



### ۳-۳-۱-۳-۴ کنترل کننده‌ی فازی تطبیقی مستقیم

هدف کنترل در اینجا طراحی یک کنترل کننده پس‌خورد  $u = u(Z|\theta)$  بر پایه سیستم‌های فازی و تعیین قاعده تطبیق برای تنظیم بردار پارامتر  $\theta$ ، می‌باشد به طوری که خطای موقعیت تا حد امکان به صفر نزدیک شود. مانند دو کنترل کننده قبلی دو ورودی کنترل کننده در این بخش نیز خطا و مشتق خطا هستند. توابع تعلق تعریف شده برای ورودی‌های کنترل کننده مانند شکل (۴-۵) در نظر گرفته شده‌اند. توابع تعلق مثلثی در مقایسه با توابع گوسین به حافظه کمتری نیاز دارند. برای هر ورودی سه تابع تعلق در نظر گرفته شده است که در نتیجه نیاز به تعریف نه قانون فازی برای سیستم فازی خواهیم داشت این قوانین منجر به تشکیل مقادیر اولیه برای مراکز تابع‌های تعلق خروجی می‌شود.

سیستم فازی با تنظیم مراکز این توابع تعلق خروجی، با حفظ پایداری خطا را کاهش خواهد داد.

با انتخاب خطا و مشتق خطا به عنوان ورودی‌های سیستم فازی بردار  $Z$  در معادله (۴-۳۴) برابر با  $Z = E = (e, \dot{e})$  بوده و قاعده تطبیق به صورت زیر در می‌آید.

$$\dot{\theta} = \gamma E^T p_n \varepsilon(E) \quad (۴-۳۵)$$

که  $p_n$  آخرین ستون  $P$  یک ماتریس مثبت معین در معادله (۳-۳۸) می‌باشد که با توجه به ماتریس  $Q$  در نظر گرفته شده توسط معادله لیاپانوف (۳-۳۹) تعیین می‌شود. ماتریس‌های  $Q$  و  $P$  سرعت همگرایی سیستم را معین می‌کنند.

$\gamma$  یک مقدار ثابت مثبت است که میزان تأثیرگذاری خطا بر  $\dot{\theta}$  را مشخص می‌کند.  $\gamma$  معمولاً زیاد بزرگ انتخاب نمی‌شود زیرا که در این صورت تغییرات کوچک در خطا منجر به تغییرات بزرگی در پارامترها خواهد شد. در هر مرحله با توجه به خطای سیستم و  $\gamma$  و  $p_n$  در نظر گرفته شده،  $\dot{\theta}$  محاسبه شده و به این ترتیب  $\theta$  بدست می‌آید. بردار  $\theta$  از مراکز توابع تعلق خروجی سیستم فازی

تشکیل شده است که به منظور به حداقل رسیدن خطای ردگیری، مطابق با قاعده تطبیق (۴-۳۵)، تنظیم می شود. تعداد اعضای این بردار برابر با تعداد قوانین می باشد بنابراین بردار  $\theta$  نه عضوی می- باشد. . مقادیر اولیه  $\theta$  با توجه به اطلاعاتی که از سیستم داریم به صورت زیر تعریف شده است

$$\theta_0 = [-2 \quad -1.5 \quad -1 \quad -0.5 \quad 0.5 \quad 1 \quad 1.5 \quad 2] \times 2e^4 \quad (۴-۳۶)$$

## فصل پنجم

### نتایج شبیه سازی

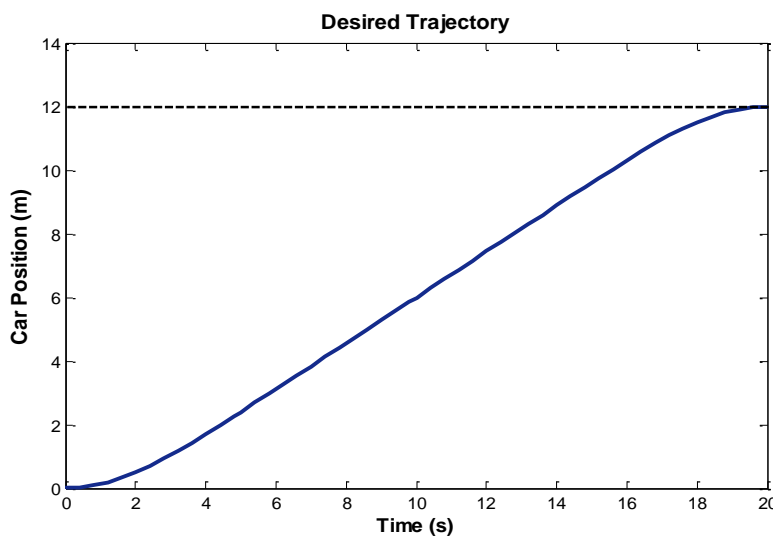
## مقدمه

در فصل حاضر برای تأیید صحت ادعاهای نظری ارائه شده در فصل های قبل به شبیه سازی کامپیوتری روشهای ارائه شده می پردازیم. در این راستا مدل آسانسور هیدرولیکی ارائه شده در فصل دوم و در حضور اصطکاک در نرم افزار مطلب شبیه سازی شده است. مقادیر پارامترهای به کار رفته در شبیه سازی همان مقادیر در نظر گرفته شده در جدول های (۱-۲) و (۱-۳) می باشند. باید توجه داشت که در شبیه سازی، کابین آسانسور در حالت بدون بار در تعادل با سیلندر هیدرولیک قرار دارد به این معنی که نیروی ناشی از وزن کابین با وزن سیلندر و فشار اضافه ای از طرف پمپ جبران شده است به طوریکه این نیروها دیگر در روابط سیستم مکانیکی ظاهر نشده اند و تنها نیروی ناشی از وزن بار به معادلات مکانیکی اضافه خواهد شد.

در ادامه این فصل با اعمال کنترل کننده های نیرو و موقعیت طراحی شده در فصل قبل، به ارائه نتایج پیاده سازی خواهیم پرداخت. همچنین عملکرد قانون امپدانس در جهت بهبود کارایی سیستم در حضور اغتشاشات خارجی و عدم قطعیت های موجود در نتایج شبیه سازی نشان داده خواهد شد.

## ۱-۵ نتایج شبیه‌سازی

مسیر مطلوب ردگیری برای کابین آسانسور به صورت شکل (۱-۵) تعیین شده است. همان طور که ملاحظه می‌شود مسیر هموار بوده و مشتق‌های آن در دسترس می‌باشد. نحوه‌ی انتخاب مسیر مطلوب معمولاً به گونه‌ای است که سرعت کابین از ابتدای حرکت به صورت نرم افزایش پیدا کند سپس برای زمان مشخصی ثابت بوده و پس از آن کاهش یافته تا به صفر برسد.

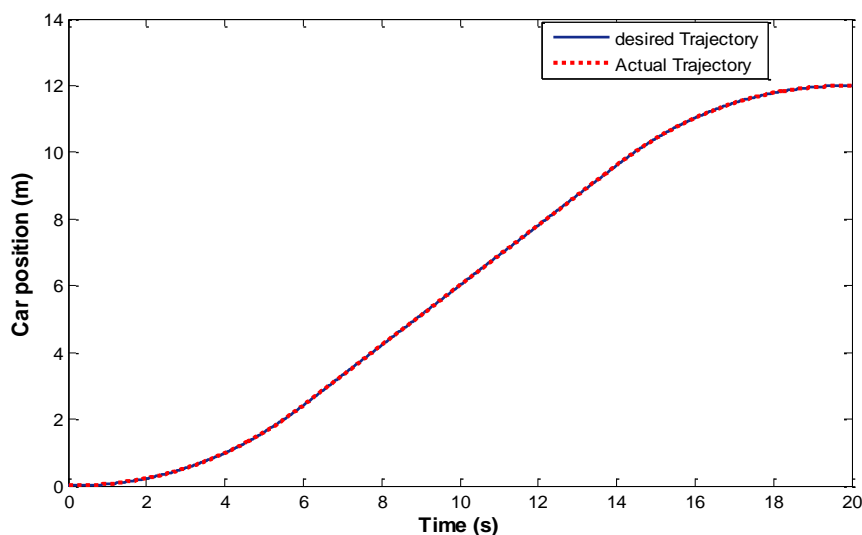


شکل (۱-۵) مسیر مطلوب ردگیری

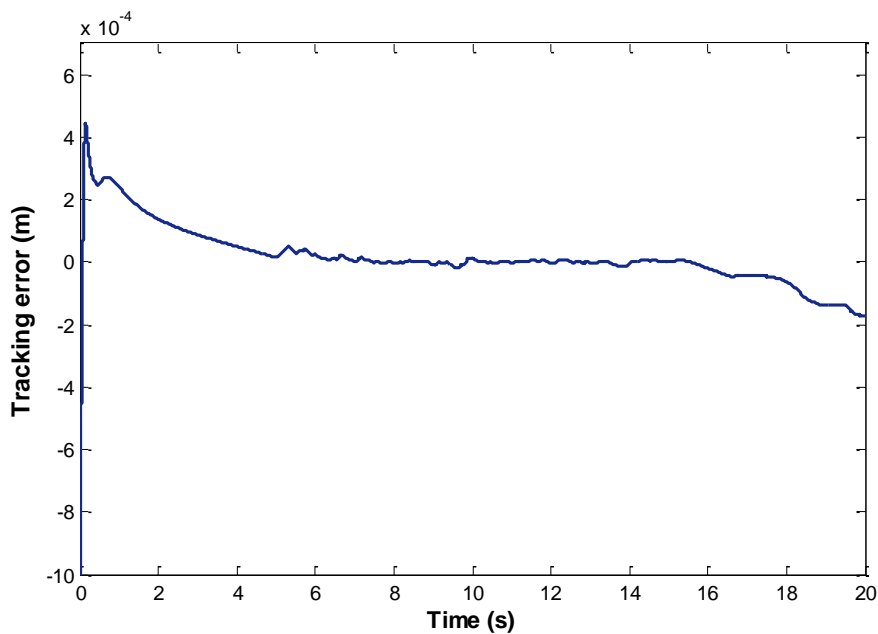
در این بخش و بخش‌های دیگر کنترل کننده نیرو همان کنترل کننده خطی ساز فیدبکی طراحی شده در فصل قبل می‌باشد. سه کنترل کننده فازی طراحی شده در فصل چهارم نیز به منظور کنترل موقعیت در نظر گرفته شده‌اند که نتایج شبیه‌سازی هر کدام را در ادامه بررسی خواهیم کرد. باید توجه داشت که پارامترهای طراحی در کنترل کننده‌های فوق به گونه‌ای انتخاب شوند که با تغییر مسیر مرجع، کنترل کننده‌ها همچنان عملکرد قابل قبولی از خود نشان دهند.

## ۵-۱-۱ کنترل موقعیت به روش PID فازی

پس از اعمال این کنترل کننده به سیستم در حالت بدون بار ، مسیر ردگیری به صورت شکل (۵-۲) خواهد بود. خطای ردگیری نیز در شکل (۵-۳) نشان داده شده است که خطای خوبی برای ردیابی است.

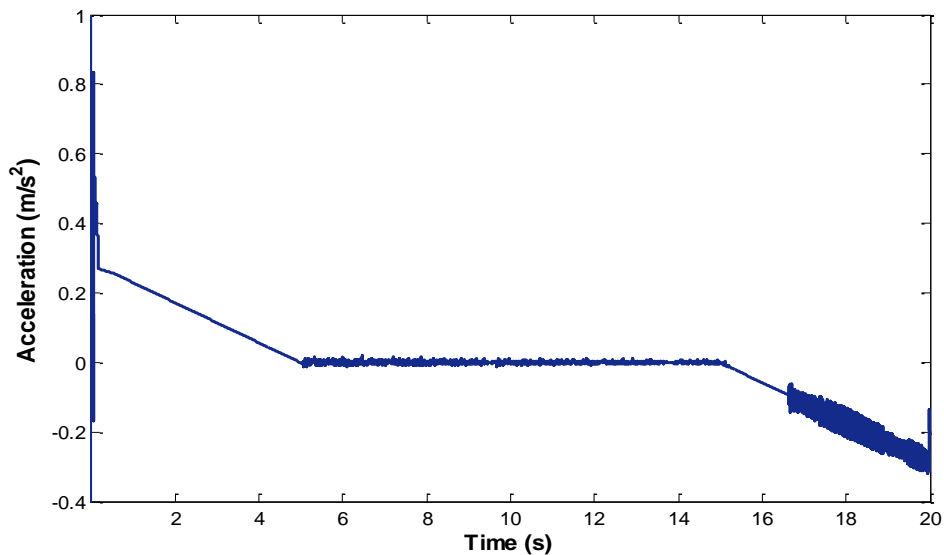


شکل (۵-۲) مسیر واقعی و مسیر مطلوب با استفاده از کنترل کننده PID فازی

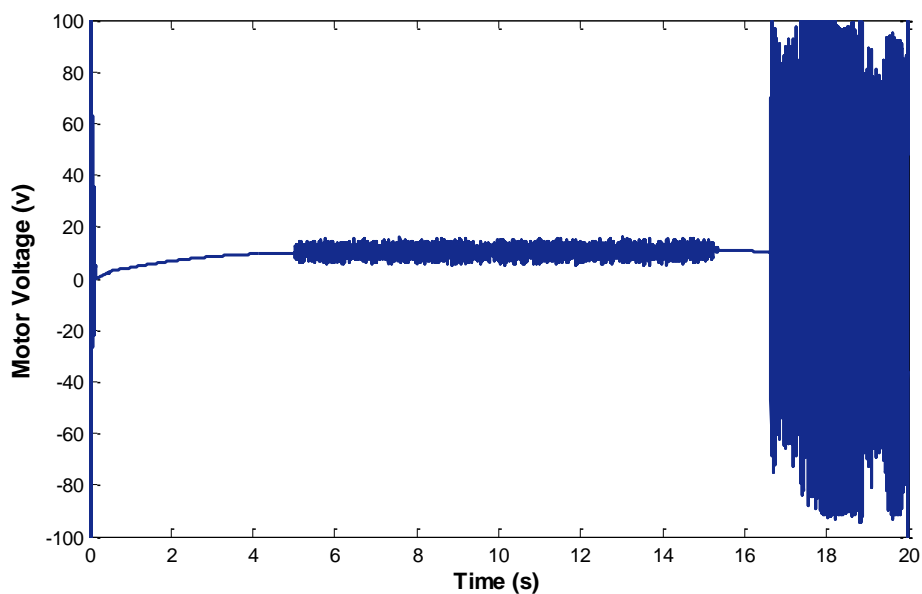


شکل (۵-۳) خطای ردگیری با استفاده از کنترل کننده PID فازی

همچنین شتاب کابین ، ولتاژ موتور و نیروی اعمالی به سیلندر هیدرولیک در شکل های (۴-۵) ، (۵-۵) و (۶-۵) نمایش داده شده است.

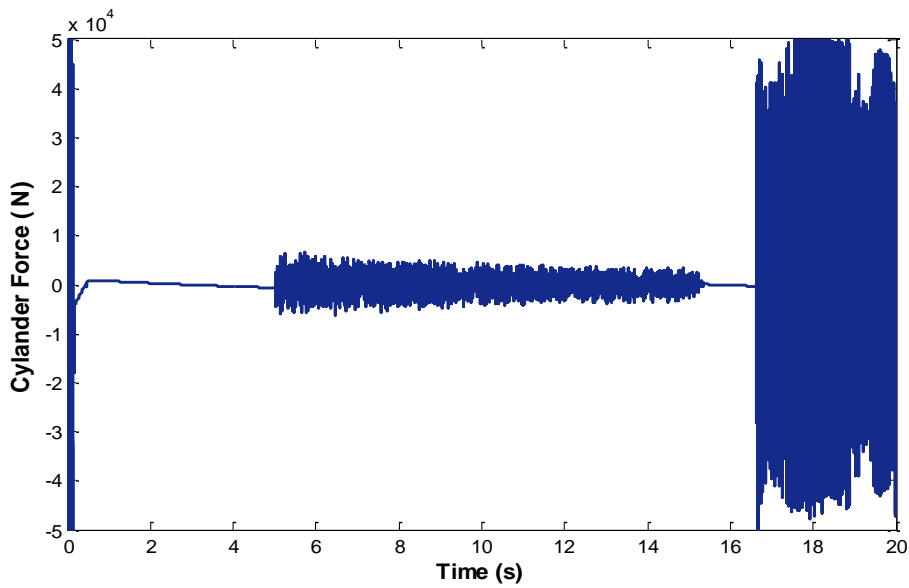


شکل (۴-۵) شتاب کابین با استفاده از کنترل کننده PID فازی



شکل (۵-۵) ولتاژ موتور با استفاده از کنترل کننده PID فازی

همانطور که مشاهده می شود سیگنال کنترلی ولتاژ و نیروی سیلندر در انتهای مسیر رفتار اصلاً خوبی ندارند.



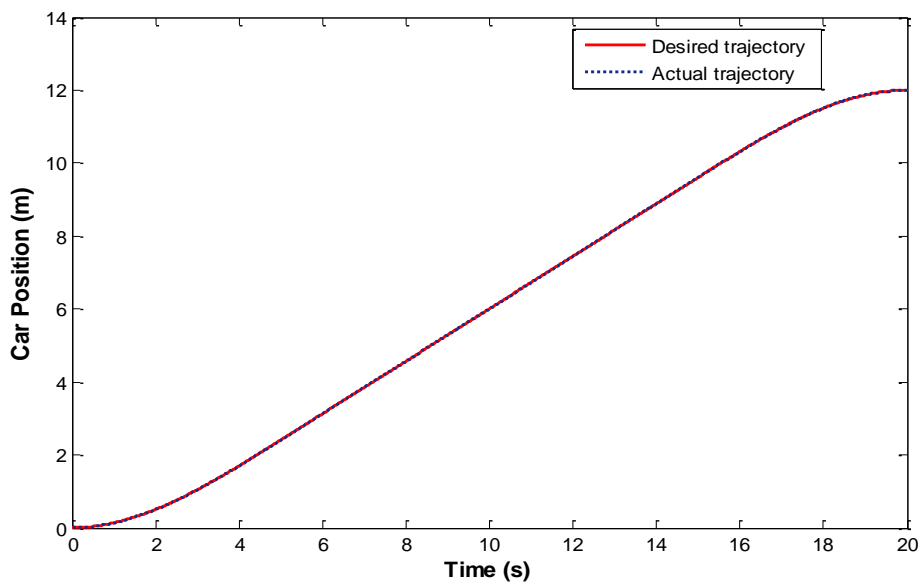
شکل (۶-۵) نیروی وارد به سیلندر هیدرولیک با استفاده از کنترل کننده PID فازی

### ۵-۱-۲ کنترل موقعیت به روش فازی شبه $PD$

پس از اعمال این کنترل کننده به سیستم بدون بار، مسیر و خطای ردگیری به صورت شکل (۷-۵) و

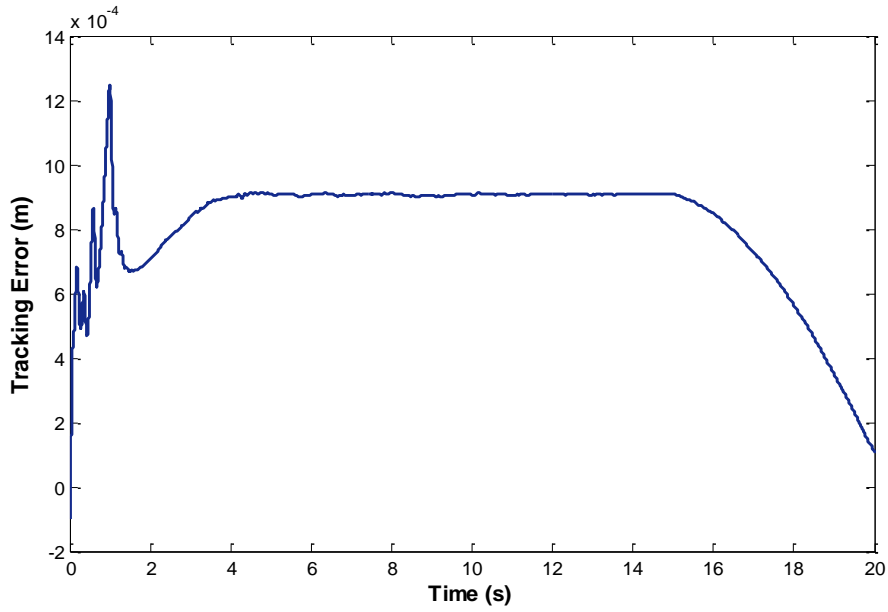
شکل (۸-۵) می باشد. همانطور که ملاحظه می شود خطای موقعیت کابین و موقعیت مطلوب مقدار قابل

قبولی (در حدود ۱ میلی متر) برای ردیابی می باشد و به سمت صفر میل می کند.



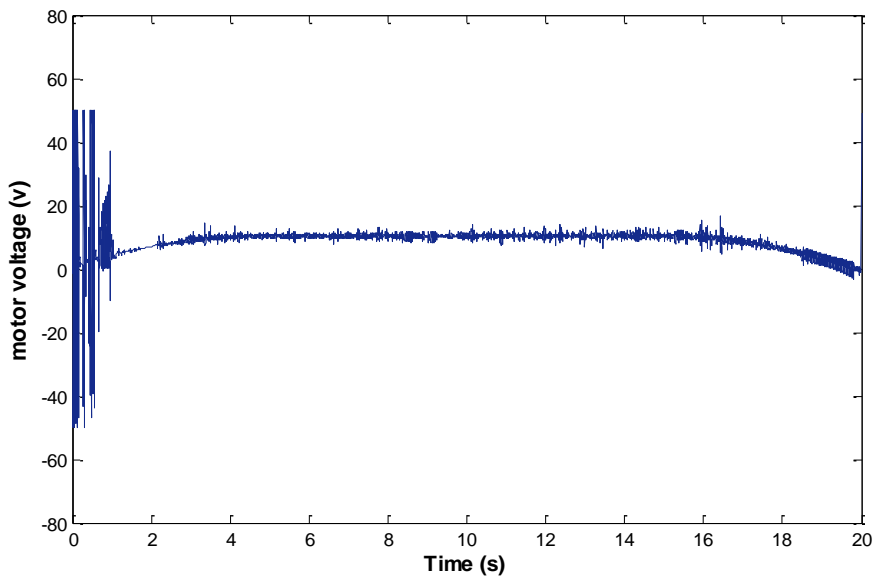
شکل (۷-۵) مسیر ردگیری با استفاده از کنترل کننده فازی شبه  $PD$



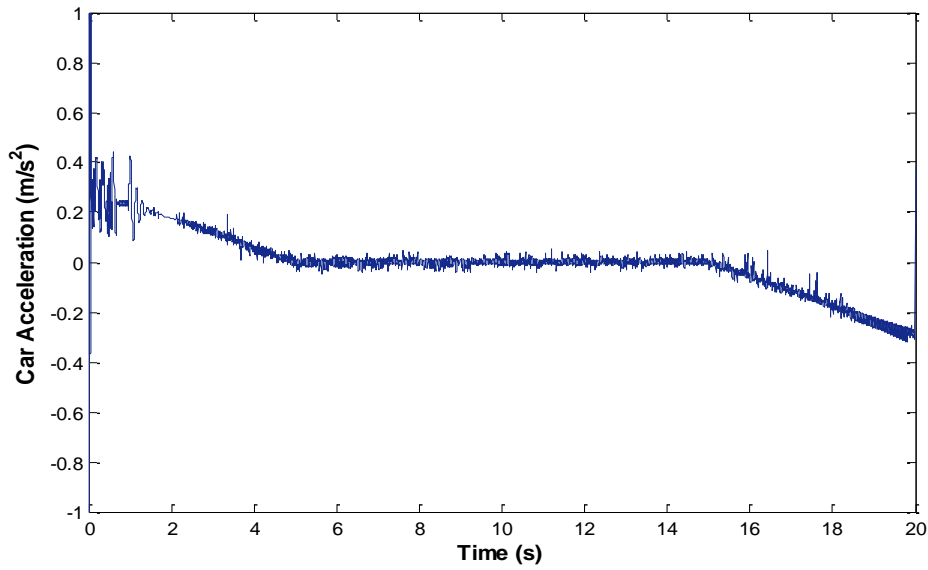


شکل (۸-۵) خطای ردگیری با استفاده از کنترل کننده فازی شبه  $PD$

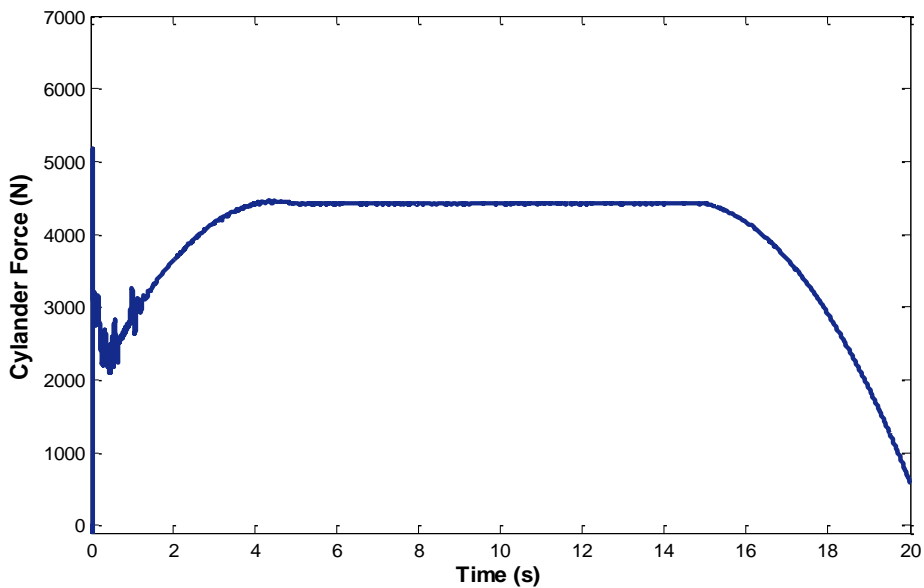
شتاب کابین ، ولتاژ موتور و نیروی اعمالی به سیلندر هیدرولیک هم در شکل های (۹-۵) ، (۱۰-۵) و (۱۱-۵) نشان داده شده است.



شکل (۹-۵) ولتاژ موتور با استفاده از کنترل کننده فازی شبه  $PD$



شکل (۵-۱۰) شتاب کابین با استفاده از کنترل کننده فازی شبه  $PD$

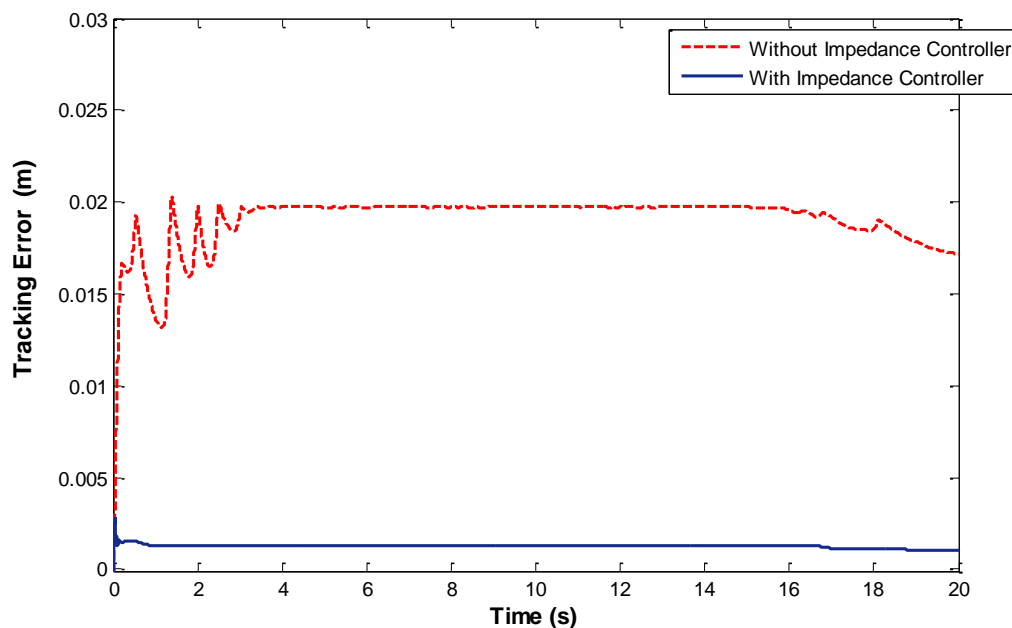


شکل (۵-۱۱) نیروی سیلندر با استفاده از کنترل کننده فازی شبه  $PD$

ملاحظه می شود که ولتاژ موتور دارای روند قابل قبولی است. نیروی اعمالی به سیلندر هیدرولیک نیز نرم و هموار می باشد. همچنین شتاب کابین پس از افزایش لحظه‌ای در ابتدای حرکت به صورت کاهشی ادامه می یابد تا به صفر برسد که موجب راحتی بیشتر مسافر خواهد بود. در انتهای مسیر دوباره شتاب با مقدار منفی را خواهیم داشت که با توجه به مقدار کم آن ، قابل قبول است.

## ۵-۲-۱-۱ اعمال قانون امپدانس به سیستم کنترلی به منظور غلبه بر اغتشاش وزن بار

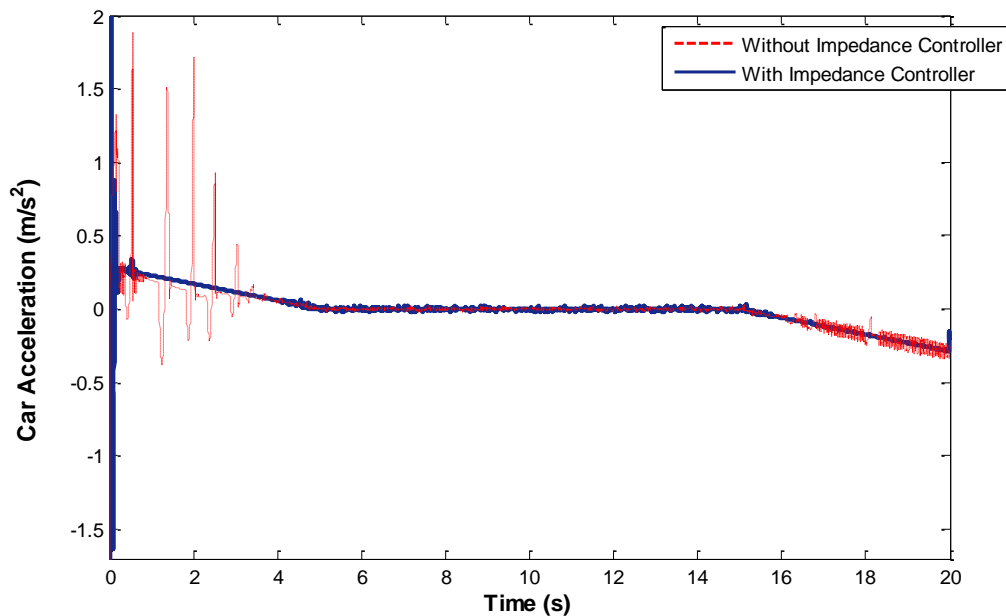
اگر کنترل کننده فازی شبه  $PD$  را با در نظر گرفتن بار ۱۵۰۰ کیلوگرم در کابین به سیستم اعمال کنیم خواهیم دید که نتایج شبیه سازی تغییر خواهد کرد و عملکرد مطلوب سیستم در حالت بدون بار تا حدی کاهش می یابد. برای غلبه بر این مشکل و خنثی کردن اثر تغییر وزن کابین در پاسخ سیستم، قانون امپدانس بر مبنای نیرو را که در بخش ۴-۲-۱ بررسی کردیم با کنترل کننده فازی نظارتی موازی خواهیم کرد. با انتخاب مناسب پارامترهای امپدانس و حفظ پایداری سیستم خطای ردگیری پس از اعمال کنترل امپدانس به سیستم به صورت شکل (۵-۱۲) خواهد بود.



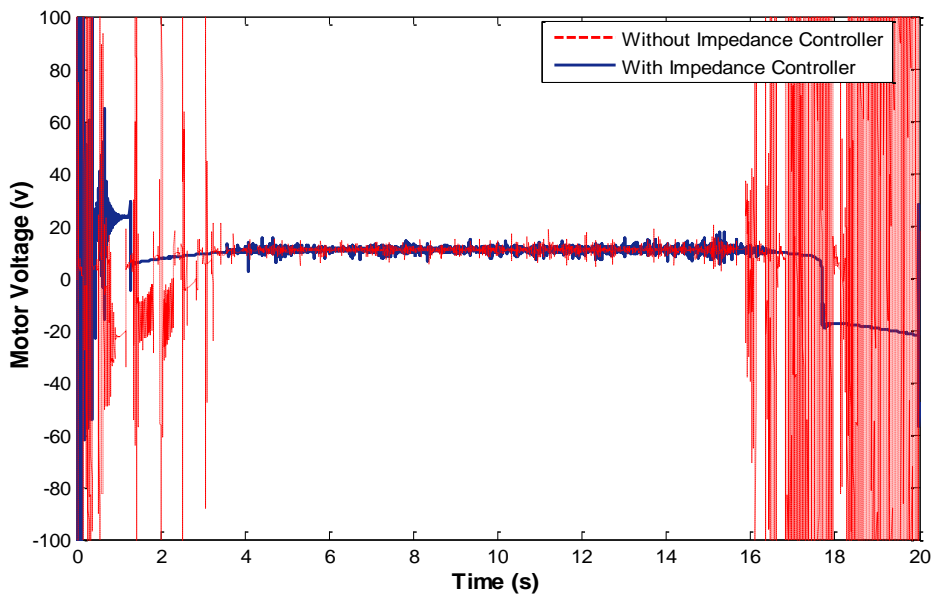
شکل (۵-۱۲) خطای ردگیری پیش از اعمال قانون امپدانس و پس از اعمال قانون با استفاده از کنترل کننده فازی شبه  $PD$

همان طور که پیش بینی می شد قانون امپدانس به مقدار زیادی افزایش خطای ناشی از تغییر وزن کابین را جبران کرده است. مقدار خطا بیش از ۱۰ برابر کاهش یافته است. نمودار بعدی اثر عملکرد قانون امپدانس را در شتاب کابین نشان می دهد. همانطور که ملاحظه می شود در چهار ثانیه اول تغییر وزن کابین تغییرات ناگهانی در شتاب ایجاد می کند که توسط قانون امپدانس قابل حذف می -

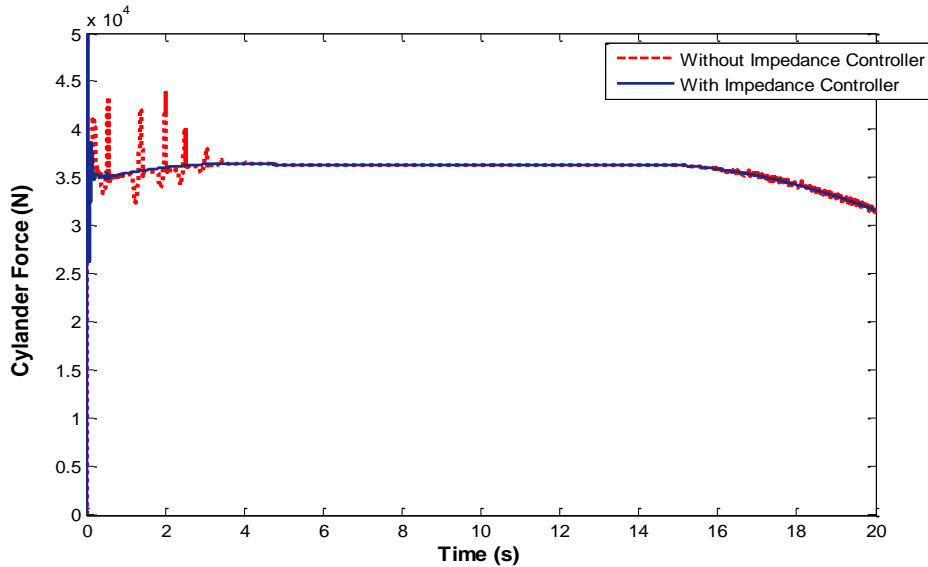
باشد و به این ترتیب آسایش مسافر تأمین خواهد شد. اثر قانون امپدانس بر روی ولتاژ موتور و نیروی وارد بر سیلندر هیدرولیک نیز در شکل های (۱۴-۵) و (۱۵-۵) نشان داده شده است.



شکل (۱۳-۵) شتاب کابین پیش از اعمال قانون امپدانس و پس از اعمال قانون امپدانس با استفاده از کنترل کننده فازی شبه  $PD$



شکل (۱۴-۵) ولتاژ موتور پیش از اعمال قانون امپدانس و پس از اعمال قانون امپدانس با استفاده از کنترل کننده فازی شبه  $PD$



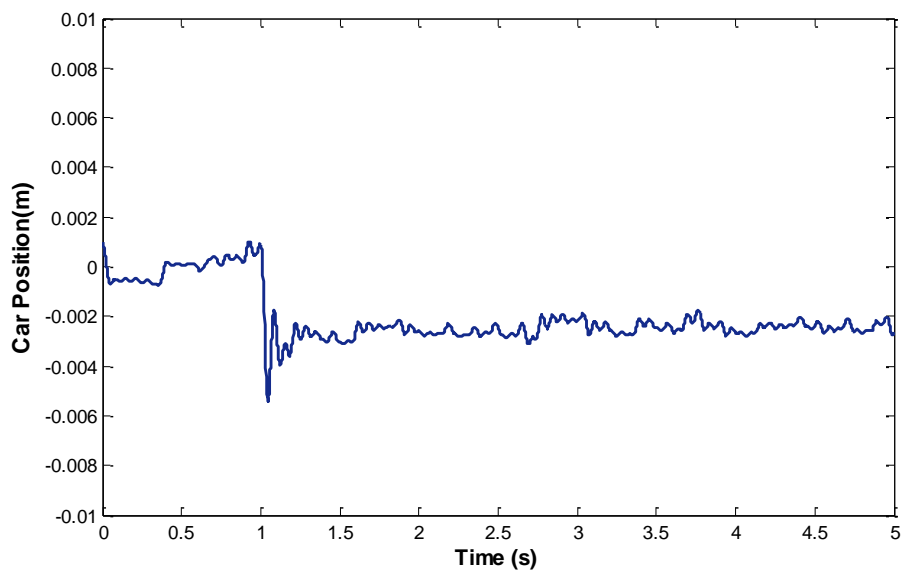
شکل (۵-۱۵) نیروی سیلندر پیش از اعمال قانون امپدانس و پس از اعمال قانون امپدانس

با استفاده از کنترل کننده فازی شبه  $PD$

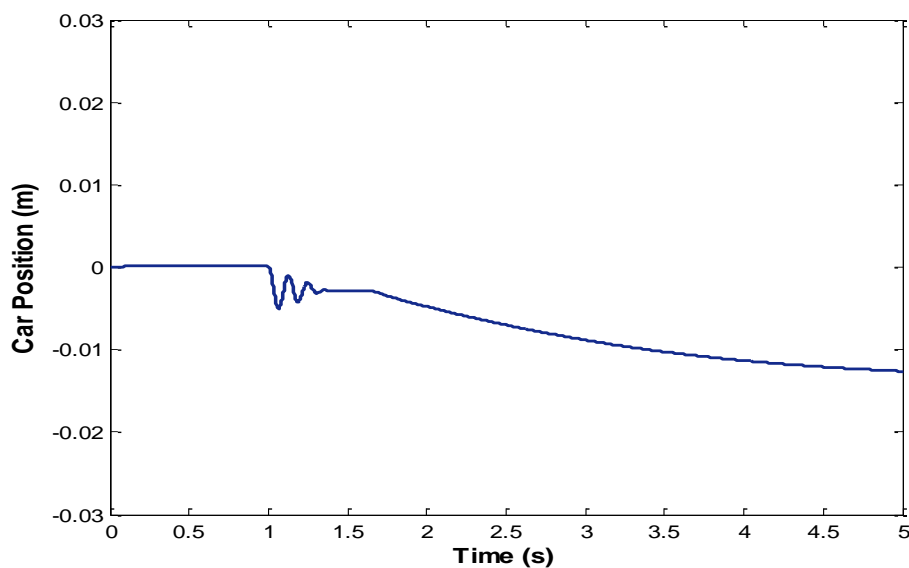
دید می‌شود که کنترل امپدانس باعث نرم شدن نیروی سیلندر شده و مانع از اشباع بیش از حد ولتاژ موتور گشته است.

### ۵-۲-۱-۲ حذف لرزش کابین هنگام ورود یا خروج مسافر توسط کنترل امپدانس

شکل (۵-۱۶) جابجایی کابین را در نگاه توقف نشان می‌دهد. نیروی وزن  $15000$  نیوتن که متناسب با بار  $1500$  کیلوگرم است پس از ثانیه اول با قرار گرفتن بار در کابین به سیستم اعمال شده است. همانطور که ملاحظه می‌شود کنترل کننده فازی نظارتی اصلی، کابین را در جای خود با اندکی خطا نگه داشته است ولی نتوانسته لرزش‌های کابین را کنترل کند. این لرزش‌ها شتاب‌های نوسانی را به کابین وارد می‌کنند که آرامش مسافر را برهم خواهد زد. برای جلوگیری از این لرزش‌ها از قانون امپدانس بر مبنای موقعیت که در بخش ۴-۱-۱ معرفی شده است، کمک گرفته ایم. پس از انتخاب مناسب پارامترهای امپدانس برای حفظ پایداری دینامیک‌های حلقه بسته با اندازه‌گیری تغییر وزن کابین و اعمال آن به ورودی قانون امپدانس جابجایی و شتاب کابین در شکل‌های (۵-۱۷) و (۵-۱۸) نشان داده شده است.



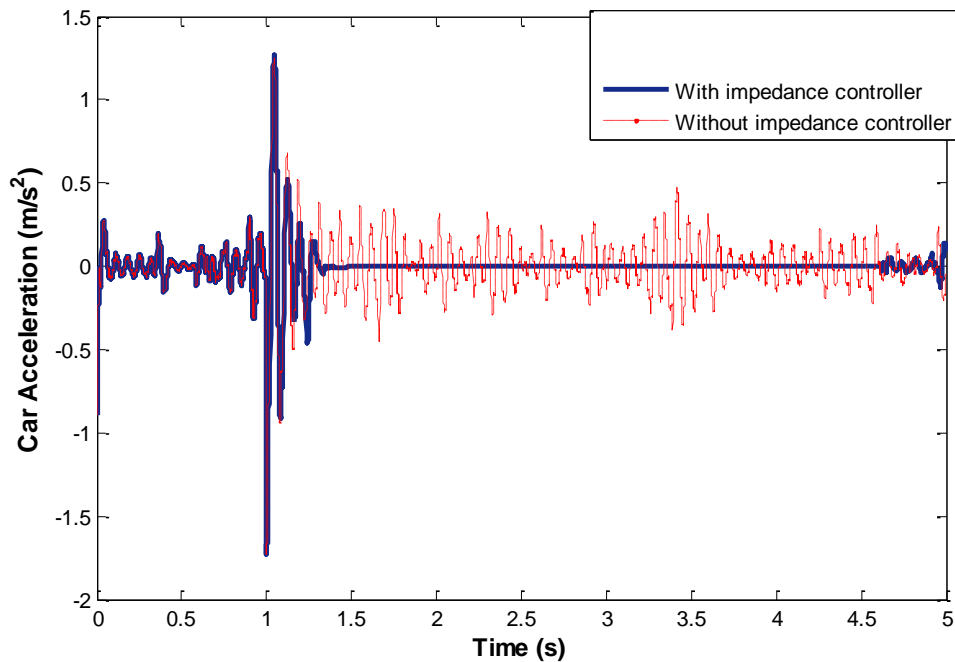
شکل (۵-۱۶) جابجایی کابین با قرار گرفتن بار در کابین پس از ثانیه اول



شکل (۵-۱۷) جابجایی کابین پس از اعمال قانون امپدانس با قرار گرفتن بار در کابین بعد از ثانیه اول

همان طور که مشاهده می شود قانون امپدانس لرزش های کابین را تا حد زیادی از بین برده و شتاب کابین پس از اعمال این قانون در زمان کوتاهی به نزدیک صفر خواهد رسید. البته برای این منظور کابین جابجایی نرمی نیز به سمت پایین داشته که با توجه به مقدار بسیار کم آن (در حدود یک

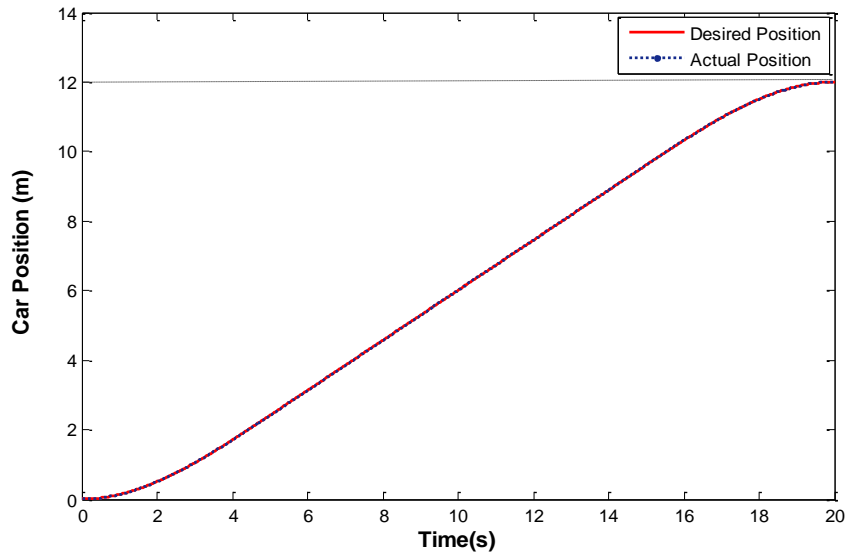
سانتی متر) قابل چشم پوشی است. باید توجه داشت که لرزشهای کوچک کابین پیش از ثانیه اول به علت مقدار اولیه ای است که برای کابین در نظر گرفته شده است.



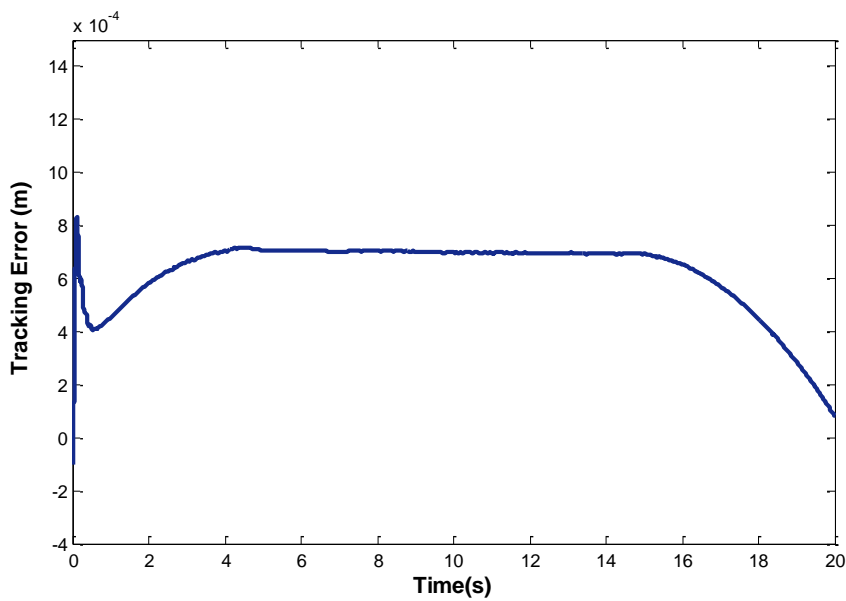
شکل (۵-۱۷) شتاب کابین قبل و بعد از اعمال قانون امپدانس با قرار گرفتن بار در کابین پس از ثانیه اول

### ۵-۱-۳ کنترل موقعیت به روش فازی تطبیقی مستقیم

پس از اعمال این کنترل کننده به سیستم بدون بار، مسیر و خطای ردگیری در شکل های (۵-۱۸) و (۵-۱۹) نشان داده شده است. همانطور که مشاهده می شود خطای ردگیری مقدار مناسب و قابل قبولی (در حدود ۰.۷ میلی متر) داشته و به سمت صفر میل می کند.



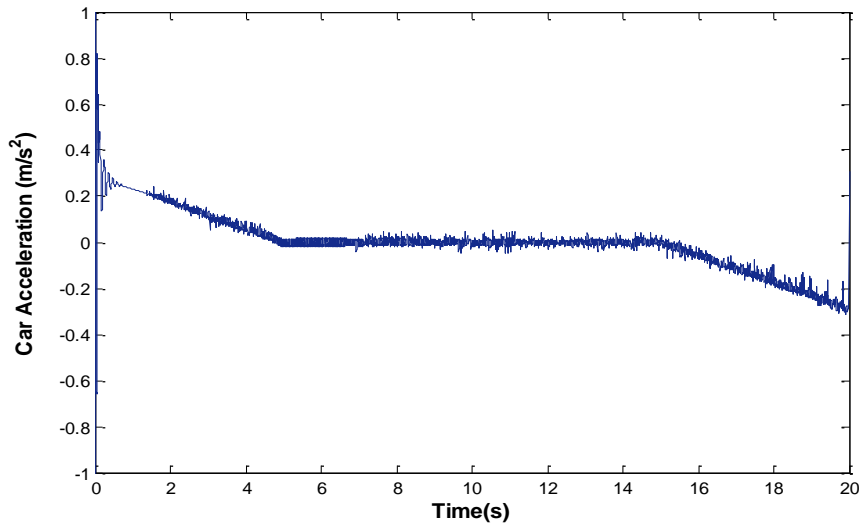
شکل (۱۸-۵) مسیر ردگیری با استفاده از کنترل کننده فازی تطبیقی مستقیم



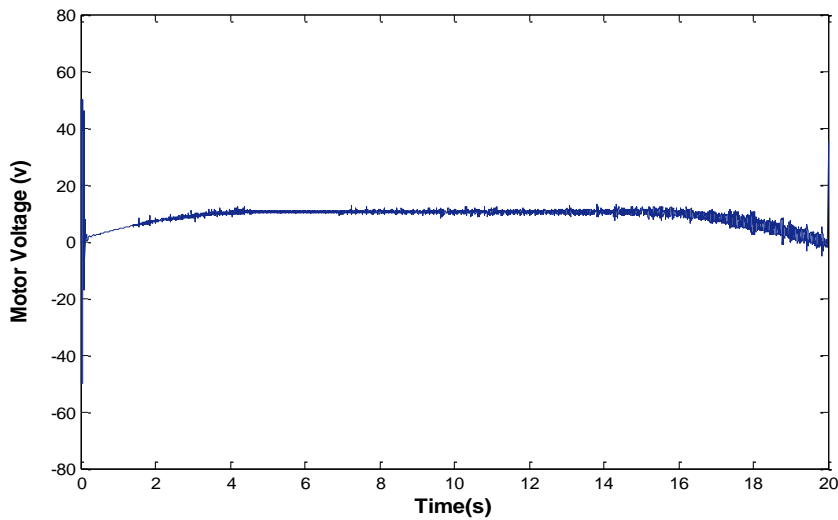
شکل (۱۹-۵) خطای ردگیری با استفاده از کنترل کننده فازی تطبیقی مستقیم

شتاب کابین ، ولتاژ موتور و نیروی اعمالی به سیلندر هیدرولیک نیز که در شکل های (۲۰-۵) ، (۲۱-۵) و (۲۲-۵) نشان داده شده است روند قبل قبولی دارند.

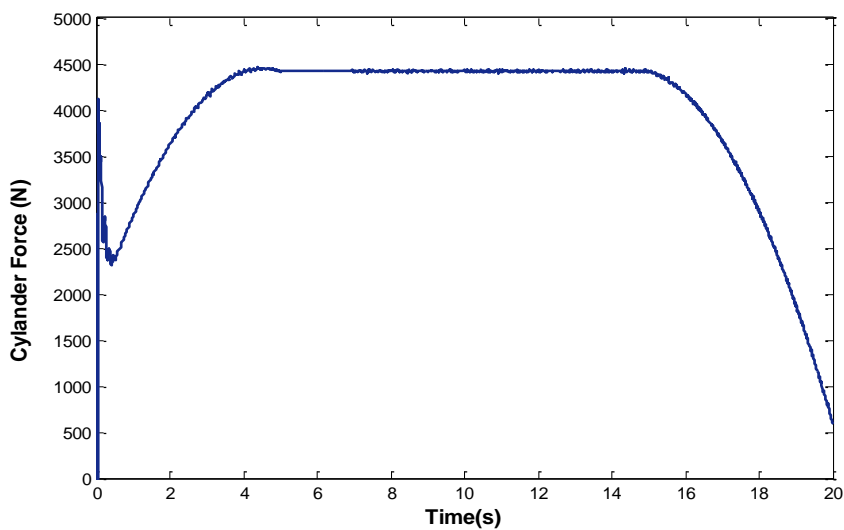




شکل (۲۰-۵) شتاب کابین با استفاده از کنترل کننده فازی تطبیقی مستقیم

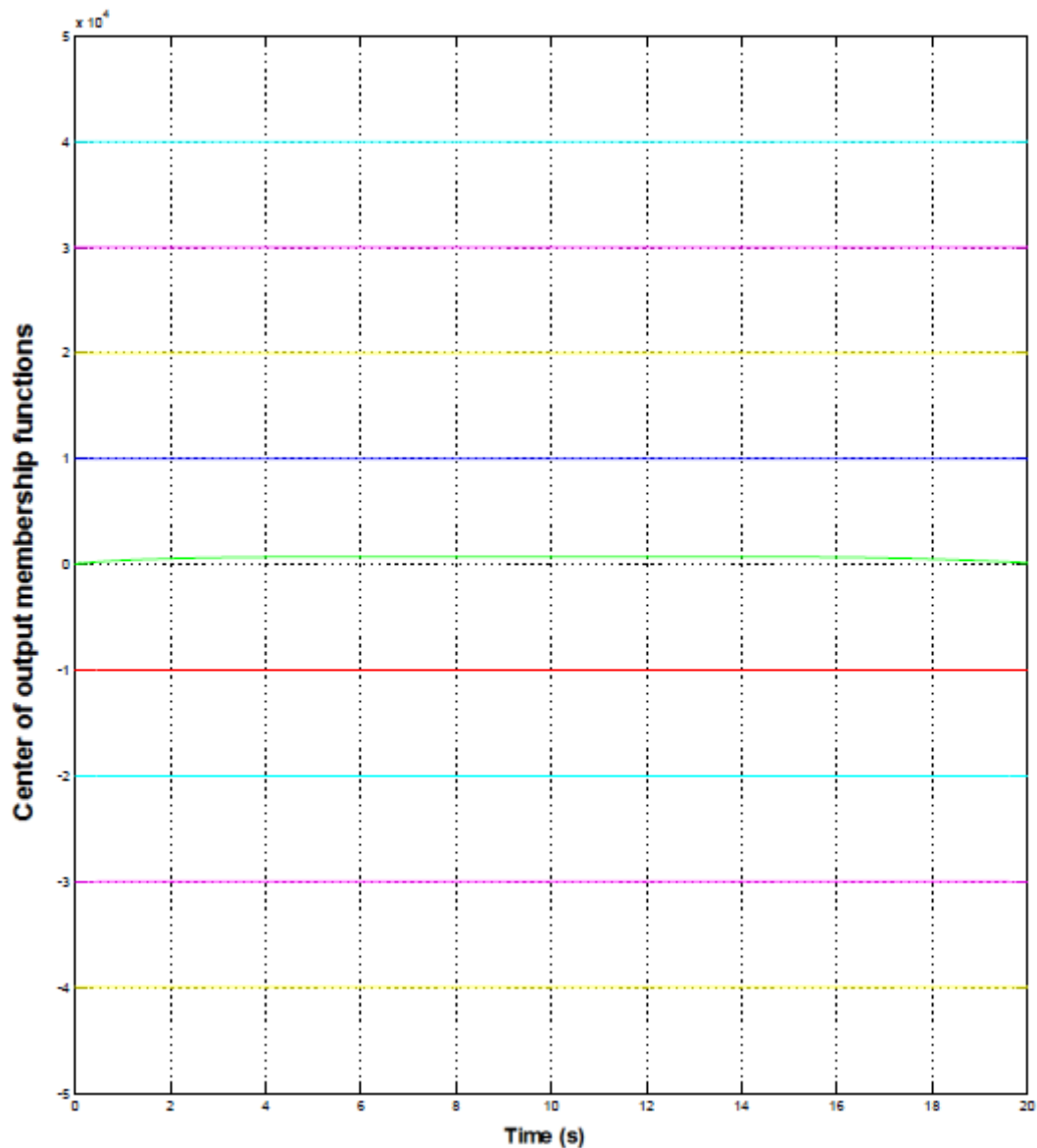


شکل (۲۱-۵) ولتاژ موتور با استفاده از کنترل کننده فازی تطبیقی مستقیم



شکل (۲۲-۵) نیروی اعمالی به سیلندر هیدرولیک با استفاده از کنترل کننده فازی تطبیقی مستقیم

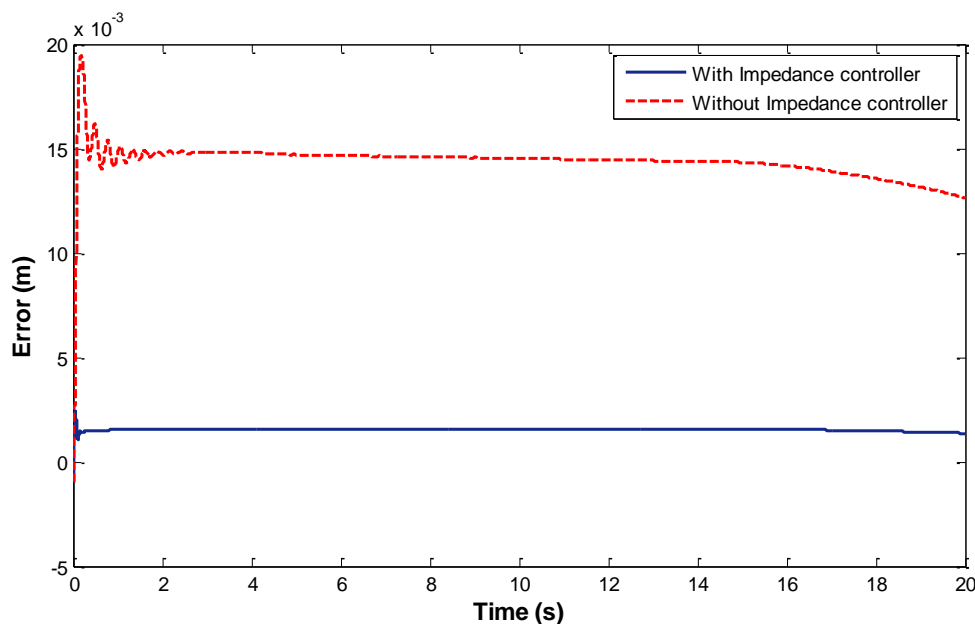
تغییرات مراکز توابع تعلق خروجی در شکل (۲۳-۵) نشان داده شده است. متغیر خروجی کنترل کننده نه تابع تعلق دارد که هر کدام فقط به یک قانون مربوط می‌شود. به علت انتخاب مقادیر اولیه مناسب، پارامترها به سرعت به مقدار مطلوب، همگرا می‌شوند. البته به علت مقادیر بزرگ پارامترها تغییرات مراکز توابع تعلق در شکل به وضوح دیده نمی‌شود.



شکل (۲۳-۵) تغییرات مراکز توابع تعلق خروجی سیستم فازی تطبیقی

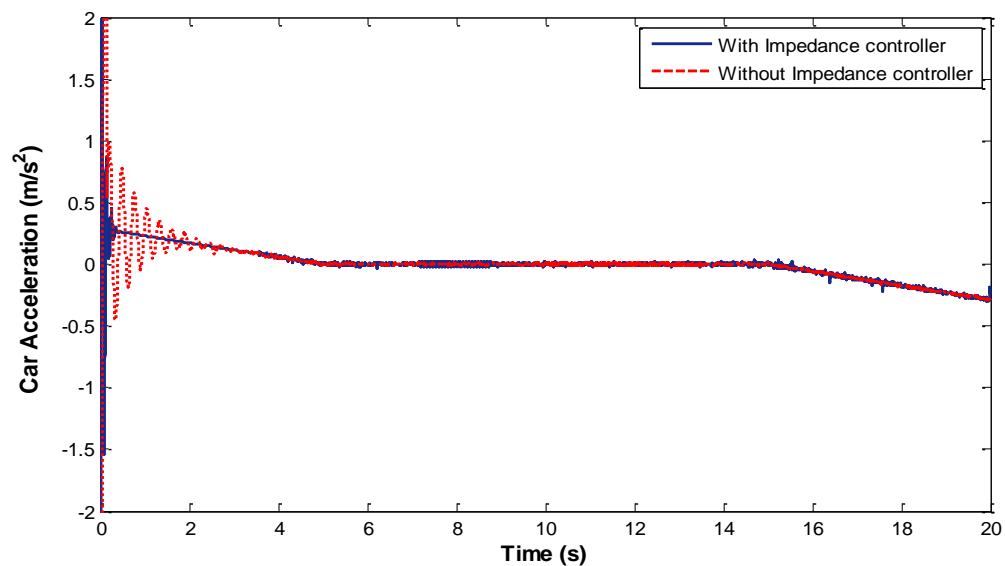
## ۵-۲-۱ اعمال قانون امپدانس به سیستم کنترل به منظور غلبه بر اغتشاش وزن بار

کنترل کننده فازی تطبیقی نیز مانند کنترل کننده فازی نظارتی توانایی بالایی در دفع اغتشاش تغییر بار کابین از خود نشان نمی دهد. نتایج نشان داده شده در شکل های این بخش گویای این مسأله می باشد. این بار هم با بکار گیری قانون امپدانس بر مبنای نیرو در بخش کنترلی سیستم اثر اغتشاش تغییر وزن کابین در عملکرد سیستم کنترل را به مقدار زیادی کاهش خواهیم داد. با انتخاب مناسب پارامترهای امپدانس خطای ردگیری پس از اعمال کنترل امپدانس به سیستم به صورت شکل (۵-۲۴) خواهد بود. بار کابین در این حالت ۲۰۰۰ کیلوگرم در نظر گرفته شده است. همان طور که پیش بینی می شد قانون امپدانس به مقدار زیادی افزایش خطای ناشی از تغییر وزن کابین را جبران کرده است. مقدار خطا بیش از ۱۳ برابر کاهش یافته است.



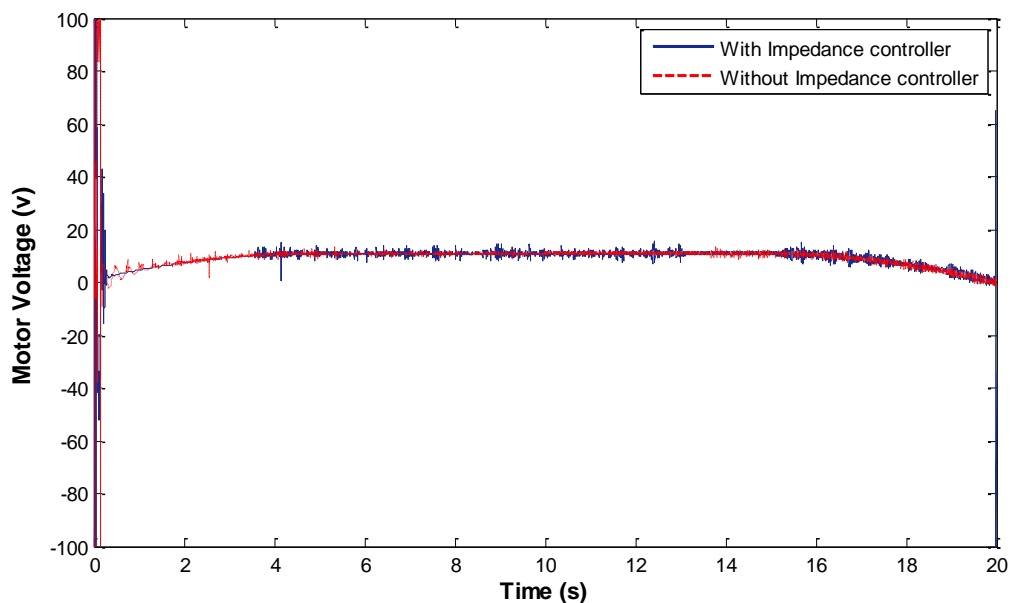
شکل (۵-۲۴) خطای ردگیری پیش از اعمال قانون امپدانس و پس از اعمال آن با استفاده از کنترل کننده فازی تطبیقی مستقیم

اثر عملکرد مطلوب قانون امپدانس در شتاب کابین در شکل (۵-۲۵) نشان داده شده است.

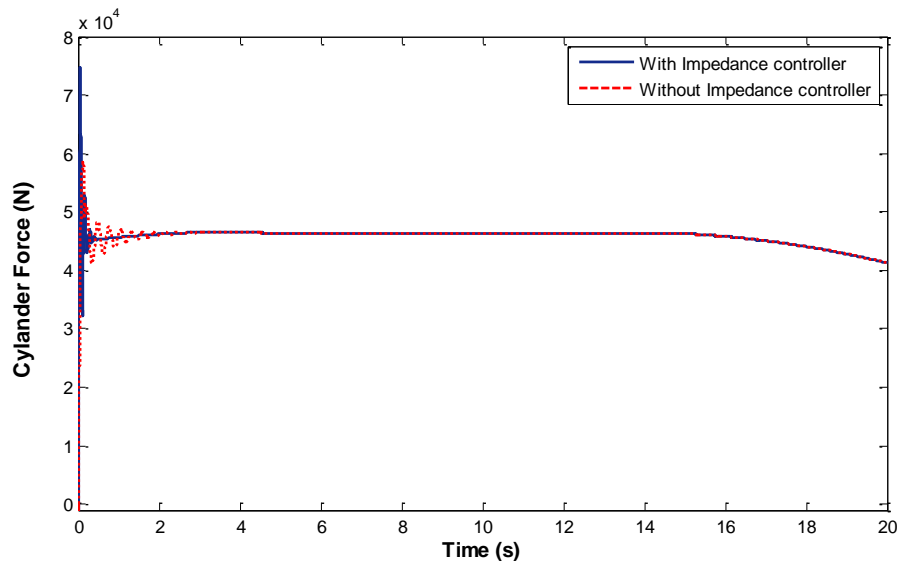


شکل (۲۵-۵) شتاب کابین پیش از اعمال قانون امپدانس و پس از اعمال قانون امپدانس با استفاده از کنترل کننده فازی تطبیقی مستقیم

اثر قانون امپدانس روی ولتاژ موتور و نیروی وارد بر سیلندر هیدرولیک نیز در شکل های (۲۶-۵) و (۲۷-۵) نشان داده شده است. دیده می شود که کنترل امپدانس نوسان های اولیه موجود در سیگنال نیرو را تا حد زیادی از بین می برد.



شکل (۲۶-۵) ولتاژ موتور پیش از اعمال قانون امپدانس و پس از اعمال قانون امپدانس با استفاده از کنترل کننده فازی تطبیقی مستقیم

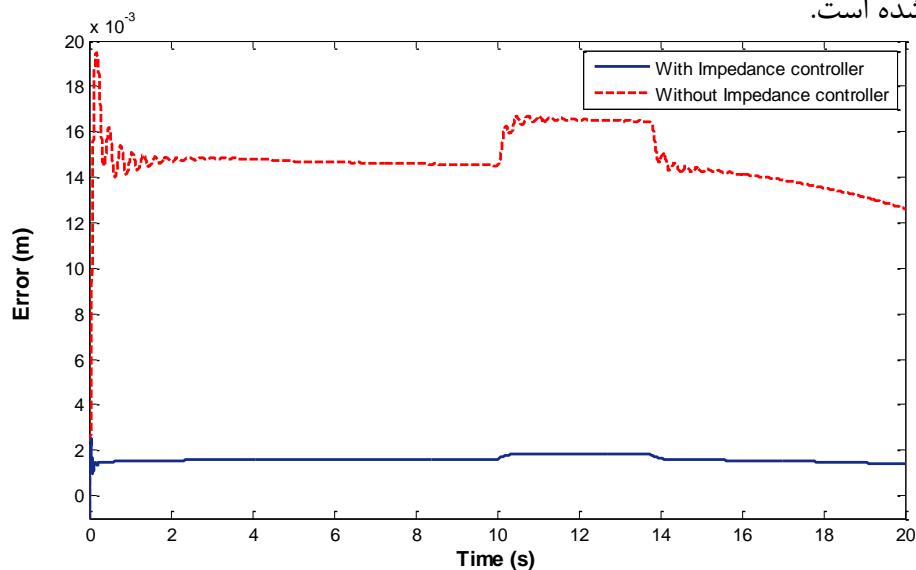


شکل (۵-۲۷) نیروی سیلندر قبل و بعد از اعمال قانون امپدانس با استفاده از کنترل کننده فازی تطبیقی مستقیم

### ۵-۲-۳ عملکرد قانون امپدانس در دفع اغتشاش خارجی

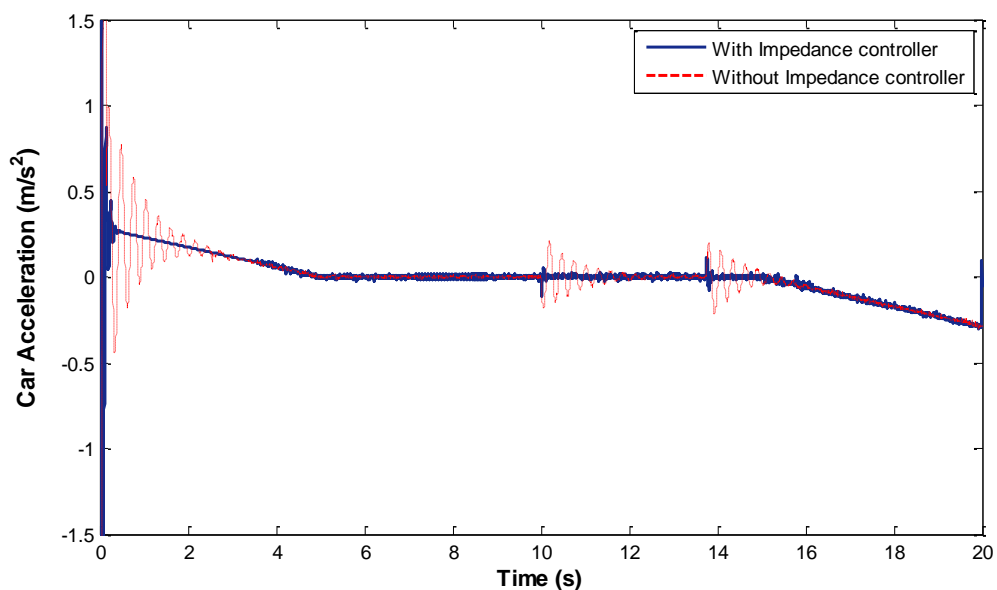
اغتشاش خارجی به صورت پالس به ورودی ولتاژ سیستم اعمال می‌شود. این اغتشاش، می‌تواند نماینده عدم قطعیت‌ها و اغتشاش‌های خروجی معمول باشد که به صورت جمع شونده در ورودی ظاهر شده است. پالس در ثانیه ۱۰، آغاز و در ثانیه ۱۴ تمام می‌شود. دامنه پالس برابر با ۱۵ ولت در نظر گرفته شده است. بار کابین همچنان ۲۰۰۰ کیلوگرم می‌باشد. خطای ردگیری در حضور قانون امپدانس بر مبنای نیرو و بدون حضور آن برای کنترل کننده فازی تطبیقی مستقیم در شکل (۵-۲۸)

نشان داده شده است.

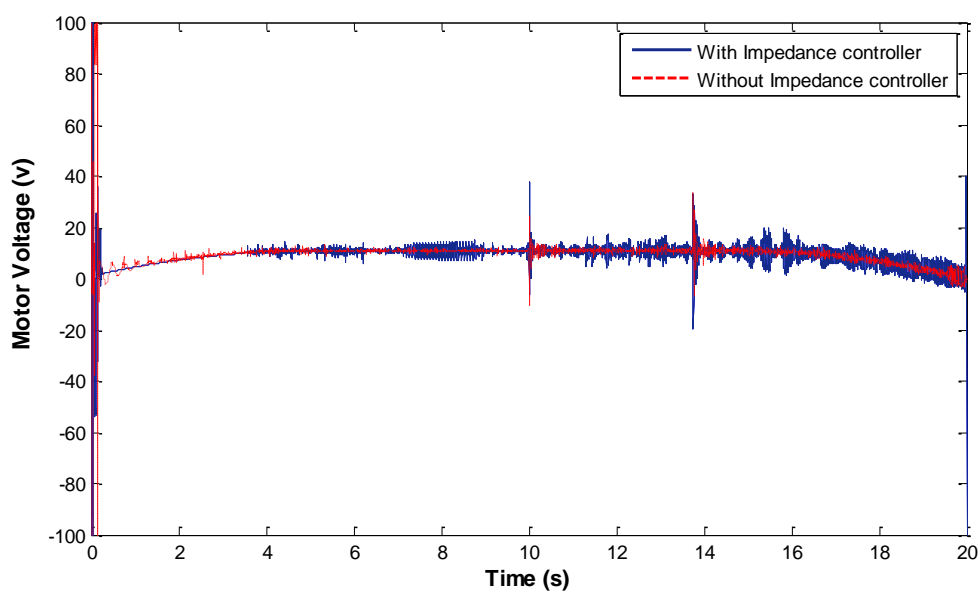


شکل (۵-۲۸) خطای ردگیری در حضور اغتشاش قبل و بعد از اعمال قانون امپدانس

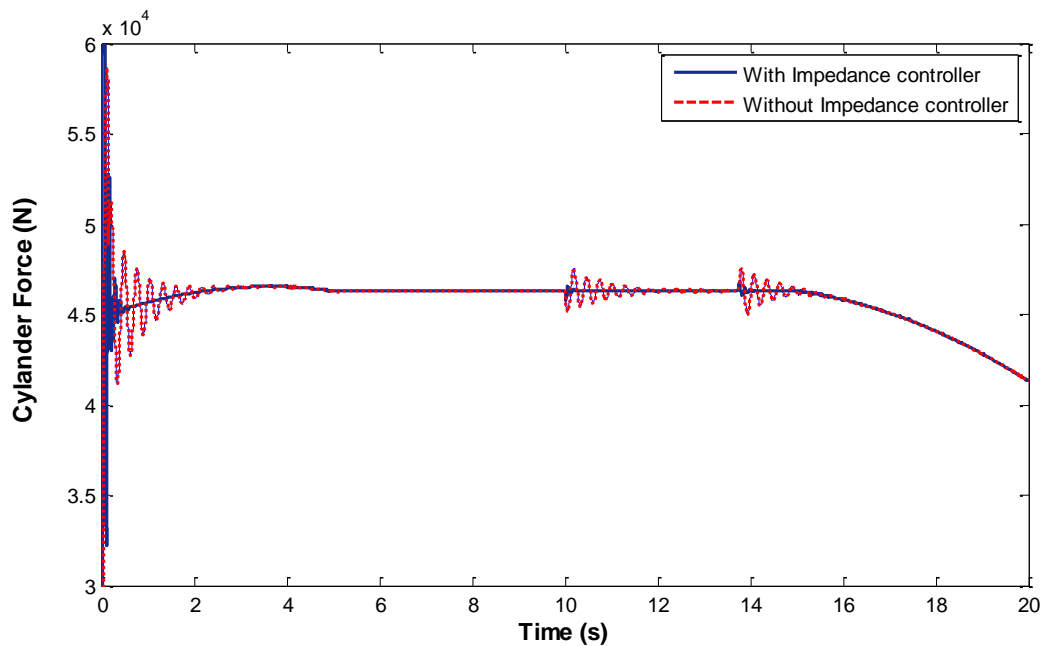
همانطور که انتظار می‌رفت قانون امپدانس عملکرد مؤثری نیز در دفع سریعتر اغتشاش خارجی با تغییر وزن کابین از خود نشان می‌دهد. شتاب کابین، ولتاژ موتور و نیروی سیلندر در شکل های (۵-۲۹)، (۵-۳۰)، و (۵-۳۱) نشان داده شده است.



شکل (۵-۲۹) شتاب کابین در حضور اغتشاش قبل و بعد از اعمال قانون امپدانس

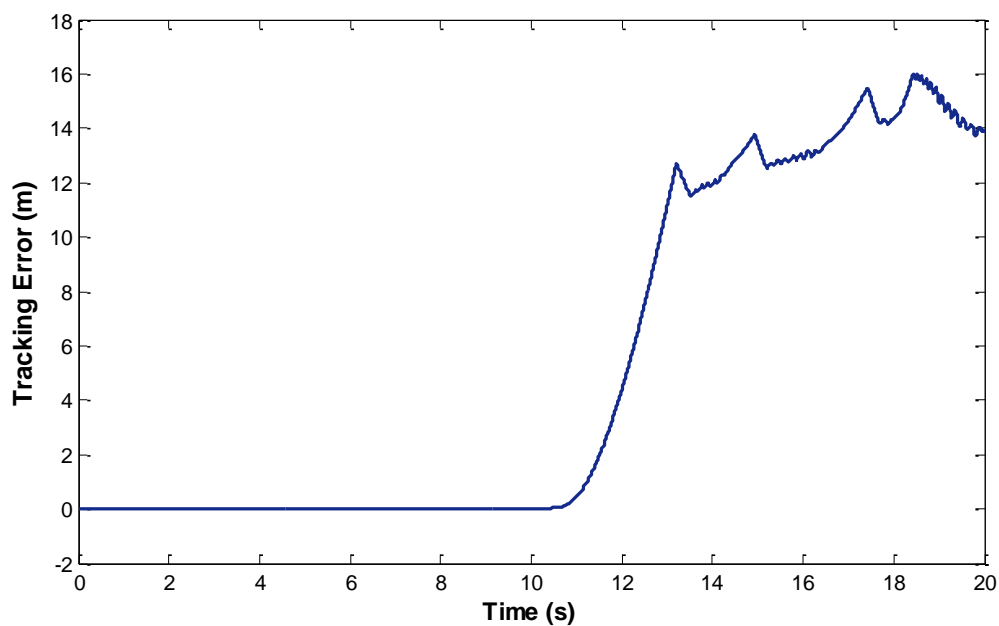


شکل (۵-۳۰) ولتاژ موتور در حضور اغتشاش خارجی قبل و بعد از اعمال قانون امپدانس

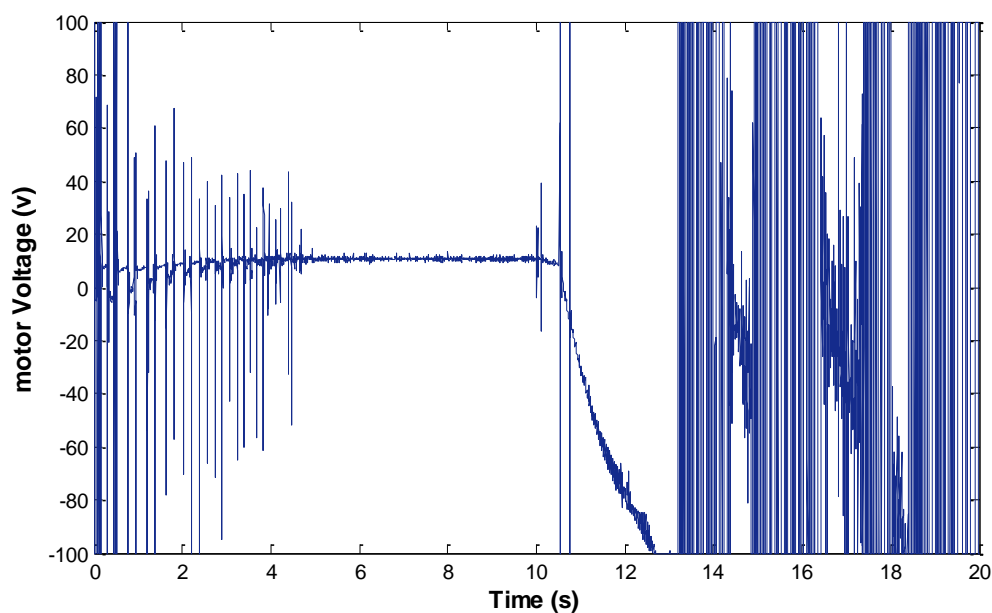


شکل (۳۱-۵) نیروی اعمالی به سیلندر هیدرولیک در حضور اغتشاش خارجی قبل و بعد از اعمال قانون امپدانس

حال اگر اغتشاش خارجی را به همان صورت پالس قبلی با دامنه‌ی ۱۵ ولت به ولتاژ سیستم و با کنترل کننده موقعیت فازی معمولی در حضور قانون امپدانس اعمال کنیم خطای ردگیری و ولتاژ موتور به صورت شکل های (۳۲-۵) و (۳۳-۵) خواهد بود.



شکل (۳۲-۵) خطای ردگیری در حضور اغتشاش خارجی در کنترل کننده فازی شبه  $PD$



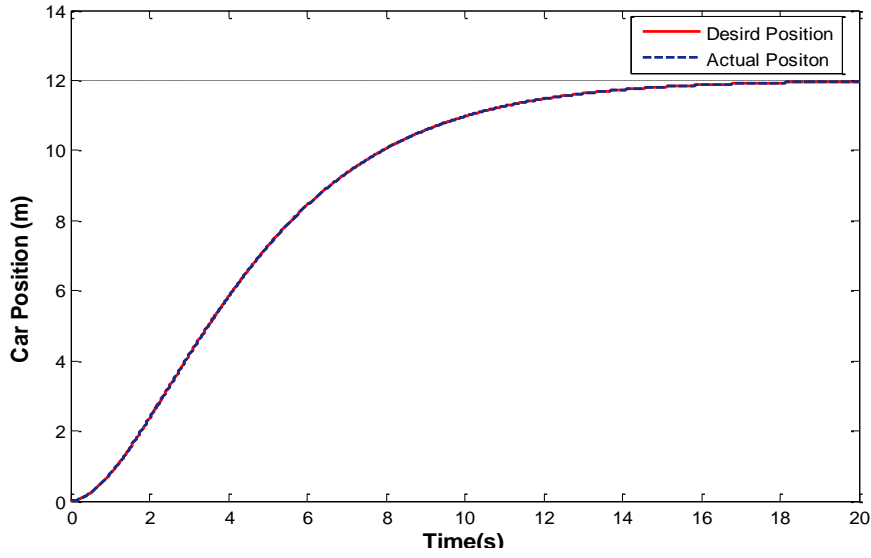
شکل (۳۳-۵) ولتاژ موتور در حضور اغتشاش خارجی در کنترل کننده فازی شبه  $PD$

همان طور که در شکل ها ملاحظه می شود سیستم پس از اعمال پالس در ثانیه دهم از ردگیری خارج شده و ناپایدار می گردد.

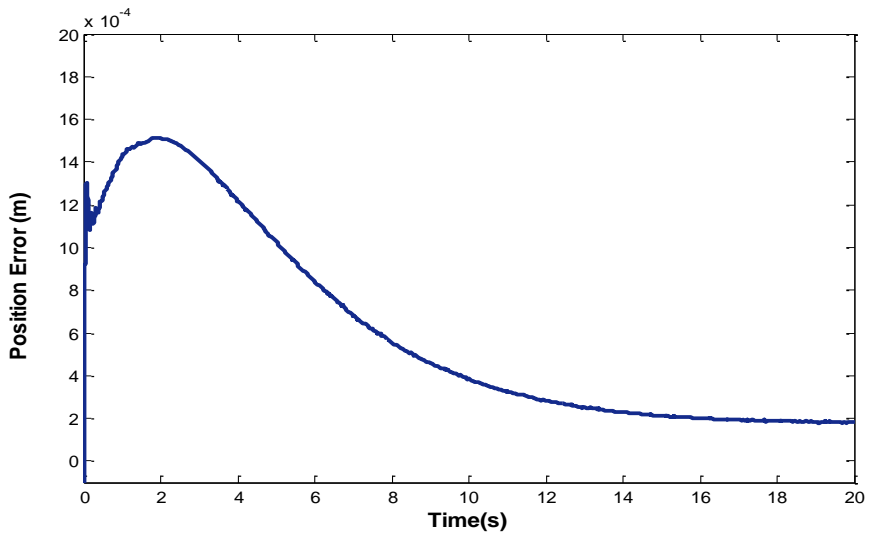
#### ۵-۲-۴ اعمال قانون امیدانس برای تولید سیگنال مرجع

نرم کردن ورودی به طور زیادی در عملکرد سیستم و شتاب کابین مؤثر خواهد بود. با انتخاب مناسب پارامتر های قانون امیدانس بر مبنای موقعیت بررسی شده در بخش ۴-۱-۱-۱ و صفر در نظر گرفتن نیروی ورودی قانون امیدانس می توان به راحتی مسیر نرمی را برای ورودی به وجود آورد. مسیر تولید شده پس از اعمال به سیستم کنترل موقعیت فازی تطبیقی دارای نتایج زیر خواهد بود.

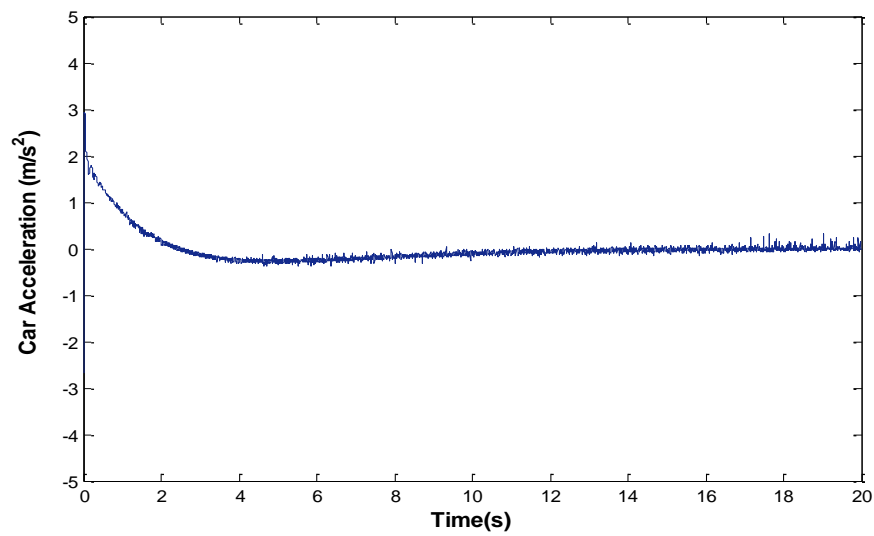




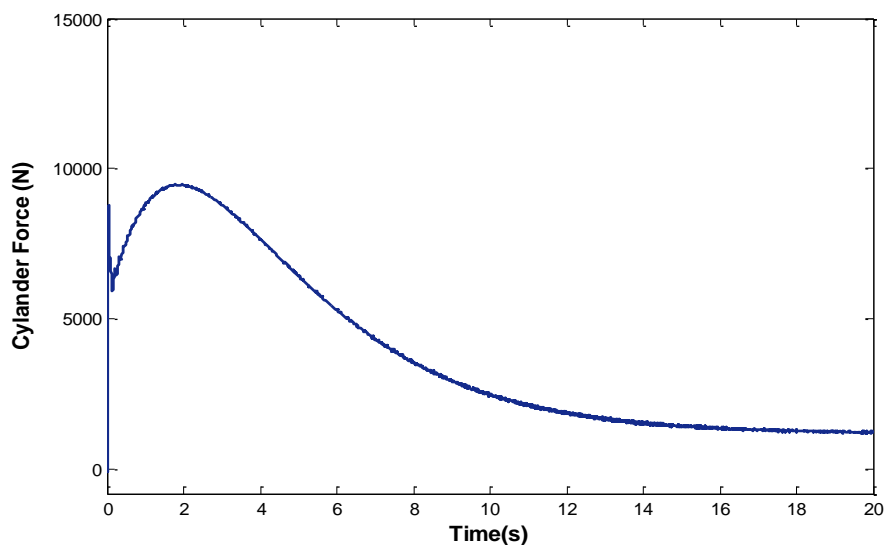
شکل (۳۴-۵) مسیر ردگیری



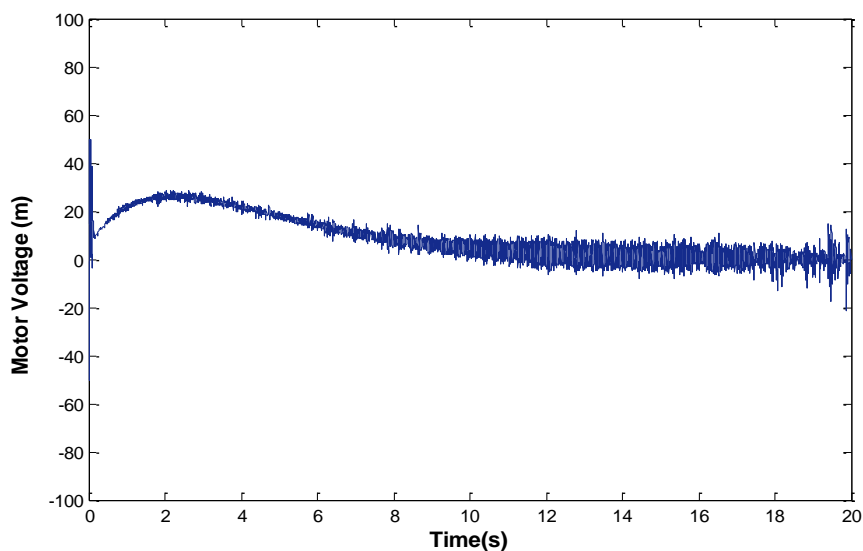
شکل (۳۵-۵) خطای ردگیری



شکل (۳۶-۵) شتاب کابین



شکل (۳۷-۵) نیروی سیلندر

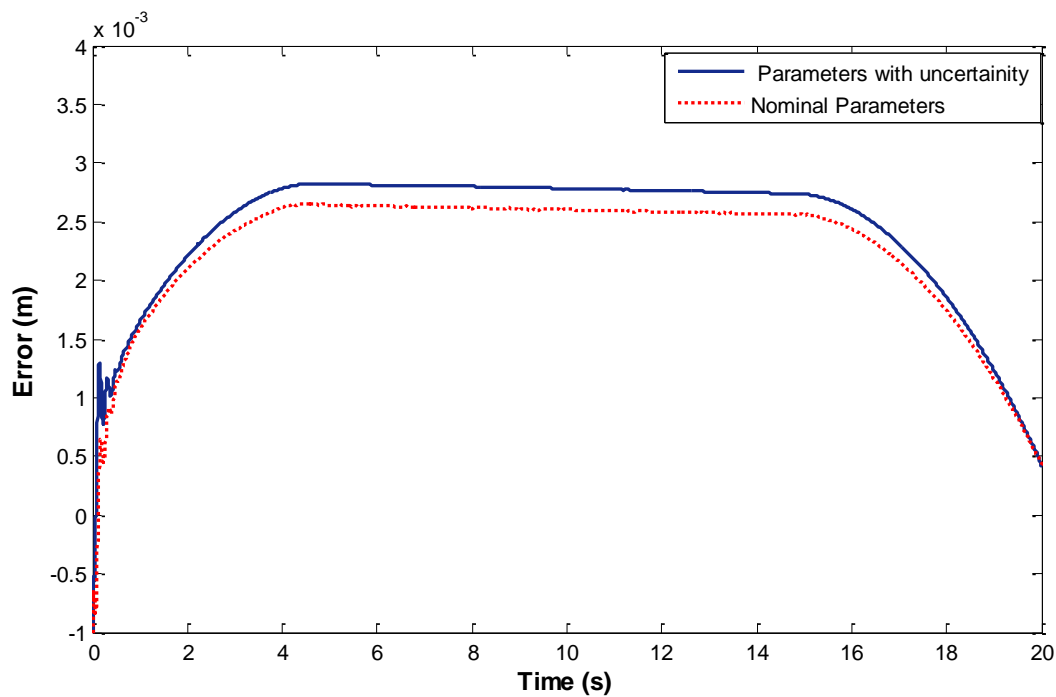


شکل (۳۸-۵) ولتاژ موتور

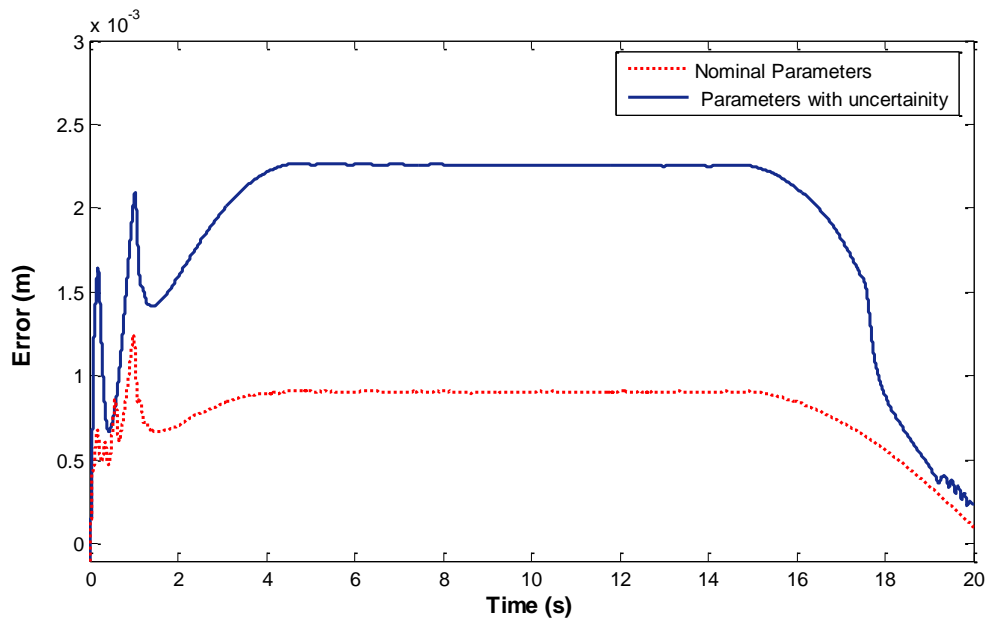
همانطور که در شکل های فوق مشاهده می شود مسیر مرجع تولید شده توسط بلوک امپدانس مسیر همواری بوده که موجب می شود سیگنال های کنترلی ولتاژ و نیرو نیز سیگنال های نرمی باشند. شتاب کابین نیز به آرامی کاهش یافته تا به صفر برسد. البته این مسیر در مقایسه با مسیر قبلی باعث می شود در ابتدای مسیر ( تا شش ثانیه اول ) ولتاژ و نیروی بیشتری به سیستم اعمال کنیم و بعد از آن ولتاژ و نیرو به آرامی کم شده تا سیستم متوقف شود.

## ۵-۲-۵ مقاوم بودن سیستم در مقابل عدم قطعیت پارامتری

برای بررسی مقاوم بودن سیستم در برابر دقیق نبودن پارامترهای مدل سیستم شرایط عدم قطعیت در مکانیک سیستم را در نظر می‌گیریم. برای بررسی دقیق نبودن مدل مکانیکی، عدم قطعیت را به پارامترهای سیستم از جمله  $C_{eq}$ ،  $K_{eq}$  با در نظر گرفتن حد بالای ۵۰ درصد اعمال می‌کنیم. ضریب اصطکاک سیلندر را نیز تا ۱.۵ برابر افزایش می‌دهیم. خطای ردیابی با استفاده از کنترل کننده های فازی شبه  $PD$  و فازی تطبیقی در شکل های (۵-۳۹) و (۵-۴۰) نشان داده شده است.



شکل (۵-۳۹) خطای ردگیری با استفاده از کنترل کننده فازی تطبیقی با اعمال عدم قطعیت های پارامتری برای سیستم



شکل (۴۰-۵) خطای ردگیری با استفاده از کنترل کننده فازی شبه  $PD$  با اعمال عدم قطعیت های پارامتری برای سیستم

همانطور که مشاهده می شود روش کنترل فازی تطبیقی مقاومت بیشتری نسبت به روش فازی شبه  $PD$  در برابر عدم قطعیت ها از خود نشان می دهد. البته طراحی کنترل کننده ها به صورتی بوده که خطای ردگیری کنترل کننده فازی شبه  $PD$  کمتر از فازی تطبیقی مستقیم شده ولی تغییر پاسخ در حالت اعمال عدم قطعیت در مقایسه با حالت پارامترهای نامی قبلی در کنترل کننده فازی شبه  $PD$  بیشتر می باشد.

فصل ششم  
نتیجه گیری

## ۶-۱ جمع‌بندی و نتیجه‌گیری

در این پایان‌نامه به بررسی کنترل موقعیت آسانسور هیدرولیکی در حضور اغتشاشات خارجی از جمله تغییر وزن بار و عدم قطعیت‌های موجود پرداختیم. دیدیم که تغییر وزن بار در هنگام توقف یا حرکت آسانسور از چالش‌هایی است که کنترل‌کننده‌های غیرمقاومی همچون کنترل‌کننده‌های فازی به تنهایی قادر به رویارویی با آن نمی‌باشند. ایده‌ی کنترل امپدانس برای دفع اغتشاش وزن بار در سیستم آسانسور برای اولین بار در این پژوهش ارائه شده است. قانون امپدانس برای تولید سیگنال مرجع ردگیری نیز به کار گرفته شد که به سادگی و با انتخاب ضرایب مناسب امپدانس مسیر نرمی را به وجود خواهد آورد. سادگی، مستقل از مدل بودن و عمومیت عملکرد از جمله ویژگی‌های مهم این قانون کنترل می‌باشد. کنترل امپدانس را با دو حلقه‌ی کنترلی نیرو و موقعیت پیاده‌سازی کردیم. در حلقه کنترل موقعیت عملکرد کنترل‌کننده‌های PID فازی، فازی شبه PD و فازی تطبیقی مورد بررسی قرار گرفت و در حلقه نیرو از خطی‌سازی فیدبکی جهت حذف دینامیک‌های غیرخطی محرک هیدرولیکی استفاده شد. نتایج شبیه‌سازی نشان داد سیستم در کنترل موقعیت به روش PID فازی رفتار مناسبی از خود نشان نمی‌دهد در حالیکه کنترل‌کننده‌های فازی شبه PD و فازی تطبیقی در حالت بدون بار از عملکرد مطلوبی برخوردار می‌باشند. با اضافه شدن وزن بار به سیستم کنترل‌کننده‌های مذکور عملکرد مطلوب اول را از دست می‌دهند. نتایج شبیه‌سازی‌ها نشان می‌دهد که قانون کنترل امپدانس به طور زیادی عملکرد سیستم را در این شرایط بهبود می‌بخشد. کنترل‌کننده فازی تطبیقی به همراه قانون کنترل امپدانس در دفع اغتشاش خارجی اعمال شده عملکرد مناسبی از خود نشان داد. اگرچه کنترل‌کننده فازی شبه PD با قرارگیری در معرض اغتشاش نسبتاً بزرگی که به ورودی کنترلی وارد شد ناپایدار گردید. همچنین در شرایط عدم قطعیت پارامتری کنترل فازی تطبیقی عملکرد مناسبی داشت درحالی‌که کنترل‌کننده فازی شبه PD در مقابل عدم قطعیت‌های پارامتری مقاوم نبود.

## ۶-۲ پیشنهادات

در این بخش با توجه به پیش زمینه ای که در این پایان نامه در مورد به کار گیری متفاوت کنترل امپدانس به همراه دیگر حلقه های کنترلی سیستم، حاصل شد به منظور ارائه راهکار برای محققین بعدی، پیشنهادات زیر بیان می شود :

- پارامترهای امپدانس می توانند به وسیله الگوریتم های بهینه سازی به صورت آنلاین یا آفلاین به طور بهینه تنظیم شوند.
- با توجه به وابستگی روش خطی ساز فیدبکی به مدل هیدرولیک می توان از یک حلقه ی خارجی مقاوم برای غلبه بر عدم قطعیت های پارامتری در بخش هیدرولیک سیستم، بهره برد.
- با توجه به مسئله ناپایداری کنترل فازی شبه PD در برابر برخی اغتشاشات خارجی می توان از ایده کنترل های نظارتی جهت تضمین پایداری سیستم استفاده کرد.

- [1] Teramoto, T., & Nakamura, I. (1997). "High-accuracy car level compensation device for a hydraulic elevator". Transactions of the Japan Society of Mechanical Engineers, Series C, 63(611), 2321–2328.
- [2] Newell, D. P., Sain, M. K., Quast, P., Dai, H., & Spencer, B. F. (1995). "Nonlinear Modeling and Control of a Hydraulic Seismic Simulator". Proceedings American Control Conference, pp. 801-805.
- [3] Sohl, G. A., & Bobrow, J. E. (1999). "Experiments and simulations on the nonlinear control of a hydraulic servo system". IEEE Transactions on Control Systems Technology, 7(2), 238–247.
- [4] Maneetham, D., Afzulpurkar, N. (2010). "Modeling, simulation and control of high speed nonlinear hydraulic servo system". World Journal of Modelling and Simulation, Vol. 6, No. 1, pp. 27-39.
- [5] Jovanovic, M. (2002). "Nonlinear Control of an Electrohydraulic Velocity Servosystem". Proceeding of the American Control Conference, vol.1, pp. 588-593, Anchorage, Ak.
- [6] Sirouspour, M. R., Salcudean, S. E. (2000). "On the Nonlinear Control of Hydraulic Servo-Systems". ICRA, pp. 1276-1282, San Francisco, CA, USA.
- [7] Yu, H., Feng, Z.-jin & Wang, X.-yong. (2004). "Nonlinear control for a class of hydraulic servo system" Journal of Zhejiang University Science, 5(11), pp.1413-1417.
- [8] Chen, J., Dixon, W. E., Wagner, J. R., Dawson D. M. (2002). "Exponential Tracking Control of a Hydraulic Proportional Directional Valve and Cylinder via Integrator Backstepping". ASME 2002 International Mechanical Engineering Congress and Exposition (IMECE2002), pp. 895-906, New Orleans, Louisiana, USA.
- [9] Sha, D., Bajic, V.B., Yang, H. (2002). "New model and sliding mode control of hydraulic elevator velocity tracking system". Simul. Pr. Theory, pp. 365-385.



[10] Antić, D., Nikolić, V., Mihajlov, M., Aleksić, K. (2001). "Sliding mode control with fuzzy tuning for position tracking of an electro-hydraulic actuator". Proceedings of the seventh international SAUM conference, pp. 41-46, Vrnjačka Banja.

[11] Avila, M. A., Loukianov, A. G., & Sanchez, E. N. (2004). "Electro-hydraulic actuator trajectory tracking". Proceedings of the American Control Conference (AAC'04), pp. 2603–2608, Boston, Mass, USA.

[12] Yao, B., Fanping, B., Reedy, J., & Chiu, G. (2000). "Adaptive robust motion control of single-rod hydraulic actuators: theory and experiments". IEEE-ASME Transactions on Mechatronics, 5(1), pp. 79–91.

[13] Yun, S., Cho, H. S. (1991). "Application of an adaptive model following control technique to a hydraulic servo system subjected to unknown disturbances". Trans. ASME, J. Dyn. Syst., Meas., Control 113, pp. 479–486.

[14] Kim, C.S. (2000). M.Sc. thesis, "A nonlinear robust control for a hydraulic elevator". School of Mechanical and Aerospace Engineering, Seoul National University, Korea.

[15] Kim, C.S., Hong, K.S., Kim, M.K. (2005). "Nonlinear Robust Control of a Hydraulic Elevator: Experiment-Based Modeling and Two-Stage Lyapunov Redesign". Control Engineering Practice, Vol 13, pp. 789-803.

[16] Ott, C. (2008). "Cartesian Impedance Control of Redundant and Flexible-Joint Robots". Series: Springer Tracts in Advanced Robotics, Vol. 49, Springer, US.

[17] Fateh, M. M. (2005). "Fuzzy impedance control to perform quick robotic tasks". International Congress on Manufacturing Engineering, Tehran, Iran.

[18] Cheah, C.C., Wang, D. (1995). "Learning impedance control for robotic manipulators". IEEE International Conference on Robotics and Automation, vol.2, pp.2150-2155, Nagoya, Japan.

[19] Lippiello, V., Siciliano, B., & Villani, L. (2007). "A Position-Based Visual Impedance Control for Robot Manipulators". Proc. ICRA, pp.2068-2073.

- [19] Almeida, F., Lopes, A., Abreu, P. "Force-Impedance Control: a new control strategy of robotic manipulators". IIDMEC - Pólo FEUP, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, Rua dos Bragas, Portugal.
- [20] Fateh, M. M. (2010). "Robust fuzzy control of electrical manipulators". *Journal of Intelligent and Robotic Systems*, 60(3-4), 415-434.
- [21] Hogan, N. (1985). "Impedance control: an approach to manipulation", parts I, II, III. *ASME Transactions Journal of Dynamic Systems and Measurement Control*, 107(1), 1–24.
- [22] Huang, L., Ge, S.S., & Lee, T.H. (2004). "An Adaptive Impedance Control Scheme for Constrained Robots". *Int. J. Comput. Syst. Signal*, pp.17-26.
- [23] Fateh, M. M. (2010). "Robust impedance control of a hydraulic suspension system". *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 20(8), 858–872.
- [24] Fateh, M. M., Alavi, S. S. (2009). "Impedance control of an active suspension system". *Mechatronics*, 19, 134–140.
- [25] Shibata, M., Murakami, T., Ohnishi, K. (1996). "A unified approach to position and force control by fuzzy logic". *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 43, no. 1, pp. 81-87.
- [ 26] Yueyan, C., Ji, Z., Bidou, W., & Shuang, H. (2005). "High precision fuzzy impedance control of free-form surfaces polishing robotic arm based on position control". *AIM 2005*, pp. 819-824, 24-28.
- [27] Kang, Sang Hoon., Jin, Maolin., Chang, Pyung Hun. (2009). "A Solution to the Accuracy/Robustness Dilemma in Impedance Control". *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, Vol.14, No.3, pp.282-294.
- [28] Xu, G., Song, A. (2008). "Fuzzy Variable Impedance Control for Upper-Limb Rehabilitation Robot" *fskd*, vol. 3, pp.216-220.
- [29] Mamdani, E. H. (1974). "Application of fuzzy algorithms for control of simple dynamic plant". *Proceedings of IEEE*, 121(12), 1585–1588.

- [30] Jianwei, Y., Min, L., Jie, L. (2009). "Simulation of Hydraulic Semi-Active Suspension System Based on the Adaptive Fuzzy Control". ICICTA '09, Vol. 2, pp. 232-235, Washington, DC, USA.
- [31] Labiod, S., Guerra, T. (2007). "Adaptive fuzzy control of a class of SISO nonaffine nonlinear systems". Fuzzy Sets and Systems, 158.10: pp. 1126-1137.
- [32] Cho, Young-Wan., Ki-Sung Seo, Hee-Jin Lee. (2007). "A Direct Adaptive Fuzzy Control of Nonlinear Systems with Application to Robot Manipulator Tracking Control". International Journal Of Control Automation And Systems, 5.6: pp. 630-642.
- [33] Ruiz, F. R., Valenzuela, O. (2006). "Adaptive fuzzy controller: Application to the control of the temperature of a dynamic room in real time". Fuzzy Sets and Systems, pp. 2241-2258.
- [34] Xu bing, Yang jian, Yang Huayong. (2005). "Comparison of energy-saving on the speed control of VVVF hydraulic elevator with and without pressure accumulator". Mechatronics, Vol. 15, No. 10, pp. 1159-1174.
- [35] Yang Huayong, Yang Jian, Xu Bing. (2004). "Computational simulation and experimental research on speed control of VVVF hydraulic elevator". Control Engineering Practice, Volume 12, Issue 5, pp. 563-568.
- [36] Armstrong-Helouvry, B., Dupont, P., Canudas de Wit, C. (1994). "A survey of analysis tools and compensation methods for the control of machines with friction". Automatica, 30, 1083-1138.
- [37] Canudas de Wit, C., Lischinsky, P. (1997). "Adaptive friction compensation with partially known dynamic friction model". Int. J. Adaptive Control Signal, Proc. 11, pp. 65-80.
- [38] Lischinsky, P., Canudas-de-Wit, C., Morel, G. (1999). "Friction compensation for an industrial hydraulic robot". IEEE Control Syst. Mag, 19 (1), pp. 25-32.

[39] ژان - ژاک ا. اسلوتین، وایپینگ لی، (۱۳۸۲) "کنترل غیر خطی کاربردی" محمدرضا هاشمی گلپایگانی، منوچهر احمدوند، امیر همایون جعفری، چاپ دوم، مرکز نشر دانشگاهی، تهران، ص ۲۴۵-۲۵۱ و ص ۲۷۸-۲۸۹.

[40] Khalil, H. K.(2002). “Nonlinear Systems”, 3rd edition, Prentice Hall, Upper Saddle River, New Jersey.

[41] مارک اسپانگ، ویدیا ساگار، (۱۳۸۳) "کنترل و دینامیک ربات" چاپ دوم، محمدمهدی فاتح، انتشارات دانشگاه صنعتی شاهرود، شاهرود، ص ۲۹۸-۳۰۳ و ص ۳۱۶.

[42] لی وانگ، (۱۳۷۸) "سیستمهای فازی و کنترل فازی" محمد تشنه لب، نیما صفاریپور، داریوش افیونی، چاپ پنجم، انتشارات دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی، تهران، ص ۳۱۵-۳۲۵ و ص ۳۸۴-۳۹۰.

[43] Kamal Mapar, K. (1996). MSc Thesis, “Impedance control”. Mechanical Engineering department, San Jose State University, CA, USA.

در مدل دقیق مکانیک آسانسور ماتریس  $A_f$  به صورت زیر تعریف می‌شود

$$A_f = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ a_{2,1} & a_{2,2} & a_{2,3} & a_{2,4} & a_{2,5} & a_{2,6} & 0 & 0 & a_{2,9} & a_{2,10} & a_{2,11} & a_{2,12} & a_{2,13} & a_{2,14} \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ a_{4,1} & a_{4,2} & a_{4,3} & a_{4,4} & a_{4,5} & a_{4,6} & a_{4,7} & a_{4,8} & a_{4,9} & a_{4,10} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ a_{6,1} & a_{6,2} & a_{6,3} & a_{6,4} & a_{6,5} & a_{6,6} & a_{6,7} & a_{6,8} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a_{8,3} & a_{8,4} & a_{8,5} & a_{8,6} & a_{8,7} & a_{8,8} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ a_{10,1} & a_{10,2} & a_{10,3} & a_{10,4} & a_{10,5} & a_{10,6} & 0 & 0 & a_{10,9} & a_{10,10} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ a_{12,1} & a_{12,2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a_{12,9} & a_{12,10} & a_{12,11} & a_{12,12} & a_{12,13} & a_{12,14} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ a_{14,1} & a_{14,2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a_{14,11} & a_{14,12} & a_{14,13} & a_{14,14} \end{bmatrix}$$

به طوری که:

$$\begin{aligned} a_{2,1} &= -(K_{j1} + K_{j2} + K_{j3} + K_{j4})/650, \quad a_{2,2} = -(C_{j1} + C_{j2} + C_{j3} + C_{j4} + C_j)/650 \\ a_{2,3} &= K_{j1}/650, \quad a_{2,4} = C_{j1}/650, \quad a_{2,5} = K_{j1}r_{c1}/650, \quad a_{2,6} = C_{j1}r_{c1}/650 \\ a_{2,9} &= 3.69e^{-4}(-K_{j1} + K_{j2}), \quad a_{2,10} = 3.69e^{-4}(-C_{j1} + C_{j2}), \quad a_{2,11} = 4.33e^{-4}(-K_{j2} + K_{j3}) \\ a_{2,12} &= 4.33e^{-4}(-C_{j2} + C_{j3}), \quad a_{2,13} = 3.69e^{-4}(-K_{j3} + K_{j4}), \quad a_{2,14} = 3.69e^{-4}(-C_{j3} + C_{j4}) \\ a_{4,1} &= K_{j1}/650, \quad a_{4,2} = K_{j1}/650, \quad a_{4,3} = -(K_{j1} + K_b)/1538 \\ a_{4,4} &= -(C_{j1} + C_b + C_c)/1538, \quad a_{4,5} = -1.56e^{-4}K_{j1}, \quad a_{4,6} = -1.56e^{-4}C_{j1} \\ a_{4,7} &= 1.56e^{-4}K_b, \quad a_{4,8} = 1.56e^{-4}C_b, \quad a_{4,9} = 1.56e^{-4}K_{j1}, \quad a_{4,10} = 1.56e^{-4}C_{j1} \\ a_{6,1} &= 0.162K_{j1}, \quad a_{6,2} = 0.162C_{j1}, \quad a_{6,3} = -0.162K_{j1}, \quad a_{6,4} = -0.162C_{j1} \\ a_{6,5} &= -0.039(K_{j1} + K_{cb}), \quad a_{6,6} = -0.039(C_{j1} + C_{cb}), \quad a_{6,7} = 0.039K_{cb} \\ a_{6,8} &= 0.039C_b, \quad a_{8,3} = 0.162K_c, \quad a_{8,4} = 0.162C_c, \quad a_{8,5} = 0.039K_{cb}, \quad a_{8,6} = 0.039C_{cb} \\ a_{8,7} &= -0.039(K_b + K_{cb}), \quad a_{8,8} = -0.039(C_b + C_{cb}), \quad a_{10,1} = 0.162(-K_{j1} + K_{j2}) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
a_{10,2} &= 0.162(-C_{j1} + C_{j2}) , a_{10,3} = 0.162K_{j1} , a_{10,4} = 0.162C_{j1} , a_{10,5} = 0.039K_{j1} \\
a_{10,6} &= 0.039C_{j1} , a_{10,9} = -0.039(K_{j1} + K_{j2}) , a_{10,10} = -0.039(C_{j1} + C_{j2}) \\
a_{12,1} &= 0.117(-K_{j2} + K_{j3}) , a_{12,2} = 0.117(-C_{j2} + C_{j3}) , a_{12,9} = 0.021K_{j2} \\
a_{12,10} &= 0.021C_{j2} , a_{12,11} = -0.0328(K_{j2} + K_{j3}) , a_{12,12} = -0.0328(C_{j2} + C_{j3}) \\
a_{12,13} &= 0.02811K_{j3} , a_{12,14} = 0.0281C_{j3} , a_{14,1} = 0.162(-K_{j3} + K_{j4}) \\
a_{14,2} &= 0.162(-C_{j3} + C_{j4}) , a_{14,11} = 0.0493K_{j3} , a_{14,12} = 0.0493C_{j3} \\
a_{14,13} &= -0.0138(K_{j3} + K_{j4}) , a_{14,14} = -0.0138(C_{j3} + C_{j4})
\end{aligned}$$

از آنجایی که ثابت فنر و ضریب میرایی به طول هر قسمت از کابل بستگی دارد، می توان روابط زیر را به دست آورد:

$$\begin{aligned}
K_{j1} &= E/L_{j1} , K_{j2} = E/L_{j2} , K_{j3} = E/L_{j3} , K_{j4} = E/L_{j4} , K_{cb} = E/L_{cb} \\
K_b &= 1.47e^5 E/L_b(E/L_b + 1.47e^5) , E = 0.2753e^{10} , C_{cb} = 2\zeta\sqrt{K_{cb}M_c/2} \\
C_b &= 2\zeta\sqrt{K_bM_c/2} , C_{j1\dots4} = 2\zeta\sqrt{K_{j1\dots4}M_c/2} , \zeta = 0.07
\end{aligned}$$

و طول هر قسمت از کابل به این صورت به دست می آید:

$$\begin{aligned}
L_{j1} &= 5.23 + x_j - x_c , L_{j2} = 5.939 + x_j , L_{j3} = L_{j2} , L_{j4} = 4.614 + x_j \\
L_{cb} &= 1.65 , L_b = 13.64 - x_c
\end{aligned}$$

## **Abstract**

The following thesis investigates the issue of position control in a hydraulic elevator. Minimizing the tracking error, providing comfort for passengers, cancelling the disturbances and smooth control signal are the main control objectives that we must take into consideration. The novelty of this thesis lies in utilizing an impedance control approach to reduce the disturbances due to load variation, therefore, maintaining the desired performance of the system. Impedance control is a coherent set of control strategies which could provide both position and force control at the same time. It is simple and free of model. To implement impedance rule into the system, we present a control structure with two position and force control loops. We used feedback linearization in force control loop and fuzzy control in position control loop. Position controller will be designed to track the reference trajectory of the cabin. Then, a force controller would be used to track the reference force generated from the position controller. The output of the force controller will be fed into hydraulic actuator to provide the required force for cabin displacement. The results of simulation would provide an insight into the role of impedance control in improving the performance of the system and reducing the disturbances due to the load variation.

Keywords: Elevator suspension system, Hydraulic actuator, Impedance control, Fuzzy control, Feedback linearization



Shahrood University of Technology

Faculty of Electrical & Robotic Engineering

Fuzzy Impedance Control of Elevator Suspension System

Mohaddeseh Amerian

Supervisor:

Mohammad Mehdi Fateh

February of 2012