

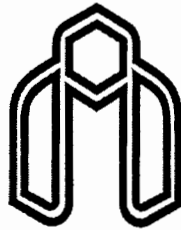
بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

## تقدیم به مادر م و همسر م

علیرضا مقصودلو

پایان نامه کارشناسی ارشد برق-کنترل

تیر ۱۳۸۳



دانشگاه صنعتی شاهرود

دانشکده برق و رباتیک

پایان نامه کارشناسی ارشد

طراحی و شبیه سازی کنترل کننده پیش بین  
تعمیم یافته برای سیستم ضد قفل ترمز خودرو

**Design And Simulation Of Generalized Predictive  
Controller For Anti-Lock Braking System**

اساتید راهنما:

دکتر علی اکبر قره ویسی

دکتر محمد مهدی فاتح

ارائه دهنده :

علیرضا مقصودلو

## چکیده:

امروزه خودرو از بزرگترین تولیدات صنعتی هر کشوری می باشد اما در کنار آن رشد سرسام آور تصادفات رانندگی، ایمن تر کردن این وسیله حمل و نقل را می طلبد. تا کنون در زمینه ایمن کردن خودرو تحقیقات زیادی صورت گرفته است که سیستم ضد قفل ترمز خودرو یکی از نتایج این تحقیقات می باشد. این سیستم با جلوگیری از سر خوردن خودرو در هنگام ترمز، موجب توقف سریعتر خودرو و طی شدن مسافت کمتری می شود و با حفظ پایداری خودرو سبب فرمان پذیری خودرو در زمان ترمز گرفتن می گردد و این عوامل، سبب کاهش تصادفات می شود. در حال حاضر اغلب سیستمهای ضد قفل ترمز خودرو از کنترل کننده بنگ-بنگ استفاده می کنند. هدف ما در این پایان نامه تعمیم کنترل کننده پیش بین تعمیم یافته برای کنترل لغزش خودرو در هنگام ترمز می باشد تا پس از بهبود عملکرد سیستم ضد قفل ترمز خودرو گامی دیگر در ایمن کردن سرنشینان خودرو و عابرین پیاده در برابر حوادث رانندگی برداشته شود.

به دلیل توانایی روش کنترل پیش بین تعمیم یافته در کار با سیستمهای ناپایدار و نامینیم فاز و سیستمهای با تاخیر زمانی، مدتهاست که توانایی این کنترل کننده در صنایع پتروشیمی و نفت و گاز به اثبات رسیده و از این رو، به نظر می رسد این کنترل کننده می تواند عملکرد مناسبی برای سیستم ضد قفل ترمز خودرو را نتیجه دهد.

شبیه سازی سیستم کنترل ضد قفل ترمز خودرو با روش پیشنهادی در این پایان نامه، با روش کنترل بنگ-بنگ مقایسه شده است و نتایج عملکرد مناسب تر روش پیشنهاد شده را نشان می دهد.

## فهرست مطالب

|    |                                                          |
|----|----------------------------------------------------------|
| ۱  | فصل اول : مقدمه .....                                    |
| ۲  | تاریخچه .....                                            |
| ۷  | فصل دوم : مدل سازی و شبیه سازی دینامیک خودرو و ABS ..... |
| ۸  | ۱-۲ مقدمه .....                                          |
| ۸  | ۲-۲ مدل یک چهارم (۱/۴) چرخ .....                         |
| ۱۰ | ۱-۲-۲ دینامیک بدنه خودرو .....                           |
| ۱۲ | ۲-۲-۲ دینامیک چرخ خودرو .....                            |
| ۱۲ | ۳-۲-۲ مدل تایر .....                                     |
| ۱۷ | ۴-۲-۲ سیستم هیدرولیک .....                               |
| ۱۹ | ۵-۲-۲ معادلات کلی سیستم .....                            |
| ۲۰ | ۳-۲ رفتار حلقه باز سیستم .....                           |
| ۲۰ | ۱-۳-۲ مانور ترمز شدید در جاده یکنواخت .....              |
| ۲۳ | ۲-۳-۲ مانور ترمز شدید در جاده غیر یکنواخت .....          |
| ۲۵ | فصل سوم : کنترل پیش بین تعمیم یافته .....                |
| ۲۶ | ۱-۳ مقدمه .....                                          |

|    |                                                          |     |
|----|----------------------------------------------------------|-----|
| ۲۸ | تاریخچه کنترل پیش بین                                    | ۲-۳ |
| ۳۰ | معادلات کنترل پیش بین تعمیم یافته                        | ۳-۳ |
| ۳۹ | حالت نویز رنگی ( غیر سفید )                              | ۴-۳ |
| ۴۹ | کنترل پیش بین با افق پیش بینی کاهنده                     | ۵-۳ |
| ۴۵ | محاسبه قانون کنترلی کنترل پیش بین با افق پیش بینی کاهنده | ۶-۳ |
| ۵۰ | خصوصیات کنترل پیش بین با افق پیش بینی کاهنده             | ۷-۳ |
| ۵۲ | GPC پایدار                                               | ۸-۳ |
| ۵۲ | روابط و قانون کنترلی کنترل پیش بین تعمیم یافته پایدار    | ۹-۳ |

#### فصل چهارم : طراحی کنترل کننده سیستم ضد قفل ترمز خودرو به روش GPC . ۵۶

|    |                                                      |       |
|----|------------------------------------------------------|-------|
| ۵۷ | معادلات حاکم بر سیستم                                | ۱-۴   |
| ۵۸ | ساده سازی معادلات حاکم بر سیستم                      | ۲-۴   |
| ۶۱ | روشهای مختلف کنترل پیش بین تعمیم یافته               | ۳-۴   |
| ۶۲ | مزایا و معایب روشهای مختلف کنترل پیش بین تعمیم یافته | ۱-۳-۴ |
| ۶۳ | انتخاب مناسب GPC                                     | ۲-۳-۴ |
| ۶۳ | خطی سازی معادلات غیر خطی                             | ۴-۴   |
| ۶۵ | طراحی کنترل کننده GPC                                | ۵-۴   |
| ۷۱ | کنترل پیش بین تعمیم یافته بنگ-بنگ                    | ۶-۴   |
| ۷۴ | وزن تغییرات سیگنال کنترلی                            | ۷-۴   |
| ۷۸ | قیدهای محدود کننده                                   | ۸-۴   |
| ۷۸ | نتایج حاصل در حضور نویز                              | ۹-۴   |

|    |       |       |                                                       |
|----|-------|-------|-------------------------------------------------------|
| ۷۹ | ..... | ۱-۹-۴ | آزمایش در حضور تغییرات جاده                           |
| ۸۱ | ..... | ۲-۹-۴ | آزمایش در حضور دست انداز جاده                         |
| ۸۳ | ..... | ۳-۹-۴ | آزمایش در حضور متممی عوامل نويز                       |
| ۸۵ | ..... | ۱۰-۴  | مقایسه کنترل کننده GPC بنگ-بنگ با کنترل کننده بنگ-بنگ |
| ۸۷ | ..... | ۱۱-۴  | ترمز در سرعت‌های مختلف                                |

|    |       |            |
|----|-------|------------|
| ۹۲ | ..... | نتیجه‌گیری |
|----|-------|------------|

|    |       |                    |
|----|-------|--------------------|
| ۹۵ | ..... | فهرست مراجع و مآخذ |
|----|-------|--------------------|

## فصل اول

---

---

# مقدمه

## مقدمه:

از روزی که انسان موفق به اختراع وسایل حمل و نقل مدرن از قبیل دوچرخه و خودرو شد بحث ایمنی این وسایل نیز آغاز شد. این بحث از آنجا روی می داد که بشر تا آن روز وسیله ای که با این سرعت زیاد حرکت کند را در اختیار نداشت و تصادفات ناشی از این وسیله جدید همگی را به فکر ایمن کردن این وسیله نوظهور انداخت. از ترمزهای ابتدایی تا رادارهای ماشین و بالشهای هوای مدرن امروزی راه زیادی در ایمن سازی طی شده است. شاید ترمز، اولین و مهمترین اختراع بشر در این زمینه بوده است. از آن زمان تا کنون روشهای مختلفی در ترمز گرفتن خودروها ابداع شد اما سیستم لنت ترمز به عنوان کاملترین روش مکانیکی پذیرفته شد.

با پیشرفت چشمگیر صنایع خودروسازی در سطح دنیا توجه تولیدکنندگان به ضریب ایمنی خودرو بیشتر شده است. در این میان سیستم ترمز خودرو نقش بسیار مؤثری را ایفا می کند. با ارائه شدن اولین سیستم ترمز ضد قفل در دهه ۷۰ میلادی توسط کارخانه بنز و استقبال چشمگیر رانندگان از این محصول، صاحبان صنایع خودروسازی سایر کشورها برای عقب نماندن از تجارت جهانی به این سیستم توجه کرده و در راه پیشرفت آن تلاش زیادی کردند. [۱]

### ۱-۱ تاریخچه ABS

یکی از مسائل مهم در سیستمهای ترمز، خطر قفل شدن چرخها هنگام ترمز گرفتن بر روی سطح جاده می باشد. چرا که این رفتار، مشکلاتی از قبیل افزایش فاصله توقف خودرو و نیز کاهش هدایت پذیری<sup>۱</sup> آن را بدنبال داشته و از لحاظ کنترل خودرو بسیار نامطلوب است [۱].

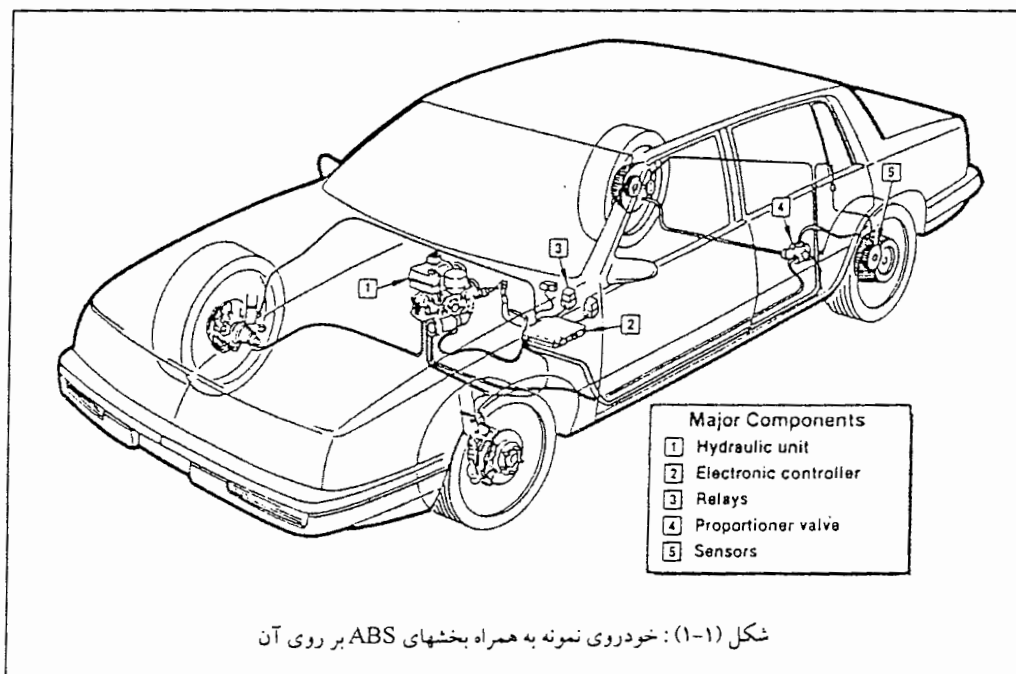
بکارگیری سیستم ترمز ضد قفل<sup>۲</sup> (ABS)، از مهمترین گامهایی است که در جهت کاهش مشکلات و بهبود عملکرد ترمز خودروها برداشته شده است. این سیستم برای اولین بار در دهه ۷۰ میلادی توسط کارخانه بنز بر روی یک نمونه از خودروها ارائه شد و پس از آن بتدریج مقبولیت ویژه ای در بین کارخانه های خودروسازی و نیز رانندگان کسب نموده است.

اهداف ABS شامل کاهش فاصله توقف، افزایش هدایت پذیری و تضمین پایداری خودرو است [۲]. جهت نیل به این اهداف، ABS از این واقعیت استفاده می نماید که تنها نیروی عمودی خارجی وارد بر خودرو، نیروی اصطکاک بین تایر و جاده بوده و این نیرو عمدتاً به مقدار لغزش چرخ بستگی دارد. بنابراین ABS با تغییر مستمر فشار روغن ترمز چرخ و در نتیجه تنظیم مقدار لغزش چرخ بر روی مقدار مشخص، دینامیک خودرو را کنترل نموده و اهداف مذکور را دنبال می نماید [۳].

این مقدار مشخص با توجه به ماکزیمم منحنی نیروی تایر-جاده نسبت به لغزش چرخ بدست می آید. از آنجاییکه ترمز گرفتن، موجب افزایش لغزش چرخ و اغلب قفل شدن آن می شود، بناچار نیروی اصطکاک بین تایر و جاده کاهش یافته و خودرو پس از طی مسافت بیشتری می ایستد؛ از این رو فاصله توقف خودرو افزایش می یابد. برای حل این مشکل، ABS می کوشد تا

با کاهش نیروی ترمز بر روی چرخ و جلوگیری از قفل شدن آن، نیروی اصطکاک بین تایر و جاده را در بیشترین حد خود نگه دارد و در نتیجه موجب کاهش فاصله توقف و افزایش ایمنی شود.

ABS با حذف خطر قفل شدن چرخ، اجازه حرکت دورانی آزادتری را به آن می‌دهد. بدین ترتیب خودرو به مسیر دلخواه راننده که با چرخش فرمان مشخص شده است، نزدیکتر می‌شود. بنابراین هدایت پذیری بیشتری برای خودرو فراهم آمده و هدف دوم ABS تامین می‌شود. تضمین پایداری، یک مساله مهم در ایمنی خودرو است. حفظ پایداری خودرو در مواقع مختلفی از قبیل اختلاف ضریب اصطکاک جاده برای تایرهای چپ و راست، غیریکنواخت بودن توزیع بار در خودرو، ناهمگونی تایرها و غیره ضروری است.



در حالیکه یک ABS پیشرفته می‌تواند با تنظیم لغزش چرخهای چپ و راست و در نتیجه حفظ تعادل نیروهای وارده بر خودرو، پایداری خودرو یا هدف سوم خود را تضمین نماید. با توجه به

مطالب گفته شده، ABS برای تامین اهداف خود، نیاز به کنترل مقدار لغزش چرخ دارد. بنابراین نقش کنترل کننده در ABS بسیار اساسی خواهد بود.

در سالهای اخیر تحقیقاتی در زمینه کاربرد نظریه‌های پیشرفته کنترل در ABS انجام شده است؛ از آن جمله در [۴] و [۱]، روشهای مختلف کنترل مود لغزش<sup>۱</sup> بکار رفته است. همچنین در [۵] - [۶]، کنترل فازی<sup>۲</sup> به عنوان یک روش کنترل ABS مطرح شده است. در [۷] - [۸]، از کنترل تطبیقی<sup>۳</sup> برای کنترل ABS استفاده شده است. در [۳۸] نیز از کنترل  $H^\infty$  برای کنترل ABS استفاده شده است. دیگر روشهای کنترل، از قبیل شبکه‌های عصبی [۹] و [۱۰] بطور بسیار محدود در ABS بکار رفته‌اند. کنترل تطبیقی مدل مرجع و زمان‌بندی بهره<sup>۴</sup> نیز در [۱۱] - [۱۲]، به مدلهای ساده‌ای از ABS اعمال شده‌اند.

در این تحقیق امکان پیاده سازی کنترل کننده پیش بین تعمیم یافته<sup>۵</sup>، GPC، برای طراحی ABS بررسی شده است. انتظار می رود با توجه به عملکرد مناسب کنترل کننده GPC در برابر تاخیر زمانی و امکان وارد کردن محدودیتهای مانند سرعت عمل محرکه ها یا سرعت کلیدزنی محرکه ها در آن، این روش کنترلی در ABS از عملکرد خوبی برخوردار باشد. پس از طراحی کنترل کننده GPC و مقایسه عملکرد آن با کنترل کننده بنگ بنگ<sup>۶</sup> به ارزیابی نتایج می پردازیم. ساختار فصلهای پایان نامه بصورت زیر خواهد بود:

• در فصل دوم، ابتدا به مدلسازی دینامیک خودرو و ABS، شامل بخشهای دینامیک بدنه و

چرخ، سیستم ترمز هیدرولیک و مدل تایر می پردازیم. مدل بدست آمده از یک دسته معادلات

<sup>۱</sup> Sliding Mode Control

<sup>۲</sup> Fuzzy control

<sup>۳</sup> Adaptive control

<sup>۴</sup> Gain-Scheduling

<sup>۵</sup> Generalized Predictive Control

<sup>۶</sup> Bang-Bang

دیفرانسیلی- جبری با هشت متغیر حالت، دو ورودی و یک خروجی، غیرخطی، متغیر با زمان و دارای عدم قطعیت تشکیل می‌شود. سپس به منظور تحلیل سیستم حلقه باز و آشنایی با رفتار یک خودروی بدون ABS، مانورهای مختلفی شامل مانور ترمز شدید در جاده یکنواخت، مانور ترمز شدید در جاده غیر یکنواخت برای سیستم حلقه باز انجام می‌گیرد.

- در فصل سوم، تاریخچه و روشهای مختلف کنترل پیش بین تعمیم یافته و سایر کنترل کننده های خانواده پیش بین مورد بررسی قرار می گیرد.
- در فصل چهارم، بعد از خطی سازی معادلات دیفرانسیل حاکم بر ABS، ابتدا مؤثرترین متغیرهای حالت سیستم ABS معرفی شده، اساس طراحی بر مبنای این متغیرهای حالت بنا می‌شود. در انتها بعد از ارائه الگوریتم طراحی کنترل کننده به مقایسه عملکرد کنترل کننده طراحی شده با کنترل کننده بنگ بنگ می‌پردازیم.
- فصل پنجم به نتیجه گیری و ارائه پیشنهاداتی جهت گسترش و بهبود کارایی این پروژه اختصاص می‌دهیم.

## مدل سازی و شبیه سازی دینامیک خودرو و ABS

### ۱-۲ مقدمه

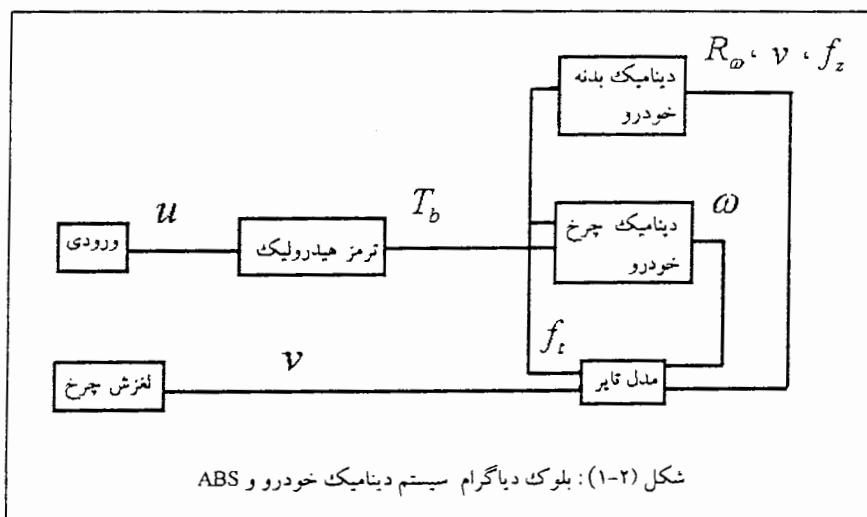
همانطور که در فصل گذشته گفته شد، سیستم ضد قفل ترمز برای نیل به اهداف خود؛ یعنی کاهش فاصله توقف، افزایش هدایت پذیری و حفظ پایداری خودرو، ناچار به تنظیم مقدار لغزش چرخ بر روی مقداری مشخص است. بنابراین به منظور تحلیل رفتار دینامیکی و نیز کنترل این سیستم، علاوه بر اینکه باید بخشهای دینامیکی ABS را بررسی نمود، لازم است رفتار دینامیکی بخشهایی از خودرو نیز مورد تحلیل قرار گرفته و روابط ریاضی مربوط به آنها استخراج شود. در این فصل به بررسی این بخشها و تحلیل روابط حاکم بر آنها می پردازیم. سپس به منظور آشنائی با رفتار حلقه باز سیستم، شبیه سازی های مختلفی انجام می گیرد.

### ۲-۲ مدل یک چهارم (۱/۴) چرخ

به منظور شبیه سازی رفتار دینامیکی خودرو در هنگام ترمز گرفتن و فرمان دادن، لازم است معادلات دینامیکی بدنه<sup>۱</sup>، چرخ، سیستم ترمز هیدرولیک<sup>۲</sup> و معادلات

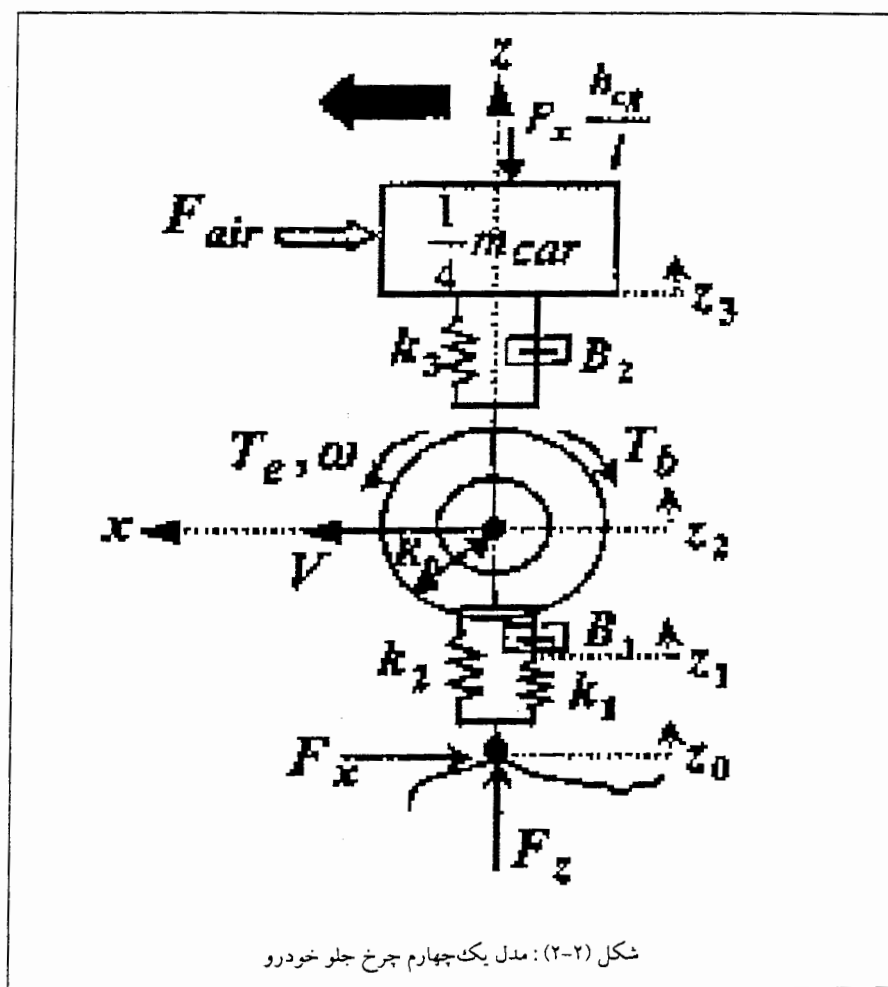
۱. Body\_Dynamic

غیرخطی مدل تایر بکار گرفته شوند؛ بنابراین، این سیستم شامل زیر سیستمهای مختلفی است و بطور کلی می توان مدل یک چهارم چرخ خودروی با ABS را بوسیله یک دستگاه معادلات دیفرانسیلی جبری با ۸ متغیر حالت نمایش داد. این معادلات با استفاده از مراجع مختلفی جمع آوری و نوشته شده اند. نحوه ارتباط این زیر سیستمها به همراه ورودی و خروجی آنها در شکل (۱-۲) نشان داده شده است.



مدلی که در این پایان نامه مورد بررسی قرار می گیرد، مطابق شکل (۲-۲) می باشد.

این مدل مربوط به چرخ جلو خودرو است که دارای حرکتی مستقیم بوده و نیروهای جانبی وارد بر آن صفر می باشد [۱۲]، [۱۳]، [۱۴] و [۱۵]. در این مدل فشار روغن سیستم ترمز به عنوان ورودی و لغزش چرخ خودرو خروجی سیستم می باشد. عوامل ناشی از ناهمواریهای جاده، تغییرات لاستیک، وضعیت جوی و غیره به عنوان اغتشاش محسوب می شوند.



۱-۲-۲ دینامیک بدنه خودرو

در مدل سازی دینامیک بدنه خودرو، چنانچه سطح جاده را ناهموار فرض کنیم،

می توان رفتار آن را مطابق شکل (۲-۲) توصیف نمود [۱۲]، [۱۶]، [۱۴] و [۱۵].

این سیستم شامل ضرایب فنرهای غیرخطی  $k_1$  و  $k_2$  و میرا کننده خطی  $\beta_1$  تایر،

ضریب غیرخطی  $k_3$  شاسی و میرا کننده  $\beta_2$  می باشد. در این سیستم شعاع چرخ ثابت نیست

زیرا انعطاف لاستیک منظور می شود.  $z_0$  بعنوان ناهمواری جاده، یک اغتشاش محسوب می شود. جابجایی های عمودی خودرو  $z_1$ ،  $z_2$  و  $z_3$ ، به عنوان متغیر حالت بصورت زیر هستند:

$$\begin{aligned} z'_1 &= z'_2 + \frac{f_{k1}}{\beta_1} \\ m_{tire} z''_2 &= f_{\beta 1} + f_{k2} - f_{\beta 2} - f_{k3} \\ \frac{m_{car}}{4} z''_3 &= f_{k3} + f_{\beta 2} - f_x \frac{h_{cg}}{l} \end{aligned} \quad (1-2)$$

تایر، ارتفاع مرکز جرم خودرو و فاصله چرخهای جلو و عقب از مرکز جرم می باشند.

$$R_w = R_0 - z_0 + z_2 \quad (2-2)$$

$R_0$  شعاع نرمال چرخ است.

معادله زیر معادله حرکت خودرو می باشد [۱۲]، [۱۶]، [۱۴] و [۱۵].

$$\left(\frac{m_{car}}{4} + m_{tire}\right)v' = -f_{air} - f_x \quad (3-2)$$

در رابطه (۳-۲)  $f_{air}$  و  $f_x$  به ترتیب نیروی اصطکاک هوا و نیروی اصطکاک طولی

تایر و همانطور که بیان شد؛ جرم تایر  $m_{tire}$  جرم تایر و  $m_{car}$  جرم خودرو می باشد که  $f_{air}$  از رابطه زیر بدست می آید:

$$f_{air} = \frac{1}{2} \rho c_d A_f v^2 \quad (4-2)$$

$\rho, c_d, A_f$  و بترتیب سرعت طولی خودرو، چگالی هوا، ضریب درگ<sup>۱</sup>

دینامیکی هوا و سطح جلو خودرو است.

معادله نیروی تایلر با استفاده از متغیرهای گوناگونی بدست می آید که در بخش بعد

توضیح داده می شود.

## ۲-۲-۲ دینامیک چرخ خودرو

مطابق شکل (۲-۲) این سیستم شامل نیروها و گشتاورهای وارده بر

چرخ است. نیروی اصطکاک طولی تایلر عمده ترین نیرویی است که از حرکت رو به

جلوی خودرو جلوگیری می کند و در نتیجه باعث توقف خودرو می شود. اگر زاویه لغزش را

صفر در نظر بگیریم نیروهای وارد شده بر چرخ بر اساس قانون دورانی نیوتن بصورت

می باشند:

$$j_{\omega} \omega' = T_e - T_b + R_{\omega} f_x$$

$$j_{\omega} = m_{tire} R_{\omega}^2$$

(۵-۲)

$j_{\omega}, \omega, T_e, T_b, R_{\omega}$  و  $f_x$  به ترتیب ممان اینرسی چرخ، سرعت زاویه ای چرخ،

گشتاور موتور، گشتاور ترمز، شعاع چرخ و نیروی اصطکاک طولی تایلر است. مقدار گشتاور

ترمز چرخ توسط سیستم ترمز مشخص می شود.

## ۳-۲-۲ مدل تایلر

استفاده از یک مدل واقعی برای تایلر به عنوان یکی از عوامل مهم و اجتناب ناپذیر

در توصیف پاسخ دینامیکی خودرو به هنگام مانورهای مختلف، تلقی می شود؛ زیرا چنانچه از

<sup>۱</sup>. Drag

اثر مقاومت هوا صرف‌نظر شود، تنها نیروی خارجی وارد بر خودرو، نیروی اصطکاک طولی تایر خواهد بود. بنابراین در هنگام حرکت یا توقف کردن، مهمترین عامل در کنترل خودرو نیروی تایر محسوب می‌شود [۱۷]، [۱۸]. وابستگی نیروی تایر به عوامل مختلفی همچون لغزش طولی چرخ<sup>۱</sup>، زاویه لغزش چرخ<sup>۲</sup>، نیروی عمودی تایر<sup>۳</sup>، سرعت خودرو، زاویه کمبر<sup>۴</sup>، شرایط و نوع جاده و تایر موجب شده است که تا کنون مدل‌های گوناگون و پیچیده‌ای برای تایر ارائه شود [۱] و [۴]. این رابطه را می‌توان به شکل نمادین، بصورت زیر نمایش داد:

$$f_{tire}(t) = \text{function}(s, \alpha, f_z, v, \mu_{nom}, \text{tire condition})$$

یکی از مدل‌های تحلیلی که در برخی از تحقیقات مرتبط با شبیه‌سازی دینامیکی خودرو مورد استفاده قرار می‌گیرد، مدلی است که توسط pacejka در سال ۱۹۸۹ ارائه شده است [۱۹]. این مدل بر اساس داده‌های تجربی و برازش منحنی بر روی آنها بدست آمده است و از تعداد معادلات و پارامترهای نسبتاً کمی استفاده می‌کند. معروفترین مدلی که بر اساس نتایج تجربی و روابط دقیق نظری بنا شده است، مدل کالسیان است [۲۰] و [۲۱]. معادلات این مدل در گزارش تحقیقاتی szostak در سال ۱۹۸۸ آمده است [۱۷].

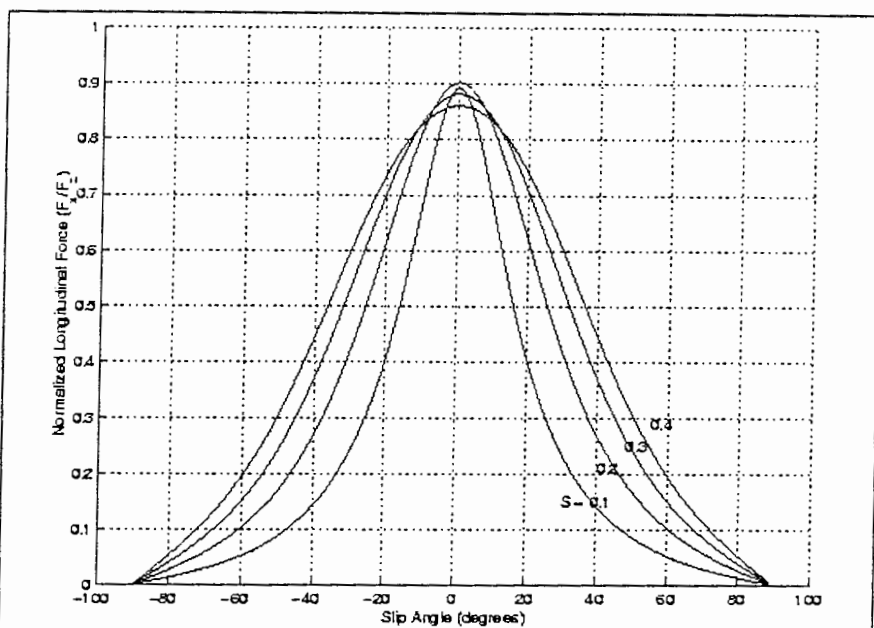
مدل اخیر با توجه به پیچیدگی خود معمولاً در شبیه‌سازی‌های دقیق دینامیک خودرو بکار می‌رود [۲۱] که در این پایان‌نامه نیز مورد استفاده قرار گرفته است. بطور نمونه، منحنی‌های نیروهای طولی و جانبی تایر به صورت توابعی از لغزش طولی و زاویه لغزش چرخ در شکل‌های (۲-۳) و (۲-۴) رسم شده‌اند. این منحنی‌ها به ازای مقادیر ثابت ضریب اصطکاک جاده برابر  $\mu_{nom} = 0.85$  و نیروی عمودی تایر برابر  $f_z = 1100$  نیوتن بدست آمده‌اند.

۱. Longitudinal Slip of Wheel

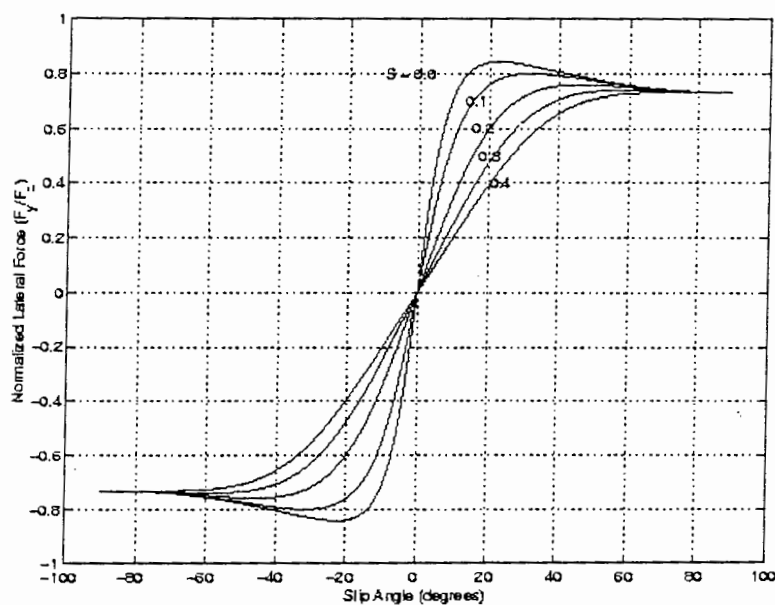
۲. Slip Angle of Wheel

۳. Normal Tire Force

۴. Camber Angle

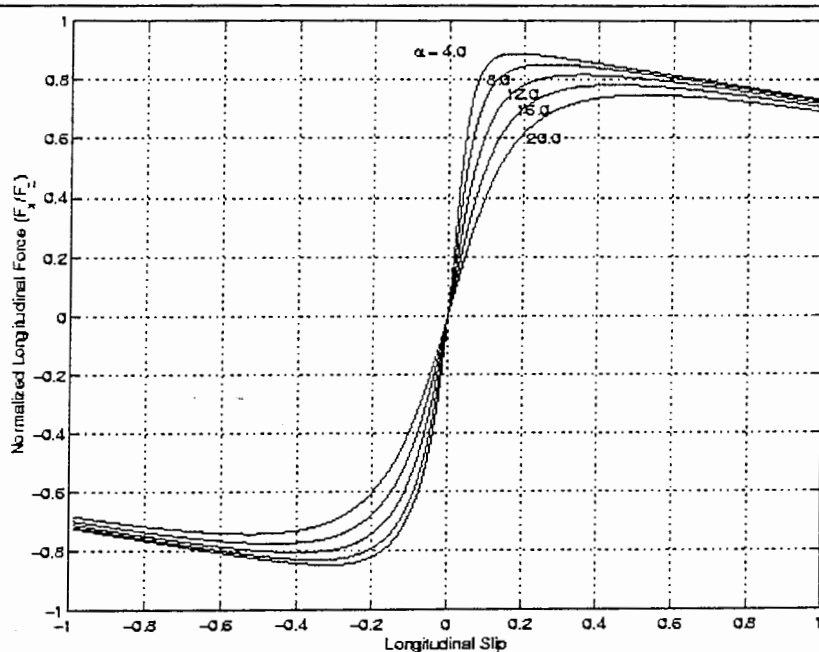


الف. منحنی نیروی اصطکاک طولی تایلر ( $f_x$ ) بر حسب زاویه لغزش چرخ [1]

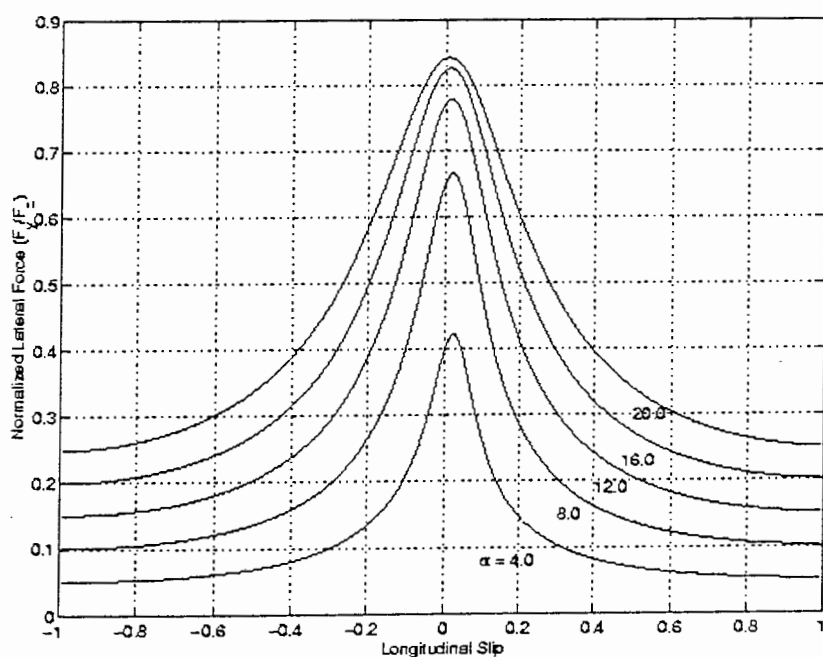


ب. منحنی نیروی اصطکاک جانبی تایلر ( $f_y$ ) بر حسب زاویه لغزش چرخ [1]

شکل (۳-۲) : منحنی های نیروی اصطکاک بر حسب زاویه لغزش چرخ [1]

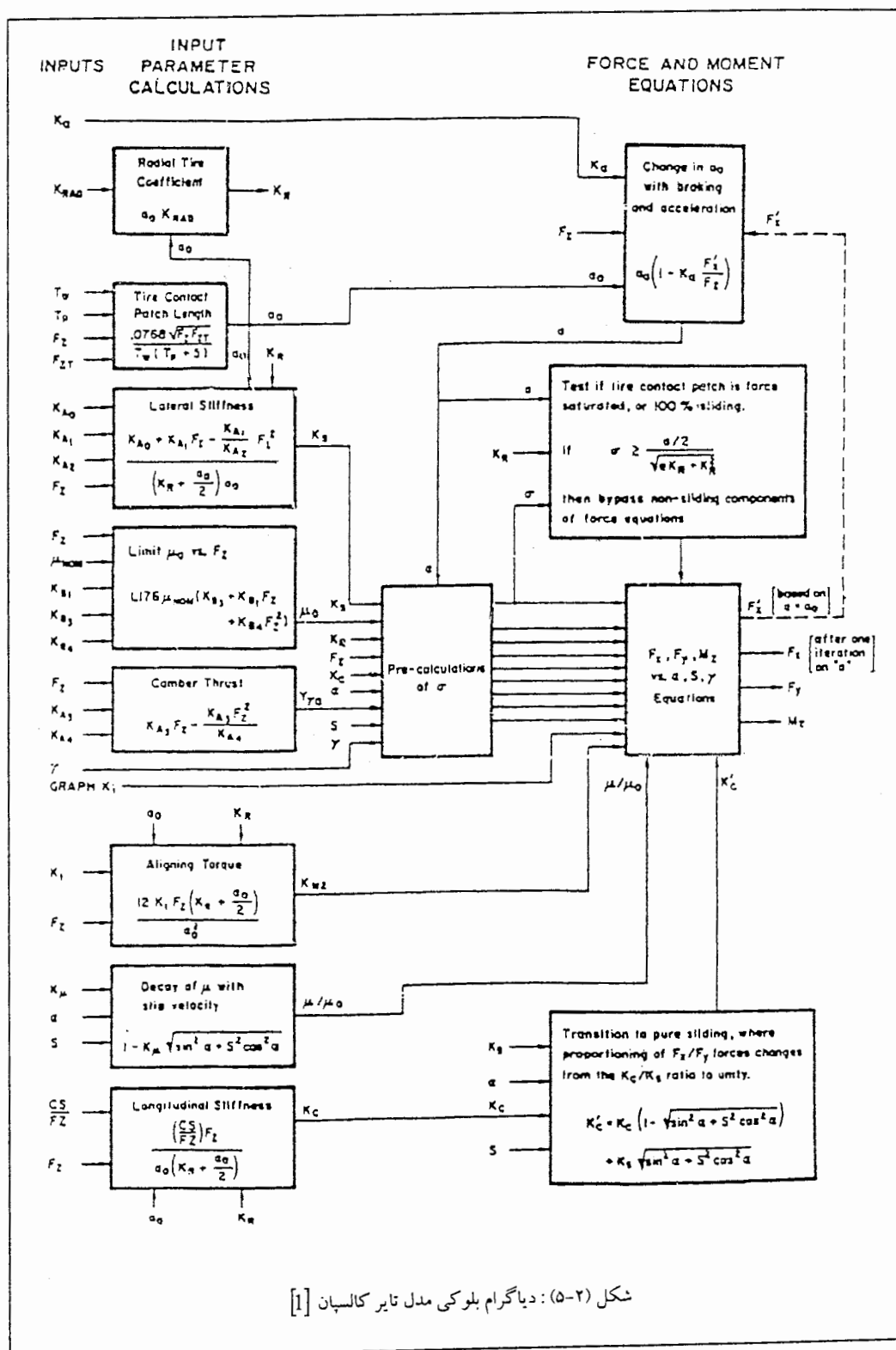


الف. منحنی نیروی اصطکاک طولی تایر ( $f_x$ ) بر حسب لغزش طولی چرخ [۱]



ب. منحنی نیروی اصطکاک جانبی تایر ( $f_y$ ) بر حسب لغزش طولی چرخ [۱]

شکل (۴-۲): منحنی های نیروی اصطکاک بر حسب لغزش طولی چرخ



شکل (۵-۲): دیاگرام بلوکی مدل تایر کالسیان [۱]

نیروی عمودی وارد بر تایر ( $f_z$ ) یکی از عوامل مهم در تعیین مقدار نیروی

اصطکاک طولی تایر است و طبق رابطه زیر مشخص می شود:

$$f_z = \left(\frac{m_{car}}{4} + m_{tire}\right)g + f_{k1} + f_{k2}$$

(۶-۲)

فقر  $k_2$  هستند.  $f_{k1}$ ،  $m_{tire}$ ،  $m_{car}$  و  $f_{k2}$  بترتیب جرم خودرو، جرم تایر، نیروی فقر  $k_1$  و نیروی

دیگرام بلوکی شکل (۵-۲) نشان می دهد که مدل تایر شامل تعداد انبوهی از

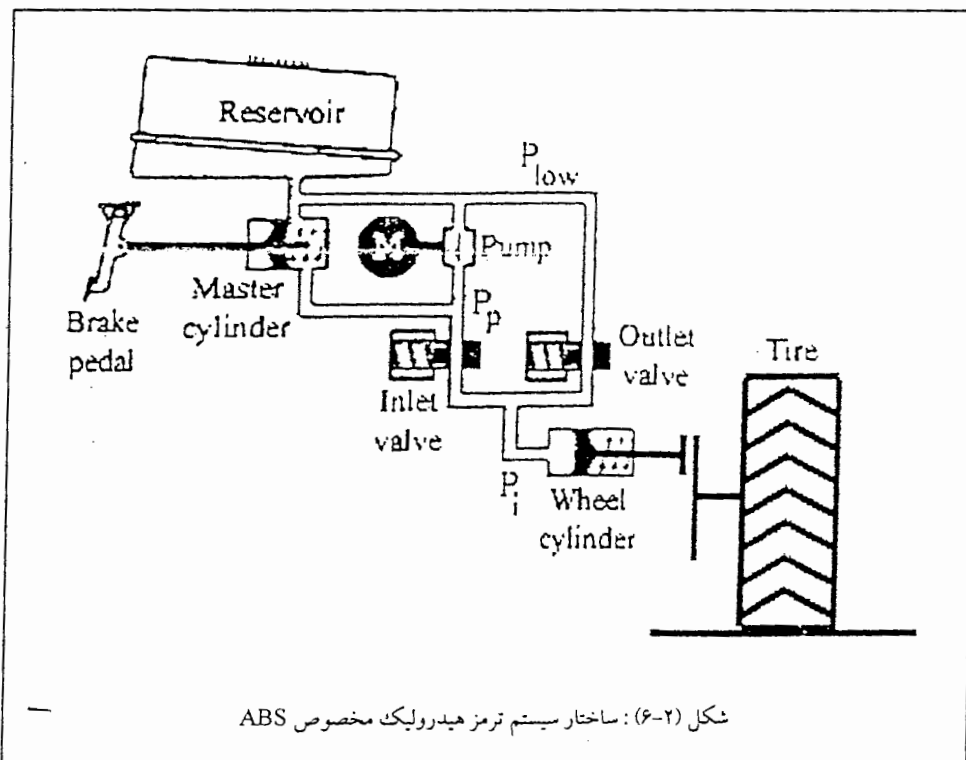
معادلات جبری غیرخطی و بازگشتی است. این معادلات در هر لحظه با دریافت  $s$ ،  $\alpha$ ،  $f_z$ ،  $v$  و

سایر شرایط جاده و تایر مقدار  $f_x$  را مشخص می کند.

#### سیستم هیدرولیک ۴-۲-۲

در اکثر تحقیقات مربوط به کنترل ABS، از دینامیک سیستم ترمز صرف نظر شده یا

حداکثر به صورت یک سیستم خطی مرتبه دو، در نظر گرفته شده است [۲۲] و [۲۳].



در سال ۱۹۹۵ مدل دیگری برای سیستم ترمز ارائه نمود [۱] که روابط آن مبتنی بر معادلات مدارات هیدرولیک بوده [۲۴] و برای آن یک معادله دیفرانسیل غیرخطی منظور شده است. در این پایان نامه از مدل اخیر استفاده می شود. این سیستم ترمز هیدرولیکی شامل سیلندر اصلی<sup>۱</sup>، پمپ روغن<sup>۲</sup> و مخزن<sup>۳</sup> بوده و به چرخ یک شیر ورودی<sup>۴</sup>، یک شیر خروجی<sup>۵</sup> و یک سیلندر چرخ<sup>۶</sup> اختصاص می دهد. ساختار کلی این سیستم در شکل (۲-۶) نشان داده شده است. شیرهای ورودی و خروجی می توانند در دو حالت بسته و یا باز قرار گیرند. بنابراین برای افزایش فشار روغن در سیلندر چرخ باید شیر ورودی باز و شیر خروجی بسته باشد. اگر شیر ورودی بسته و شیر خروجی باز باشد فشار روغن در سیلندر چرخ کاهش می یابد.

بدین ترتیب برای کنترل فشار روغن در سیلندر چرخ و به عبارتی کنترل گشتاور ترمز چرخ کافی است سیگنال کنترل  $u$  را با سه سطح مجاز ۱، ۰ و -۱ در نظر بگیریم که این سطوح به ترتیب موجب افزایش یافتن، ثابت ماندن و کاهش یافتن فشار روغن و در نتیجه گشتاور ترمز در چرخ می شوند. معادله دینامیکی سیستم ترمز هیدرولیک برای چرخ از مرتبه یک بوده و بصورت زیر می باشد:

$$p' = \begin{cases} \frac{A_p}{C_f} \sqrt{\frac{2}{\rho}} (p_p - p) & u = 1 \\ 0 & u = 0 \\ \frac{-A_r}{C_f} \sqrt{\frac{2}{\rho}} (p - p_r) & u = -1 \end{cases}$$

(۷-۲)

- 
۱. Master Cylinder
  ۲. Oil Pump
  ۳. Reservoir
  ۴. Inlet Valve
  ۵. Outlet Valve
  ۶. Wheel Cylinder

در این روابط، متغیرهای  $p$  فشار سیلندر چرخ و  $u$  سیگنال کنترل چرخ و مقادیر  $A_p$  و  $A_r$  به ترتیب سطح مقطع پمپ و مخزن<sup>۷</sup>،  $C_r$  ضریب مدول حجمی<sup>۸</sup>،  $p_p$  و  $p_r$  به ترتیب فشار پمپ و مخزن<sup>۹</sup> و  $\rho$  چگالی مایع<sup>۱۰</sup> (روغن ترمز) را نشان می دهند. اگر از اثر دما بر روی کفشک های ترمز، بدلیل پیچیدگی بسیار، صرف نظر نماییم، برای بدست آوردن گشتاور ترمز، می توانیم از رابطه مرسوم زیر استفاده کنیم [۲] و [۱]:

$$T_b = A_c \eta R_r p$$

(۸-۲)

که در رابطه (۸-۲)  $T_b$  گشتاور ترمز چرخ،  $A_c$  مساحت سیلندر چرخ،  $p$  فشار سیلندر چرخ،  $R_r$  شعاع موثر روتور ترمز و  $\eta$  راندمان مکانیکی را نشان می دهند.

## ۵-۲-۲ معادلات کلی سیستم

با جمع بندی معادلات دیفرانسیل (۱-۲) - (۸-۲) از بخشهای گذشته، می توان مدل یک چهارم چرخ را به صورت معادلات حالت با ۸ متغیر حالت بیان کرد:

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= z_2' + \frac{f_{k1}}{\beta_1} \\ m_{tire} \ddot{z}_2 &= f_{\beta 1} + f_{k2} - f_{\beta 2} - f_{k3} \\ \frac{m_{car}}{4} \ddot{z}_3 &= f_{k3} + f_{\beta 2} - f_x \frac{h_{cg}}{l} \\ \left( \frac{m_{car}}{4} + m_{tire} \right) \dot{v} &= -f_{air} - f_x \\ j_{\omega} \dot{\omega} &= T_c - T_b + R_{\omega} f_x \end{aligned}$$

۷. Pump & Reservoir Orifice Area

۸. Bulk Modulus Factor

۹. Pump & Reservoir Pressure

۱۰. Density of Fluid

$$\dot{p} = \begin{cases} \frac{A_p}{C_f} \sqrt{\frac{2}{\rho}} (p_p - p) & u = 1 \\ 0 & u = 0 \\ \frac{A_r}{C_f} \sqrt{\frac{2}{\rho}} (p - p_r) & u = -1 \end{cases} \quad (9-2)$$

این معادلات به همراه مدل تایر می توانند مدل کاملی از دینامیک یک خودروی یک چهارم چرخ در حال ترمز گرفتن را ارائه نمایند. بنابراین مدل ارائه شده، غیرخطی، متغیر با زمان و دارای عدم قطعیت است.

در معادلات بالا بردار حالت  $x(t) = [v, \omega, p, z_1, z_2, z'_2, z_3, z'_3]$  می باشد. از آنجا که هدف، تنظیم لغزش طولی چرخ بر روی مقدار لغزشی است که حداکثر نیروی تایر را نتیجه بدهد، بنابراین بردار خروجی را برابر  $y(t) = s$  قرار می دهیم. از آنجائیکه لغزش طولی چرخ از رابطه زیر بدست می آید،

$$s = \frac{v - R_\omega \omega}{v} \quad (10-2)$$

بنابراین هرگاه چرخ آزاد باشد،  $v = R_\omega \omega$  بوده بنابراین  $s$  برابر صفر می باشد و هرگاه چرخ قفل شود،  $\omega$  برابر صفر بوده و در نتیجه  $s$  برابر یک خواهد بود. پس مقدار لغزش طولی چرخ بین صفر و یک می باشد.

## ۳-۲ رفتار سیستم حلقه باز

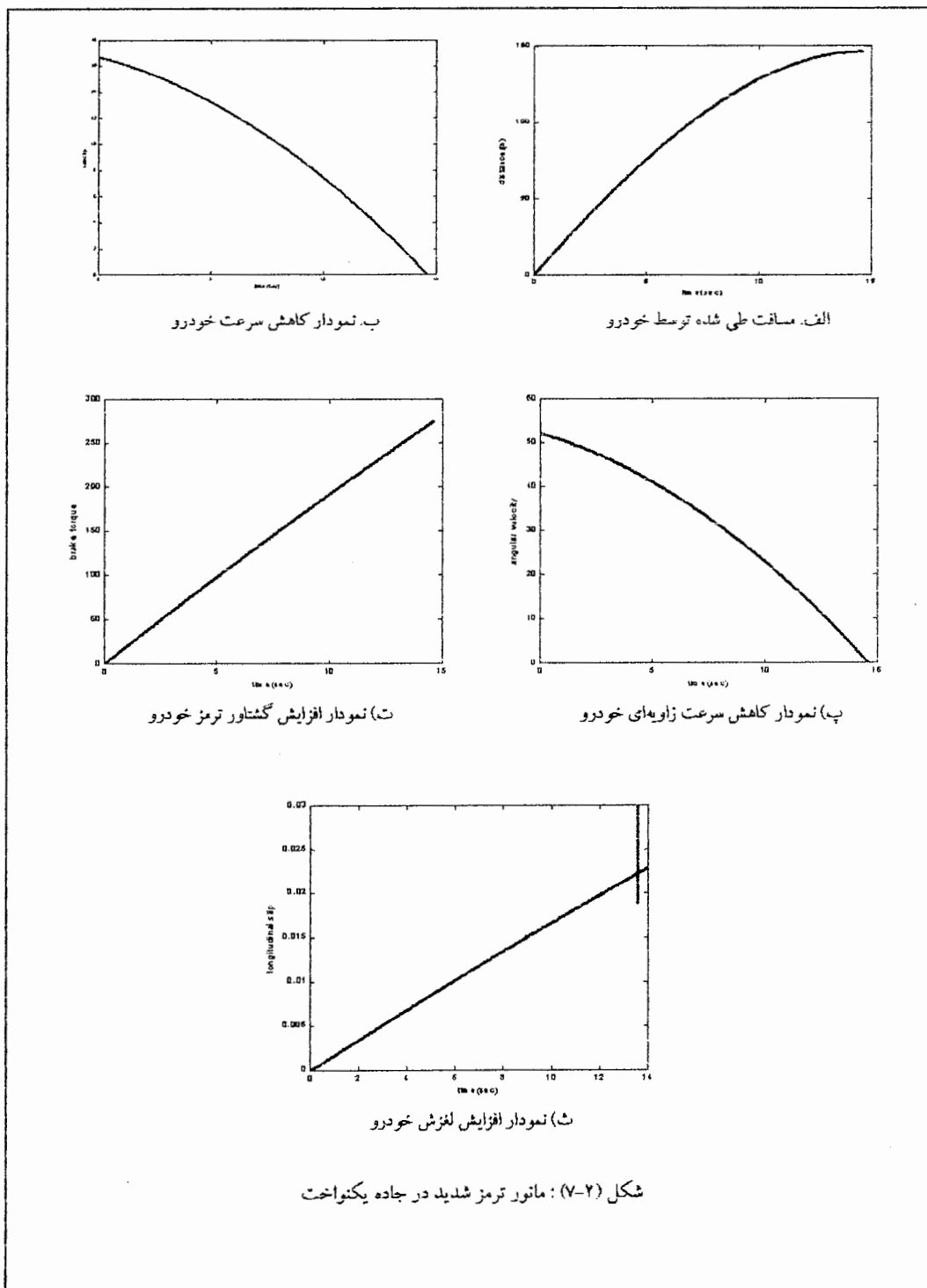
به منظور آشنایی با چگونگی تغییرات متغیرهای سیستم حلقه باز و ایجاد زمینه برای مقایسه آن با سیستم تحت کنترل، چند مانور مختلف برای خودرو در نظر می گیریم. تمامی شبیه سازی ها در این پایان نامه تحت محیط نرم افزار simulink به روش Runge-kutta

انجام گرفته است. بدلیل آنکه محاسبه لغزش طولی چرخ، مطابق رابطه (۲-۱۰)، در نزدیکی سرعت صفر دچار مشکلات عددی، تقسیم بر صفر، می شود و از آنجاکه اغلب ABS ها تا سرعت ۴ km/h عمل می کنند [49]، شرط پایان شبیه سازی ها (توقف خودرو)، رسیدن به سرعت ۴ km/h، در نظر گرفته شده است.

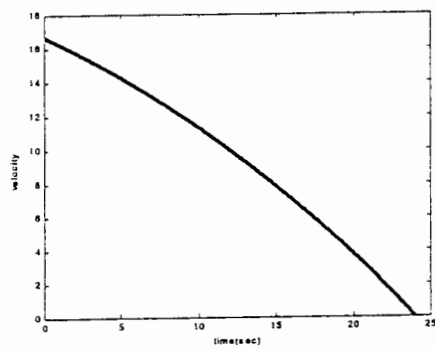
### ۱-۳-۲ مانور ترمز شدید در جاده یکنواخت

فرض می کنیم یک خودرو با سرعت اولیه ۶۰ km/h در جاده ای با ضریب اصطکاک یکنواخت، توسط ترمز شدیدی متوقف می شود. در اینجا سطح جاده را آسفالت، خشک و با ضریب اصطکاک  $\mu_{nom} = 0.85$  در نظر می گیریم.

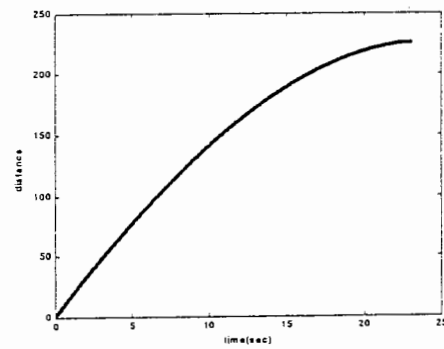
همانطور که در شکل (۲-۷-الف) نشان داده شده است، خودرو پس از طی مسافتی برابر ۱۴۶/۱ متر متوقف می شود. شکل های (۲-۷-ب و پ) نشان دهنده کاهش سرعت طولی و سرعت زاویه ای و توقف خودرو هستند که در زمانی برابر ۱۴/۶ ثانیه این امر تحقق یافته است. شکل (۲-۷-ت) نشان دهنده مقدار گشتاور ترمز می باشد که دائماً در حال اضافه شدن است و هیچ گاه روی مقدار ماکزیمم ثابت نمی باشد. شکل (۲-۷-ث) نشان دهنده لغزش خودرو است که در طول زمان ترمز دائماً افزایش یافته و سرانجام به مقدار ۰.۲۵ می رسد. پس در طول زمان ترمز، چرخ قفل نمی شود؛ زیرا نیروی گشتاور ترمز زیادی نداشته ایم و به همین دلیل است که خودرو مسافت زیادی را طی کرده تا متوقف شود.



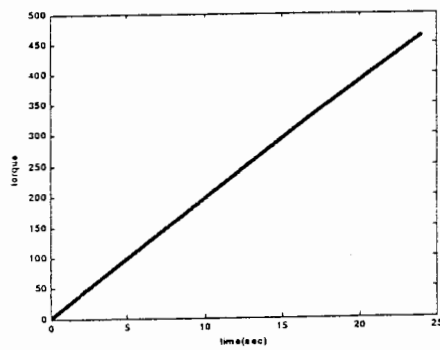
۲-۲-۳ مانور ترمز شدید در جاده غیر یکنواخت



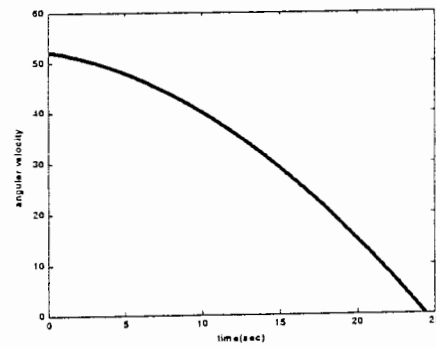
ب. نمودار کاهش سرعت خودرو



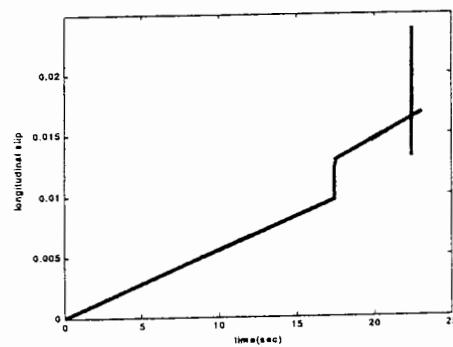
الف. مسافت طی شده توسط خودرو



ت. نمودار افزایش گشتاور ترمز خودرو



پ. نمودار کاهش سرعت زاویه‌ای خودرو



ث. نمودار افزایش لغزش خودرو

شکل (۸-۲) : مانور ترمز شدید در جاده غیر یکنواخت

ابتدای ترمز گرفتن خشک با ضریب اصطکاک  $\mu_{nom} = 0.85$  و سپس یخ زده با ضریب اصطکاک  $\mu_{nom} = 0.5$  باشد.

در این مانور به علت غیر یکنواخت بودن جاده، خودرو مسافت و زمان بیشتری را طی می کند تا متوقف شود. در این مانور نیز مشاهده می کنیم به علت ثابت نبودن گشتاور ترمز بر روی مقدار ماکزیمم چرخ قفل نکرده و موقعیت خودرو پایدار است؛ اما زمان توقف خودرو ۲۴ ثانیه طول کشیده که زمان بسیار زیادی است. خودرو در زمان  $t = 17$  ثانیه وارد جاده یخ زده می شود.

همانطور که در شکل (۲-۸-الف) نشان داده شده است خودرو پس از طی مسافتی برابر ۲۳۰ متر متوقف می شود که مسافت بسیار زیادی است. شکل های (۲-۸-ب و پ) نشان دهنده کاهش سرعت خطی خودرو و سرعت زاویه ای چرخ خودرو و توقف خودرو هستند که در زمانی برابر ۲۴ ثانیه این امر تحقق یافته است. شکل (۲-۸-ت) نشان دهنده مقدار گشتاور ترمز می باشد که دائماً در حال اضافه شدن است و هیچ گاه روی مقدار ماکزیمم ثابت نمی باشد. شکل (۲-۸-ث) نشان دهنده لغزش خودرو است که در طول زمان ترمز دائماً افزایش یافته و سرانجام به مقدار ۰/۰۲ می رسد. پس در طول زمان ترمز چرخ قفل نشده؛ زیرا نیروی گشتاور ترمز زیادی نداشته ایم و به همین دلیل است که خودرو مسافت زیادی را طی کرده تا متوقف شود. مسلماً این امر در مواقع حساس بسیار خطرناک است؛ زیرا زمان زیاد ترمز، عواقب وخیمی را بدنبال خواهد داشت.

فصل سوم

---

# کنترل پیش بین تعمیم

یافته

GPC

## کنترل پیش بین تعمیم یافته :

### ۱-۳ مقدمه

کنترل پیش بین تعمیم یافته یا GPC<sup>۱</sup> یکی از روشهای خانواده کنترل کننده های است که براساس پیش بینی کار می کنند این خانواده به کنترل کننده های MPC<sup>۲</sup> مشهور هستند. در این کنترل کننده ها سیگنال کنترلی مناسبی در زمان حال و آینده تولید می شود به طوری که خطای ناشی از خروجی های پیش بینی شده از آن دارای کمترین توان ممکن باشد. در این صورت نیاز به یافتن مدلی از چگونگی تاثیر گذاری ورودی زمان حال بر خروجی های زمان آینده احساس می شود. تنوع در یافتن این مدل منجر به ابداع انواع مختلفی از MPC گردیده است.

توانایی کنترل کننده های خانواده MPC از جمله GPC در کار با عوامل اغتشاش و قیدهای محدود کننده مانند محدودیت محرکه ها<sup>۳</sup> و سیستمهای ناپایدار به مانند نامینیم فازها<sup>۴</sup>

<sup>۱</sup> Generalized Predictive Control

<sup>۲</sup> Model Predictive Control

<sup>۳</sup> Actuator

<sup>۴</sup> Non minimum

باعث پیشرفت این کنترل کننده‌ها به ویژه در صنعت فراورده های شیمیایی به مانند: نفت، گاز و صنایع پتروشیمی شده است.

کلارک روش  $GPC^6$  یا کنترل پیش بین تعمیم یافته را برای اولین بار در سال ۱۹۸۷ پیشنهاد کرد که پس از آن، این روش به سرعت به یکی از رایجترین و عمده ترین روشهای خانواده کنترل پیش بین،  $MPC^7$ ، چه در صنایع و چه در دانشگاهها تبدیل شد. عملکرد خوب و مقاوم در مقابل نویز و اغتشاش و عدم انتظار زیاد نسبت به شناخت کامل سیستم از جمله نداشتن اطلاعات کامل در مورد تاخیر سیستم، از عوامل این موفقیت بود. با استفاده از روش کنترل پیش بین تعمیم یافته با تعدادی محدود از پارامترهای طراحی که با داشتن دانش قبلی از نحوه عملکرد سیستم به راحتی تعیین می شوند، می توان برای گستره وسیعی از سیستمها و دستگاهها برنامه های کنترلی مختلفی را اعمال کرد.

ایده اصلی  $GPC$  یا کنترل پیش بین تعمیم یافته، محاسبه سیگنال کنترل گسسته در آینده به گونه ای است که یک تابع هزینه چند متغیره را در طول مدت یک افق پیش بینی تعریف شده، مینیمم کند. شاخص بهینه شدن، مجموع دو تابع درجه دوم است که یکی تفاضل میان خروجی پیش بینی شده سیستم و خروجی مطلوب سیستم را اندازه گیری می کند و دیگری یک تابع درجه دوم است که توان تغییرات سیگنال کنترلی را اندازه گیری می کند.

کنترل کننده پیش بین تعمیم یافته،  $GPC$ ، ایده های مشترک زیادی با کنترل کننده های پیش بین قبل از خود دارد زیرا که کنترل کننده پیش بین تعمیم یافته بر اساس یک مفهوم مشترک با سایر کنترل کننده های پیش بین پایه گذاری شده است اما به هر حال تفاوتهای آشکاری نیز بین کنترل

<sup>6</sup> Generalized predictive control

<sup>7</sup> Model predictive control

کننده پیش بین تعمیم یافته با کنترل کننده های مشابه قبل از خود وجود دارد. همچنان که در آینده خواهیم دید، روش کنترلی  $GPC$  یک راه حل تحلیلی ارائه می کند و می تواند برای سیستم های ناپایدار و حتی نا مینیمم فاز نیز به کار رود.

### ۲-۳ تاریخچه کنترل پیش بین

در پایان دهه ۷۰ بود که مقالات جالب و فراوانی در مورد کاربرد  $MPC$  در صنعت منتشر شد که البته اکثر این مقالات را آقای "ریچالت"<sup>۷</sup> و همکارانش ارائه دادند. آنها در این مقالات "MPHC"<sup>۸</sup> را معرفی کردند که البته اکنون به نام "MAC"<sup>۹</sup> مشهور است. اما از سوی دیگر هم "کاتلر"<sup>۱۰</sup> و "رامکتر"<sup>۱۱</sup> بودند که در سال ۱۹۸۰ مدل کنترلی "DMC"<sup>۱۲</sup> را معرفی کردند. در هر دو الگوریتم کنترل کننده  $DMC$  و  $MAC$  نوعی مدل دینامیکی سیستم به کار گرفته شده است که در  $MAC$  از پاسخ ضربه و در  $DMC$  از پاسخ پله سیستم بدست می آید. از آنجا که یافتن مدلی از سیستم برای پیش بینی خروجی در تمامی کنترل کننده های  $MPC$  ضروری است این روشها به دلیل حجم بالای محاسباتی به شدت به برنامه ریزی خطی و یا برنامه هائی که مدت انجام عملیات محاسباتی را بهینه کند، وابسته بودند.

اما یکی از بارزترین ایده ها در  $MPC$  سالهای پیش از این، در سال ۱۹۶۳ توسط پروپی<sup>۱۳</sup> ارائه گردیده بود که این ایده "کاهش افق پیش بینی" بود. این ایده از ایده دیگری به نام "بهینه سازی فیدبکی برای سیستم حلقه باز" بوجود آمد که در دهه ۷۰ بحث روز به شمار می آمد.

<sup>۷</sup> Richalet

<sup>۸</sup> Model Predictive Heuristic Control

<sup>۹</sup> Model Algorithmic Control

<sup>۱۰</sup> Cutler

<sup>۱۱</sup> Ramkter

<sup>۱۲</sup> Dynamic Matrix Control

<sup>۱۳</sup> Propi

MPC به سرعت تبدیل به یکی از اصلی ترین و عمده ترین روشهای کنترلی در صنعت فرایند های شیمیایی شد که دلیل آن یکی امکان وارد کردن قیدهای محدود کننده، تاخیر سیستم و دیگری سادگی الگوریتم آن و استفاده از مدل حاصل از پاسخ ضربه یا پاسخ پله بود چرا که سیستم های کنترل کننده ای که از مدل فضای حالت یا تابع تبدیل استفاده می کند به اطلاعات بسیار بیشتری نسبت به MPC نیاز دارند. یک گزارش کامل در مورد کاربردهای MPC در مرجع [۲۵] ارائه شده است. بزرگترین کاربرد MPC برای سیستمهای "MIMO"<sup>۱۴</sup> یا چند متغیره ای بود که دارای قید های محدود کننده بودند.

با وجود تمام این موفقیت ها یک مشکل اساسی وجود داشت و آن این بود که فرمولهای ارائه شده فاقد اثبات تئوری در توانایی پایدار سازی و مقاوم سازی<sup>۱۵</sup> سیستمها بودند در حقیقت در حالت افق پیش بینی محدود، مشکلات فراوانی در آنالیز جداگانه هر حالت ویژه از حالات ویژه زیادی که وجود داشت، به چشم می خورد. به این ترتیب روشهای دیگر سعی کردند که حول و حوش ایده های کنترل تطبیقی کارکنند که البته بیشتر این امر در مورد سیستمهای تک متغیره SISO<sup>۱۶</sup> گسترش یافت. " کنترل خود تنظیم بر اساس پیش بینی "<sup>۱۷</sup> [۲۶] یکی از این موارد بود که بر اساس مینیمم کردن یک تابع درجه دوم هزینه در یک افق پیش بینی محدود ارائه گردیده بود و یا<sup>۱۸</sup> EHAC روشی دیگر در این زمینه بود که خروجیهای که از طریق حل معادله دیوفانتین<sup>۱۹</sup> در طول مدت زمانی فراتر از زمان تاخیر سیستم بدست آمده بود را تا حد ممکن به خروجیهای مطلوب نزدیک می کرد.

<sup>۱۴</sup> Multi Input Multi Output

<sup>۱۵</sup> Robust

<sup>۱۶</sup> Single Input Single Output

<sup>۱۷</sup> Predictor-Based Self-Tuning Control

<sup>۱۸</sup> Extended Horizon Adaptive Control

<sup>۱۹</sup> Diophantine

در سال ۱۹۸۵ بود که کیسر<sup>۲۰</sup> و همکارانش کنترل کننده دیگری از خانواده MPC به نام EPSAC<sup>۲۱</sup> معرفی کردند این کنترل کننده از حل معادله دیوفانتین برای پیش بینی آینده استفاده می کرد اما ایده اصلی این بود که سیگنال کنترلی در عملیات بهینه کردن تابع هزینه تا بی نهایت ثابت فرض شود.

در سال ۱۹۸۷، GPC یا کنترل پیش بین تعمیم یافته توسط کلارک<sup>۲۲</sup> و همکارانش از ایده EPSAC استنباط و ارائه گردید [۲۷]، البته در این امر از ایده GMV<sup>۲۳</sup> [۲۸] نیز استفاده شده بود. کنترل کننده های پیش بین زیادی وجود دارند که ایده های مشترک زیادی با GPC دارند از آنها می توان کنترل کننده های MURHAC<sup>۲۴</sup> [۲۹]، USMAR<sup>۲۵</sup> [۳۰]، PFC<sup>۲۶</sup> [۳۱] و UPC<sup>۲۷</sup> [۳۲] را نام برد. امروزه علاوه بر روشهای مبتنی بر پاسخ ضربه و پاسخ پله و یا مانند GPC مبتنی بر تابع تبدیل، روشهای دیگری مبتنی بر فضای حالت یا معادلات غیر خطی نیز وجود دارند.

### ۳-۳ معادلات کنترل پیش بین تعمیم یافته

اغلب سیستم های تک ورودی تک خروجی، *SISO*، زمانی که در حول یک نقطه خاص کاری، *set-point*، بررسی شوند و سپس خطی شوند، بصورت زیر توصیف می شوند. [۳۷]

$$A(z^{-1})y(t) = z^{-d}B(z^{-1})u(t-1) + C(z^{-1})e(t) \quad (۱-۳)$$

<sup>۲۰</sup> Keyser

<sup>۲۱</sup> Extended Prediction Self-Adaptive Control

<sup>۲۲</sup> Clarke

<sup>۲۳</sup> Generalized Minimum Variance

<sup>۲۴</sup> Multipredictor Receding Horizon Adaptive Control

<sup>۲۵</sup> Multistep Multivariable Adaptive Control

<sup>۲۶</sup> Predictive Functional Control

<sup>۲۷</sup> Unified Predictive Control

که در آن  $u(t)$  و  $y(t)$  به ترتیب خروجی کنترل کننده و خروجی سیستم می باشند و  $e(t)$  نیز معمولاً نویز سفید با میانگین صفر است  $A, B, C$  نیز به صورت چند جمله ای هایی بر حسب  $Z^{-1}$  هستند و می توان آنها را به صورت زیر نوشت :

$$A(Z^{-1}) = 1 + a_1 Z^{-1} + a_2 Z^{-2} + \dots + a_{na} Z^{-na} \quad (2-3)$$

$$B(Z^{-1}) = b_0 + b_1 Z^{-1} + b_2 Z^{-2} + \dots + b_{nb} Z^{-nb}$$

$$C(Z^{-1}) = 1 + c_1 Z^{-1} + c_2 Z^{-2} + \dots + c_{nc} Z^{-nc}$$

که در آن  $d$  زمان تاخیر سیستم است. این مدل به نام مدل کنترل کننده میانگین متحرک خود کاهنده،  $CARMA$ <sup>۲۸</sup>، مشهور است. از آنجائیکه در بسیاری از کارهای صنعتی با اغتشاش متغیر سروکار داریم، از این جهت مدل انتگرالی کنترل کننده میانگین متحرک خود کاهنده،  $CARIMA$ <sup>۲۹</sup>، در صنعت مناسب تر است. مدل  $CARIMA$  را به صورت زیر می توان نمایش داد :

$$A'(Z^{-1})y(t) = B'(Z^{-1})Z^{-d}u(t-1) + C(Z^{-1})\frac{e(t)}{\Delta} \quad (3-3)$$

که در آن:

$$\Delta = 1 - Z^{-1} \quad (4-3)$$

$$A'(Z^{-1}) = A(Z^{-1}) / \Delta$$

$$B'(Z^{-1}) = B(Z^{-1}) / \Delta$$

برای سادگی در مدل فوق چند جمله ای  $C$  را یک انتخاب می کنیم. توجه کنید که اگر  $C^{-1}$

<sup>۱</sup> قابل حصول باشد ( $C$  معکوس پذیر باشد). آنگاه  $C^{-1}$  را می توان در چند جمله ای های  $B$  و

$A$  ضرب کرد. در مورد زمانیکه  $e(t)$  نویز غیر سفید یا رنگی باشد نیز در آینده به تفصیل بحث

<sup>۲۸</sup> Controlled Autoregressive moving Average

خواهیم کرد. همانگونه که گفته شد، الگوریتم کنترل پیش بین تعمیم یافته، بدست آوردن سیگنال کنترلی به گونه ای است که یک تابع هزینه چند متغیره را که معمولاً به شکل زیر تعریف می شود را مینیمم کند.

$$J(N_1, N_2, N_3) = E \left\{ \sum_{j=N_1}^{N_2} \delta(j) [y(t+j|t) - w(t+j)]^2 + \sum_{j=1}^{N_3} \lambda(j) [\Delta u(t+j-1)]^2 \right\} \quad (3-5)$$

$y(t+j|t)$  خروجی پیش بینی شده سیستم در زمان نمونه برداری "J ام" بعد از زمان حال (t) می باشد و  $N_1$ ،  $N_2$  نیز به ترتیب مینیمم و ماکزیمم افق های پیش بینی هستند و  $N_3$  افق کنترلی است.  $\delta(j)$  و  $\lambda(j)$  سری وزنها هستند.  $w(t+j)$  مسیر مرجع در پرپود نمونه برداری J ام بعد از زمان حال است که  $y(t+j)$  باید برابر آن گردد. معمولاً  $\delta(j)$  یک فرض می شود و  $\lambda(j)$  هم یک عدد ثابت فرض می شود. اکنون هدف ما محاسبه سیگنالهای کنترلی حال و آینده  $u(t)$ ،  $u(t+1)$ ، ... به گونه ای هست که خروجی سیگنال در آینده،  $y(t+j)$ ، برابر  $w(t+j)$  گردد که این امر با مینیمم کردن تابع هزینه  $J(N_1, N_2, N_3)$  صورت می گیرد. به منظور بهینه کردن تابع هزینه ارائه شده، بهترین پیش بینی را برای  $y(t+j)$  که  $N_1 < j < N_2$  بدست می آوریم. معادلات دیوفانتین زیر را در نظر بگیرید:

$$1 = E_j(z^{-1}) \Delta A(z^{-1}) + z^{-j} F_j(z^{-1}) \quad (3-6)$$

$$1 = E_j(z^{-1}) \tilde{A}(z^{-1}) + z^{-j} F_j(z^{-1})$$

که چند جمله ایهای  $E_j$  و  $F_j$  بصورت یکتا از درجه ۱- j و na تعریف شده اند. توجه کنید که منظور از  $\tilde{A}(z^{-1})$  همان  $\Delta A(z^{-1})$  می باشد.  $E_j$ ،  $F_j$  را می توان از تقسیم یک بر  $\tilde{A}(z^{-1})$  بدست آورد به گونه ای که باقیمانده را بتوان بصورت فاکتورگیری شده  $z^{-j} F_j(z^{-1})$  نمایش داد. در این صورت خارج قسمت بدست آمده همان  $E_j(z^{-1})$  است. اگر معادله (3-3) را در  $z^{-j} E_j(z^{-1})$  ضرب کنیم، خواهیم داشت:

$$\begin{aligned} \tilde{A}(z^{-1})Ej(z^{-1})y(t+j) = \\ Ej(z^{-1})B(z^{-1})\Delta u(t+j-d-1) + Ej(z^{-1})e(t+j) \end{aligned} \quad (7-3)$$

چنانچه معادله (7-3) را در نظر بگیریم؛ آنگاه معادله (7-3) را می توانیم به صورت زیر

بنویسیم:

$$\begin{aligned} (1 - z^{-j} F_j(z^{-1}))y(t+j) = \\ Ej(z^{-1})B(z^{-1})\Delta u(t+j-d-1) + Ej(z^{-1})e(t+j) \end{aligned} \quad (8-3)$$

که می توان آن را به صورت زیر باز نویسی کرد:

$$\begin{aligned} y(t+j) = Fj(z^{-1})y(t) + Ej(z^{-1})B(z^{-1}) * \\ \Delta u(t+j-d-1) + Ej(z^{-1})e(t+j) \end{aligned} \quad (9-3)$$

به دلیل اینکه درجه چند جمله ای  $Ej(z^{-1})$  برابر  $j-1$  است، جملات نویز در معادله

همگی در آینده هستند بنابراین بهترین پیش بینی برای  $y(t+j)$  به صورت زیر خواهد بود:

$$\hat{y}(t+j|t) = Gj(z^{-1})\Delta u(t+j-d-1) + Fj(z^{-1})y(t) \quad (10-3)$$

که در آن:

$$Gj(z^{-1}) = Ej(z^{-1})B(z^{-1})$$

به سادگی می توان چند جمله ای های  $F_j$  ,  $F_{j+1}$  را از رابطه بازگشتی بدست آورد . معادله بازگشتی (۶-۳) به دست آورد. معادله دیوفانتین در مرجع [۳۳] شرح داده شده است . یک شرح ساده تر هم در ادامه آمده است که فرمول دیگری از GPC هست که البته بر اساس معادله بازگشتی دیوفانتین نیست . فرض کنید چند جمله ای های  $F_j$  ,  $E_j$  از تقسیم یک بر  $\tilde{A}(z^{-1})$  تا زمانی که باقیمانده تقسیم را بتوان به صورت چند جمله ای  $Z^{-j}F_j(z^{-1})$  نمایش داد بدست آمده باشند که :

$$F_j(z^{-1}) = f_{j,0} + f_{j,1}Z^{-1} + \dots + f_{j,na}Z^{-na} \quad (۱۱-۳)$$

$$E_j(z^{-1}) = e_{j,0} + e_{j,1}Z^{-1} + \dots + e_{j,j-1}Z^{-(j-1)}$$

اکنون فرض کنید که در روشی مشابه با آنچه در بالا گفته شد برای بدست آوردن  $E_{j+1}$  و  $F_{j+1}$  عدد یک را بر  $\tilde{A}(z^{-1})$  تقسیم کنیم تا زمانی که باقیمانده تقسیم را بتوان به صورت  $Z^{-(j+1)}F_{j+1}(z^{-1})$  نمایش داد . داریم :

$$F_{j+1} = f_{j+1,0} + f_{j+1,1}Z^{-1} + \dots + f_{j+1,na}Z^{-na} \quad (۱۲-۳)$$

کاملاً واضح و روشن است که اگر تنها یک تقسیم دیگر انجام می شد به جای چند جمله ایهای  $E_j$  ,  $F_j$  چند جمله ایهای  $E_{j+1}$  ,  $F_{j+1}$  بدست می آمد بنابراین  $E_{j+1}$  را می توان نوشت :

$$E_{j+1}(Z^{-1}) = E_j(Z^{-1}) + e_{j+1,j}Z^{-j} \quad (۱۳-۳)$$

که در آن :  $e_{j+1,j} = f_{j,0}$  است . ضرائب چند جمله ای  $F_{j+1}$  را می توان به صورت زیر بیان کرد :

$$f_{j+1,i} = f_{j,i+1} - f_{j,0}\tilde{a}_{i+1} \quad i = 0, \dots, na-1 \quad (۱۴-۳)$$

بنابراین چندجمله ای  $G_{j+1}$  را می توان از رابطه زیر یافت :

$$G_{j+1} = E_{j+1}B = (E_j + f_{j,o}Z^{-j})B \quad (۱۵-۳)$$

$$G_{j+1} = Gj + f_{j,o}Z^{-j}B$$

بنابراین  $j$  ضریب اول از  $G_{j+1}$  با ضرایب  $Gj$  برابر و یکسان است و سایر ضرایب بصورت زیر بدست می آیند .

$$g_{j+1,j+i} = g_{j,j+1} + f_{j,o}b_i \quad i = 0, \dots, nb \quad (۱۶-۳)$$

از آنجائیکه سیستم مفروض ،تاخیر زمانی معادل  $d$  دوره تناوب نمونه برداری دارد ، خروجی سیستم مفروض تحت تاثیر سیگنال کنترل  $u(t)$  در  $(d+1)$  زمان نمونه برداری دیگر قرار خواهد گرفت .

مقادیر  $N_1$  ,  $N_2$  ,  $N_u$  به صورت  $N_1 = d + 1$  ,  $N_2 = d + N$  و سرانجام  $N_u = N$  تعریف می شوند . توجه کنید که در اینجا لازم نیست که  $N_1 < d + 1$  باشد چرا که جملات اضافه شده بر معادله تنها تحت تاثیر سیگنالهای کنترلی گذشته هستند . از سوی دیگر اگر  $N_1 > d + 1$  فرض می شود ، در آنصورت تاثیر پذیری  $y(t+d)$  از سیگنال کنترلی  $u(t)$  نادیده گرفته شده است و ما راه را به خطا خواهیم رفت .

اکنون فرض را بر آن می گیریم که  $j$  تای اول از پیش بینی خروجی بهینه شده به صورت

زیر باشند:

$$(۱۷-۳)$$

$$\hat{y}(t+d+1|t) = C_{d+1}\Delta u(t) + F_{d+1}y(t)$$

$$\hat{y}(t+d+2|t) = G_{d+2}\Delta u(t+1) + F_{d+2}y(t)$$

$$\hat{y}(t+d+N|t) = G_{d+N}\Delta u(t+N-1) + F_{d+N}y(t)$$

که به صورت زیر نیز قابل نمایش است .

$$Y = Gu + F(z^{-1})y(t) + G'(z^{-1})\Delta u(t-1) \quad (۱۸-۳)$$

که در آن :

$$y = \begin{bmatrix} \hat{y}(t+d+1|t) \\ \hat{y}(t+d+2|t) \\ \vdots \\ \hat{y}(t+d+N|t) \end{bmatrix}$$

$$u = \begin{bmatrix} \Delta u(t) \\ \Delta u(t+1) \\ \vdots \\ \Delta u(t+N-1) \end{bmatrix}$$

$$G = \begin{bmatrix} g_0 & 0 & \dots & 0 \\ g_1 & g_0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ g_{N-1} & g_{N-2} & \dots & g_0 \end{bmatrix}$$

$$G'(Z^{-1}) = \begin{bmatrix} (G_{d+1}(Z^{-1}) - g_0)Z \\ (G_{d+2}(Z^{-1}) - g_0 - g_1 Z^{-1})Z^2 \\ \vdots \\ (G_{d+N}(Z^{-1}) - g_0 - g_1 Z^{-1} - \dots - g_{N-1} Z^{-(N-1)})Z^N \end{bmatrix}$$

$$F(Z^{-1}) = \begin{bmatrix} F_{d+1}(Z^{-1}) & F_{d+2}(Z^{-1}) & \dots & F_{d+N}(Z^{-1}) \end{bmatrix}^T$$

توجه کنید که دو جمله آخر در معادله (۳-۱۸) فقط به زمان گذشته وابسته اند و می توان

آنها را در قالب یک جمله نمایش داد:

$$Y = Gu + f \quad (۳-۱۹)$$

اگر همه شرایط اولیه صفر باشند، پاسخ آزاد<sup>۲۰</sup>  $f$  هم صفر خواهد بود. حال اگر یک

ورودی پله در لحظه  $t=0$  به سیستم اعمال شود در آن صورت:

$$\Delta u(t) = 1, \Delta u(t+1) = 0, \dots, \Delta u(N-1+t) = 0$$

و خروجی پیش بینی شده ما یعنی  $[\hat{y}(t+1), \dots, \hat{y}(t+N)]^T$ ، با اولین سطر

ماتریس  $G$  معادل خواهد بود. بنابراین اولین سطر از ماتریس  $G$  را می توان از پاسخ سیستم به ورودی

پله واحد محاسبه کرد. جملات پاسخ حالت صفر  $f$  را نیز می توان از طریق رابطه بازگشتی

زیر یافت:

$$f_{j+1} = Z(1 - \tilde{A}(Z^{-1}))f_j + B(Z^{-1})\Delta u(t-d+j) \quad (۳-۲۰)$$

که در این رابطه:

<sup>۲۰</sup> Freeresponse

$$f_0 = y(t), \Delta u(t+j) = 0 \quad \text{for: } j \geq 0$$

رابطه (۵-۳) را به صورت زیر نیز می توان نمایش داد :

$$J = (Gu + f - w)^T (Gu + f - w) + \lambda u^T u \quad (21-3)$$

که در آن :

$$W = [w(t+d+1), w(t+d+2), \dots, w(t+d+N)]^T$$

همچنین رابطه (۵-۳) را به صورت زیر نیز می توان بازنویسی کرد :

$$J = \frac{1}{2} u^T H u + b^T u + f_0 \quad (22-3)$$

$$H = 2(G^T G + \lambda I)$$

$$b^T = 2(f - w)^T G$$

$$f_0 = (f - w)^T (f - w)$$

در صورتی که هیچ محدودیت یا قیدی بر سیگنال کنترلی اعمال نشود کمترین حد از

$J$  را می توان با مشتق گرفتن از  $J$  و صفر قرار دادن آن بدست آورد که در آن صورت سیگنال کنترل

بهینه برابر خواهد بود با :

$$u = -H^{-1}b \quad (23-3)$$

توجه کنید که در اینجا تنها جمله اول یا " $u(t)$ " بدست می آید و از این رو برای

جمله بعدی " $u(t+1)$ " باید در زمان نمونه برداری دیگر این عمل باید تکرار شود . راه حلی که برای

،  $GPC$ ، کنترل کننده پیش بین تعمیم یافته ارائه شد برای محاسبه معکوس ماتریس با ابعاد  $N \times N$  نیاز به محاسبات قابل توجهی دارد. در مرجع [۳۳] مفهومی از افق پیش بینی کنترلی مورد استفاده قرار گرفته است که با فرض اینکه سیگنالهای کنترل پس از زمان  $N_u < N$  به مقداری ثابت می رسند، میزان محاسبات را کاهش می دهد. در این روش به جای محاسبه معکوس یک ماتریس با ابعاد  $N \times N$  معکوس یک ماتریس با ابعاد  $N_u \times N_u$  محاسبه می شود که  $N_u < N$  است. اگر  $N_u = 1$  فرض می شود در آن صورت محاسبات ما تنها به محاسبه معکوس یک عدد اسکالر، مختصر می شود. اما در اینصورت میزان بهینگی  $GPC$  کاهش می یابد.

یک روش سریع در اجرای  $GPC$ ، کنترل پیش بین تعمیم یافته برای دستگاهها آن است که سیستم توسط پاسخ سهمی مدل شود همچنین استفاده از شبکه های عصبی نیز می تواند سرعت محاسبات را افزایش دهد.

### ۳-۴ حالت نویز رنگی (غیر سفید)

زمانی که چند جمله ای نویز  $C(Z^{-1})$  از معادله (۳-۱) معادل یک نباشد، الگوریتم پیش بینی کننده اندکی تغییر می کند، برای محاسبه آینده در این وضعیت معادله دیوفانتین زیر را حل می کنیم.

$$C(Z^{-1}) = E_j(Z^{-1})\tilde{A}(Z^{-1}) + Z^{-j}F_j(Z^{-1}) \quad (۳-۲۴)$$

در این معادله مرتبه  $E_j(Z^{-1})$  برابر  $j-1$  است و مرتبه  $F_j(Z^{-1})$  یکی کمتر از مرتبه  $\tilde{A}(Z^{-1})$  می باشد.

$$\delta(E_j(Z^{-1})) = j-1$$

$$\delta(F_j(Z^{-1})) = \delta(\tilde{A}(Z^{-1})) - 1$$

اکنون اگر معادله (۳-۳) را در  $\Delta E_j(z^{-1})Z^j$  ضرب کنیم و از رابطه (۳-۲۴) کمک

بگیریم، آنگاه خواهیم داشت:

$$C(z^{-1})(y(t+j) - E_j(z^{-1})e(t+j)) = \quad (25-3)$$

$$E_j(z^{-1})B(z^{-1})\Delta u(t+j-1) + F_j(z^{-1})y(t)$$

از آنجائیکه جمله نویز همیشه در آینده است، امید ریاضی مورد انتظار از سمت چپ معادله

بالا برابر هست با:

$$E[C(z^{-1})(y(t+j) - E_j(z^{-1})e(t+j))] = C(z^{-1})\hat{y}(t+j|t) \quad (26-3)$$

مقادیر مورد انتظار از خروجی را می توان بوسیله معادله زیر محاسبه کرد.

$$C(z^{-1})\hat{y}(t+j|t) = E_j(z^{-1})B(z^{-1})\Delta u(t+j-1) + F_j(z^{-1})y(t) \quad (27-3)$$

توجه کنید که معادله پیش بینی کننده را می توان به منظور تولید یک روش بازگشتی برای

پیش بینی آینده به کار برد. یک بیان روشن برای بهینه کردن اولین نمونه پیش بینی شده را می توان

بوسیله حل معادله دیوفانتین زیر تعیین کرد.

$$1 = C(z^{-1})M_j(z^{-1}) + z^{-k}N_j(z^{-1}) \quad (28-3)$$

که در آن مرتبه  $M_j(z^{-1})$  برابر با  $j-1$  است و همچنین مرتبه  $N_j(z^{-1})$  یکی کمتر از مرتبه

$C(z^{-1})$  است. به این ترتیب با ضرب معادله (۲۷-۳) در  $M_j(z^{-1})$  و استفاده از رابطه (۲۸-۳) خواهیم

داشت:

$$\begin{aligned} \hat{y}(t+j|t) = & M_j E_j(z^{-1})B(z^{-1})\Delta u(t+j-1) + \\ & M_j(z^{-1})F_j(z^{-1})y(t) + N_j(z^{-1})y(t) \end{aligned} \quad (29-3)$$

که به صورت زیر نیز می تواند بیان شود:

$$\hat{y}(t+j|t) = G(z^{-1})\Delta u(t+j-1) + G_p(z^{-1})\Delta u(t+j-1) + (M_j(z^{-1})F_j(z^{-1}) + N_j(z^{-1}))y(t) \quad (30-3)$$

که در آن مرتبه  $G(z^{-1})$  کوچکتر از  $j$  خواهد بود. این روش پیش بینی در مورد نویز غیر سفید،  $C(z^{-1}) \neq 1$ ، را می توان در مینیم کردن تابع هزینه ای که در آن نویز، سفید بود جایگزین کرد و مورد استفاده قرار داد.

مثال (۳-۱):

برای درک بهتر و نمایش چگونگی یافتن یک کنترل GPC یا کنترل پیش بین تعمیم یافته، یک مثال ساده راهگشا خواهد بود. برای سادگی یک کنترل کننده GPC را برای مدل یک سیستم مرتبه اول طراحی می کنیم. معادله گسسته زیر را می توان از گسسته سازی یک سیستم پیوسته درجه اول بدست آورد.

$$(1 + az^{-1})y(t) = (b_0 + b_1z^{-1})u(t-1) + \frac{e(t)}{\Delta}$$

همانگونه که مشاهده می کنید در این مثال ساده تاخیر زمانی را معادل صفر و  $C(z^{-1})$  را نیز معادل یک گرفته ایم. الگوریتمی که در بخش قبلی برای محاسبه سیگنال کنترلی ارائه شد را برای سیستم بالا اجرا می کنیم. به ازای مقادیر  $b_1 = 0.6, b_0 = 0.4, a = 0.8$  و افقهای پیش بینی  $N_1 = 1$  و  $N_u = 3$ ، نتایج زیر حاصل می شود. همانگونه که گفته شد مقادیر خروجی آینده در مدت زمان افق پیش بینی؛ محاسبه می شوند و سپس به صورت معادله (۳-۱۸) بازنویسی می شوند و سرانجام با استفاده از معادله (۳-۲۳) قانون کنترل بدست می آید. از طریق حل معادله دیوفانتین از  $r = 1:3$  چند جمله ای پیش بینی  $E_r(z^{-1})$  و  $F_r(z^{-1})$  را محاسبه می کنیم.

$$\tilde{A}(z^{-1}) = A(z^{-1})(1 - z^{-1}) = 1 - 1.8z^{-1} + 0.8z^{-2}$$

در این حالت ساده که افق پیش بینی چندان طولانی نیست چند جمله ای ها را می توان از طریق تقسیم مستقیم یک بر  $\tilde{A}(z^{-1})$  و یک محاسبه ساده بدست آورد. همانگونه که گفتیم آنها را می توان از رابطه بازگشتی محاسبه کرد. برای شروع این رابطه، رابطه بازگشتی، مقادیر اولیه را از اولین مرحله تقسیم یک بر  $\tilde{A}(z^{-1})$  می یابیم.

$$E_1(z^{-1}) = 1 \quad F_1(z^{-1}) = 1.8 + 0.8z^{-1}$$

با تکرار این عمل، مقادیر بدست آمده خواهند بود:

$$E_2 = 1 + 1.8z^{-1} \quad F_1 = 2.44 - z^{-1}$$

$$E_3 = 1 + 1.8z^{-1} + 2.44z^{-2} \quad F_3 = 2.952 - 1.952z^{-1}$$

با داشتن این مقادیر و با توجه به چند جمله ای  $B(z^{-1}) = 0.4 + 0.6z^{-1}$  مقادیر  $G_i(z^{-1})$

برابر خواهند بود با:

$$G_1 = 0.4 + 0.6z^{-1}$$

$$G_2 = 0.4 + 1.32z^{-1} + 1.08z^{-2}$$

$$G_3 = 0.4 + 1.32z^{-1} + 2.056z^{-2} + 1.46z^{-3}$$

و خروجی پیش بینی شده به صورت زیر خواهد بود:

$$\begin{bmatrix} \hat{y}(t+1|t) \\ \hat{y}(t+2|t) \\ \hat{y}(t+3|t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.4 & 0 & 0 \\ 1.32 & 0.4 & 0 \\ 2.056 & 1.32 & 0.4 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \Delta u(t) \\ \Delta u(t+1) \\ \Delta u(t+2) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0.6\Delta u(t-1) + 1.8y(t) - 0.8y(t-1) \\ 1.08\Delta u(t-1) + 2.44y(t) - 1.44y(t-1) \\ 1.464\Delta u(t-1) + 2.952y(t) - 1.952y(t-1) \end{bmatrix}$$

مرحله بعد محاسبه  $H^{-1}b$  خواهد بود. اگر  $\lambda = 0.8$  فرض شود، داریم:

$$(G^T G + \lambda I)^{-1} G^T = \begin{bmatrix} 0.133 & 0.286 & 0.147 \\ -0.154 & -0.165 & 0.286 \\ -0.029 & -0.154 & 0.1334 \end{bmatrix}$$

از آنجائیکه ما تنها به  $\Delta u(t)$  نیاز داریم، تنها سطر اول ماتریس فوق را مورد استفاده

قرار می دهیم، بنابراین  $\Delta u(t)$  را بدین گونه می توان نوشت:

$$\Delta u(t) = -0.558\Delta u(t-1) - 1.371y(t) + 0.805y(t-1) + \\ 0.133w(t+1) + 0.286w(t+2) + 0.147w(t+3)$$

$w(t+j)$  مسیر مرجع مورد تعقیب گسسته شده ما می باشد که می تواند مقدار ثابتی مثلا

نقطه کار دستگاه باشد یا از یک مسیر مرتبه اول بدست آمده باشد. اکنون سیگنال کنترل یک تابع از

مسیر مورد نظر مرجع و ورودی های گذشته و خروجیهای گذشته است. بنابراین  $u(t)$  معادل است

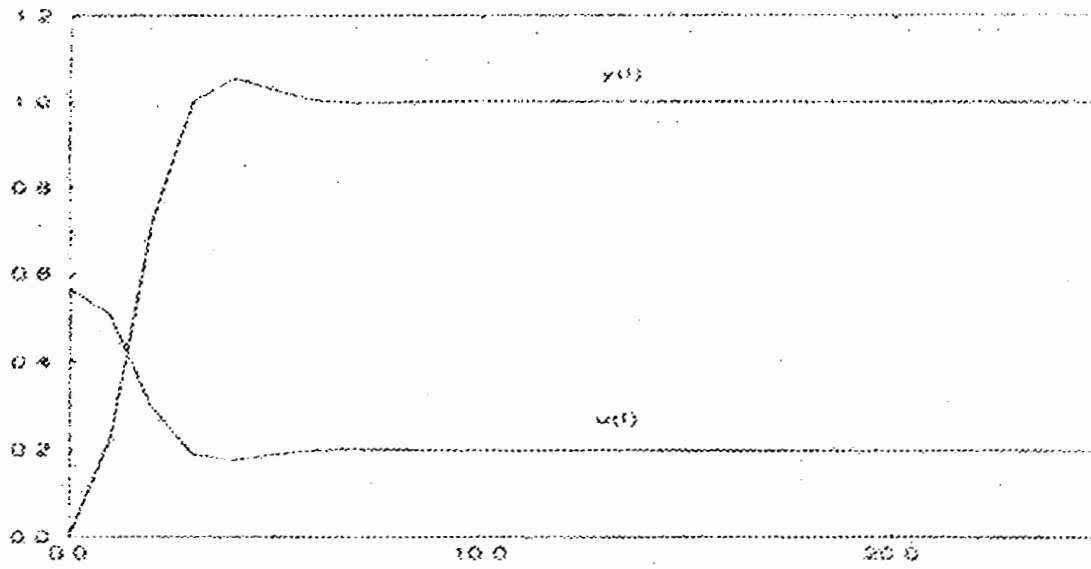
یا:

$$u(t) = 0.442u(t-1) + 0.558u(t-2) - 1.371y(t) + \\ 0.805y(t-1) + 0.133w(t+1) + 0.286w(t+2) + 0.147w(t+3)$$

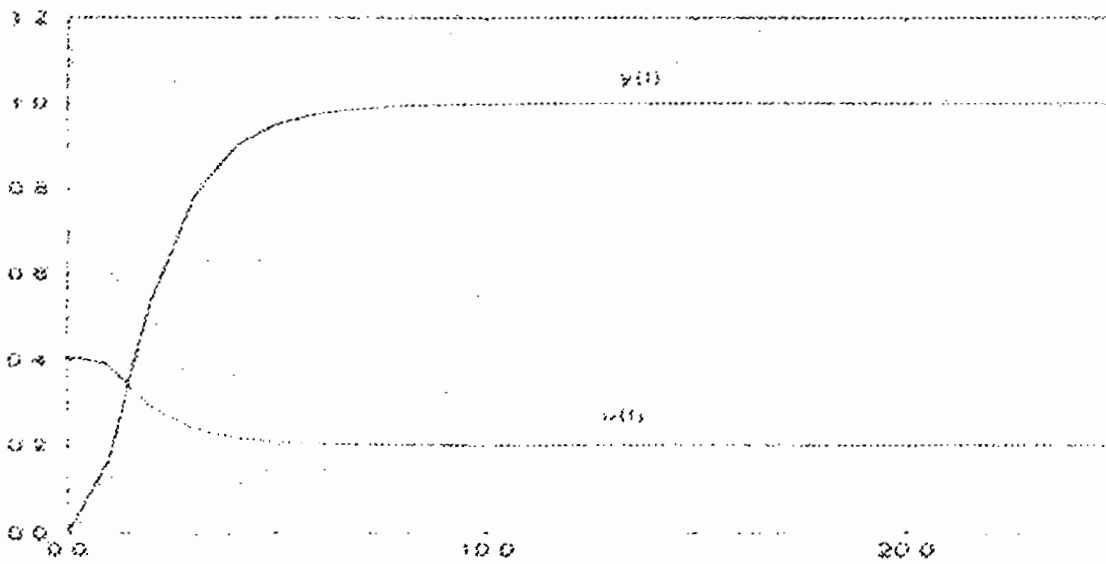
نتایج شبیه سازی شده از رفتار سیستم حلقه بسته در شکل نمایش (۳-۱) داده شده است. در

این شکلها خروجی سیستم برای ورودی پله و ورودی دیگری که با شیب ملایم تر به سمت

یک می رود، آمده است. سیگنال کنترلی نیز همزمان مشاهده می شود.



شکل (الف ۳-۱): ورودی، پله



شکل (ب ۳-۱): ورودی، به نرمی به سمت یک می رود.

در شکل (الف ۳-۱) مرجع ثابت و معادل با یک فرض شده است. اما در شکل (ب ۳-۱) مسیر مورد تعقیب با نرمی به مقدار ثابت یک نزدیک می شود. این امر موجب می شود که اختلاف کمی با شکل اول داشته باشد و نرمتر باشد و فراجهش کمتری داشته باشد.

۵-۳ کنترل پیش بین با افق پیش بینی کاهنده<sup>۳۱</sup>

علی رغم موفقیت های چشمگیر کنترل پیش بین تعمیم یافته ، GPC در صنعت یک کمبود اصلی در نتایج نظری وجود داشت که مربوط به خصوصیات کنترل پیش بین بود. همچنان مباحثات زیادی در مورد مسائل مهمی همچون پایداری و مقاومت (رباست) وجود داشت. در حقیقت در اکثر موارد ؛ پایداری به ازای حالت افق پیش بینی نامحدود ، به دست می آمد و یک اختلاف آشکار نظری میان رفتار حلقه بسته با طراحی کنترل کننده با افق پیش بینی محدود وجود داشت .

به دلیل نیاز به حل بعضی از این مسائل، «کلارک<sup>۳۲</sup>» و «اسکاتولینی<sup>۳۳</sup>» تغییری در فرمولهای کنترل کننده پیش بین تعمیم یافته ، GPC ، ارائه دادند که به کنترل پیش بین با افق پیش بینی کاهنده یا CRHPC مشهور شد که پایداری و مقاومت را در افق های پیش بینی محدودتری ارائه می کند. در این روش ، تفکر اصلی این است که فرض می شود سیگنال کنترلی به گونه ای انتخاب شود که در طول یک مدت زمان مشخص در آینده خروجی پیش بینی شده دقیقاً به مقدار مطلوب خود برسد. این امر در شکل (۲-۳) نمایان است . در این روش بعضی از درجات آزادی سیگنال کنترل آینده ما صرف اعمال نیرو برای تعقیب خروجی مطلوب می شود و مابقی آن قادر خواهند بود که تابع هزینه را در طول یک فاصله معین زمانی مینیمم کنند.

## ۶-۳ محاسبه قانون کنترلی کنترل پیش بین با افق کاهنده:

به طریق مشابه ای که در مورد کنترل پیش بین تعمیم یافته انجام شد . میتوان قانون

<sup>۳۱</sup> Constrained Receding-Horizon Predictive Control

<sup>۳۲</sup> Clark

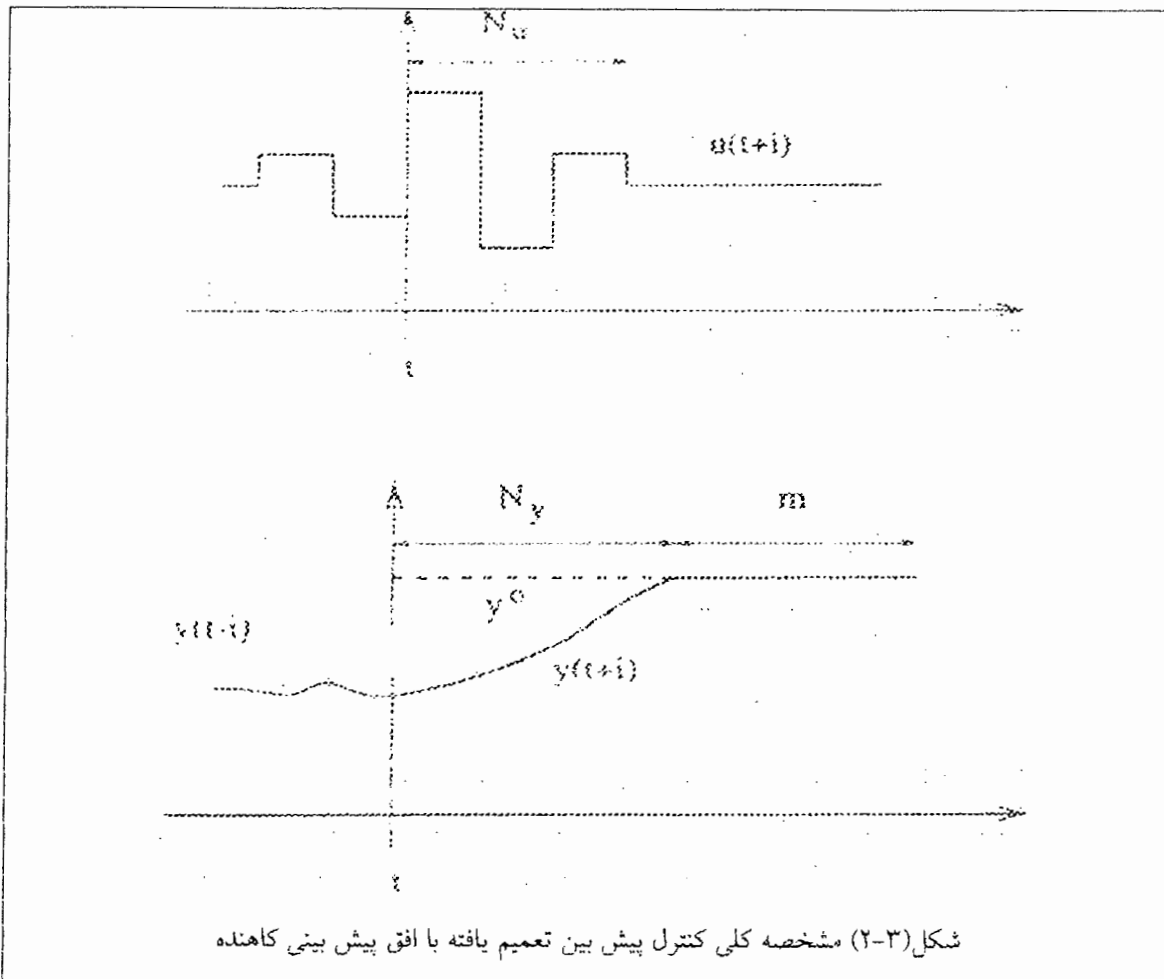
<sup>۳۳</sup> Scattolini

کنترلی، کنترل پیش بین با افق کاهنده یا  $CRHPC$  را بدست آورد البته باید به خاطر داشت که محاسبات کمی پیچیده تر می شوند. سیگنال کنترل به گونه ای باید باشد که تابع هزینه زیر را مینیمم کند.

$$J(N_y, N_u) = E \sum_{i=1}^{N_y} \mu(i) [y(t+i|t) - y^0(t+i)]^2 + \sum_{j=0}^{N_u} \lambda(j) [\Delta u(t+j)]^2 \quad (3-31)$$

$y^0(t+i)$  در معادله فوق، مرجع یا مسیرمورد تعقیب است و در شرایط زیر می گنجد:

$$\begin{aligned} y(t+N_y+i) &= y(t+N_y+1) \quad i=1, \dots, m \\ \Delta u(t+N_u+j) &= 0 \quad j > 0 \end{aligned} \quad (3-32)$$



پارامترهای طراحی ، مقادیر افق های پیش بینی ، سری وزنه های  $\lambda(i)$  و مقدار  $m$  که لحظه همزمانی میان خروجی و مسیر مرجع هست ، می باشند . سیستم به صورت زیر مدل می شود :

$$\Delta A(z^{-1})y(t) = B(z^{-1})\Delta u(t-d) \quad (3-33)$$

به منظور حل برنامه بهینه کردن ، نیاز است که توسط چند جمله ایهای تعریف شده  $C(z^{-1})$ ،  $F_i(z^{-1})$ ،  $E_i(z^{-1})$  ، خروجی در آینده پیش بینی و محاسبه شود . مرتبه  $E_i(z^{-1})$  برابر با  $i-1$  است ، بنابراین :

$$\begin{aligned} 1 &= E_i(z^{-1})\Delta A(z^{-1}) + Z^{-i}F_i(z^{-1}) \\ Z^{-d}E_i(z^{-1})B(z^{-1}) &= \sum_{h=1}^i S_h Z^{-h} + Z^{-i+1}G_i(z^{-1}) \\ y(t+i) &= \sum_{h=1}^i S_h \Delta u(t+i-h) + f(t+i) \\ f(t+i) &= F_i(z^{-1})y(t) + G_i(z^{-1})\Delta u(t-1) \end{aligned} \quad (3-34)$$

اکنون ماتریس های زیر را به عنوان متغیرهای آینده تعریف می کنیم :

$$\begin{aligned} Y(t) &= [y(t+1)y(t+2)...y(t+N_y)]^T \\ Y^0(t) &= [y^0(t+1)y^0(t+2)...y^0(t+N_y)]^T \\ \Delta u(t) &= [\Delta u(t)\Delta u(t+1)...\Delta u(t+N_u)]^T \\ F(t) &= [f(t+1)f(t+2)...f(t+N_y)]^T \end{aligned} \quad (3-35)$$

$$\bar{Y}(t) = [y(t + N_y + 1) y(t + N_y + 2) \dots y(t + N_y + m)]^T$$

$$\bar{Y}^0(t) = [y^0(t + N_y + 1) y^0(t + N_y + 2) \dots y^0(t + N_y + m)]^T$$

$$\bar{F}^0(t) = [f(t + N_y + 1) f(t + N_y + 2) \dots f(t + N_y + m)]^T$$

ماتریس های زیر به ترتیب از درجه  $m \times (N_a + 1)$ ,  $N_y \times (N_u + 1)$

$$G = \begin{bmatrix} s_1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ s_2 & s_1 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ s_{N_y} & s_{N_y-1} & s_{N_y-2} & \dots & s_{N_y-N_a} \end{bmatrix}$$

$$\bar{G} = \begin{bmatrix} s_{N_y+1} & s_{N_y} & \dots & s_{N_y-N_a+1} \\ s_{N_y+2} & s_{N_y+1} & \dots & s_{N_y-N_a+2} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ s_{N_y+m} & s_{N_y+m-1} & \dots & s_{N_y-N_a+m} \end{bmatrix}$$

و سری وزنه ها نیز برابر خواهند بود با :

$$M(t) = \text{diag}\{\mu(1), \mu(2), \dots, \mu(N_y)\}$$

$$\Lambda(t) = \text{diag}\{\lambda(0), \lambda(1), \dots, \lambda(N_u)\}$$

روابط زیر را به خاطر داشته باشید :

$$Y(t) = G\Delta u(t) + F(t)$$

$$\bar{Y}(t) = \bar{G}\Delta u(t) + \bar{F}(t)$$

به این ترتیب تابع هزینه ارائه شده توسط رابطه (۳-۳۱) را می توان با توجه به شرایط

(۳-۳۵) به صورت زیر بازنویسی کرد :

$$J = [Y(t) - Y^0(t)]^T M(t) [Y(t) - Y^0(t)] + \Delta u^T(t) \Lambda(t) \Delta u(t) \\ \bar{G} \Delta u(t) + \bar{F}(t) = \bar{Y}^0(t) \quad (3-36)$$

جواب این معادله را می توان با کمک ضرایب لاگرانژ بدست آورد . اگر تمامی وزنه های

$M(t)$  و  $\Lambda(t)$  ثابت و یکسان فرض شوند . خواهیم داشت :

$$M(t) = \mu I, \Lambda(t) = \lambda I$$

و به این ترتیب جواب به صورت زیر خواهد بود :

$$\Delta u(t) = (\mu G^T G + \lambda I)^{-1} * \quad (3-37)$$

$$[\mu G^T (Y^0(t) - F(t)) + \bar{G}^T (\bar{G} (\mu G^T G + \lambda I)^{-1} \bar{G}^T)^{-1} \times (\bar{Y}^0(t) - \bar{F}(t)) \\ - \mu \bar{G} (\mu G^T G + \lambda I)^{-1} G^T (Y^0(t) - F(t))]$$

از آنجائیکه این روش بر مبنای کاهش افق پیش بینی است ، بنابراین اولین درایه از  $\Delta u(t)$

مورد استفاده قرار می گیرد و مجدداً در زمان نمونه برداری بعدی همین عمل تکرار می شود . این

روش یک جواب تحلیلی ارائه می کند که همچنانکه در رابطه (۳-۳۷) قابل مشاهده است ، پیچیده

تر از راه حلی است که در کنترل پیش بین تعمیم یافته ،  $GPC$  ، ارائه شد . بار محاسباتی این روش

می تواند قابل ملاحظه باشد چراکه عملکردهای ماتریسی مختلفی از جمله معکوس کردن ماتریس

باید انجام شوند . البته نباید از خاطر دور داشت که با کمی زیرکی می توان از بار محاسباتی این

روش اندکی کاست . مثلاً می توان به این نکته توجه کرد که  $G$  یک ماتریس مثلثی است و ماتریس

معکوس آن هم بنابراین متقارن خواهد بود . این روش کنترلی را می توان در حالت کنترل پیش بین

تطبیقی به کار برد زیرا که در این گونه موارد معمولاً همه بردارها و ماتریسها در زمانهای نمونه

برداری تغییر می کنند .

برای یافتن سیگنال کنترل ما به محاسبه معکوس ماتریس  $\bar{G}(\mu G^T G + \lambda I)^{-1} \bar{G}^T$

نیاز داریم. از تعریف ماتریس  $G$  این برداشت حاصل می شود که شرط  $m \leq N_u + 1$  باید برقرار باشد. این شرط از این امر ساده آمده است که  $m$  تعداد قیدهای خروجی ماست و نباید از تعداد متغیرهای سیگنال کنترلی ما که  $N_u + 1$  می باشد، بیشتر گردد. شرط دیگر برای خاصیت معکوس پذیری آن است که  $m \leq n + 1$  باشد زیرا ضرائب  $S_i$  از پاسخ پله بدست می آیند و برای یک سیستم درجه  $n$  مفروض، ترکیبی خطی از  $n+1$  مقدار گذشته هستند.

با این شرایط، قیدهای شرطی ما را به محاسبه و انجام عملیات ریاضی ماتریس معکوس ماتریسی با درجه  $m \times m$  با مقادیر کوچکتر  $m$  و می دارد چرا که در اکثر موارد برای لحاظ شرایط فوق  $m$  نمی تواند بزرگتر از ۲ یا ۳ باشد.

### ۷-۳ خصوصیات کنترل پیش بین با افق پیش بینی کاهنده

همچنانکه بیان شد یکی از مزیت های این روش پایداری سیستم برای افق های پیش بینی محدود می باشد. البته باید به این نکته هم توجه داشت که برای یک مسئله یکسان نسبت به روش GPC بار محاسباتی افزایش قابل ملاحظه ای یافته است. خصوصیتی که در ادامه برای کنترل کننده پیش بین با افق کاهنده آمده است، در مرجع [۳۴] بر پایه فرمولهای قوانین کنترل در فضای حالت اثبات شده است.

#### خاصیت (۱)

اگر  $N_y = N_u > n + d + 1$  باشد و همچنین  $m = n + 1$  باشد. در انصورت سیستم

حلقه بسته به صورت جانبی پایدار است.

## خاصیت (۲)

اگر  $N_u = n + d$  باشد و همچنین  $m = n + 1$  باشد. پایداری سیستم حلقه بسته به صورت پایداری "dead-beat" یا "مرده نوش" حاصل می شود.

## خاصیت (۳)

اگر سیستم پایدار مجانبی باشد و همچنین داشته باشیم  $m = 1, \mu = 0$  آنگاه داشته باشیم:

$$S_v \leq S_{v+1} \leq \dots \leq S_\infty, \quad S_v > S_\infty / 2, \quad S_\infty > 0$$

و یا اینکه داشته باشیم:

$$S_v \geq S_{v+1} \geq \dots \geq S_\infty, \quad S_v < S_\infty / 2, \quad S_\infty < 0$$

در آن صورت برای هر  $N_y = N_u > v - 1$  سیستم حلقه بسته پایدار مجانبی خواهد بود.

## خاصیت (۴)

تحت شرایط قبل سیستم حلقه بسته برای  $N_y \geq v - 1$  و  $N_u = 0$  نیز پایدار مجانبی خواهد بود.

## خاصیت (۵)

اگر سیستم حلقه باز مجانبی باشد و  $N_u = 0, m = 1, \mu = 0$  و قیدهای  $k > 0$  و  $0 < \eta < 1$  موجود باشند به گونه ای که:

$$|S_i - S_\infty| \leq K \eta^i, \quad i \geq 0$$

بنابراین برای هر  $N_y$  که در شرط زیر بگنجد سیستم حلقه بسته نیز پایدار مجانبی خواهد بود.

$$|S_{N_y+1}| > K \frac{1+\eta}{1-\eta} \eta^{N_y+1}$$

همچنانکه مشاهده شد روش کنترل پیش بین با افق کاهنده قادر است هر نوع دستگاهی را پایدار کند، چه آن دستگاه ناپایدار باشد و چه نا مینیمم فاز باشد.

در کنترل پیش بین تعمیم یافته استفاده از فیلترهای ورودی و خروجی می تواند منجر به کنترل جایابی قطبها گردد. استفاده از چندجمله ای  $P(z^{-1})$  که در مرجع [۳۵] نشان داده شده است، بین روش جایابی قطبها و کنترل پیش بین پیوند نزدیکی برقرار کرده است. این چندجمله ای  $P(z^{-1})$ ، به صورت خروجی کمکی  $Q(t) = p(z^{-1})y(t)$  در معادله ها؛ جایگزین  $y(t)$  می شود و ریشه های حلقه بسته از طریق جایابی قطبهای  $Z^{n+1}P(z^{-1})$  قرار می گیرند.

### ۸-۳ GPC پایدار :

برای جبران کمبود خاصیت پایداری در کنترل پیش بین تعمیم یافته،  $GPC$ ، «روسیتر»<sup>۳۱</sup> و «کواریتاکیز»<sup>۳۵</sup> یک فرمول جدید را ارائه کردند که پایداری حلقه بسته را البته اگر تابع هزینه به صورت یکنوا کاهشی باشد، تضمین می کند. به این سبب الگوریتم ارائه شده را  $SGPC$ <sup>۳۱</sup> یا کنترل پیش بین تعمیم یافته پایدار نامیدند و بر اساس پایدار سازی حلقه قبل از کاربرد استراتژی کنترل عمل می کند. کنترل کننده حلقه داخلی برای بدست آوردن یک پاسخ ضربه محدود حلقه بسته طراحی شده است. این امر کاربرد الگوریتم کنترلی را ساده کرده است.

### ۹-۳ روابط قانون کنترل پیش بین تعمیم یافته پایدار

<sup>۳۱</sup> Rossiter

<sup>۳۵</sup> Louvaritakis

<sup>۳۱</sup> Stable Generalized Single-Output

مدلی را که برای محاسبه قانون کنترل مورد استفاده قرار می دهیم بصورت زیر است :

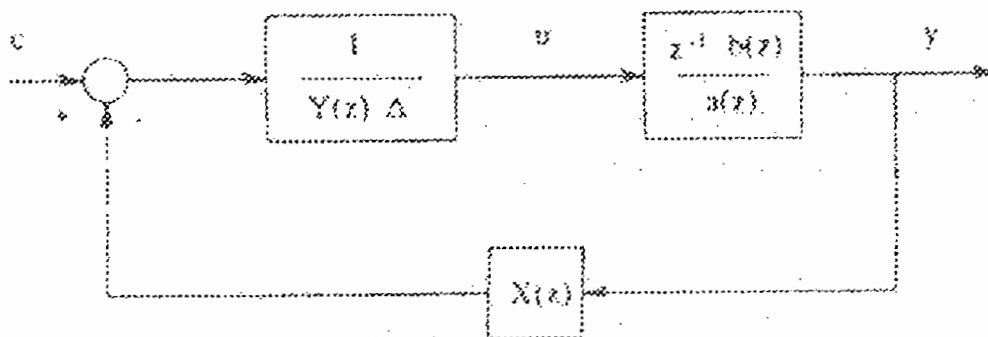
$$G(z) = \frac{Z^{-1}b(z)}{a(z)} = \frac{b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_n z^{-n}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_n z^{-n}}$$

همانگونه که مشاهده می کنید برای ساده سازی ، سادگی و در عین حال حفظ عمومیت و

کلیت سیستم ، درجه صورت و مخرج را برابر در نظر می گیریم . اگر چنانچه سیستم مورد نظر ما تاخیر زمانی بیشتر از یک داشته باشد ، کافیت که جملات اولیه  $b(z)$  را صفر قرار دهیم .

همانگونه که پیشتر گفتیم ، قبل از بهینه کردن تابع هزینه ، حلقه توسط چند جمله ای

$y(z), x(z)$  به گونه ای که در شکل (۳-۳) مشاهده می کنید ، پایدار شده است . سیگنال  $C$  مرجع حلقه بسته است و همچنین مقداری است که در تابع هزینه به کار می رود .



شکل (۳-۳) مشخصه کلی کنترل پیش بین تعمیم یافته پایدار

چند جمله ای  $y(z), x(z)$  در روابط زیر صدق می کنند .

$$a(z)Y(z)\Delta(z) + z^{-1}b(z)x(z) = 1 \quad (3-38)$$

$$k(z) = \frac{x(z)}{Y(z)\Delta(z)}$$

که در آن ،  $\Delta(z) = 1 - z^{-1}$  می باشد و  $k(z)$  فیدبک کنترلی است . بر این اساس

می توان نتیجه گرفت :

$$Y(z) = z^{-1}b(z)C(z) \quad (3-39)$$

$$\Delta u^+ = \Gamma a^{c+} + H_{Ac-} + M_{A\infty}$$

$$A(z) = a(z)\Delta : \text{ که}$$

تابع هزینه همانند کنترل پیش بین تعمیم یافته ، خطا و تفاضل بین خروجی های آینده و خروجی های مطلوب و مورد نظر آینده را با دقتی اندازه گیری می کند که سیگنال کنترلی بتواند از این خطا برای کنترل سیستم استفاده کند .

تابع هزینه باید به مانند یک تابع از مقادیر آینده  $C$  که مسیر مطلوب یا مرجع ما هست ، ارائه شده باشد تا بتوان سیستم پایدار را به کمک آن بهینه کرد . برای نیل به این هدف ، بردارهای زیر را در نظر می گیریم :

$$y^+ = [y(t+1)y(t+2).....y(t+n_y)]^T \quad (41-3)$$

$$C^+ = [C(t+1)C(t+2).....C(t+n_c)]^T$$

$$\Delta u^+ = [\Delta u(t)\Delta u(t+1).....\Delta u(t+n_y-1)]^T$$

$$C^- = [C(t)C(t-1).....C(t-n)]^T$$

که در آن  $n_c, n_y$  افق های پیش بینی خروجی و افق دید خروجی مطلوب ماست. با شیفته زمانی معادله می توان داشت .

$$y^+ = \Gamma b^{c+} + H_{bc-} + M_{b\infty} \quad (41-3)$$

$$\Delta u^+ = \Gamma a^{c+} + H_{Ac-} + M_{A\infty}$$

که جملات نهایی هر معادله به ترتیب پاسخ آزاد  $\Delta u_f, y_f$  را از  $\Delta u, y$  بیان می کنند . ماتریسهای  $\Gamma_A, \Gamma_b, H_A, H_b, M_A, M_b$  همانگونه که در [۳۶] آمده به راحتی قابل محاسبه اند.  $C^m$  بردار سطری  $n_y - n_c$  است که مقادیر آینده مورد انتظار از ورودی  $C$  می باشد.

معمولا اگر  $r(t+i), i=1$  و  $n_y$  یک نقطه کاری فرض شود، یعنی سعی در حفظ پایداری

حول یک نقطه کاری باشد در آنصورت  $C^\infty$  را به صورت زیر انتخاب می کنند:

$$C^\infty = [1, 1, \dots, 1]^T * r(t + n_y) / b(1)$$

به این ترتیب تابع هزینه به صورت زیر بازنویسی می گردد:

$$J = \|r^+ - y^+\|_2 + \lambda \|\Delta u^+\|_2 = [c^+ - c_0]^T S^2 [c^+ - c_0] + \gamma$$

$$S^2 = \Gamma_b^T \Gamma_b + \lambda \Gamma_A^T \Gamma_A$$

$$C_0 = S^{-2} [\Gamma_b^T (r^+ - y_f) - \lambda \Gamma_A^T \Delta u_f]$$

$$\gamma = \|r^+ - y_f\|_2 + \lambda \|\Delta u_f\|_2 - \|C_0\|_2$$

که در اینجا  $\gamma$  یک عدد ثابت شناخته شده است. اکنون قانون کنترلی SGPC را می توان از

مینیم کردن تابع  $J = \|S(c^+ - c_0)\|$  بدست آورد.

$$\Delta u(t) = A(z)C(z) \quad c(t) = \frac{P_r(z)}{P_c(z)} r(t + n_y)$$

که  $P_r(z), P_c(z)$  جملات چند مجهولی زیر هستند:

$$P_r = e^T T [\Gamma_b^T (I - M_b E) - \Gamma_b^T \Gamma_A E]$$

$$P_c = e^T T [\Gamma_b^T H_b + \lambda \Gamma_b^T H_A]$$

و

$$T = (\Gamma_b^T \Gamma_b + \lambda \Gamma_A^T \Gamma_A)^{-1} \quad [37];$$

پایداری الگوریتم فوق از این امر حاصل می شود که  $\Delta u, y$  به  $C$  وابسته اند که این امر

بواسطه عملگرهای پاسخ ضربه محدود  $z^{-1}b(z), A(z)$  انجام می شود که میتوانند تابع هزینه را به

صورت یکنوا کاهشی در آورند. به این ترتیب آنها می توان پایدار ساز لیاپانوفی فرض کرد.

**طراحی کنترل کننده سیستم**

**ضد قفل ترمز خودرو**

**" ABS "**

**به روش کنترل پیش بین**

**تعمیم یافته " GPC "**

### طراحی کنترل کننده سیستم ضد قفل خودرو به روش GPC :

در فصل دوم معادلات حاکم بر سیستم ABS برای مدل یک چهارم چرخ به طور کامل تشریح گردید . دیدیم که سیستم دارای ۸ متغیر حالت می باشد . در این فصل بادر نظر داشتن متغیرهای حالت سیستم و معادلات حاکم بر آن ، به منظور طراحی کنترل کننده پیش بین تعمیم یافته ، به خطی سازی سیستم پرداخته می شود. لازم به ذکر است که عمل ساده سازی و خطی سازی تنها برای یافتن GPC مناسب است و پس از طراحی کنترل کننده GPC ، آن کنترل کننده بر روی سیستم اصلی ۸ حالت امتحان خواهد شد . در پایان نیز کنترل کننده پیش بینی تعمیم یافته طراحی شده برای ABS با کنترل کننده هایی که در ABS به کار می روند ، مقایسه می شود . مزایا آن ارایه خواهد شد .

#### ۴-۱ معادلات حاکم بر سیستم :

معادلات (۹-۲) را با تغییر متغیرهای زیر، بصورت  $\dot{x} = f(x, u)$  فرموله بندی می شوند.

$$X_1 = Z_1$$

$$X_2 = Z_2$$

$$X_3 = \dot{Z}_2$$

$$X_4 = Z_3$$

$$X_5 = \dot{Z}_3$$

$$X_6 = \omega$$

$$X_7 = v$$

$$X_8 = T_b$$

## ۴-۲ ساده سازی معادلات حاکم بر سیستم:

معادلات کلی حاکم بر سیستم را با قرار دادن یک تابع غیر خطی  $\mu(s)$  برای باز نویسی  $f_x$  از حالت نموداری به فرم ریاضی می توان بدست آورد. این تابع غیر خطی را می توان از روی شکل های (۲-۳) و (۲-۴) استنباط کرد. بنابراین داریم:

$$\dot{P} = 100P + 10000u$$

$$\dot{\omega} = 100.56\mu(s) - 0.2T_b$$

$$\dot{V} = -g\mu(s)/4$$

$$\dot{T}_b = P$$

$$\dot{Z}_1 = \dot{Z}_2 + f_{k1}/\beta_1$$

$$m_{tire}\ddot{Z}_2 = f_{\beta1} + f_{k2} - f_{\beta2} - f_{k3}$$

$$\frac{m_{car}}{4}\ddot{Z}_3 = f_{k3} + f_{\beta2} - f_x \frac{h_{cg}}{l}$$

$$f_x = f_z\mu(s)$$

$$S = \frac{v - R\omega}{v}$$

$$f_z = \left(\frac{m_{car}}{4} + m_{tire}\right)g + f_{k1} + f_{k2}$$

$\mu(s)$  استنباط شده از اشکال (۲-۳) و (۲-۴) را می توان برای جاده آسفالت خشک با

$\mu_{nom} = 0.85$  به صورت شکل (۴-۱) و یا به فرم روابط (۴-۱۰) نمایش داد.

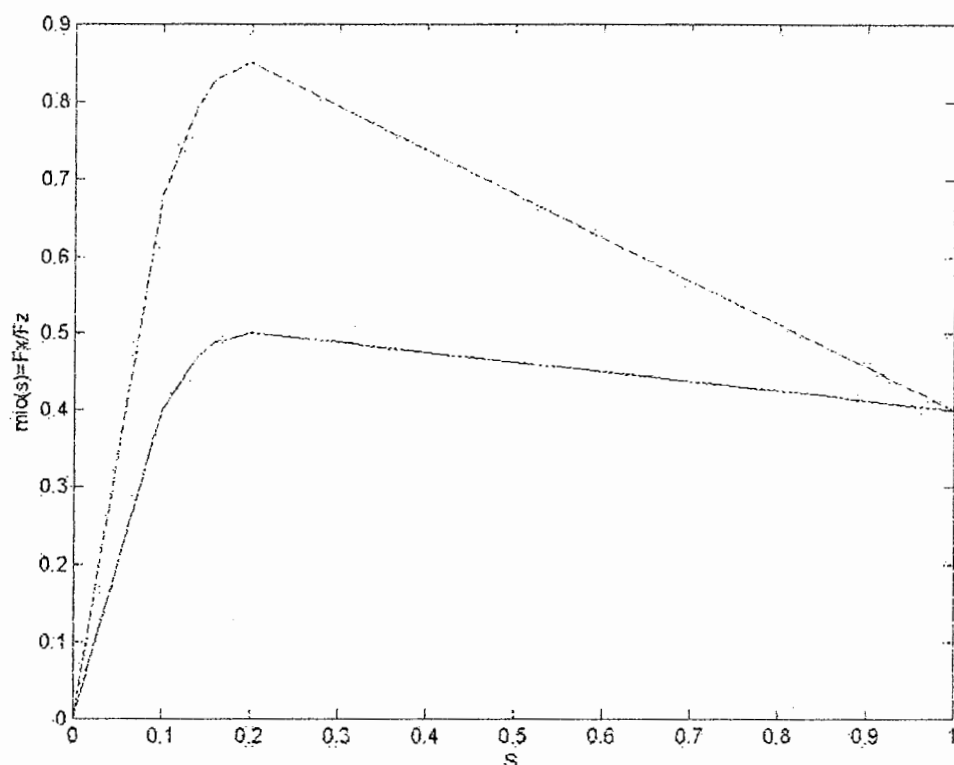
$$S < 0.1 \quad \Rightarrow \quad \mu(s) = \mu_{nom} * 8 * S$$

$$0.1 < S < 0.14 \quad \Rightarrow \quad \mu(s) = \mu_{nom} * (0.46 + 3.4 * S)$$

$$0.14 < S < 0.16 \quad \Rightarrow \quad \mu(s) = \mu_{nom} * (0.656 + 2 * S)$$

$$0.16 < S < 0.2 \quad \Rightarrow \quad \mu(s) = \mu_{nom} * (0.88 + 0.6 * S)$$

$$0.2 < S < 1 \quad \Rightarrow \quad \mu(s) = 1.25 * \mu_{nom} * (1 - s) + 0.5 * (s - 0.2) \quad (4-1)$$



شکل (۴-۱):  $\mu(s)$  برای جاده آسفالت خشک با  $\mu_{nom} = 0.85$  (---) و

$\mu(s)$  برای جاده آسفالت یخ زده با  $\mu_{nom} = 0.5$  (-)

معادلات کلی سیستم را می توان به دو دسته تقسیم کرد :

دسته اول : شامل روابط و معادلاتی می شوند که ارتباط دهنده بین لغزش ،  $S$  ، و ورودی کنترلی ،  $u$  ، می باشند .

دسته دوم : معادلات و روابطی که ارتباط دهنده بین لغزش ،  $S$  ، که خروجی ما است و دست انداز جاده ،  $Z$  ، که در نقش نویز و اغتشاش است ، می باشند .

به این ترتیب برای طراحی کنترل GPC ما به ۴ معادله دسته اول اکتفا می کنیم و در پایان پایداری سیستم کنترل شده را در حضور ۴ معادله دیگر و دست انداز جاده ، محک می زنیم . بنابراین داریم :

$$\dot{P} = 100P + 10000u$$

$$\dot{\omega} = 100.56\mu(s) - 0.2T_b$$

$$\dot{V} = -g \mu(s)/4$$

$$\dot{T}_b = P$$

$$S = \frac{v - R\omega}{v}$$

اکنون روابط غیر خطی حاکم بر سیستم که روابط بین خروجی یا لغزش،  $S$ ، و ورودی کنترلی هستند را در اختیار داریم.

#### ۳-۴ روشهای مختلف کنترل پیش بین تعمیم یافته:

در GPC عموماً سه روش اصلی و اساسی در پیش بین خروجی ها مطرح است. هدف ما در این مرحله سعی در یافتن بهترین روش برای کنترل سیستم ABS داریم.

ابتدا با خصوصیات این سه روش که عبارتند از سه روش زیر آشنا می شویم.

- \* پیش بینی بر اساس معادلات خطی شده.
- \* پیش بینی بر اساس معادلات غیر خطی.
- \* پیش بینی بر اساس شبکه عصبی آموزش دیده.

#### الف: پیش بینی خروجی بر اساس معادلات خطی شده:

عمومی ترین و پرکاربردترین روش در GPC استفاده از معادلات خطی می باشد. همانگونه که می دانیم تقریباً در طبیعت هیچ سیستم خطی را نمی توان یافت و همگی آنها غیر خطی می باشند. سیستم های مکانیکی نیز بعنوان وامدار طبیعت از این قاعده مستثنی نیستند. از آن جمله می توان به فنرها و دمپرها اشاره کرد. بنابراین در این روش در اولین مرحله کار، نیاز به خطی سازی سیستمهای غیر خطی احساس می شود.

#### ب: پیش بینی خروجی بر اساس معادلات غیر خطی:

در این روش معادلات غیر خطی را با کمک پردازشگرهای دیجیتالی با سرعت بیشتری نسبت به حالت طبیعی سیستم حل می کنیم، بنابراین خروجی ها را می توان زودتر از سیستم واقعی مشاهده کرد.

### ج: پیش بینی خروجی براساس شبکه های عصبی آموزش دیده:

در این روش با داشتن داده های ورودی و داده های خروجی متناظر با هر ورودی می توان شبکه عصبی مناسبی را آموزش داد تا رابطه بین ورودی و خروجی را تقریب بزند، سپس با اجرای این شبکه در یک پردازشگر با سرعت بیشتر از حالت طبیعی، خروجی های آینده را در زمان حال در اختیار محاسبه نماید.

#### ۴-۳-۱ مزایا و معایب:

هر یک از این سه روش مزایا و معایبی دارند که در سیستم های مختلف موجب برتری یکی بر دیگری می گردد، برای یافتن یک GPC مناسب، ابتدا باید با مزایا و معایب هر یک از این سه روش توجه کرد.

در روش شبکه عصبی نکته جالب و مزیت برتر آن راحتی و همچنین پیش بینی نسبتاً دقیق و عدم نیاز به اطلاعات کلی از سیستم، از جمله معادلات غیر خطی، است. اما نکته مبهم و بحث بر انگیز این روش چگونگی بهینه کردن تابع هزینه می باشد. اما علی رغم سادگی پیش بینی آینده، این روش با معضل سختی و پیچیده بودن بهینه کردن تابع هزینه مواجه است. همچنین در این روش چون در مورد بهینه کردن تابع هزینه معمولاً از روش های سعی و خطا استفاده می شود به پردازشگر های سریع و با قابلیت بالا نیاز است.

در روش معادلات غیر خطی نیز ما از پیش بینی خوبی برخورداریم و همانند روش پیش بینی براساس شبکه عصبی آموزش دیده، این روش هم با معضل چگونگی بهینه کردن تابع هزینه مواجه است. اما سختی بهینه کردن در این مورد به مراتب کمتر از روش استفاده از شبکه های عصبی اما از سوی دیگر این روش نسبت به روش شبکه عصبی دارای نقصانی در شناسایی سیستم است. در روش شبکه عصبی ما به شناخت کمتری از سیستم نیاز داریم در این روش نیز می توان با استفاده از پردازشگرهای با سرعت بالا و قابلیت بالا بر معضل بهینه کردن تابع هزینه فائق آمد.

رایج ترین و پرکاربردترین روش GPC یا کنترل پیش بین تعمیم یافته روش مبتنی بر خطی سازی معادلات غیر خطی سیستم می باشد. روش GPC در ابتدای کار بر پایه این روش توصیف شد و بعدها روشهای مبتنی بر غیر خطی و شبکه عصبی و ... آن را توسعه بخشید. اساس این روش بر شناسایی کامل سیستم و داشتن معادلات کامل سیستم می باشد که این امر عیب بزرگ این روش نسبت به دو روش قبلی و همچنین DMC و AMC است. از سوی دیگر خطی بودن تمامی معادلات، این اجازه را به ما می دهد که در بهینه کردن تابع هزینه به یک عبارت صریح ریاضی بر حسب متغیرهای حالت دست یابیم. سرعت عمل این روش به مراتب از دو روش دیگر بیشتر و نیاز کمتری به پردازشهای سریع احساس می شود.

#### ۴-۳-۲ انتخاب مناسب GPC:

اکنون با توجه به مزایا و معایب گفته شده و همچنین با توجه به شناخت ما از سیستم ضد قفل ترمز خودرو، می توانیم انتخاب مناسبی را با توجه به مزایا و معایب هر روش و داده های موجود، داشته باشیم.

- در اینجا بنا به دلایل استفاده از مدل مبتنی بر روش خطی سازی پیشنهاد می شود.
- عیب اصلی این روش، نیاز به شناخت کامل سیستم است که داده هایی که در اختیار ما قرار گرفته است این نیاز را برآورده کرده است.
- اصلی ترین و رایج ترین روش GPC مبتنی بر خطی سازی و استفاده از معادلات دیوفانتین می باشد.
- حجم محاسبات کامپیوتری در حالت کنترل on-line بیشتر است.

#### ۴-۴ خطی سازی معادلات غیر خطی:

از آنجاییکه روش خطی سازی برای کنترل پیش بین تعمیم یافته در کنترل ABS انتخاب گردید اولین قدم خطی سازی معادلات غیر خطی موجود می باشد. این خطی سازی ها برای توابع  $\mu(s)$  و سایر پارامترها در سه ناحیه زیر انجام گرفته است. از آنجا که تاخیر زمانی سیستم عامل مهمی در ناپایداری است و همچنین در خطی سازی برای GPC به دقت خیلی بالا نیاز نیست در اینجا برای گسسته سازی از روش ZOH استفاده شده است. از سوی دیگر همانگونه که در فصل

سوم گفته شد سه تا چهار گام پیش بینی در اکثر مراجع پیشنهاد شده است، بنابراین در این تحقیق سه گام برای پیش بینی در نظر گرفته شده است.

این خطی سازی در ناحیه اول:  $s < 0.1$ ،  $V_0 = 23 \text{ m/s}$  نتیجه میدهد:

$$H_1(s) = \frac{S(s)}{U(s)} = \frac{135}{S^3 + 156 S^2 + 5587 S} \quad (2-4)$$

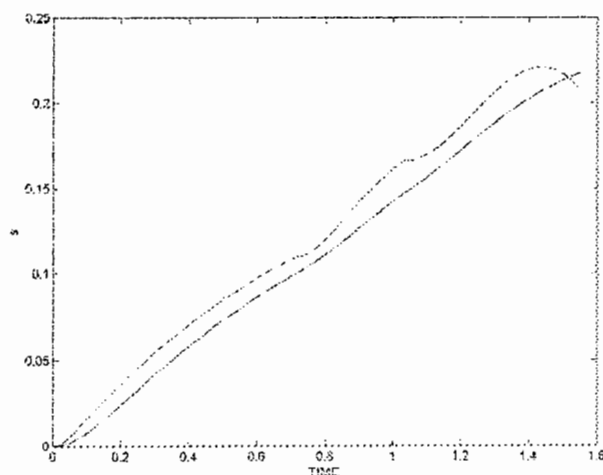
این خطی سازی در ناحیه دوم:  $0.147 < s < 0.1$ ،  $V_0 = 23 \text{ m/s}$  نتیجه میدهد:

$$H_2(s) = \frac{S(s)}{U(s)} = \frac{135}{S^3 + 120 S^2 + 1987 S} \quad (3-4)$$

این خطی سازی در ناحیه سوم:  $s > 0.147$ ،  $V_0 = 23 \text{ m/s}$  نتیجه میدهد:

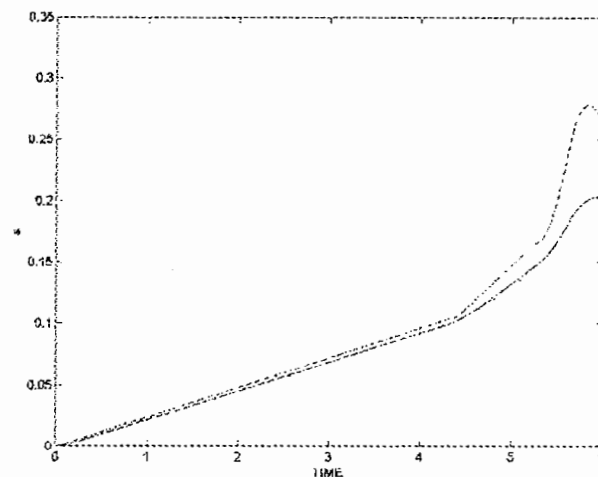
$$H_3(s) = \frac{S(s)}{U(s)} = \frac{135}{S^3 + 101 S^2 + 150 S} \quad (4-4)$$

نتایج این خطی سازی را برای دو حالت کنترل کننده تناسبی و کنترل کننده بنگ بنگ در شکل های (۲-۴) و (۳-۴) مشاهده می کنید. همانگونه که نمایان است رفتار حاصل از سیستم خطی شده با سیستم غیر خطی اختلاف کم و قابل قبولی دارد.



شکل (۲-۴): مقایسه سیستم خطی (---) با غیر خطی (—)

دز حضور کنترل کننده تناسبی



شکل (۳-۴): مقایسه سیستم خطی (- -) و غیر خطی (-)  
در حضور کنترل کننده بک-بک

#### ۵-۴ طراحی کنترل کننده GPC :

کنترل کننده پیش بین تعمیم یافته یک روش کنترلی بر اساس سیستم های زمان گسسته می باشد و این به آن معناست که سیستم خطی باید گسسته گردد. برای این منظور باید دوره تناوب نمونه برداری مناسبی برای گسسته سازی در نظر گرفته شود. به دلایل مکانیکی سیستم ABS، ۰،۱۵، ثانیه زمانی مناسب برای مدت زمان افق پیش بینی به نظر می رسد و همچنین همانگونه که در فصل ۳ بحث گردید ۳ نمونه در طول مدت زمان پیش بینی مناسب است  $T_s$  یا دوره تناوب نمونه برداری را ۰،۰۵ ثانیه انتخاب کردیم و برای گسسته سازی برای داشتن کمترین تاخیر زمانی از روش گسسته سازی نگهدار مرتبه صفر، ZOH، استفاده کردیم. اکنون در ادامه برای هر یک از سه تابع تبدیل ذکر شده در معادلات (۲-۴) و (۳-۴) و (۴-۴) معادل گسسته آن را می یابیم. در نتیجه داریم:

$$H_1 = \frac{S(s)}{U(s)} = \frac{135}{S^3 + 156 S^2 + 5587 S} \Rightarrow \text{with } T_s = 0.05 \Rightarrow$$

$$H_1(z) = \frac{0.0006z + 0.0005}{z^2 - 1.07z + 0.069}$$

(۵-۴)

$$H_2 = \frac{S(s)}{U(s)} = \frac{135}{S^3 + 120 S^2 + 1987 S} \Rightarrow \text{with } T_s = 0.05 \Rightarrow$$

$$H_2(z) = \frac{0.0009z + 0.0012}{z^2 - 1.38z + 0.38} \quad (6-4)$$

$$H_3 = \frac{S(s)}{U(s)} = \frac{135}{s^3 + 101s^2 + 150s} \Rightarrow \text{with } T_s = 0.05 \Rightarrow$$

$$H_3(z) = \frac{0.0011z^2 + 0.002z}{z^3 - 1.9z^2 + 0.95z - 0.006} \quad (7-4)$$

با توجه به فرم کلی معادلات بالا که به صورت معادله (۸-۴) هستند مراحل طراحی را تشریح می کنیم اکنون با حل معادله دیوفانتین (۹-۴) ضرایب  $E_j$  و  $F_j$  را بدست می آوریم.

$$\frac{y}{u} = z^{-d} \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} \quad (8-4)$$

و با فرض:

$$\Delta = (1 - z^{-1})$$

$$\tilde{A}(z^{-1}) = \Delta A(z^{-1})$$

$$1 = \tilde{A}(z^{-1})E_j(z^{-1}) + z^{-j}F_j(z^{-1}) \quad (9-4)$$

از آنجاییکه تابع تبدیل های مورد نظر ما از مرتبه پایینی هستند، ضرایب  $E_j$  به راحتی از تقسیم یک بر  $A(z^{-1})$  بدست می آید و در تعیین  $F_j$  نیز می توان از رابطه (۱۰-۴) استفاده کرد که این رابطه مستقیماً از رابطه دیوفانتین (۹-۴) حاصل شده است.

$$F_j = [1 - \tilde{A}(z^{-1})E_j(z^{-1})]z^j \quad (10-4)$$

و

$$G_j = E_j B \quad (11-4)$$

اکنون برای هر یک از سه حالت ماتریسهای پیش بینی کننده  $G(z^{-1})$ ،  $G'(z^{-1})$ ،  
 $F(z^{-1})$  را بدست می آوریم.

و با فرض:

$$\Delta = (1 - z^{-1})$$

$$\tilde{A}(z^{-1}) = \Delta A(z^{-1})$$

$$1 = \tilde{A}(z^{-1}) E_j(z^{-1}) + z^{-j} F_j(z^{-1}) \quad (9-4)$$

از آنجاییکه تابع تبدیل های مورد نظر ما از مرتبه پایینی هستند، ضرایب  $E_j$  به راحتی از تقسیم یک بر  $A(z^{-1})$  بدست می آید و در تعیین  $F_j$  نیز می توان از رابطه (۹-۴) استفاده کرد که این رابطه مستقیماً از رابطه دیوفانتین (۹-۴) حاصل شده است.

$$F_j = [1 - \tilde{A}(z^{-1}) E_j(z^{-1})] z^j \quad (10-4)$$

و

$$G_j = E_j B \quad (11-4)$$

اکنون برای هر یک از سه حالت ماتریسهای پیش بینی کننده  $G(z^{-1})$ ،  $G(z^{-1})$ ،  $G(z^{-1})$  را بدست می آوریم.

- $S < 0.1$
- $0.1 < S < 0.147$
- $1 > S > 0.147$

حالت اول:  $S < 0.1$

$$\frac{S}{U} = 0.0001 \frac{z^{-1}(5z^{-1} + 6)}{1 - 1.07z^{-1} + 0.069z^{-2}}$$

$$d = 1$$

$$B(z^{-1}) = 0.0005z^{-1} + 0.0006$$

$$A(z^{-1}) = 1 - 1.07z^{-1} + 0.069z^{-2}$$

$$\tilde{A}(z^{-1}) = 1 - 2.07z^{-1} + 1.139z^{-2} - 0.069z^{-3}$$

$$\frac{1}{\tilde{A}(z^{-1})} = 1 + 2.07z^{-1} + 3.146z^{-2} + 4.2235z^{-3} + 5.3021z^{-4}$$

$$E_1 = 1$$

$$E_2 = 1 + 2.07z^{-1}$$

$$E_3 = 1 + 2.07z^{-1} + 3.146z^{-2}$$

$$E_4 = 1 + 2.07z^{-1} + 3.146z^{-2} + 4.2235z^{-3}$$

$$E_s = 1 + 2.07 Z^{-1} + 3.146 Z^{-2} + 4.2235 Z^{-3} + 5.3021 Z^{-4}$$

اکنون با کمک معادله ( ۴-۱۰) که مجددا در زیر آمده است، ضرایب  $F_j$  را محاسبه می کنیم.

$$F_j(z^{-1}) = [1 - \tilde{A}(z^{-1}) E_j(z^{-1})] z^j$$

$$F_1 = 2.07 - 1.139 z^{-1} + 0.069 z^{-2}$$

$$F_2 = 3.146 - 2.289 z^{-1} + 0.1428 z^{-2}$$

$$F_3 = 4.223 - 3.44 z^{-1} + 0.2171 z^{-2}$$

$$F_4 = 5.302 - 4.593 z^{-1} + 0.2914 z^{-2}$$

همچنین داشتیم:

$$G_j = E_j B$$

بنابر این داریم:

$$G_1 = 0.0006 + 0.0005 z^{-1}$$

$$G_2 = 0.0006 + 0.001742 z^{-1} + 0.001035 z^{-2}$$

$$G_3 = 0.0006 + 0.001742 z^{-1} + 0.002923 z^{-2} + 0.001573 z^{-3}$$

$$G_4 = 0.0006 + 0.001742 z^{-1} + 0.002923 z^{-2} + 0.004107 z^{-3} + 0.002112 z^{-4}$$

$$G_5 = 0.0006 + 0.001742 z^{-1} + 0.002923 z^{-2} + 0.004107 z^{-3} + 0.005293 z^{-4} + 0.002651 z^{-5}$$

$$Y = [y(t+2 | t) ; y(t+3 | t) ; y(t+4 | t)]^T$$

$$U = [\Delta u(t) ; \Delta u(t+1) ; \Delta u(t+2)]$$

$$G = \begin{bmatrix} 0.0006 & 0 & 0 \\ 0.001742 & 0.0006 & 0 \\ 0.002923 & 0.001742 & 0.0006 \end{bmatrix}$$

$$G(z^{-1}) = \begin{bmatrix} 0.001742 * \Delta u(t-1) + 0.001035 * \Delta u(t-2) \\ 0.002923 * \Delta u(t-1) + 0.001573 * \Delta u(t-2) \\ 0.004107 * \Delta u(t-1) + 0.002112 * \Delta u(t-2) \end{bmatrix}$$

$$F(z^{-1}) = [3.146 y(t) - 2.289 y(t-1) + 0.1428 y(t-2)]$$

$$4.223 y(t) - 3.440 y(t-1) + 0.2171 y(t-2) \\ 5.302 y(t) - 4.593 y(t-1) + 0.29140 y(t-2)] \quad (12-4)$$

بنابر این مقادیر آینده پیش بینی شده از معادلات (۱۲-۴) و با کمک معادله (۱۳-۴) حاصل می شوند.

$$Y = G * U + F(z^{-1}) + G \tilde{A}(z^{-1}) = G * U + f \quad (13-4)$$

حالت دوم :  $0.1 < S < 0.147$

$$\frac{S}{U} = 0.0001 \frac{Z^{-1}(12 Z^{-1} + 9)}{1 - 1.38 Z^{-1} + 0.38 Z^{-2}}$$

$$d = 1$$

$$B(Z^{-1}) = 0.0012 Z^{-1} + 0.0009$$

$$A(Z^{-1}) = 1 - 1.38 Z^{-1} + 0.38 Z^{-2}$$

$$\tilde{A}(Z^{-1}) = 1 - 2.38 Z^{-1} + 1.76 Z^{-2} - 0.38 Z^{-3}$$

$$\frac{1}{\tilde{A}(Z^{-1})} = 1 + 2.38 Z^{-1} + 3.9040 Z^{-2} + 5.4830 Z^{-3}$$

$$E_1 = 1$$

$$E_2 = 1 + 2.38 Z^{-1}$$

$$E_3 = 1 + 2.38 Z^{-1} + 3.9040 Z^{-2}$$

$$E_4 = 1 + 2.38 Z^{-1} + 3.9040 Z^{-2} + 5.4830 Z^{-3}$$

به مانند قبل اکنون با کمک معادله ( ۱۰-۴ ) که مجددا در زیر آمده است، ضرایب  $F_j$  را محاسبه می کنیم.

$$F_j(z^{-1}) = [1 - \tilde{A}(z^{-1}) E_j(z^{-1})] z^j$$

$$F_1 = 2.38 - 1.76 z^{-1} + 0.38 z^{-2}$$

$$F_2 = 3.904 - 3.809 z^{-1} + 0.9044 z^{-2}$$

$$F_3 = 5.483 - 5.967 z^{-1} + 1.484 z^{-2}$$

$$F_4 = 7.083 - 8.167 z^{-1} + 2.084 z^{-2}$$

همچنین داشتیم:

$$G_j = E_j B$$

بنابر این داریم:

$$G_1 = 0.0009 + 0.0012 z^{-1}$$

$$G_2 = 0.0009 + 0.003342 z^{-1} + 0.002856 z^{-2}$$

$$G_3 = 0.0009 + 0.003342 z^{-1} + 0.006370 z^{-2} + 0.004685 z^{-3}$$

$$G_4 = 0.0009 + 0.003342 z^{-1} + 0.00637 z^{-2} + 0.009619 z^{-3} + 0.00658 z^{-4}$$

$$Y = [y(t+2|t); y(t+3|t); y(t+4|t)]^T$$

$$U = [\Delta u(t); \Delta u(t+1); \Delta u(t+2)]$$

$$G = \begin{bmatrix} 0.0009 & 0 & 0 \\ 0.003342 & 0.0009 & 0 \\ 0.00637 & 0.003342 & 0.0009 \end{bmatrix}$$

$$G(z^{-1}) = \begin{bmatrix} 0.003342 * \Delta u(t-1) + 0.002856 * \Delta u(t-2) \\ 0.00637 * \Delta u(t-1) + 0.004685 * \Delta u(t-2) \\ 0.009619 * \Delta u(t-1) + 0.00858 * \Delta u(t-2) \end{bmatrix}$$

$$F(z^{-1}) = \begin{bmatrix} 3.904 y(t) - 3.809 y(t-1) + 0.9044 y(t-2) \\ 5.483 y(t) - 5.967 y(t-1) + 1.484 y(t-2) \\ 7.083 y(t) - 8.167 y(t-1) + 2.084 y(t-2) \end{bmatrix} \quad (14-4)$$

بنابر این مقادیر آینده پیش بینی شده از معادلات (۱۴-۴) و با کمک معادله (۱۳-۴) که مجدداً در زیر آمده حاصل می شوند.

$$Y = G * U + F(z^{-1}) + G(z^{-1}) = G * U + f$$

حالت سوم:  $S > 0.147$

$$\frac{S}{U} = 0.0001 \frac{z^{-1}(20 z^{-1} + 11)}{1 - 1.9 z^{-1} + 0.95 z^{-2} - 0.006 z^{-3}}$$

$$d = 1$$

$$B(z^{-1}) = 0.002 z^{-1} + 0.0011$$

$$A(z^{-1}) = 1 - 1.9 z^{-1} + 0.95 z^{-2} - 0.006 z^{-3}$$

$$\tilde{A}(z^{-1}) = 1 - 2.9 z^{-1} + 2.85 z^{-2} - 0.956 z^{-3} + 0.006 z^{-3}$$

$$\frac{1}{\tilde{A}(Z^{-1})} = 1 + 2.9Z^{-1} + 5.56Z^{-2} + 8.81Z^{-3}$$

$$E_1 = 1$$

$$E_2 = 1 + 2.9Z^{-1}$$

$$E_3 = 1 + 2.9Z^{-1} + 5.56Z^{-2}$$

$$E_4 = 1 + 2.9Z^{-1} + 5.56Z^{-2} + 8.815Z^{-3}$$

و به مانند گذشته ، اکنون با کمک معادله ( ۴-۱۰ ) که مجددا در زیر آمده است، ضرایب  $F_j$  را محاسبه می کنیم.

$$F_j(z^{-1}) = [1 - \tilde{A}(z^{-1})E_j(z^{-1})]z^j$$

$$F_1 = 2.9 - 2.85z^{-1} + 0.956z^{-2} - 0.006z^{-3}$$

$$F_2 = 5.56 - 7.039z^{-1} + 2.766z^{-2} - 0.0174z^{-3}$$

$$F_3 = 8.815 - 13.08z^{-1} + 5.298z^{-2} - 0.0333z^{-3}$$

$$F_4 = 12.48 - 19.82z^{-1} + 8.394z^{-2} - 0.05289z^{-3}$$

همچنین داشتیم:

$$G_j = E_j B$$

بنابر این داریم:

$$G_1 = 0.0011 + 0.002z^{-1}$$

$$G_2 = 0.0011 + 0.00519z^{-1} + 0.0058z^{-2}$$

$$G_3 = 0.0011 + 0.00519z^{-1} + 0.01192z^{-2} + 0.1112z^{-3}$$

$$G_4 = 0.0011 + 0.00519z^{-1} + 0.01192z^{-2} + 0.02082z^{-3} + 0.01763z^{-4}$$

$$Y = [y(t+2|t); y(t+3|t); y(t+4|t)]^T$$

$$U = [\Delta u(t); \Delta u(t+1); \Delta u(t+2)]$$

$$G = [0.0011 \quad 0 \quad 0$$

$$\begin{array}{ccc} 0.00519 & 0.0011 & 0 \\ 0.01192 & 0.00519 & 0.0011 \end{array}$$

$$G(z^{-1}) = [0.00519 \Delta u(t_1) + 0.0058 \Delta u(t_2) \\ 0.01192 \Delta u(t_1) + 0.01112 \Delta u(t_2) \\ 0.02082 \Delta u(t_1) + 0.01763 \Delta u(t_2)]$$

$$F(z^{-1}) = [5.56 y(t) - 7.309 y(t_1) + 2.766 y(t_2) - 0.017 y(t_3) \\ 8.815 y(t) - 13.08 y(t_1) + 5.298 y(t_2) - 0.0333 y(t_3) \\ 12.48 y(t) - 19.82 y(t_1) + 8.394 y(t_2) - 0.05289 y(t_3)] \quad (15-4)$$

بنابر این مقادیر آینده پیش بینی شده از معادلات (۱۵-۴) و با کمک معادله (۱۳-۴) که مجدداً در زیر آمده حاصل می شوند.

$$Y = G * U + F(z^{-1}) + G(z^{-1}) = G * U + f$$

#### ۶-۴ کنترل پیش بین تعمیم یافته بنگ بنگ

همانگونه که در فصل ۲ مشاهده کردید سیستم ضد قفل ترمز خودرو دارای سیستم کنترلی پمپ و شیر است به گونه ای که یا شیر کاملاً باز است یا بسته و یا پمپ با تمام قدرت روغن را پمپ می کند و یا اصلاً پمپ نمی کند به این ترتیب می توان سه سیگنال کنترلی  $u$  را به صورت زیر تعریف کرد.

$$: U = +1$$

در این حالت پمپ با تمام نیرو روغن را به پشت صفحه ترمز پمپ می کند و شیر بازگشت روغن به مخزن روغن کاملاً بسته است. به این ترتیب هر لحظه بر فشار ترمز افزوده می شود.

$$: U = -1$$

پمپ روغن خاموش است و شیر بازگشتی روغن به مخزن کاملاً باز است به این ترتیب هر لحظه از فشار ترمز کاسته می شود.

$$: U = 0$$

پمپ روغن خاموش است و شیر بازگشتی روغن به مخزن نیز کاملاً بسته است به این ترتیب فشار ترمز بدون تغییر و ثابت خواهد ماند.

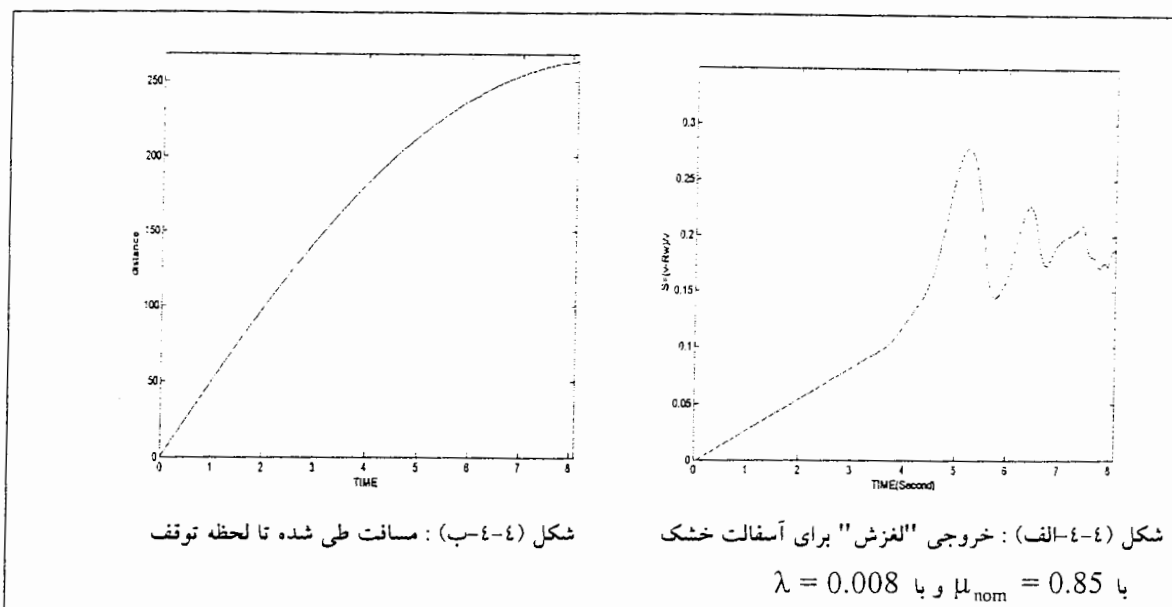
با توجه به اینکه این کنترل کننده باید توانایی کار روی سیستم هیدرولیکی ترمز چرخ را داشته باشد می توان گفت که در روشهای کنترل پیش بین تنها روش کنترل پیش بین تعمیم یافته بنگ بنگ است که نیازی به تغییر ساختار مکانیکی ABS موجود بر خودروهای فعلی و رایج، نمی باشد. بنابراین برای بهینه کردن تابع هزینه رابطه (۳-۵) تنها از سه سطح کنترلی  $+1$ ،  $-1$  و  $0$  استفاده می شود.

از سوی دیگر همانگونه که در فصل ۳ گفته شد یکی از الگوهای مناسب در کنترل پیش بین تعمیم یافته در بهینه کردن تابع هزینه، فرض ثابت بودن سیگنال کنترلی پس از زمان حال است. به عبارت دیگر آنکه بهترین تغییر سیگنال کنترلی در زمان حال را به گونه ای بیابیم که اگر قرار باشد دیگر پس از آن تغییری در سیگنال کنترلی اعمال نشود تابع هزینه در طول مدت زمان افق پیش بینی مینیمم مقدار ممکن خود را داشته باشد. بدیهی است که این تنها یک فرض است و در لحظه  $t + T_s$  نیز دقیقاً همین فرض برای تعیین  $U(t+1)$  صورت می گیرد. به این ترتیب ماتریس  $U$  به صورت زیر خواهد بود:

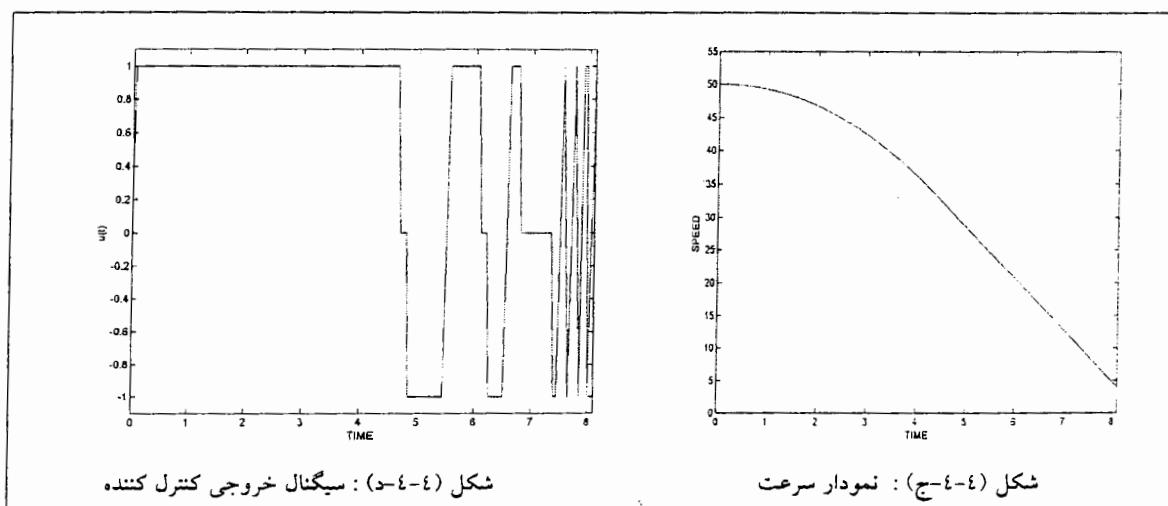
$$U = [\Delta u(t) ; 0 ; 0]^T$$

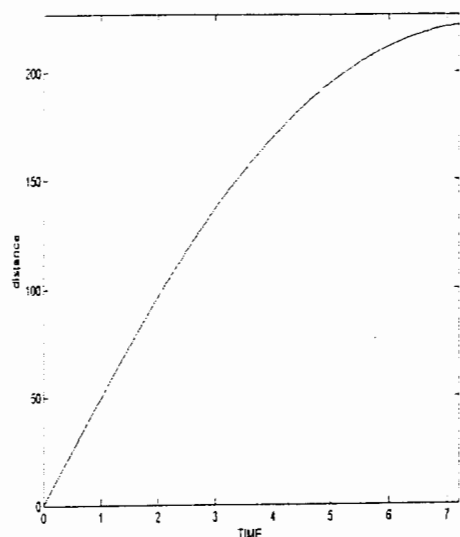
کنترل کننده پیش بین تعمیم یافته بنگ بنگ طراحی شده را برای کنترل سیستم اصلی با معادلات کامل حالت را به کار می گیریم. در اینجا کنترل لغزش خودرو به گونه ای است که ماکزیمم نیروی  $f_x$  تولید شود و از آنجاییکه  $f_x$  را متناسب با  $\mu(s)$  است. همانگونه که از منحنی تجربی شکل (۴-۱) استنباط می گردد،  $\mu(s)$  ماکزیمم و به طبع آن  $f_x$  ماکزیمم در لغزش ۰٫۲ رخ می دهد. بطور مثال برای جاده آسفالت خشک  $\mu(s)$  ماکزیمم یا  $\mu_{nom}$  در  $S=0.2$  و برابر ۰٫۸۵ است و برای جاده آسفالت یخ زده این مقدار، در  $S=0.2$  برابر ۰٫۵ است. به همین دلیل ما سعی در حفظ پایداری سیستم در حول و حوش  $S=0.2$  می نماییم تا در کمترین زمان ممکن و طی کمترین مسافت ممکن خودرو متوقف گردد.

شما می توانید منحنی های مربوط به مانور ترمز خودرو بر روی جاده آسفالت با  $\mu_{nom}$  برابر ۰٫۸۵ و با پیش فرض  $\lambda = 0.008$  و  $V_0 = 50 \text{ m/s}$  را در شکل (۴-۴) مشاهده کنید. همچنین مانور ترمز خودرو بر روی جاده آسفالت یخ زده با  $\mu_{nom} = 0.5$  و با پیش فرض  $\lambda = 0.008$  را در شکل (۴-۵) می یابید.

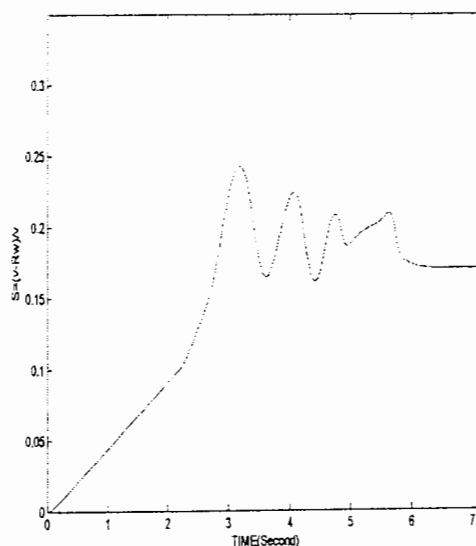


همانگونه که مشاهده می کنید، لغزش در حول و حوش ۰/۲ نوسانات کم دامنه و پایداری را دارا می باشد. در این شکل ها شما سیگنالهای کنترلی را نیز می توانید مشاهده کنید.



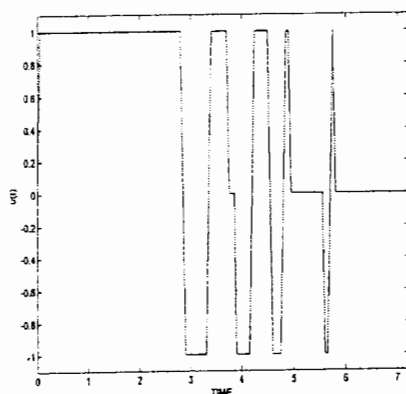


شکل (۴-۵-ب): مسافت طی شده تا لحظه توقف

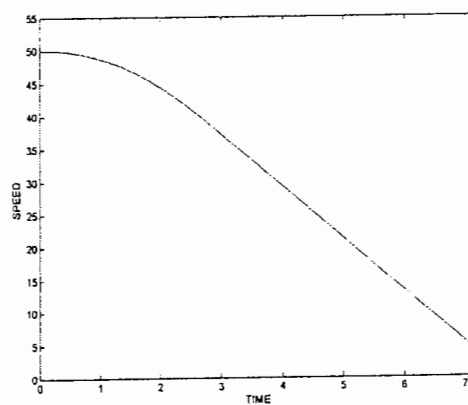


شکل (۴-۵-الف): خروجی "لغزش" برای آسفالت یخ زده

با  $\mu_{nom} = 0.85$  و  $\lambda = 0.008$



شکل (۴-۵-ج) نمودار سیگنال خروجی کنترل کننده



شکل (۴-۵-د) نمودار کاهش سرعت

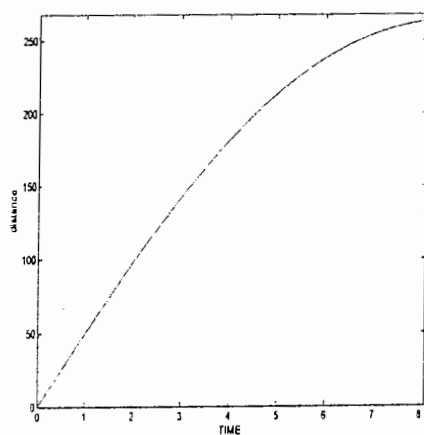
#### ۷-۴ وزن تغییرات سیگنال کنترلی

وزن تغییرات سیگنال کنترلی،  $\lambda$ ، یکی از مهمترین پارامترهای طراحی در GPC می باشد. در GPC هنر طراح در انتخاب افق پیش بینی مناسب، دوره تناوب نمونه برداری و وزن تغییرات سیگنال کنترلی است. این ضریب،  $\lambda$ ، نقش اساسی در کاهش تغییرات سیگنال ورودی و در نتیجه عمر بیشتر محرکه ها دارد. هر چه  $\lambda$  کوچکتر انتخاب شود سیگنال کنترلی دارای پرشهای بیشتری خواهد بود و هر چه  $\lambda$  بزرگتر باشد این پرشها کمتر خواهد بود. اما این بدان معنا نیست که  $\lambda$  بزرگ جواب مسئله است.

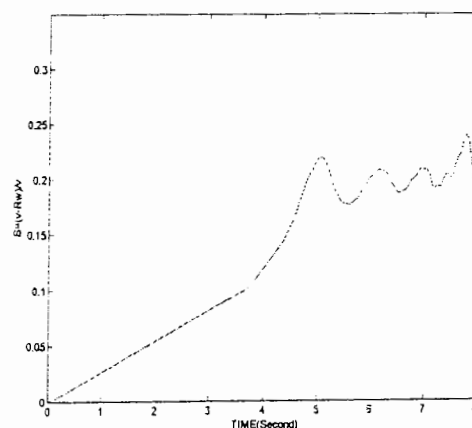
عمده ترین هدف کنترل، کاهش خطاست و اگر  $\lambda$  بزرگ انتخاب شود این هدف که در جمله و عبارت اول تابع هزینه معادله (۳-۵) آمده است درمقابل جمله دوم که هدف آن کاهش تغییرات شدید سیگنال کنترلی است، کنار گذاشته می شود. بنابراین باید انتخاب مناسبی برای تعامل بین کاهش تغییرات شدید سیگنال کنترلی و کاهش خطا صورت گیرد. اگر تابع هزینه را این گونه تعریف کنیم که "هدف رضایت مشتریست اما نه به هر قیمتی" می توان جمله دوم تابع هزینه (۳-۵) و ضریب  $\lambda$  را جمله دوم عبارت یعنی "اما نه به هر قیمتی" در نظر گرفت و طراح باید ضمن حفظ مشتری که در اینجا منظور از پایداری سیستم و کاهش خطا می باشد، مخارج ممکن را هم که نوسانات سیگنال کنترلی است را در نظر بگیرد.

می توانید تاثیر  $\lambda$  را بر روی مانور ترمز بر روی جاده آسفالت خشک با  $\mu_{nom} = 0.85$  و صفر  $\lambda = 0$  را در شکل (۴-۶) مشاهده کنید. همانگونه که آشکار است هر چند جواب لغزش خوب است اما سیگنال کنترلی دارای نوسانات شدیدی می باشد که در عمل موجب خرابی محرکه ها پمپ و شیر روغن، در دراز مدت می شود.

همچنین می توان تاثیر مقدار  $\lambda$  زیاد را بر مانور ترمز خودرو بر آسفالت خشک را با  $\mu_{nom} = 0.85$  و  $\lambda = 0.01$  را در شکل (۴-۷) مشاهده کرد. همانگونه که مشاهده می کنید سیگنال کنترلی دیگر نوسانات زیادی ندارد اما خروجی ناپایدار شده است و  $S=1$  می گردد به عبارت دیگر ترمز خودرو قفل می کند و ماشین در بدترین حالت ممکن، سرخوردن، متوقف می شود.

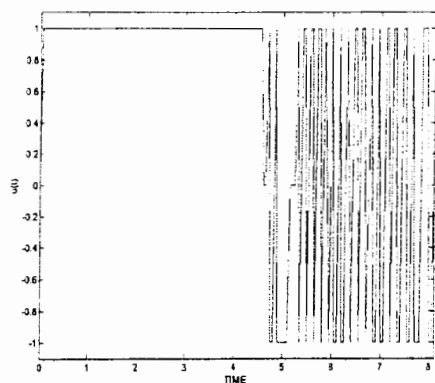


شکل (۴-۶-ب) مسافت طی شده

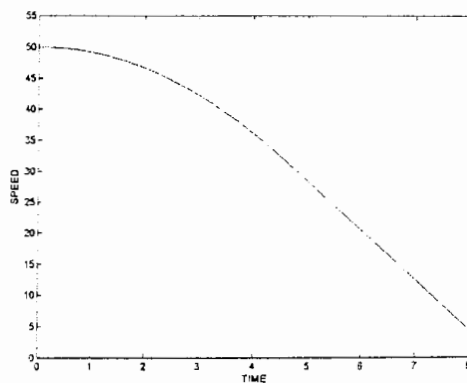


شکل (۴-۶-الف): خروجی "لغزش" برای آسفالت خشک

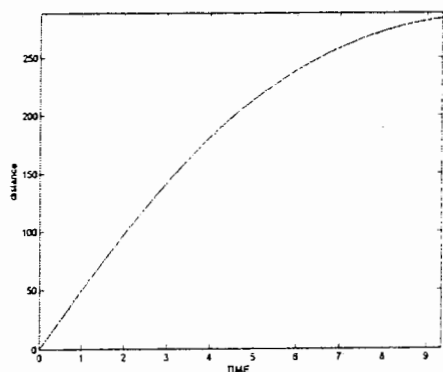
با  $\mu_{nom} = 0.85$ ,  $\lambda = 0$ ,  $v_0 = 50 \text{ m/s}$



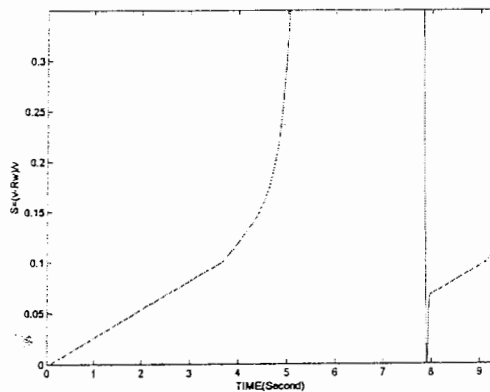
شکل (۴-۶-د) سیگنال کنترلی



شکل (۴-۶-ج) نمودار کاهش سرعت

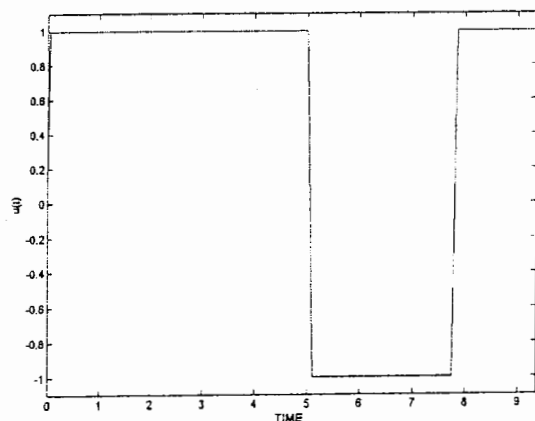


شکل (۴-۷-ب): مسافت طی شده

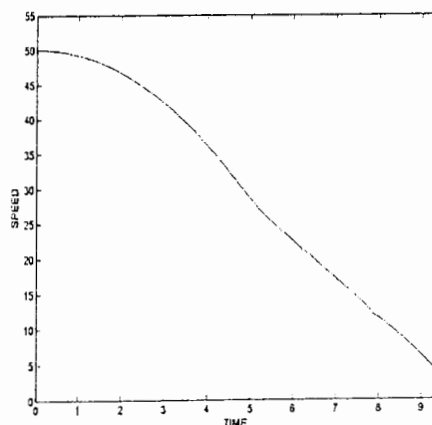


شکل (۴-۷-الف): خروجی "لغزش" برای آسفالت خشک

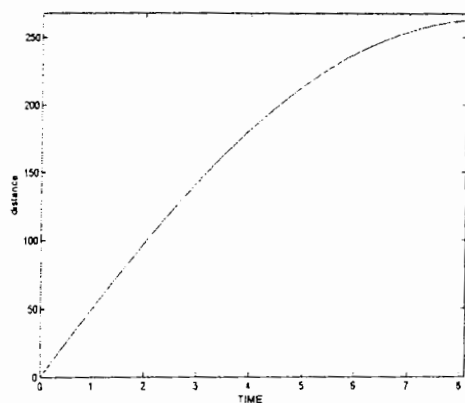
با  $v_o = 50 \text{ m/s}$ ,  $\mu_{\text{nom}} = 0.85$ ,  $\lambda = 0.01$



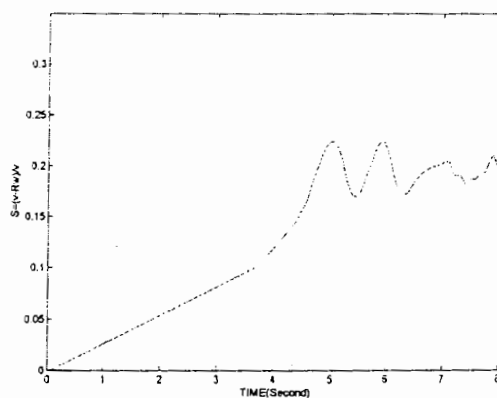
شکل (۴-۷-د): خروجی کنترل کننده



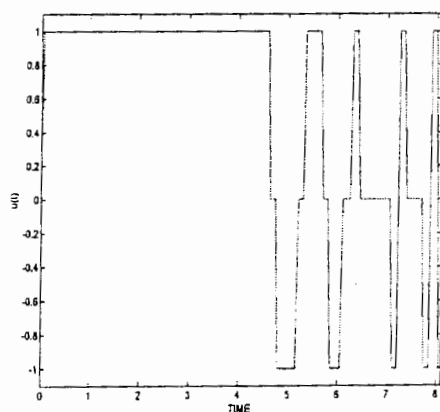
شکل (۴-۷-ج): نمودار کاهش سرعت خروجی



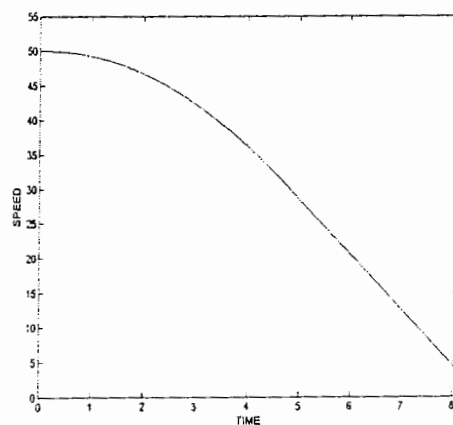
شکل (۸-۴-ب): مسافت طی شده

شکل (۸-۴-الف): خروجی "لغزش" برای آسفالت خشک  
با  $v_o = 50 \text{ m/s}$ ,  $\mu_{\text{nom}} = 0.85$ ,  $\lambda = 0.005$ 

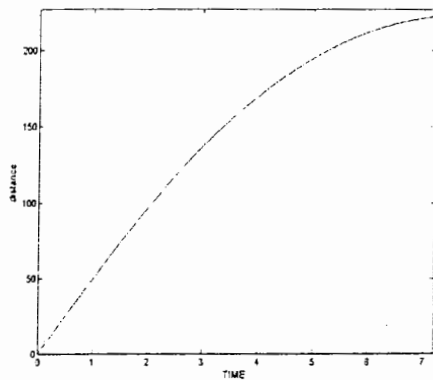
پس از بررسی فراوان  $\lambda = 0.005$  مقدار مناسب ارزیابی شدنتایج این ارزیابی را می توانید در شکل‌های (۸-۴) و (۹-۴) به ترتیب برای آسفالت خشک و آسفالت یخ زده مشاهده کنید.



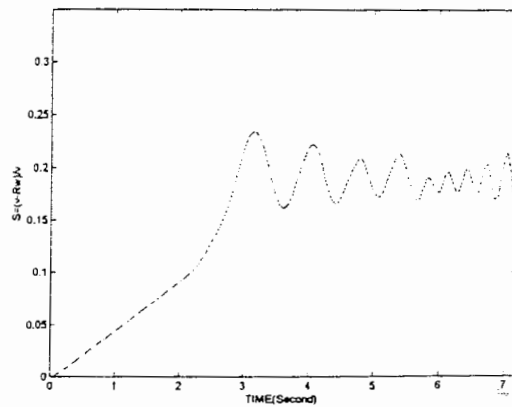
شکل (۸-۴-د): خروجی کنترل کننده



شکل (۸-۴-ج): نمودار کاهش سرعت

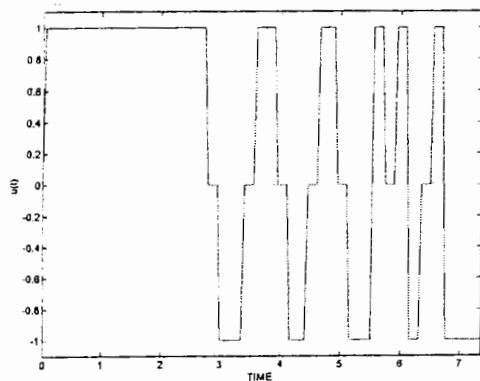


شکل (۴-۹-ب) مسافت طی شده

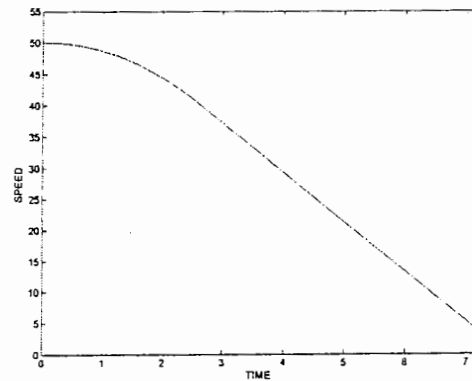


شکل (۴-۹-الف) : خروجی "لغزش" برای آسفالت یخ زده

با  $V_0 = 50 \text{ m/s}$ ,  $\mu_{\text{nom}} = 0.5$ ,  $\lambda = 0.005$



شکل (۴-۹-د) : خروجی کنترل کننده



شکل (۴-۹-ج) : نمودار کاهش سرعت

#### ۸-۴ قیدهای محدود کننده

در این جا مسئله مهم دیگری مطرح است و آن محدودیت های محرکه ها و سیستم می باشد. همانگونه که در فصل ۳ گفته شد. بهترین و جذاب ترین خاصیت کنترل کننده های خانواده MPC، توانایی آنها در محاسبه قیدهای محدود کننده در بهینه کردن تابع هزینه می باشد. در اینجا شاید بتوان تغییرات شدید سیگنال ورودی را بوسیله انتخاب مناسب  $\lambda$  کاهش داد اما برای سایر محدودیت ها باید در هنگام بهینه کردن تابع هزینه ای که در رابطه (۳-۵) آمده است، برنامه ریزی و محاسبات لازم صورت گیرد. این قیدها در اینجا حداکثر ۴ نوسان در ثانیه برای هر محرکه و حداکثر فشار ترمز  $1500 \text{ N/m}$  است که در هنگام بهینه کردن تابع هزینه در نظر گرفته شده اند.

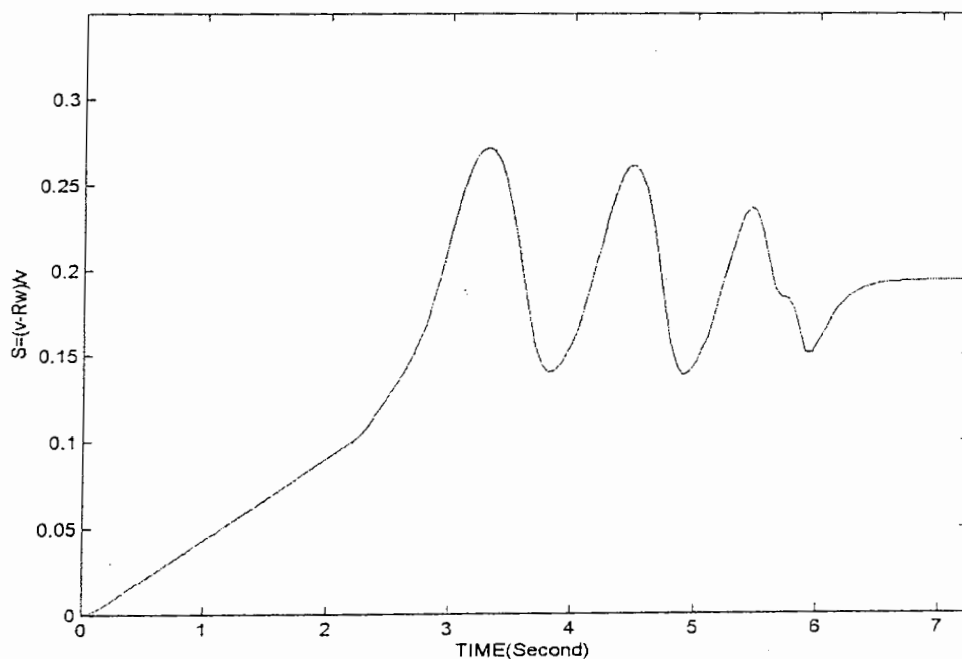
#### ۹-۴ نتایج حاصل در حضور نویز

همانگونه که در ابتدای فصل گفته شد برای سیستم ترمز ضد قفل خودرو دو عامل به صورت نویز و اغتشاش عمل می کنند. یکی در تغییر ضریب  $\mu_{nom}$  در تابع غیر خطی  $\mu(s)$  است که بر اثر تغییر وضعیت جاده حاصل می گردد و دیگری دست اندازهای جاده هست که به صورت عامل نویز بر لغزش تاثیر می گذارد.

در اینجا ما سه آزمایش مختلف را برای اطمینان از عملکرد مناسب سیستم ABS که با کنترل پیش بین تعمیم یافته بنگ بنگ، طراحی شده انجام می دهیم.

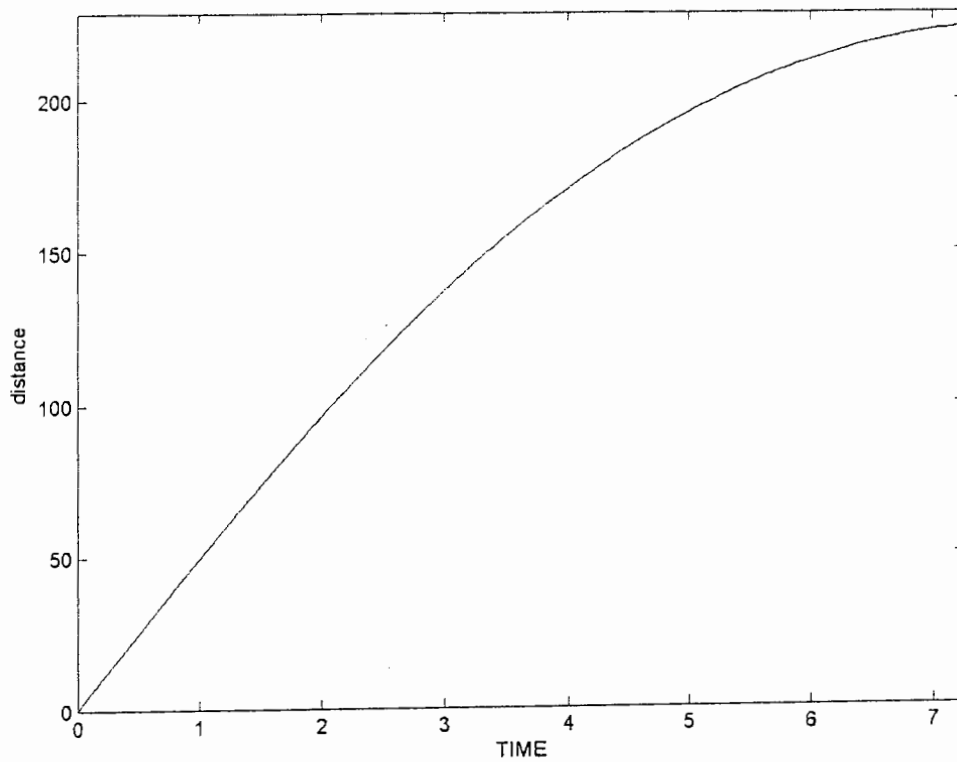
#### ۴-۹-۱ آزمایش در حضور تغییرات جاده

در این آزمایش کنترل کننده طراحی شده را بر روی معادلات کامل خودرو، حالت ۸، امتحان می کنیم به این شکل که خودرو از جاده آسفالت خشک با  $\mu_{nom} = 0.85$  به جاده آسفالت یخ زده با  $\mu_{nom} = 0.5$  وارد می شود. نتایج این آزمایش را می توانید در شکلهای (۴-۱۰) مشاهده کنید. همانگونه که نمایان است لغزش خودرو در  $S=0.2$  پایدار می ماند.

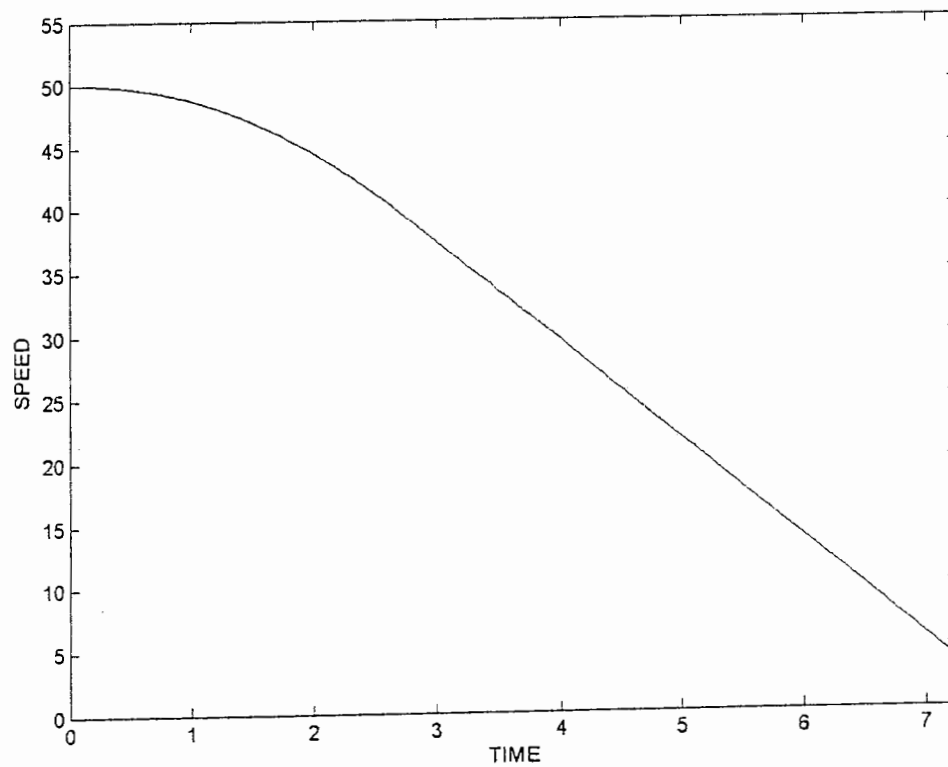


شکل (۴-۱۰ الف): خروجی "لغزش" برای ابتدا آسفالت خشک و سپس آسفالت یخ زده

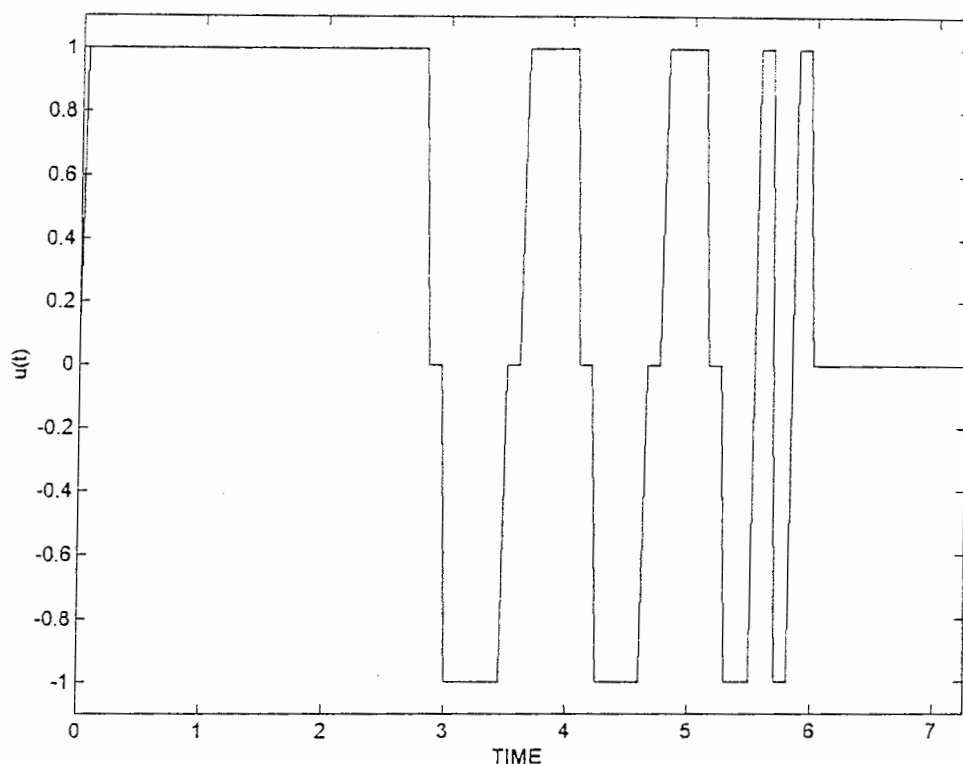
با  $\lambda = 0.005$



شکل (۴-۱۰-ب) : مسافت طی شده



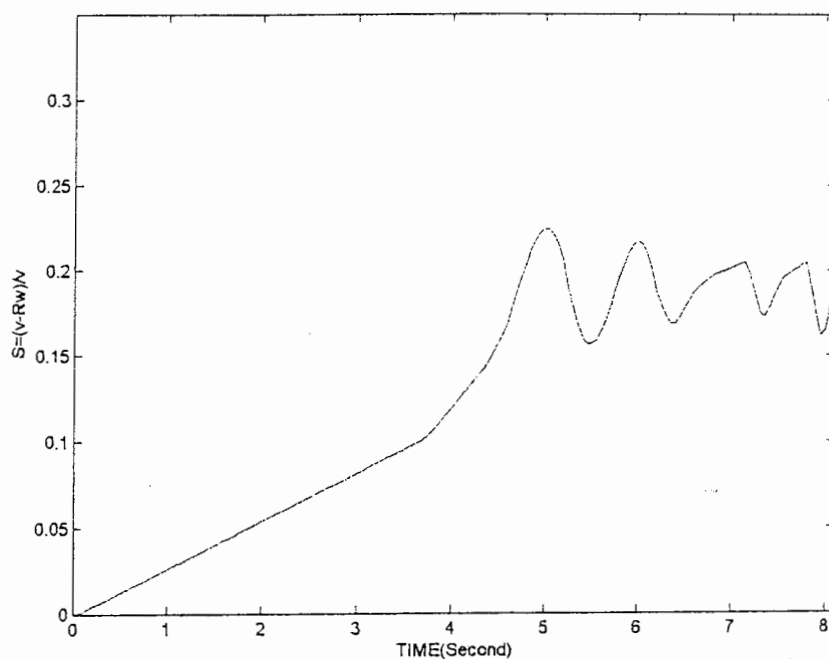
شکل (۴-۱۰-ج) : نمودار کاهش سرعت



شکل (۴-۱۰-ب) : خروجی کنترل کننده

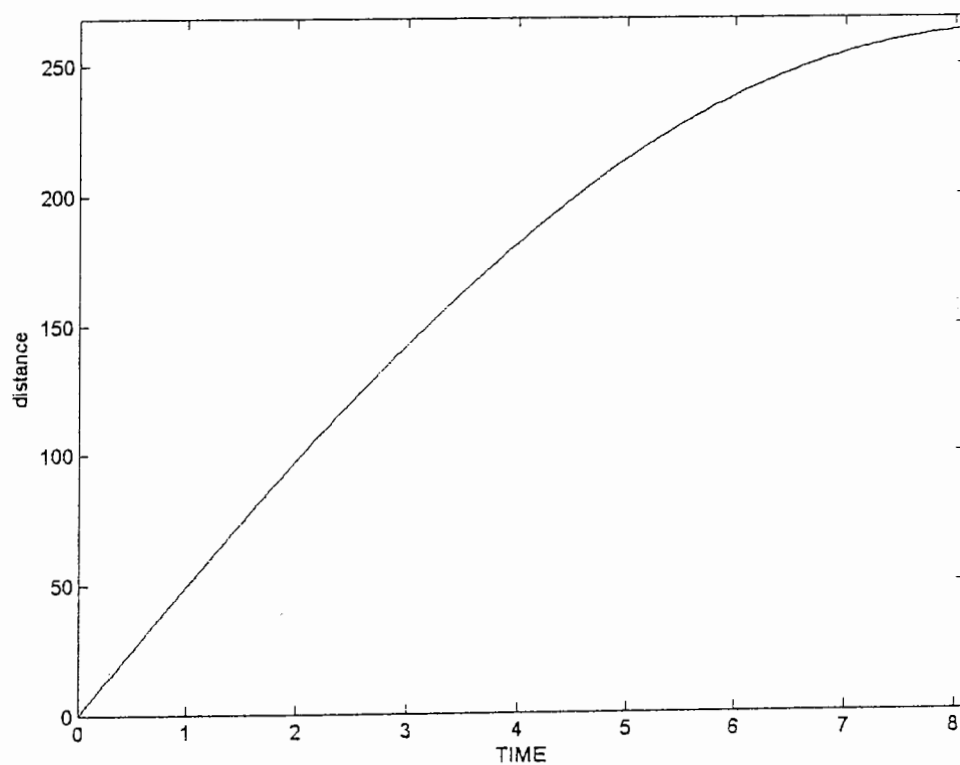
#### ۴-۹-۲ : آزمایش در حضور دست انداز جاده

به مانند آزمایش قبل این بار کنترل کننده را در این حالت امتحان می کنیم که خودرو در جاده آسفالت خشک با  $\mu_{nom} = 0.85$  در هنگام ترمز از روی یک دست انداز به ارتفاع ۵cm عبور می کند . نتایج حاصله را در شکل (۴-۱۱) مشاهده می کنید . واضح است که سیستم این نویز را تحمل کرده است و اثر آن را از بین برده است .

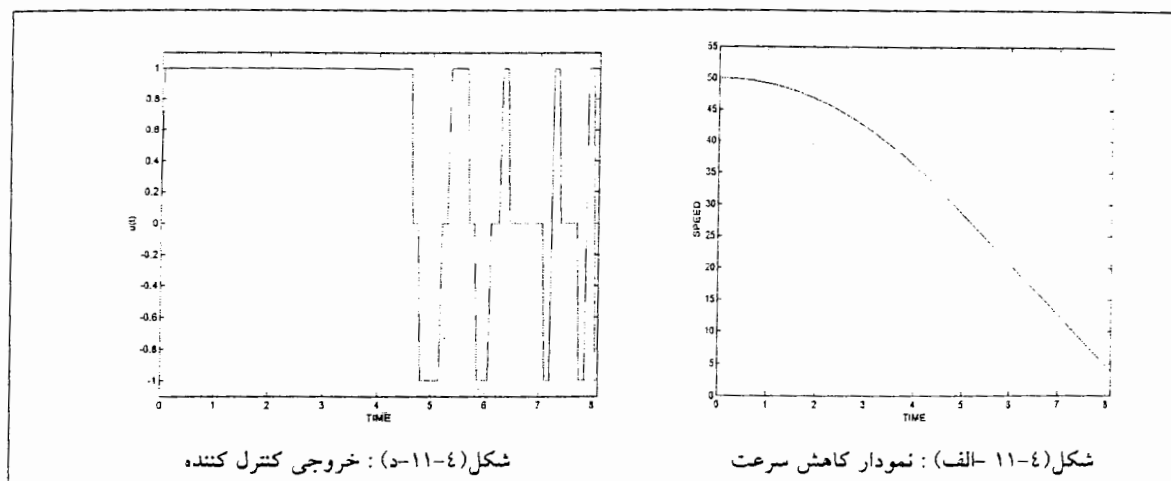


شکل (۴-۱۱ الف) : خروجی " لغزش " برای آسفالت خشک با دست انداز و

$$v_0 = 50 \text{ m/s} \quad \lambda = 0.005 \text{ با}$$

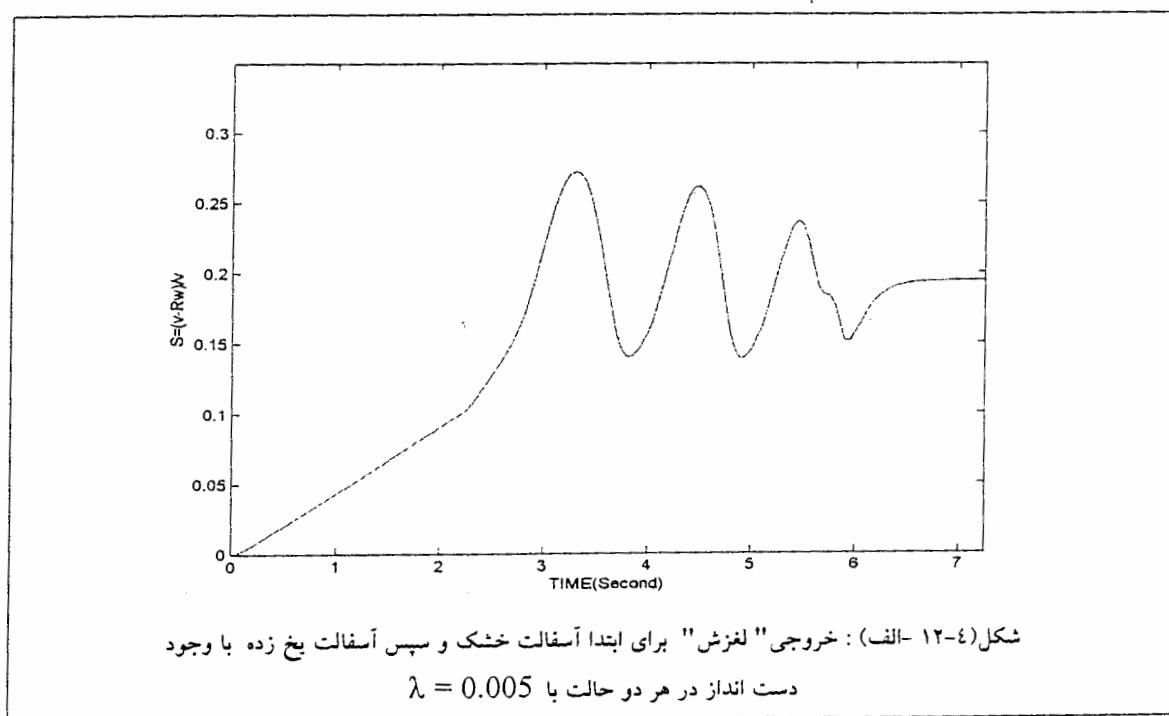


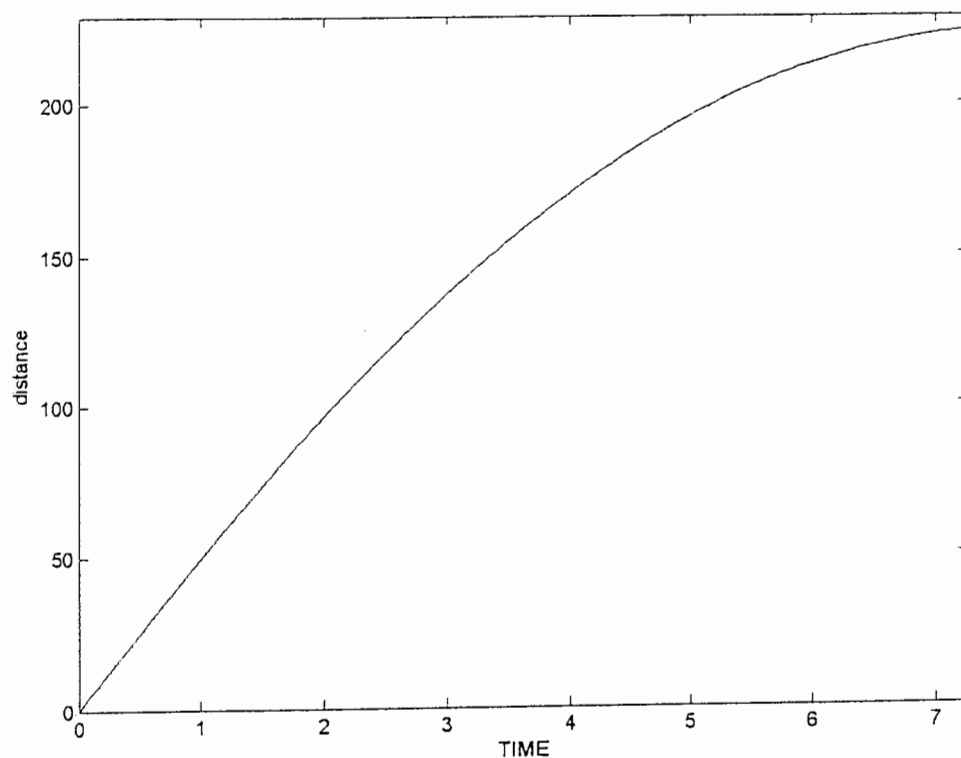
شکل (۴-۱۱ ب) : مسافت طی شده



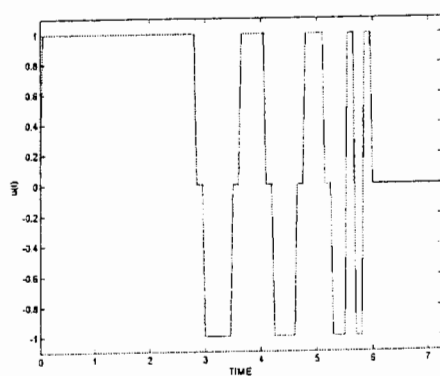
#### ۴-۹-۳ آزمایش در حضور تمامی عوامل نویز

در این آزمایش سخت ترین حالت ترمز را انجام می دهیم خودرو ابتدا بر روی یک سطح آسفالت خشک ترمز می کند و سپس به یک دست انداز با ارتفاع ۵ cm و طول ۲۰ cm می رسد و بلافاصله پس از آن وارد آسفالت یخ زده می شود. نتایج حاصله را در شکل های (۴-۱۲) مشاهده می کنید. کاملاً پایداری سیستم آشکار است.

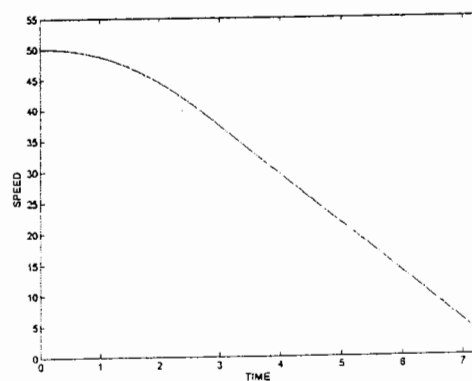




شکل (۴-۱۲ ب): نمودار مسافت طی شده



شکل (۴-۱۲ ج): خروجی کنترل کننده

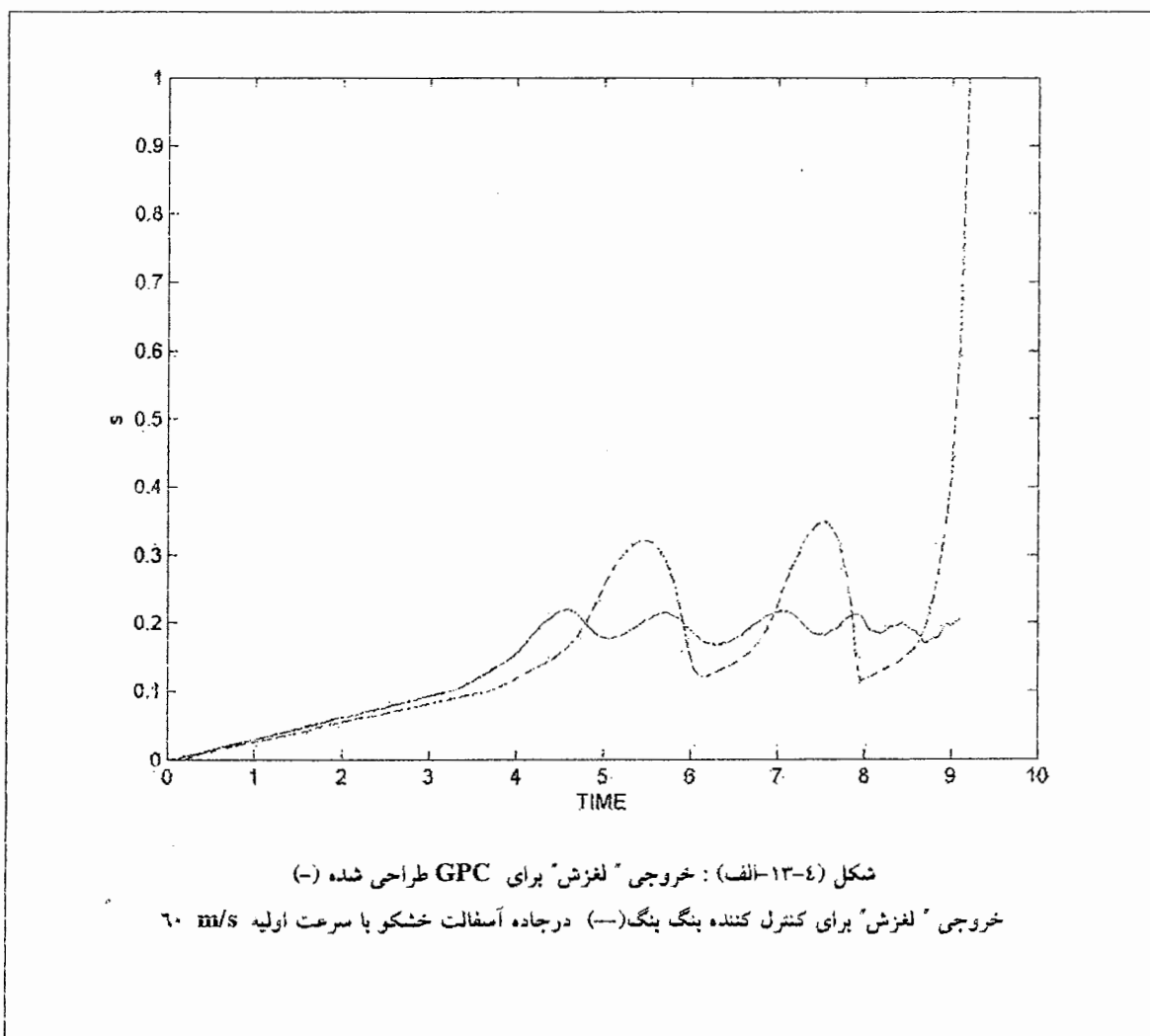


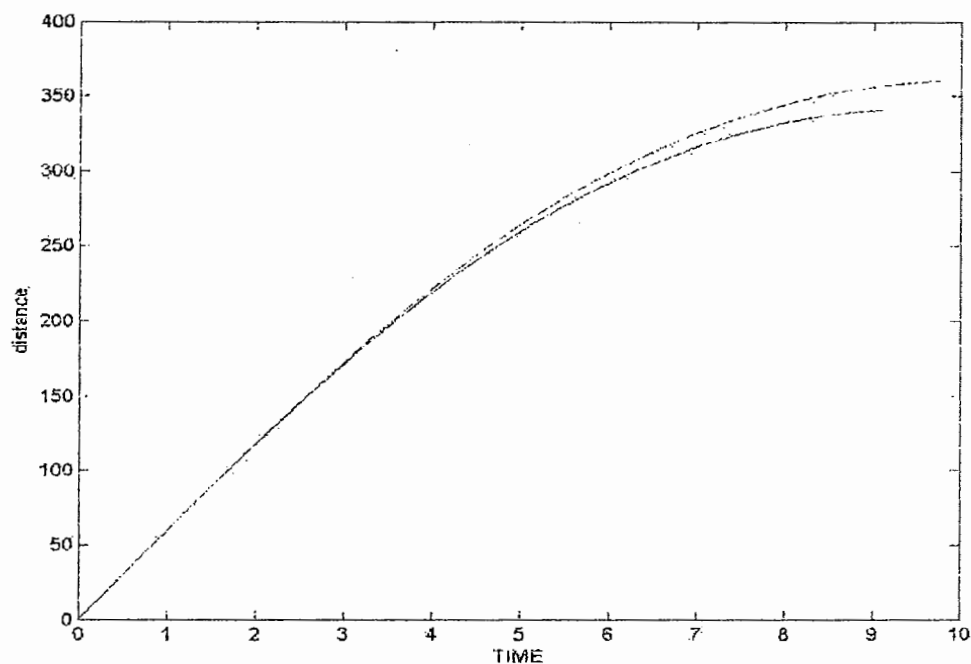
شکل (۴-۱۲ ج): نمودار کاهش سرعت

## ۴-۱۰ مقایسه کنترل کننده GPC با کنترل کننده بنگ بنگ

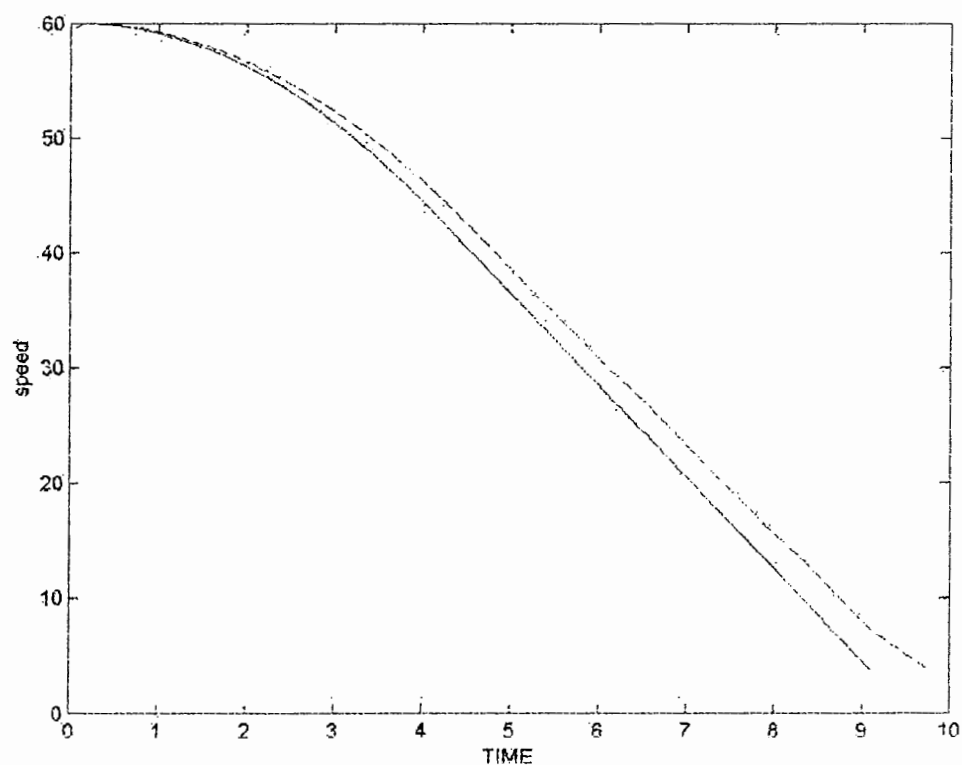
در این قسمت ما سعی می کنیم رفتار کنترل کننده پیش بین تعمیم یافته بنگ بنگ را با کنترل کننده بنگ بنگ مقایسه کنیم. در شکل های (۴-۱۳) و (۴-۱۴) به ترتیب مانور ترمز ABS با کنترل کننده GPC بنگ بنگ و کنترل کننده بنگ بنگ را مشاهده می کنید. این ترمز بر روی آسفالت خشک صورت گرفته است. همچنین در شکل های (۴-۱۵) و (۴-۱۶) به ترتیب مانور ترمز ABS با کنترل GPC بنگ بنگ و کنترل کننده بنگ بنگ را در جاده آسفالتی یخ زده شاهد هستید.

همانگونه که مشاهده می کنید کنترل پیش بین تعمیم یافته بنگ بنگ دارای نوسانات دامنه کمتری از کنترل کننده بنگ بنگ رایج است. از آنجائیکه این کنترل کننده نیاز به هیچ تغییرات مکانیکی ندارد، کاملاً قابل جایگزینی می باشد.





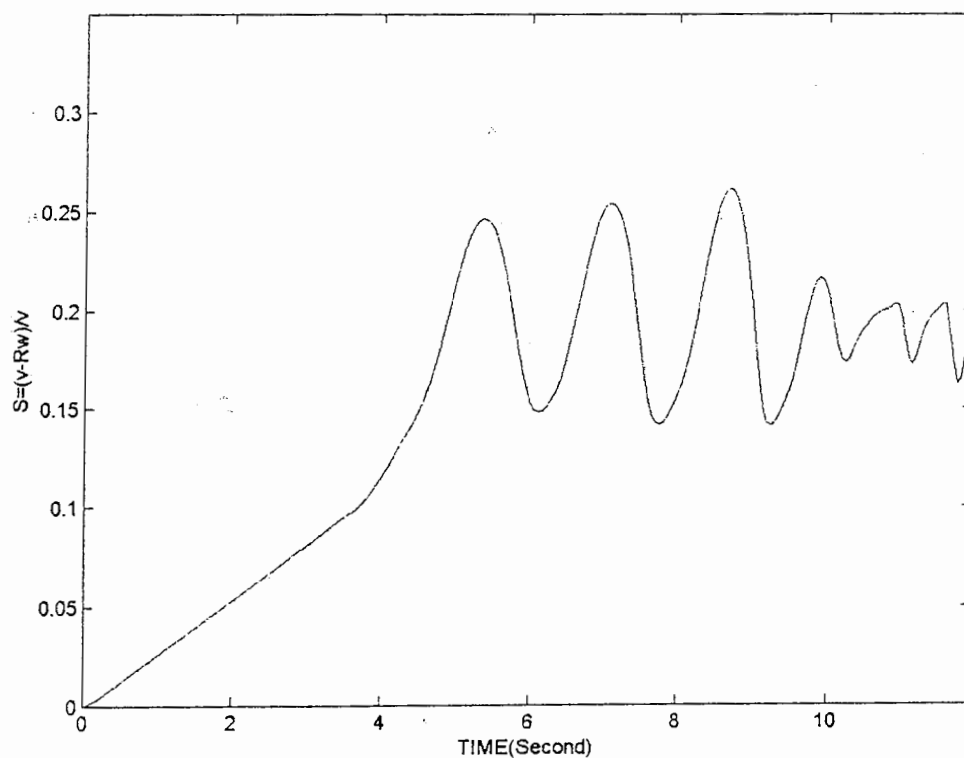
شکل (۴-۱۳ب): مسافت طی شده برای GPC طراحی شده (-) و مسافت طی شده برای برای کنترل کننده بنگ بنگ (-) در جاده آسفالت خشک



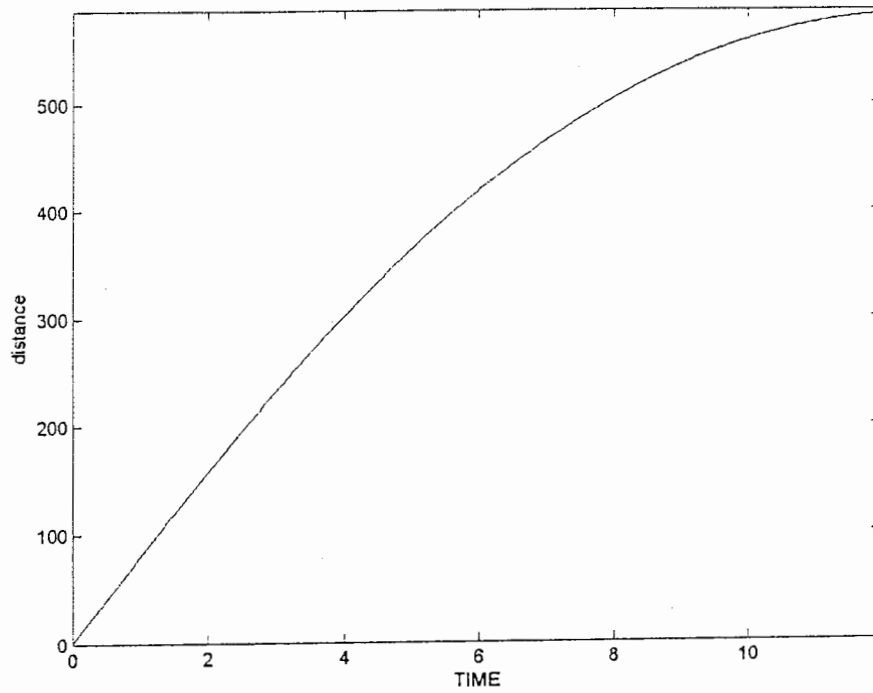
شکل (۴-۱۳ج): نمودار کاهش سرعت برای GPC طراحی شده (-)

## ۱۱-۴ ترمز در سرعت‌های مختلف

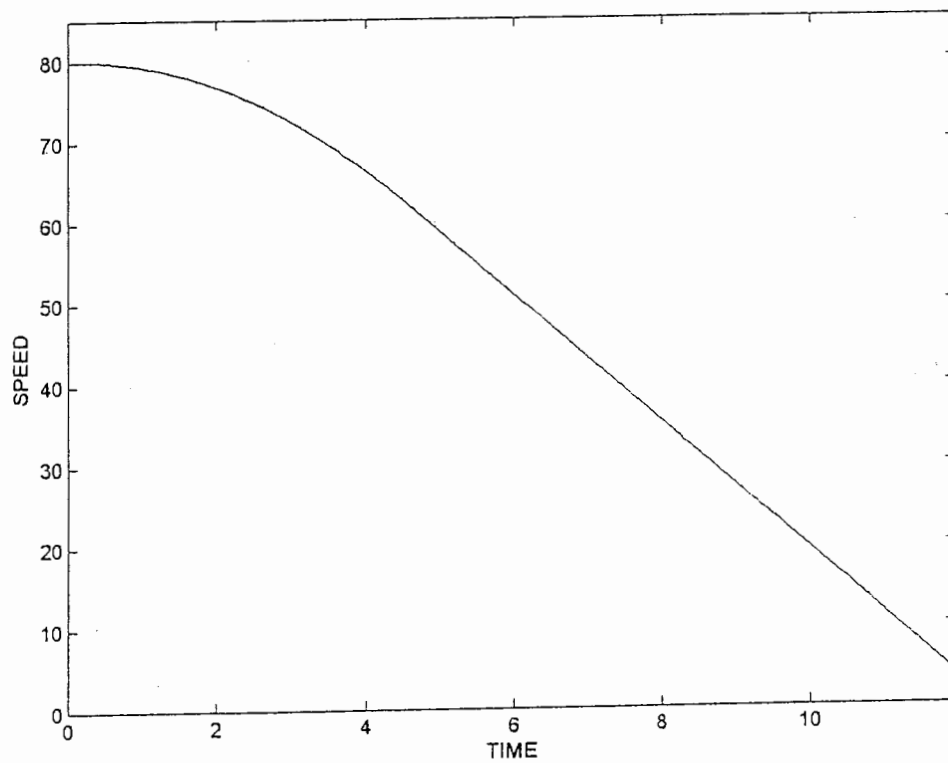
برای آنکه از رفتار کنترل کننده طراحی شده برای سیستم ABS اطمینان حاصل شود، مانور ترمز را برای سرعت‌های ۸۰ m/s و ۷۰ m/s تکرار می شود. نتایج حاصل به ترتیب در شکل‌های (۱۴-۴) و (۱۵-۴) مشاهده می شود.



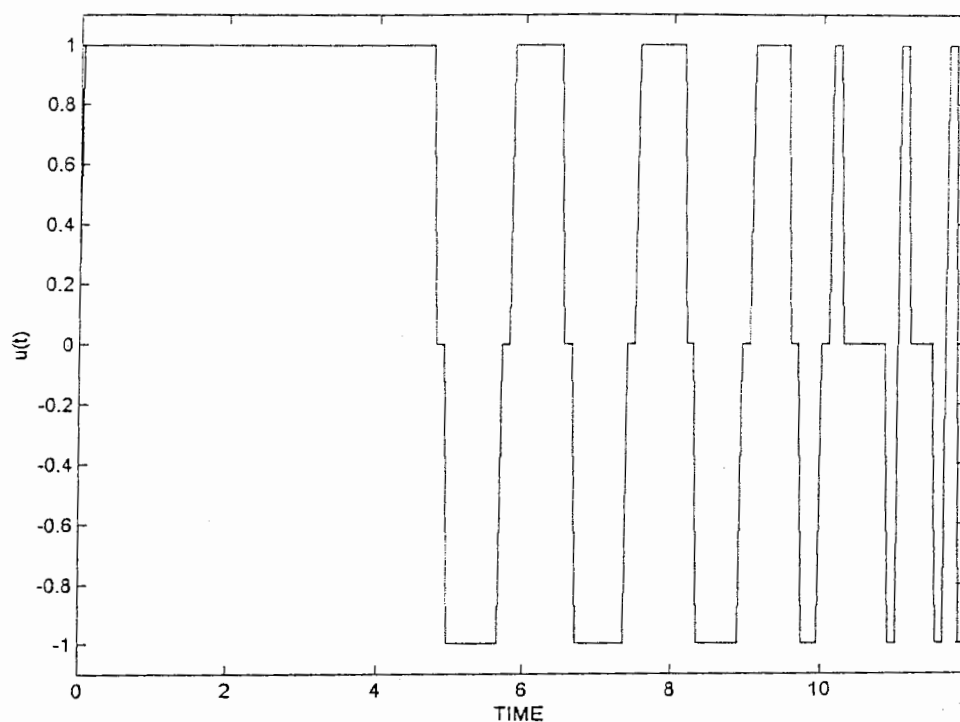
شکل (۱۴-۴ الف): خروجی "لغزش" برای ترمز ABS با کنترل کننده GPC بنگ بنگ در آسفالت خشک با سرعت اولیه ۸۰ m/s



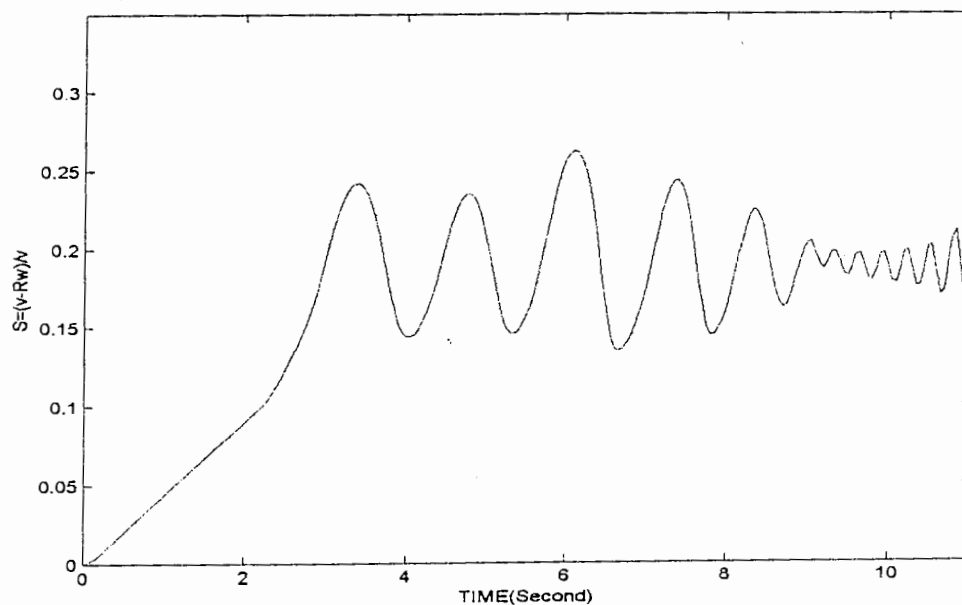
شکل (۴-۱۴-ب): مسافت طی شده



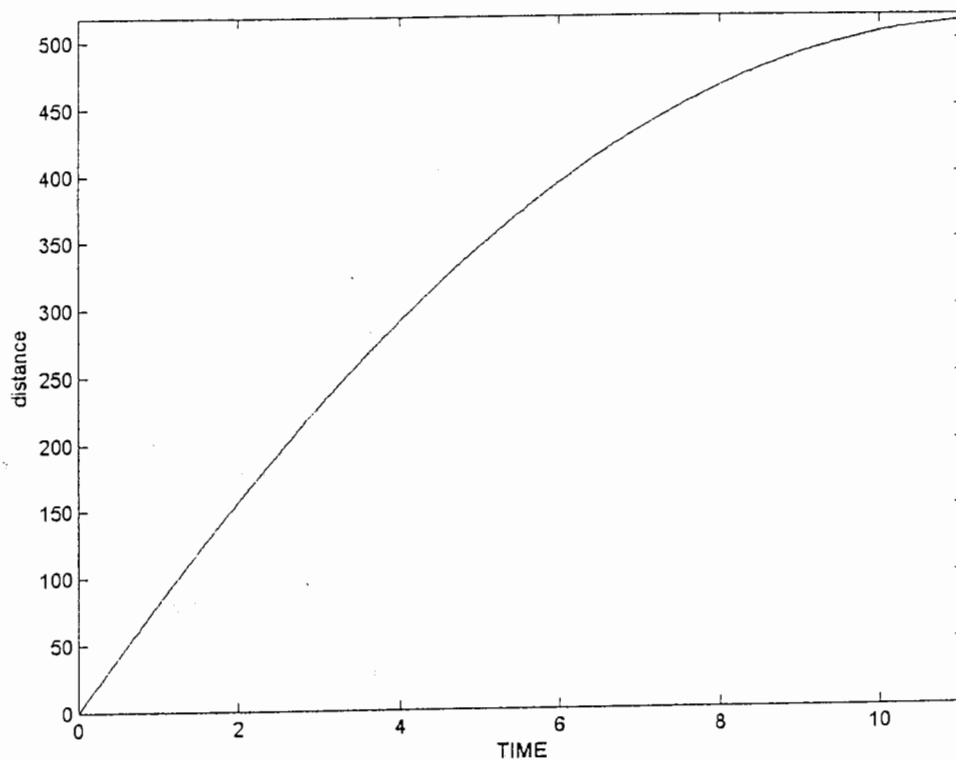
شکل (۴-۱۴-ج): نمودار کاهش سرعت



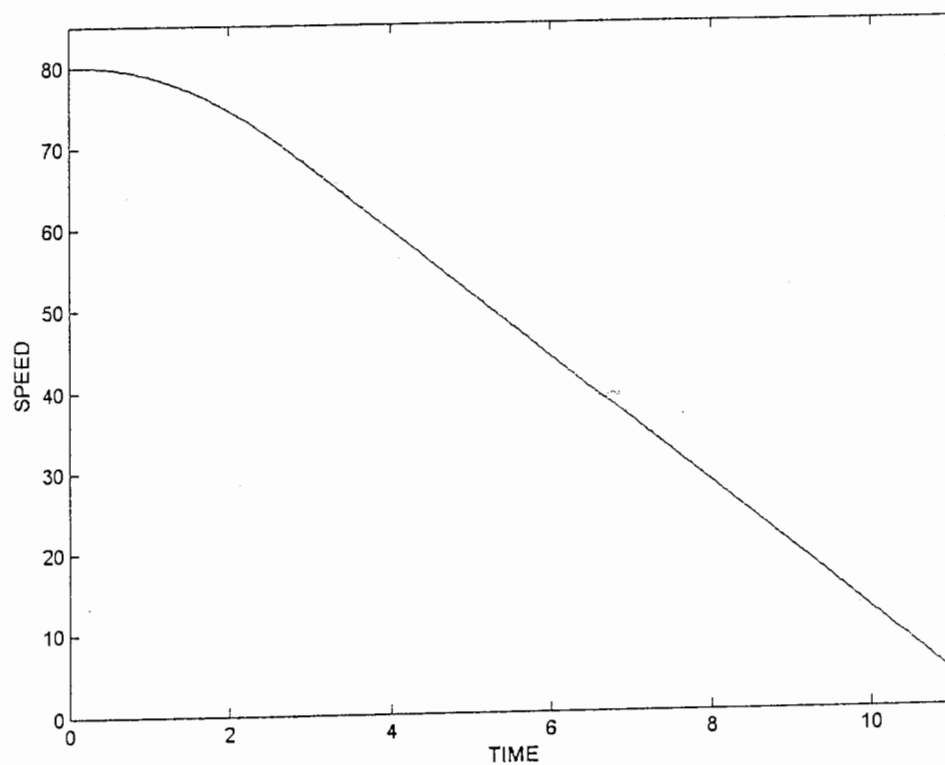
شکل (۴-۱۴-د): سیگنال خروجی کنترل کننده



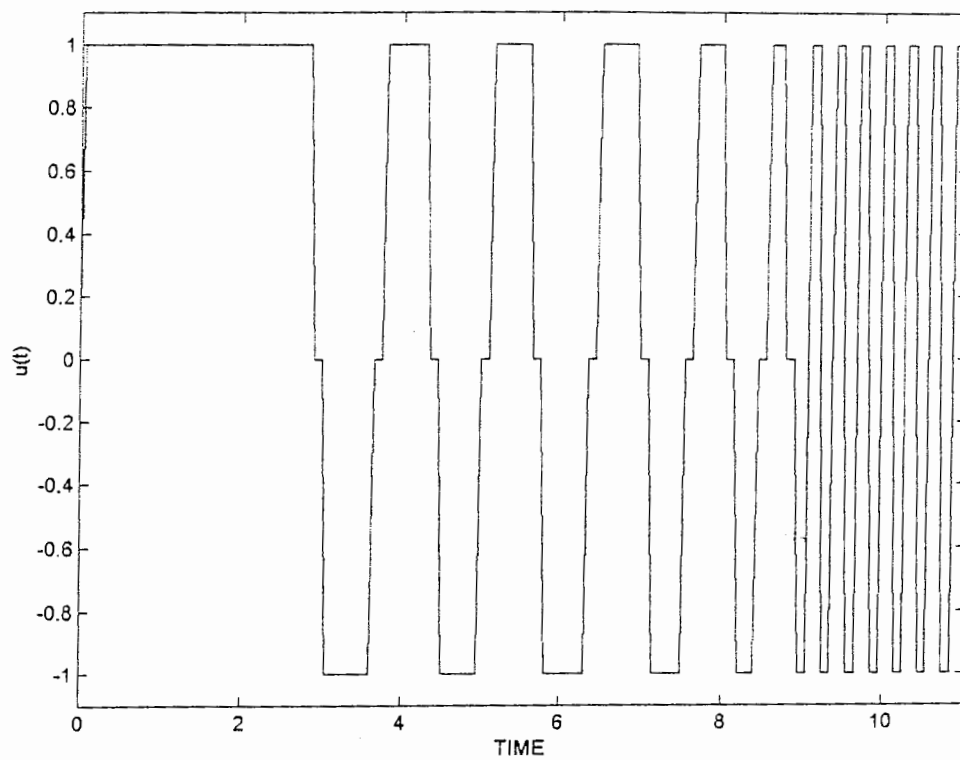
کل (۴-۱۵-الف): خروجی "لغزش" برای ترمز ABS با کنترل کننده GPC بنگ بنگ در آسفالت خشک با سرعت اولیه ۷۰ m/s



شکل (۴-۱۵-ب): مسافت طی شده



شکل (۴-۱۵-ج): نمودار کاهش سرعت



شکل (۴-۱۵): سیگنال خروجی کنترل کننده

# نتیجہ گیری

## ۱-۵ نتیجه گیری:

همانگونه که در فصل چهارم از نتایج مانورهای ترمز ABS طراحی شده با کنترل کننده GPC مشاهده گردید، کنترل کننده GPC به دلیل توانایی در پیش بینی آینده جوابهای خوب و قابل قبولی ارایه می دهد که دلیل این امر را می توان در کلید زنی به موقع GPC دانست. باوجود این مزیت، کلید زنی ترمز ABS طراحی شده بر اساس کنترل کننده GPC نسبت به کلید زنی در ترمز ABS طراحی شده بر اساس کنترل کننده بنگ بنگ تفاوت محسوسی ندارد و سیستم هیدرولیک موجود در خودروها توانایی تحمل سوییچ زنی کنترل کننده GPC طراحی شده را دارا می باشد با توجه به نتایج آزمایشات فصل چهارم استنباط می شود که، کنترل کننده GPC طراحی شده در سرعتهای مختلف و شرایط مختلف پایداری قابل قبولی ارایه می دهد.

## ۲-۵ پیشنهادات:

در ادامه تحقیق می توان موارد ذیل را معرفی نمود:

الف) با وجود این برتریهای که از نتایج شبیه سازی برای کنترل کننده GPC سیستم ضد قفل ترمز خودرو نسبت به سیستم با کنترل کننده بنگ بنگ حاصل شد، از آنجا که

کنترل کننده های موجود (بنگ بنگ) مدتها به صورت عملی به کار رفته و عملکرد خوبی داشته اند برای بررسی این مطلب که آیا برتریهایی که در شبیه سازی روش پیشنهادی حاصل شده در عمل نیز بوقوع می پیوندد، نیاز به ساخت و آزمایش دقیق کنترل کننده GPC پیشنهادی برای سیستم ضد قفل ترمز خودرو ضروری است. از آنجا که سیستم ترمز ABS طراحی شده بر اساس GPC نیاز به تغییر ساختار مکانیکی و اساسی ندارد به نظر می رسد با صرف هزینه اندکی، ساخت کنترل کننده برای سیستم ABS امکان پذیر باشد.

ب) به هنگام نمودن مدل مرجع و کنترل کننده که در واقع کنترل پیش بین تطبیقی تعمیم یافته نامیده می شود، پیشنهاد بعدی برای ادامه این تحقیق است.

ج) به عنوان پیشنهاد بعدی، توصیه می شود که سیستم ABS با دیگر روشهای کنترل پیش بین نظیر کنترل ماتریس دینامیکی<sup>۱</sup> طراحی گردد.

د) از آنجاییکه تکنولوژی در حال پیشرفت است می توان با این دیدگاه که در آینده محرکه های پیوسته نیوماتیکی نیز ساخته خواهند شد، می توان کنترل کننده های GPC و DMC را در حالت غیر بنگ بنگ نیز طراحی کرد.

ه) در ادامه پیشنهادات فوق می توان پیشنهاد کرد که سیستم ABS با روش کنترل کننده پیش بین تعمیم یافته پیوسته نیز طراحی گردد.

و) به دلیل توانایی روش کنترلی GPC در کار با سیستمهای ناپایدار و نامینیم فاز و سیستمهای با تاخیر زمانی، مدتهاست که توانایی این کنترل کننده در صنایع پتروشیمی و نفت و گاز به اثبات رسیده و با توجه به این که کنترل کننده پیش بین تعمیم یافته، کنترل

<sup>۱</sup>: Dynamic Matrix Control (DMC)

کننده‌های جوان محسوب می‌شود<sup>۲</sup>، به نظر می‌رسد این کنترل‌کننده در زمینه‌های دیگر هم جای رشد و پیشرفت و تحقیق داشته باشد.

---

<sup>۲</sup> کنترل‌کننده پیش‌بین تعسیم‌یافته اولین بار در سال ۱۹۸۰ ارائه شد.

# فهرست مراجع و ماخذ

۱. S. Darkunov, and U. Ozguner, "ABS Control Using Optimum Search via Sliding Mode", Proceeding of the ۳۳rd Conference on Decision and Control, Lake Buena vista, Fl. Des. ۱۹۹۴.
۲. R. K. Jurgen(editor), "Braking Control, Chapter ۱۵ of Automotive Electronics Handbook", New York, McGraw Hill Inc., ۱۹۹۵.
۳. J. Mack (editor), "ABS-TDC-VDC, Where Will the Technology Lead Us?, Society of Automotive Engineering INC, No.PT-۵۷, ۱۹۹۶.
۴. S. Drakou, "Sliding Mode Control of the System with Uncertain Direction of Control Vector", in Proc. ۳۲nd IEEE Conf, Decision and Contr. San Antonio, TX, Dec, ۱۵-۱۷, ۱۹۹۳.
۵. H. Takahashi, Y. Ishikawa, "Anti-Skid Braking Control System Based on Fuzzy Inference", U. S. Patent, Number ۴۸۴۲۳۴۲. June, ۱۹۸۹.
۶. J. Layne and K. Passino, "Fuzzy Model Reference Learning Control", in Proc. ۱st IEEE . Conf. Contr. Pp ۶۸۶-۶۹۱. ۱۹۹۲.
۷. A. K. Sedigh, and K. Mahmoodifar, "Adaptive Control of Anti-Lock Braking System (ABS)", In Proceedings of the World Automating Congress (WAC), Hawaii, USA, ۲۰۰۰.
۸. J. Yi, L. Alvarez, R. Horwitz, and C. C. Dewit, "Adaptive Emergency Braking Control Using A Dynamic Tire/Road Friction Model", in IEEE Conf. On Decision and Control, Sydney, ۲۰۰۰.
۹. S. H. Zak and Y. Lee, "Genetic Neural Fuzzy Control of Anti-Lock Brake Systems", Proceeding of the American IEEE Control Conf. Arlington, va, June ۲۵-۲۷, ۲۰۰۰.
۱۰. H. C. Tesng and C.W. Chi, "Aircraft Anti-Lock Brake System with Neural Network and Fuzzy Logic", Journal of Guidance , Control and Dynamic, vol. ۱۸ , No. ۵, pp ۱۱۱۳-۱۱۱۸, Sep-Oct, ۱۹۹۵.
۱۱. I. Petersen, A. Johansen, J. Kalkkuhl, and J. Ludemann, "Wheel Slip Control in ABS Braking Using Gain Scheduled Constrained LQR",
۱۲. I. Kaminer. A. M. Rascoal, P. P. Khargonekar, and E. F. Coleman, "A Velocity Algorithm for the Implementational of Gain Scheduled Controllers", Automatica, val. ۳۱, pp. ۱۱۸۵-۱۱۹۱, ۱۹۹۵.
۱۳. Byung-Ryong Lee, Kyu\_Hyun Sin, "Slip-Rate Control of ABS Sliding Mode Control",
۱۴. M. R. Akbarzadeh, K. J. Emami, and N. Pariz, "Adaptive Discrete-Time Fuzzy Sliding Mode Control for Anti-Lock Braking Systems", IEEE, Ferdowsi Univ. of Mahshad,, ۲۰۰۲.
۱۵. Y. Liu, and J. Sun, "Target Slip Tracking Using Gain-Scheduling for Anti-Lock Braking Systems", In Proceedings of the American Control Conf., pp. ۱۱۷۸-۱۱۸۲, Seattle, Washingtons, Jun, ۱۹۹۵.
۱۶. Byung-Ryong Lee, Kyu\_Hyun Sin, "Slip-Rate Control of ABS Sliding Mode Control",

۱۷. Szostak, H. T, Allen, W. R, and Rosenthal, T . J, "Analytical Modeling of Driver Response in Crash Avoidance Maneuvering Volume II: An Interactive Model for Drive/Vehicle Simulation", U. S Department of Transposition Report NHTSA DOT HS-8۰۷-۲۷, April ۱۹۸۸.
۱۸. A. Daib, "Model Based Calculation of Friction Curves Between Tire and Road Surface", In Proceedings of IEEE Conf. On Control Application, pp. ۲۹۱-۲۹۵, ۱۹۹۵.
۱۹. E. T, Bakker, H. B. Pacejka, and L. Linder, "A New Tire Mode with an Applicatin in Vevicle Dynamic Studies", SAE Technical Paper No. ۸۷۰۴۲۱, ۱۹۸۲.
۲۰. درویش مهدی، طراحی سیستم ترمز ضد قفل چرخهای خودرو، پایان نامه کارشناسی ارشد مهندسی مکانیک، دانشکده مکانیک دانشگاه صنعتی امیرکبیر، ۱۳۷۵.
۲۱. غضنفری آرش، بررسی و تحلیل نحوه عملکرد سیستم ترمز ضد بلوکه ABS، پایان نامه کارشناسی مهندسی مکانیک، دانشکده مکانیک دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی، ۱۳۷۵.
۲۲. Jeffery R. Layne, "Fuzzy Learning Control for Antiskid Bracking Systems", IEEE. ۱۹۹۳.+++
۲۳. W. K. Lennon and K. Passino, "Intelligent Control for Brake Systems", IEEE Transaction on Control Systems Technology, vol. ۷, No.۲, pp۱۸۸-۲۰۲, Mar, ۱۹۹۹.
۲۴. H. Merritt, "Hydraulic Control System", pp. ۴۲-۸۶, New York, Willy, ۱۹۷۶J. D. Halderman, "Automotive Brake Systems", Englewood Cliffs, NJ, Prentice-Hall, Inc., ۱۹۹۶.
۲۵. E.mosca, J.m.Lemos, and, J.Zhang. Stabilizing I/O Receding Horizon Control. in IEEE Conference on Decision and Control, ۱۹۹۰.
۲۶. V.Peterka. Predictor-based Self-tuning Control. Automatica, ۲۰(۱) ۳۹-۵۰, ۱۹۸۴.
۲۷. D.W.Clarke, C.Mohtadi, and P.S.Tuffs. Generalized Predictive Control-part I. The Basic Algorithm. Automatica, ۲۳(۲) ۱۳۷-۱۴۸, ۱۹۸۷.
۲۸. D.W.Clarke and P.J.Gawthrop. Self-tuning Control. proceedings IEEE, ۱۲۳:۶۳۳-۶۴۰, ۱۹۷۹
۲۹. J.M.Lemos and E.Mosca. A Multipredictor-based LQ Self-tuning Controller. in IFAC Symp. On Identification and System Parameter Estimation, York, UK, pages ۱۳۷-۱۴۱, ۱۹۸۵.
۳۰. C.Greco, G.Menga, E.Mosca, and G.Zappa. Performance Improvement of Self-Tuning Controllers by Multistep Horizons: the MUSMAR approach. Automatica, ۲۰:۶۸۱-۷۰۰, ۱۹۸۴.

۳۱. J.Richalet, S. Abu el Ata-Doss , C.Arber , H.B.kuntze , A.Jacobash , and W.Schill. Predictive Functional Control .Application to fast and accurate robots. In proc . ۱۰<sup>th</sup> IFAC Congress, Munich , ۱۹۸۷.
۳۲. R.Soeterboek. Predictive Control. A unified approach .Prentice-Hall, ۱۹۹۲.
۳۳. D.W.Clarke,C.Mohtadi,and P.S.Tuffs.Generalized Predictive Control-part I.The Basic Algorithm.Automatica, ۲۳(۲):۱۳۷-۱۴۸, ۱۹۸۷.
۳۴. W.H.Kwon and A.E.Pearson . On Feedback Stabilization of Time-Varying Discrete Linear Systems. IEEE Trans. On Automatic Control, ۲۳:۴۷۹-۴۸۱, ۱۹۷۹.
۳۵. D.W.Clarke , C.Mohtadi ,and P.S. Tuffs. Generalized Predictive Control-Part II . Extensions and Interpretations.Automatica, ۲۳(۲):۱۴۹-۱۶۰, ۱۹۸۷.
۳۶. B.Kouvaritakis , J.A ,Rossiter ,and A.O.T Chang. Stable Generalized Predictive Control : an Algorithm With Guaranteed Stability . Proceedings IEE, Part D, ۱۳۹(۴):۳۴۹-۳۶۲, ۱۹۹۲.
۳۷. E.F.Camacho , C.Bordons , " Model Predictive Control in the Process Industry " ,springer-verlag London Limited ۱۹۹۵.
۳۸. محمد رضا سلطانپور، طراحی کنترل کننده  $H^{\infty}$  برای سیستم ضد قفل ترمز خودرو، پایان نامه کارشناسی ارشد دانشکده برق و ریاضیات دانشگاه صنعتی شاهرود، شهریور ۱۳۸۲