

الحمد لله
الذي هدانا لهذا
الذي كنا لنهتدي لولا
أن هدانا الله



دانشگاه صنعتی شاهرود

دانشکده‌ی مهندسی برق و رباتیک
پایان‌نامه کارشناسی ارشد مهندسی کنترل

طراحی کنترل تطبیقی مود لغزشی بازوی ربات بر اساس راهبرد کنترل ولتاژ

نگارنده: بهرام رحمتی

استاد راهنما:
دکتر محمد مهدی فاتح

بهمن ۱۳۹۵

شماره: ۲۱۴۵۳
تاریخ: ۱۳۹۵/۱۱/۱۱
ویرایش: -----

بسمه تعالی



مدیریت تحصیلات تکمیلی

فرم شماره ۷: صورتجلسه دفاع از پایان نامه تحصیلی دوره کارشناسی ارشد

با تأییدات خداوند متعال و با استعانت از حضرت ولی عصر (عج) ارزیابی جلسه دفاع از پایان نامه کارشناسی ارشد خانم / آقای بهرام رحمتی به شماره دانشجویی ۹۳۰۷۹۹۴ رشته مهندسی برق گرایش کنترل که در تاریخ ۹۵/۱۱/۱۱ تحت عنوان:

طراحی کنترل تطبیقی مود لغزشی بازوی ربات بر اساس راهبرد کنترل ولتاژ

با حضور هیأت محترم داوران در دانشگاه صنعتی شاهرود برگزار گردید به شرح ذیل اعلام می گردد:

<input type="checkbox"/> مردود	<input type="checkbox"/> دفاع مجدد	<input checked="" type="checkbox"/> قبول (با درجه: بسیار خوب امتیاز: ۱۸٫۳)
		نوع تحقیق: <input checked="" type="checkbox"/> نظری <input type="checkbox"/> عملی

۲- بسیار خوب (۱۸-۱۸/۹۹)

۱- عالی (۱۹-۲۰)

۴- قابل قبول (۱۴-۱۵/۹۹)

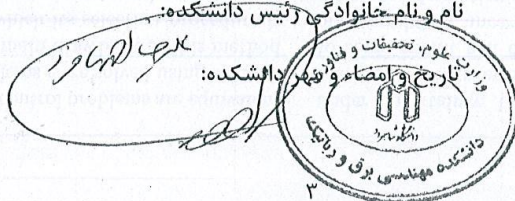
۳- خوب (۱۶-۱۷/۹۹)

۵- نمره کمتر از ۱۴ غیر قابل قبول

عضو هیأت داوران	نام و نام خانوادگی	مرتبه علمی	امضا
۱- استاد راهنمای اول	مهندس مفتح	استاد	
۲- استاد راهنمای دوم	---	---	---
۳- استاد مشاور	---	---	---
۴- نماینده شورای تحصیلات تکمیلی	محمد علی صدرینا	دانشیار	
۵- استاد ممتحن اول	سعید اکبرزاده صلات	استادیار	
۶- استاد ممتحن دوم	حبیب الهی	استادیار	

نام و نام خانوادگی رئیس دانشکده:

تاریخ و امضاء و مهر دانشکده:



پروردگارا:

نه میتوانم موبایشان را که در راه عزت من سفید شد، سیاه کنم و نه برای دستهای پینه بسته

شان که ثمره تلاش برای افتخار من است، مرهمی دارم. پس توفیقم ده که هر لحظه شکر

گزارشان باشم و ثانیه های عمرم را در عصای دست بودشان بگذرانم.

به پاس گرمای امید بخش وجودشان که در این سردترین روزگار ان بهترین پشتیبان است

به پاس قلب های بزرگشان که فریاد رس است و سرگردانی و ترس در پناهشان به

شجاعت می‌گراید

و به پاس محبت های بی دریغشان که هرگز فروکش نمی کند

تقدیم به پدر و مادر مهربانم

جناب آقای پروفیسور محمد مهدی فاتح:

بدون شک جایگاه و منزلت استاد، اجل از آن است که در مقام قدردانی از زحمات بی‌شائبه‌ی او بتوان چیزی گفت، با این حال بازبانی قاصر از شما که در کمال صعه صدر، با حسن خلق و فروتنی از بیچ مساعدتی بر من دریغ نموده‌اید، کمال تشکر را دارم.

و در پایان از تمام اساتیدی که ان قدری که با تلاشی دلسوزانه نور علم را در وجودم قرار دادند، صمیمانه سپاس‌گذارم و از خداوند منان موفقیت روزافزون را برایشان خواهانم.

تعهدنامه

دانشکده‌ی

دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته

این جانب

دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان‌نامه

تحت راهنمایی

متعهد می‌شوم:

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

تاریخ

امضای دانشجو

مالکیت نتایج و حق نشر

- کلیه حقوق معنوی این اثر و محصولات آن (مقالات مستخرج، کتاب، برنامه‌های رایانه‌ای، نرم‌افزارها و تجهیزات ساخته شده است) متعلق به دانشگاه شاهرود می‌باشد. این مطلب باید به نحو مقتضی در تولیدات علمی مربوطه ذکر شود.
- استفاده از اطلاعات و نتایج موجود در پایان‌نامه بدون ذکر مرجع مجاز نمی‌باشد.

متن این صفحه باید در ابتدای نسخه‌های تکثیرشده پایان‌نامه وجود داشته باشد

چکیده

در این پایان نامه طرح کنترل مود لغزشی تطبیقی بازوی ربات بر اساس راهبرد کنترل ولتاژ ارایه شده است و روش پیشنهادی با روش دینامیک وارون تطبیقی مقایسه گردیده است. کنترل کننده‌های تطبیقی در حضور عدم قطعیت‌های غیرساختاریافته مانند اغتشاش و دینامیک مدل نشده عملکرد مناسبی ندارند اما این کنترل کننده‌ها به خوبی بر عدم قطعیت‌های ساختار یافته غلبه می‌کنند. از طرفی کنترل کننده‌های مود لغزشی بر عدم قطعیت‌های غیرساختاریافته غلبه می‌کنند اما عیب این کنترل کننده‌ها این است که باید برای آنها کران عدم قطعیت مشخص باشد. در این کنترل کننده‌ها اگر کران عدم قطعیت کوچکتر از مقدار لازم انتخاب شود خطای ردیابی افزایش می‌یابد و اگر بزرگ انتخاب شود باعث اشباع ورودی و لرزش سیگنال کنترل می‌شود. روش پیشنهادی در این پایان نامه به خوبی می‌تواند بر عدم قطعیت‌های ساختاریافته و عدم قطعیت‌های غیر ساختاریافته مانند دینامیک مدل نشده و اغتشاش خارجی غلبه کند. در این طرح نیازی به محاسبه‌ی وارون ماتریس اینرسی و اندازه‌گیری شتاب مفاصل نبوده و نیز از آنجاییکه فرمان گشتاور نمی‌تواند به‌طور مستقیم به ربات اعمال شود لذا دینامیک موتورها و چرخ‌دنده‌ها به ربات اضافه می‌شود. این کار موجب سهولت در تولید ورودی کنترلی سیستم یعنی ولتاژ به جای گشتاور می‌گردد. استفاده از اثر نسبت تبدیل چرخ‌دنده، تزویج غیرخطی ارایه شده در مدل دینامیکی ربات را کاهش داده و طرح کنترلی آن بر اعتبار کنترل کننده می‌افزاید. در نهایت پایداری روش پیشنهادی اثبات شده و عملکرد آن در مقایسه با دینامیک وارون تطبیقی مورد بررسی قرار می‌گیرد که نتایج برتری روش پیشنهادی را نشان می‌دهند.

واژگان کلیدی: کنترل بازوی ماهر ربات، کنترل گشتاور ربات، کنترل مود لغزشی، کنترل تطبیقی، سیستم‌های غیرخطی چند ورودی-چند خروجی، عدم قطعیت

۲۰	۳-۴-۲- معادلات حرکت.....
۲۵	فصل ۳ طراحی سیستم کنترل کننده.....
۲۶	۱-۳- کنترل تطبیقی.....
۲۶	۳-۱-۱- اهمیت کنترل تطبیقی.....
۲۷	۳-۲- مزایای کنترل تطبیقی- لغزشی.....
۲۷	۳-۳- ساختارهای سیستم‌های کنترل تطبیقی.....
۲۷	۳-۳-۱- کنترل تطبیقی مدل مرجع.....
۲۸	۳-۳-۲- کنترل کننده‌های خود تنظیم.....
۳۰	۳-۴- کنترل مود لغزشی.....
۳۰	۳-۴-۱- سطوح لغزشی.....
۳۰	۳-۴-۲- ساده‌سازی نمادی.....
۳۱	۳-۴-۳- روش طراحی مود لغزشی.....
۳۲	۳-۵- کنترل تطبیقی ربات.....
۳۲	۳-۵-۱- دینامیک وارون تطبیقی.....
۳۴	۳-۵-۲- شبیه‌سازی دینامیک وارون تطبیقی.....
۳۶	۳-۶- اعمال دینامیک موتورها به ربات.....
۳۹	۳-۷- کنترل تطبیقی مود لغزشی بازوی ماهر با استفاده از راهبرد کنترل ولتاژ.....
۴۲	۳-۷-۱- اثبات پایداری روش پیشنهادی.....
۴۳	۳-۷-۲- شبیه‌سازی روش پیشنهادی.....
۴۹	فصل ۴ نتیجه‌گیری و پیشنهادها.....
۵۰	۴-۱- نتیجه‌گیری.....
۵۰	۴-۲- پیشنهاد.....
۵۱	منبع‌ها.....

فهرست شکل‌ها

- شکل ۱-۱: تصویر یک دست مصنوعی رباتیک..... ۳
- شکل ۲-۱: ساختار سیستم کنترل‌کننده‌ی غیرخطی پیشرو..... ۵
- شکل ۳-۱: ساختار سیستم کنترل ربات با گشتاور محاسبه شده..... ۶
- شکل ۴-۱: ساختار سیستم کنترل خطی‌سازی پسخوری..... ۷
- شکل ۵-۱: ساختار سیستم کنترل تطبیقی مدل مرجع..... ۹
- شکل ۶-۱: ساختار سیستم کنترل تطبیقی خودتنظیم..... ۹
- شکل ۱-۲: نمایش نمادهای مفاصل ربات..... ۱۲
- شکل ۲-۲: بازوی ماهر صفحه‌ای با دو مفصل لولایی..... ۱۵
- شکل ۳-۲: بازوی ماهر صفحه‌ای با دو مفصل لولایی به همراه موقعیت مرکز جرم‌ها..... ۲۱
- شکل ۱-۳: ساختار سیستم کنترل تطبیقی مدل مرجع..... ۲۸
- شکل ۲-۳: ساختار سیستم کنترل تطبیقی خود تنظیم..... ۲۹
- شکل ۳-۳: خطای ردگیری موقعیت رابط‌ها در روش دینامیک وارون تطبیقی..... ۳۴
- شکل ۴-۳: گشتاور اعمال شده به رابط‌ها در روش دینامیک وارون تطبیقی..... ۳۵
- شکل ۵-۳: پارامترهای تخمینی در روش دینامیک وارون تطبیقی..... ۳۵
- شکل ۶-۳: مقایسه‌ی موقعیت‌های مطلوب با موقعیت رابط‌ها در روش دینامیک وارون تطبیقی..... ۳۶
- شکل ۷-۳: شماتیک موتور جریان مستقیم مغناطیس دائم..... ۳۶
- شکل ۸-۳: خطای ردگیری موقعیت رابط‌ها در روش پیشنهادی..... ۴۴
- شکل ۹-۳: ولتاژ اعمالی به موتورها در روش پیشنهادی..... ۴۴
- شکل ۱۰-۳: ولتاژ اعمالی به موتورها با استفاده از $K_D S$ ۴۵
- شکل ۱۱-۳: ولتاژ اعمالی به موتورها با استفاده از $K_D \text{sgn}(s)$ ۴۶
- شکل ۱۲-۳: پارامترهای تخمینی در روش پیشنهادی..... ۴۶
- شکل ۱۳-۳: مقایسه‌ی موقعیت‌های مطلوب و موقعیت رابط‌ها در روش پیشنهادی..... ۴۷
- شکل ۱۴-۳: صفحه‌های فاز نشان دهنده‌ی سطوح لغزش..... ۴۷
- شکل ۱۵-۳: صفحه‌های فاز نشان دهنده‌ی سطوح لغزش در طول زمان..... ۴۸

فهرست جدول‌ها

جدول ۱-۲: پارامترهای رابط برای بازوی ماهر صفحه‌ای با دو مفصل لولایی..... ۱۶

فصل ١ مقدمه

۱-۱- پیشگفتار

امروزه انسان در آستانه‌ی تحول صنعتی دوم یعنی تحول در اتوماسیون قرار دارد. کلمه‌ی اتوماسیون توسط فرهنگ لغت آکسفورد بعنوان کنترل اتوماتیک محصولات صنعتی در مراحل پی در پی با استفاده از تجهیزات اتوماتیک برای صرفه‌جویی در کار فکری و بدنی تعریف شده است؛ لذا امروزه مشاغل بیشتری نسبت به گذشته وجود دارند که این به‌خاطر پیشرفت در فناوری و تغییر در سبک زندگی است. هرچند از سوی اتوماسیون به حذف مشاغلی در جوشکاری، ماشین کاری، مونتاژ کاری و ... می‌پردازد اما با این وجود مشاغل دیگری مانند راه اندازی ربات و نگهداری آن، توسعه نرم‌افزار و ... را ایجاد خواهد کرد. افزایش دقت و تعداد محصولات ناشی از به‌کارگیری اتوماسیون، جامعه را از لحاظ صادرات و اقتصاد، به جامعه‌ای موفق تبدیل خواهد نمود.

۱-۲- ساختار پایان‌نامه

فصل اول مقدمه‌ای است بر مزایای ربات‌ها، سپس مروری بر کارهای انجام شده برای کنترل ربات داشته و در انتهای این فصل اهداف پایان‌نامه را ذکر می‌کنیم. در فصل دوم مسئله‌ی سینماتیک مستقیم ربات را آورده و قرار داد دناویت - هارتنبرگ برای علامت‌گذاری دستگاه‌های مختصات بازوهای ماهر ربات را ارائه می‌دهیم؛ در قسمت‌های بعدی این فصل روابط سرعت را آورده و ماتریس ژاکوبین بازوی ماهر ربات را معرفی می‌کنیم. در قسمت انتهایی این فصل دینامیک ربات را آورده و سعی در به دست آوردن معادله‌ای می‌کنیم که رفتار ربات را توصیف می‌کند. در فصل سوم پس از مرور روش‌های کنترلی گذشته، به کنترل مسیر ربات با استفاده از راهبرد کنترل ولتاژ پرداخته و نیز اثبات‌هایی برای پایداری و تضمین پایداری روش ارائه می‌دهیم. و در نهایت در فصل چهارم به نتیجه‌گیری و پیشنهاد برای بهبود کار می‌پردازیم.

۱-۳- مزایای استفاده از ربات‌ها

به‌طورعام از اولین کاربردهای موفق ربات انتقال مواد بوده است؛ از آن جمله می‌توان تزریق مواد مذاب یا حرکت در یک سو برای اعمال فشار و یا روی هم چیدن قطعات را می‌توان نام برد [1]. از دیگر مزایایی که در معرفی ربات‌ها بیان می‌شود می‌توان به کاهش هزینه‌ی دستمزد، افزایش دقت و تولید، کارایی بیش‌تر در مقایسه با ماشین‌های مخصوص و نیز انجام کارهای بشری که به‌صورت تکراری انجام می‌شوند اشاره کرد. اما ربات‌ها فقط به کارهای صنعتی که ربات مستقیماً جایگزین کارگرمی گردد محدود نمی‌شوند؛ بسیاری از کاربردهای دیگر رباتیک وجود دارند که استفاده از انسان‌ها در آنجا غیرعملی و نامطلوب است [3][2]. از جمله این کاربردها می‌توان اکتشاف زیر دریا، اکتشاف فضایی، تعمیر ماهواره‌هایی که به دور زمین می‌چرخند، خنثی‌سازی لوازم منفجره و کار در فضای رادیواکتیو را برشمرد. اندام‌های مصنوعی مانند دست [4] و پای مصنوعی [5] خود دستگاه‌های رباتیک هستند که نیاز به روش‌های تحلیل و طراحی مشابه بازوهای ماهر دارند.



شکل ۱-۱: تصویر یک دست مصنوعی رباتیک برگرفته شده از Advanced Arm Dynamics. (2012). BeBionic V2.

در نهایت می‌توان گفت استفاده از سیستم‌های رباتیک در صنایع به ویژه صنایع مونتاژ قطعات الکترونیک، جامعه را در تبدیل شدن به یک قطب صنعتی یاری می‌کند.

۱-۴-۱- مروری بر کارهای انجام شده برای کنترل ربات

تاکنون روش‌های مختلفی برای کنترل بازوهای ربات ارائه شده است که در ادامه به برخی از آنها اشاره شده و سپس عیب‌ها و مزیت‌های هر یک از آنها ذکر می‌گردد.

۱-۴-۱-۱- کنترل^۱ PID (تناسبی-انتهائی-مشتقی):

کنترل PID یکی از روش‌های رایج کنترل بازوهای ماهر است که در بسیاری از ربات‌های صنعتی به کار برده می‌شود. مزیت این کنترل‌کننده‌ها قابلیت پیاده‌سازی آسان و مقاوم بودن در برابر عدم قطعیت‌های ربات می‌باشد [6]. اما از طرفی تزویج شدید و دینامیک‌های غیرخطی بازوهای رباتیک این روش را که یکی از روش‌های کنترل خطی است با مشکل مواجه می‌کند. زیرا در روش کنترل‌کننده‌های خطی فرض می‌شود که مدل غیرخطی در محدوده‌ی عملکرد کوچک، خطی باشد، اما اگر محدوده‌ی عمل کرد بزرگ باشد کنترل‌کننده‌های خطی کارایی ضعیف و گاهی ناپایدار دارند. در این صورت از کنترل‌کننده‌های غیرخطی استفاده می‌شود. زیرا که این کنترل‌کننده‌ها قادرند تأثیر دینامیک‌های غیرخطی سیستم را در محدوده‌ی وسیعی در نظر بگیرند و از ناپایداری سیستم جلوگیری کنند [7].

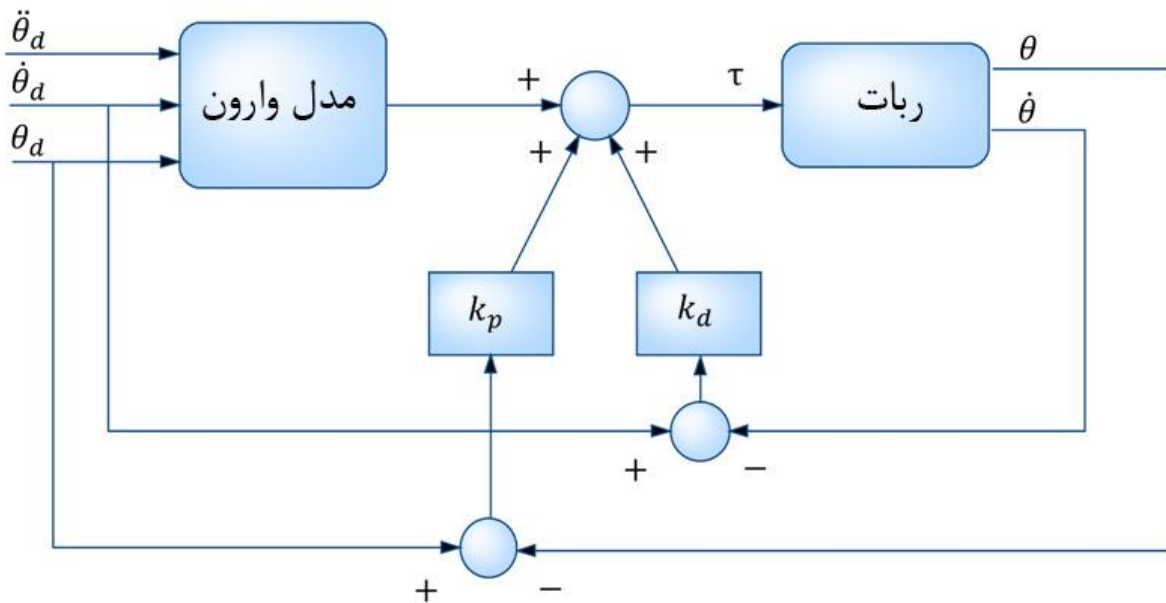
۱-۴-۱-۲- روش گام به گام :

یک روش کنترلی جدید صنعتی ربات‌های بدون چرخ‌دنده، روش یادگیری مسیر از طریق تکرار است [8]. در این روش ربات یک بار مسیر را طی کرده و در طول طی مسیر، فرمان را به صورت مرحله به مرحله آموزش می‌بیند. این روش به مدل دقیق ربات نیاز ندارد و برای ربات‌های با دینامیک‌های پیچیده قابل استفاده است.

از معایب این روش این است که با هر بار تغییر مسیر و یا تغییر در ربات، ربات باید دوباره آموزش داده شود، بنابراین اگر پارامترهای ربات با زمان تغییر کنند کارایی این روش کاهش می‌یابد.

۱-۴-۳- کنترل کننده‌های غیرخطی پیشرو^۱:

یکی دیگر از روش‌های کنترل ربات‌های بدون چرخ‌دنده، استفاده از روش کنترل کننده‌های پیشرو می‌باشد [9]. در این کنترل کننده‌ها برای سادگی در طراحی از مدل وارون ربات استفاده می‌شود. اگر مدل وارون ربات دقیق باشد، فرمان‌های صادر شده به‌طور دقیق ربات را به مسیر خواسته شده هدایت می‌کند.



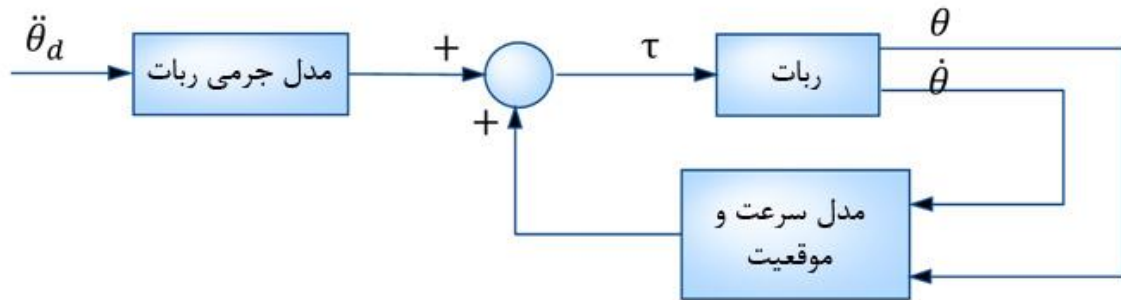
شکل ۱-۲: ساختار سیستم کنترل کننده‌ی غیرخطی پیشرو

از مزایای این روش کنترلی، سادگی و توانایی استفاده از آن در سرعت‌های بالا می‌باشد. اما اشکال اصلی این روش نیاز آن به مدل دقیق ربات می‌باشد.

۱-۴-۴- کنترل با گشتاور محاسبه شده^۱:

روش کنترل گشتاور محاسبه شده [10] در سال ۱۹۷۴ برای حل مسأله‌ی سرو ربات توسط Bejczy ارائه شد. در این روش با استفاده‌ی مستقیم از معادله‌ی دینامیکی کامل بازو، اثرات غیرخطی ربات جبران می‌شود. این

روش یک مدل خطی به فرم ساده‌ی $\frac{\theta}{\tau} = \frac{1}{s^2}$ را ایجاد می‌کند.



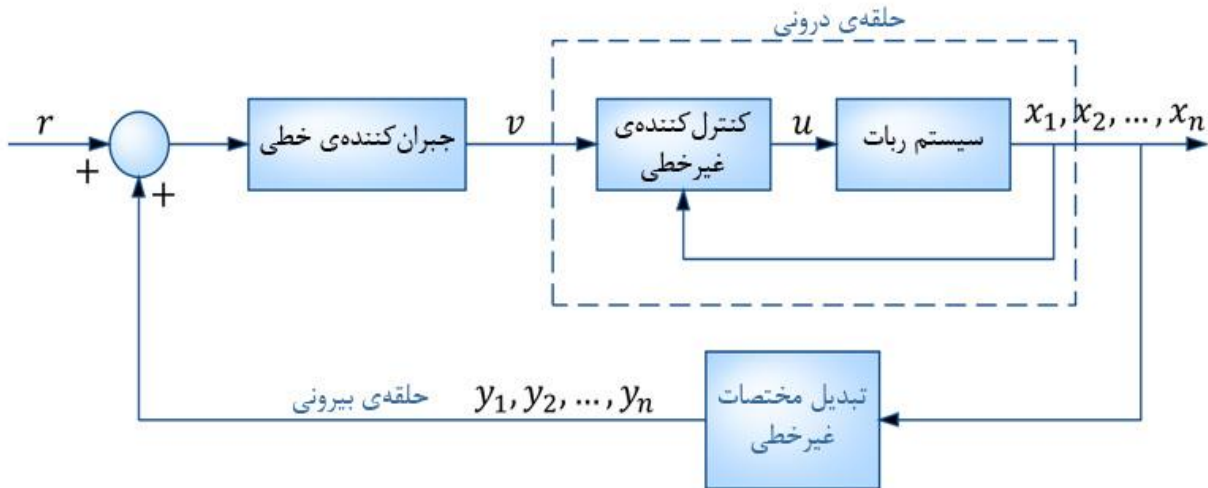
شکل ۱-۳: ساختار سیستم کنترل ربات با گشتاور محاسبه شده

از مزایای این روش حساسیت کم به اغتشاشات محیط و سادگی پیاده‌سازی آن است. از معایب این روش این است که اگر ورودی مرجع تغییرات شدید داشته باشد، ممکن است گشتاور محاسبه شده مقادیر بزرگی را نتیجه دهد. از عیب‌های دیگر این روش نیاز آن به محاسبات رایانه‌ای زمان حقیقی و عدم حساسیت آن به مدل‌سازی صحیح ربات می‌باشد.

۱-۴-۵- خطی‌سازی پس‌خوری^۲:

خطی‌سازی پس‌خوری یکی از روش‌های طراحی کنترل غیرخطی است که در سال‌های اخیر بسیار مورد توجه قرار گرفته است. ایده‌ی اصلی این روش این است که دینامیک‌های سیستم غیرخطی به خطی تبدیل شوند به طوری که بتوان از روش‌های کنترل خطی استفاده کرد.

^۱ Computed torque controller
^۲ Feedback linearization control



شکل ۱-۴: ساختار سیستم کنترل خطی سازی پسخوری

از ضعف‌های این روش این است که بار محاسباتی زیادی داشته و در برابر عدم قطعیت‌های پارامتری و دینامیک‌های مدل نشده‌ی ربات، مقاوم بودن را تضمین نمی‌کند [11].

۱-۴-۶- کنترل پسگام^۱:

کنترل پسگام یکی از روش‌های کنترل غیرخطی است که در آن یک سیستم ناپایدار با استفاده از پسخورد حالت‌های سیستم و اعمال آن به ورودی کنترل، پایدار می‌شود. از مزایای این روش این است که برخلاف روش مود لغزشی لازم نیست که سیستم به فرم همراه باشد که این امر موجب می‌شود تا این روش نسبت به مود لغزشی برای گستره‌ی جامع‌تر و وسیع‌تری از سیستم‌ها قابل اعمال باشد. از معایب این روش این است که کران عدم قطعیت باید از قبل معلوم باشد [12].

۱-۴-۷- کنترل فازی^۲:

کنترل فازی یکی از روش‌های کنترل هوشمند است که به مدل سیستم بستگی ندارد. این روش به خوبی می‌تواند بر عدم قطعیت‌ها و تزویج‌های غیرخطی غلبه کند. در این روش به دلیل پیچیدگی‌های بازوی ربات تحلیل پایداری بسیار مشکل است [13] [14].

^۱ Backstepping control

^۲ Fuzzy control

۱-۴-۸- کنترل عصبی^۱:

از شبکه‌های عصبی می‌توان برای شناسایی و کنترل مستقل از مدل سیستم‌ها استفاده کرد [15]. از مزایای این روش، تطبیق مدل با سیستم تحت کنترل در حین کنترل و قابلیت تلفیق آن با کنترل فازی است. از معایب این روش نیاز به ساختار از قبل مشخص و ثابت شبکه‌ی عصبی می‌باشد که موجب کاهش عمل‌کرد کنترل‌کننده می‌گردد. از طرفی تضمین پایداری سیستم‌های کنترل عصبی نیز قدری دشوار است [16].

۱-۴-۹- کنترل تطبیقی^۲:

کنترل تطبیقی به‌مانند کنترل عصبی یکی از روش‌های کنترل است که کنترل‌کننده در آن خود را با تغییرات سیستم تنظیم می‌کند. در واقع در این روش تغییر پارامترهای سیستم بر کنترل‌کننده اثر کرده و قانون کنترل با این تغییرات به روز می‌شود. برای مثال جابه‌جا کننده‌های ربات ممکن است اجسام بزرگی را با پارامترهای اینرسی نامعلوم حمل کنند. اگر این تغییرات بار در طراحی سیستم کنترل‌کننده در نظر گرفته نشود، ممکن است سیستم حلقه‌بسته ناپایدار گردد. کنترل تطبیقی خود بر دو نوع است: کنترل تطبیقی مدل مرجع^۳ و کنترل تطبیقی خودتنظیم^۴ [17].

۱-۴-۹-۱- کنترل تطبیقی مدل مرجع:

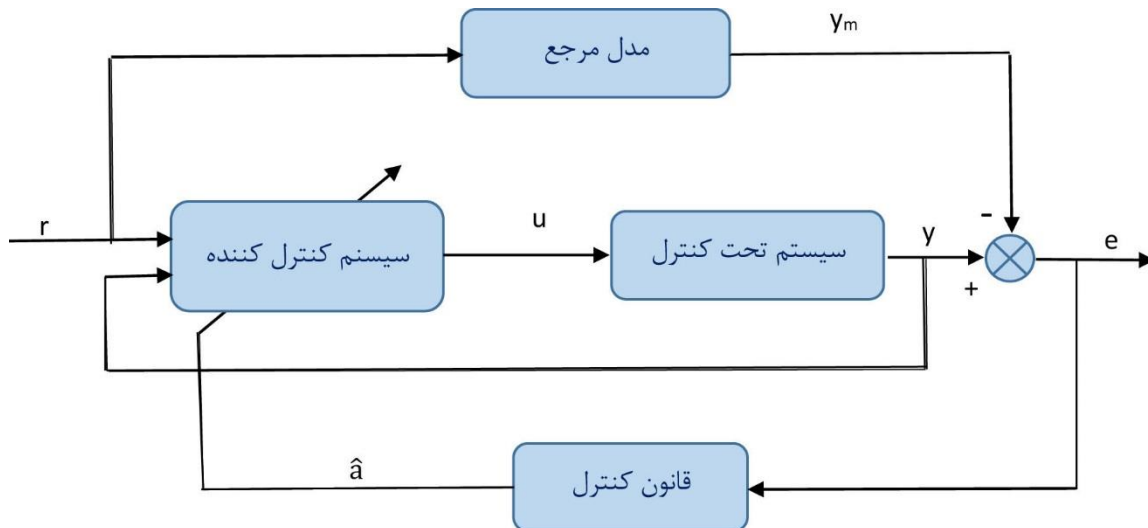
از میان دو روش ذکر شده برای کنترل تطبیقی، کنترل تطبیقی مدل مرجع اولین روشی بود که بر سیستم‌های رباتیک اعمال شد [18] [19]. در این روش فرض شده بار قسمتی از رابط نهایی باشد. از مزایای این روش محاسبات ساده و عدم نیاز به دانش اولیه برای بار و محیط می‌باشد.

^۱ Neural control

^۲ Adaptive control

^۳ Model reference adaptive control

^۴ Self tuning regulator adaptive control

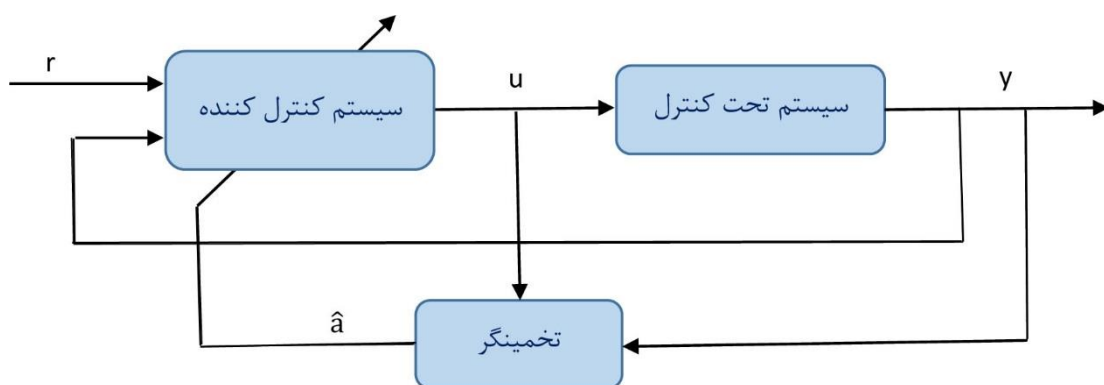


شکل ۱-۵: ساختار سیستم کنترل تطبیقی مدل مرجع

از معایب این روش [18] خطی سازی دینامیک‌های ربات، نادیده گرفتن توزیع‌های غیرخطی و نیاز به اندازه‌گیری شتاب مفصل‌ها می‌باشد.

۱-۴-۹-۲- کنترل تطبیقی خودتنظیم :

پس از کنترل‌کننده‌های تطبیقی مدل مرجع، کنترل‌کننده‌های تطبیقی خودتنظیم از دیگر کنترل‌کننده‌هایی بودند که بر سیستم‌های رباتیک اعمال گردیدند [20]. در این نوع کنترل‌کننده‌ها از یک کنترل‌کننده و یک تخمین‌گر به‌هنگام پارامتر استفاده می‌شود لذا این کنترل‌کننده‌ها شناسایی سیستم نامعلوم را در حین کنترل آن انجام می‌دهند.



شکل ۱-۶: ساختار سیستم کنترل تطبیقی خودتنظیم

مزایای این روش مشابه روش کنترل تطبیقی مدل مرجع می‌باشد اما معایب آن اندازه‌گیری شتاب مفصل‌ها و فرض تغییر پارامترهای سیستم با سرعتی کمتر از سرعت تطبیق پارامترها می‌باشد.

۱-۴-۱۰- کنترل مود لغزشی^۱:

این روش یکی از روش‌های کنترل مقاوم است که از یک بخش کنترلی و از یک بخش اضافی برای مقابله با اغتشاش و عدم قطعیت‌های پارامتری و غیرپارامتری تشکیل شده است [43]. روش کنترل مود لغزشی با موفقیت در جابه‌جا کننده‌های ربات استفاده شده است [21] [22]. تنها عیب این روش نیاز آن به دانش قبلی درباره‌ی محدوده‌ی عدم قطعیت‌ها می‌باشد.

۱-۴-۱۱- راهبرد کنترل ولتاژ:

بسیاری از روش‌های کنترلی که تاکنون برای ربات‌ها پیشنهاد شده است بر اساس راهبرد کنترل گشتاور شکل گرفته‌اند. در عمل فرمان گشتاور نمی‌تواند به‌طور مستقیم به ربات اعمال گردد و در اجرا به‌وجود محرکه‌ها نیازمند است که این امر یکی از چالش‌های تجاری‌سازی ربات‌ها می‌باشد [23]. لذا ضعف کاربرد کنترل گشتاور این است که از دینامیک موتورها در اجرای فرمان صرف‌نظر می‌نماید [24]. علاوه‌براین استفاده از راهبرد کنترل گشتاور به‌دلیل استفاده از مدل غیرخطی چندمتغیره‌ی ربات که شامل دینامیک‌های تزویج‌دار است، طراحی کنترل‌کننده را بسیار مشکل می‌سازد [25]. لذا برای کنترل بازوهای ربات، راهبرد کنترل ولتاژ برای ربات‌های با موتور الکتریکی به‌عنوان محرکه ارایه‌شده است [26].

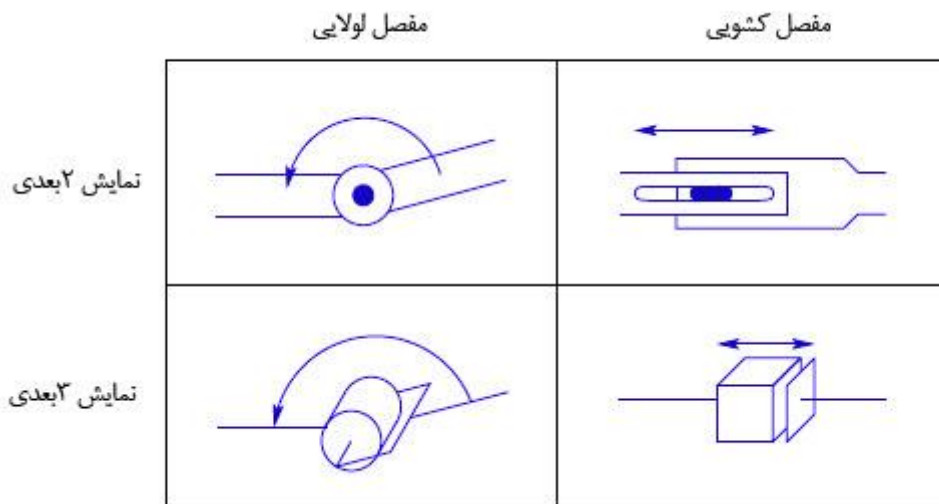
۱-۵- اهداف تحقیق:

در این پایان‌نامه قصد داریم روشی ارایه کنیم که کنترل‌کننده در برابر عدم قطعیت‌های پارامتری و غیر پارامتری مقاوم باشد. علاوه‌برآن عدم‌نیاز به اندازه‌گیری شتاب مفصل‌های ربات و نیز محاسبه‌ی وارون ماتریس اینرسی ربات از دیگر اهداف ما می‌باشد اما هدف اصلی در این پایان‌نامه اعمال دینامیک موتورها به ربات و بررسی پایداری سیستم تحت این شرایط می‌باشد.

فصل ۲ مدل سازی سیستم های رباتیک

۲-۱- اجزا و ساختار ربات ها

بازوهای مکانیکی ماهر از رابط های متصل شده به وسیله ی مفاصل تشکیل می شوند. مفاصل به طور مشخص لولایی (دوار) و یا کشویی (خطی) می باشند. یک مفصل لولایی شبیه به یک لولاست که اجازه چرخش نسبی بین دو رابط را می دهد و به طور مشابه یک مفصل کشویی اجازه ی حرکت نسبی طولی بین دو رابط را می دهد.



شکل ۲-۱: نمایش نمادهای مفاصل ربات

مفاصل یک بازوی مکانیکی ماهر ممکن است توسط محرکه های الکتریکی، هیدرولیکی [27] یا بادی [28] به حرکت در آیند. ربات های هیدرولیکی عمدتاً برای حمل و نقل بارهای سنگین به کار می روند؛ عیب ربات های هیدرولیکی آن است که با نشت سیال هیدرولیک مواجه هستند و نیاز به تجهیزات جنبی بیشتری دارند. ربات هایی که توسط سرو موتورهای AC یا DC به حرکت در می آیند به طور فزاینده ای توسعه یافته اند زیرا آن ها ارزان تر، تمیزتر و آرامتر هستند.

۲-۲- سینماتیک مستقیم

مسأله ی سینماتیک مستقیم می تواند به این صورت بیان شود که به ازای متغیرهای مفاصل ربات، موقعیت و جهت مجری نهایی چه خواهد بود [29]. متغیرهای مفاصل در مفاصل چرخان یا لولایی، زاویه ی بین رابط ها و در مفاصل کشویی، اضافه طول رابط ها می باشد.

با اهداف آنالیز سینماتیک می‌توان ربات را به‌عنوان مجموعه‌ای از رابط‌های متصل به هم در مفصل‌های مختلف در نظر گرفت. با فرض آنکه هر مفصل فقط دارای یک درجه‌ی آزادی است، عمل هر مفصل می‌تواند به‌وسیله‌ی یک عدد حقیقی زاویه‌ی دوران در مفصل لولایی یا مسافت جابه‌جایی در مفصل کشویی توصیف شود.

فرض کنید که یک ربات $n+1$ رابط از شماره‌ی 0 تا n دارد که با پایه‌ی ربات به‌عنوان رابط صفر شروع می‌شود. مفاصل از شماره‌های 1 تا n شماره‌گذاری می‌شوند و مفصل i ام نقطه‌ای در فضا است که رابط‌های $i-1$ و i در آن نقطه به هم متصل می‌شوند. متغیر مفصل i ام با q_i نمایش داده می‌شود؛ سپس یک دستگاه مختصات به هر رابط، به‌صورت صلب متصل می‌شود. حال فرض کنید که A_i ماتریسی همگن به صورت زیر است که مختصات یک نقطه از دستگاه مختصات i را به دستگاه $i-1$ تبدیل می‌کند.

$$A_i = \begin{bmatrix} R_{i-1}^i & d_{i-1}^i \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2-1)$$

لذا موقعیت و جهت مجری نهایی در دستگاه پایه از رابطه‌ی زیر به‌دست می‌آید:

$$H = T_0^n = A_1(q_1) \cdot A_2(q_2) \cdot \dots \cdot A_n(q_n) = \begin{bmatrix} R_0^n & d_0^n \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2-2)$$

همان‌طور که مشاهده می‌شود موقعیت مجری نهایی نسبت به دستگاه پایه به‌وسیله‌ی بردار سه‌عضوی d_0^n و جهت آن توسط ماتریس 3×3 دوران R_0^n مشخص می‌شود. از رابطه‌ی بالا در محاسبه‌ی سرعت رابط‌ها استفاده می‌شود که جلوتر به آن می‌پردازیم. در رابطه‌ی بالا A_i ها را می‌توان با انتخاب دستگاه‌های مختصات مختلف برای رابط‌ها به‌شیوه‌های گوناگونی به‌دست آورد، اما ما در اینجا برای این کار از روش قانون‌مند دناویت-هارتنبِrg استفاده می‌کنیم.

۲-۲-۱- نمایش دناویت-هارتنبِrg

روش دناویت-هارتنبِrg [30] یا الگوریتم D-H یک روش متداول برای تعیین دستگاه‌های مختصات به منظور نظم بخشیدن در انتخاب دستگاه‌ها در کاربردهای رباتیک است. در این روش هر ماتریس تبدیل A_i به‌صورت ضرب چهار تبدیل اساسی نمایش داده می‌شود.

$$A_i = \text{Rot}_{z,\theta_i} \cdot \text{Trans}_{z,d_i} \cdot \text{Trans}_{x,a_i} \cdot \text{Rot}_{x,\alpha_i} \quad (2-3)$$

$$= \begin{bmatrix} \cos(\theta_i) & -\sin(\theta_i) & 0 & 0 \\ \sin(\theta_i) & \cos(\theta_i) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & d_i \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & a_i \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\alpha_i) & -\sin(\alpha_i) & 0 \\ 0 & \sin(\alpha_i) & \cos(\alpha_i) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} \cos(\theta_i) & -\sin(\theta_i)\cos(\alpha_i) & \sin(\theta_i)\sin(\alpha_i) & a_i\cos(\theta_i) \\ \sin(\theta_i) & \cos(\theta_i)\cos(\alpha_i) & -\cos(\theta_i)\sin(\alpha_i) & a_i\sin(\theta_i) \\ 0 & \sin(\alpha_i) & \cos(\alpha_i) & \alpha_i \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

در رابطه‌ی بالا چهار کمیت θ_i ، a_i ، d_i و α_i پارامترهای رابط و مفصل نام بوده و به ترتیب، زاویه، طول، انحراف و پیچش نامیده می‌شوند. با فرض یک درجه‌ی آزادی برای هر مفصل و نیز از آنجاییکه ماتریس A_i تابعی از یک متغیر است، لذا برای هر رابط، سه مورد از چهار کمیت فوق ثابت بوده و تنها یکی از آن‌ها بسته به نوع رابط متغیر است؛ این پارامتر متغیر برای مفاصل لولایی θ_i و برای مفاصل کشویی d_i می‌باشد. برای به دست آوردن این چهار پارامتر (بسته به مشخصات بازوی ماهر) از الگوریتم زیر که بر اساس روش D-H برای به دست آوردن سینماتیک بازوی ماهر است، استفاده می‌شود.

گام (۱) محورهای مفاصل را Z_0, \dots, Z_{n-1} قرار داده و نام گذاری کنید.

گام (۲) دستگاه پایه را نصب کنید. مبدا را در هر جای دلخواه روی محور Z_0 تنظیم کنید. محورهای x_0 و y_0 را با در نظر گرفتن دستگاه راستگرد به طور مناسب انتخاب کنید. برای $i=1, \dots, n-1$ گام‌های ۳ تا ۵ را اجرا کنید.

گام (۳) مبدا O_i را جایی که عمود مشترک Z_i و Z_{i-1} را قطع می‌کند قرار دهید.

گام (۴) x_i را در امتداد عمود مشترک بین Z_i و Z_{i-1} و در عبور از O_i قرار دهید.

گام (۵) y_i را با تکمیل دستگاه راستگرد مشخص کنید.

گام (۶) دستگاه مختصات قسمت پایانی $O_n x_n y_n z_n$ را تعیین کنید.

گام (۷) یک جدول از پارامترهای رابط a_i ، d_i ، α_i و θ_i درست کنید.

$$a_i = \text{طول امتداد } x_i \text{ از } O_i \text{ تا محل تقاطع محورهای } x_i \text{ و } z_{i-1}$$

$d_i = \text{طول امتداد } z_{i-1} \text{ از } O_{i-1} \text{ تا محل تقاطع محورهای } x_i \text{ و } z_{i-1}$. هرگاه مفصل i کشویی باشد d_i متغیر است.

$$\alpha_i = \text{زاویه‌ی بین } z_i \text{ و } z_{i-1} \text{ که حول } x_i \text{ اندازه‌گیری می‌شود.}$$

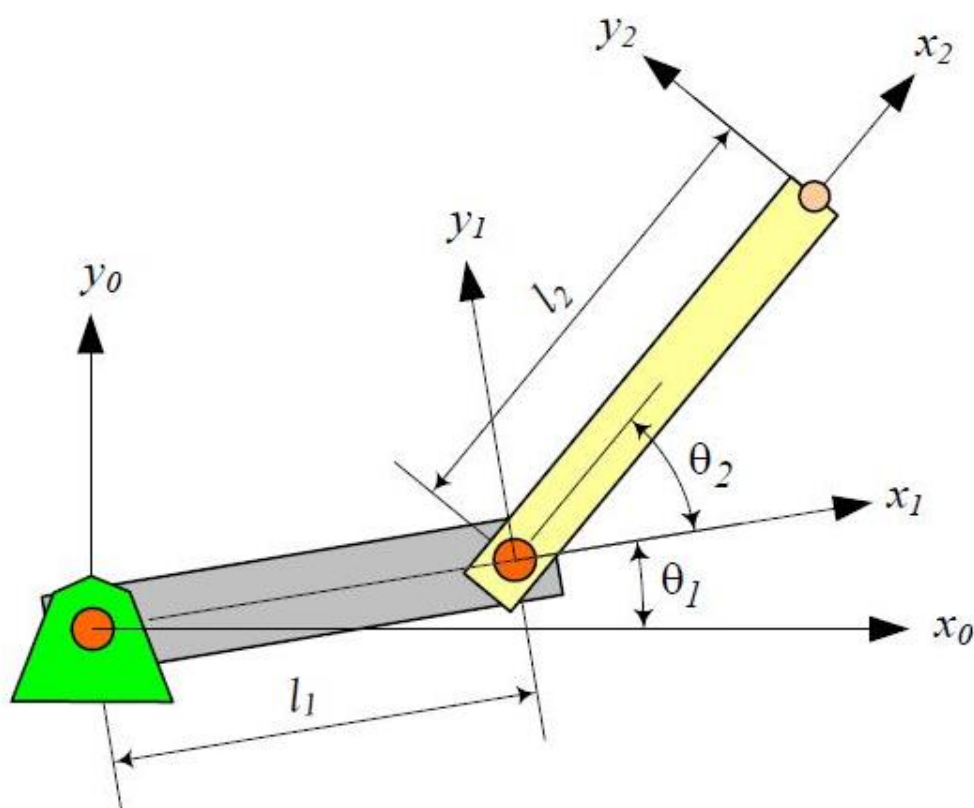
$\theta_i =$ زاویه‌ی بین x_i و x_{i-1} که حول اندازه‌گیری می‌شود. هرگاه مفصل i لولایی باشد θ_i متغیر است.

گام ۸) ماتریس‌های تبدیل همگن A_i را با جایگذاری پارامترهای بالا در رابطه‌ی اصلی تشکیل دهید.

گام ۹) $T_0^n = A_1, \dots, A_n$ را تشکیل دهید تا موقعیت و جهت مجری نهایی در دستگاه مختصات پایه مشخص شود.

حالا به‌عنوان مثال برای بازوی ماهر صفحه‌ای با دو مفصل لولایی که شکل آن در زیر آمده است، معادلات

سینماتیک با استفاده از روش D-H به‌دست آورده می‌شود:



شکل ۲-۲: بازوی ماهر صفحه‌ای با دو مفصل لولایی

ابتدا محورهای چرخش مفاصل به‌عنوان z_0 و z_1 در نظر گرفته شده و دستگاه مختصات پایه به‌نحوی که

راست‌گرد باشد تشکیل داده می‌شود. سپس مبدأ دستگاه مختصات $o_1x_1y_1z_1$ در محل تقاطع z_1 و صفحه

قرار داده شده و این دستگاه مطابق با روش D-H کامل می‌شود. در نهایت آخرین دستگاه با انتخاب مبدأ o_2

در انتهای آخرین رابط مطابق شکل تشکیل داده شده و جدول پارامترهای رابط مطابق با روش D-H به‌صورت

زیر تکمیل می‌گردد:

جدول ۲-۱: پارامترهای رابط برای بازوی ماهر صفحه ای با دو مفصل لولایی

رابط	a_i	α_i	d_i	θ_i
۱	l_1	0	0	θ_1^*
۲	l_2	0	0	θ_2^*

حال ماتریس های A_1 و A_2 تشکیل داده شده و توسط آن ها ماتریس های انتقال محاسبه می گردد.

$$A_1 = \begin{bmatrix} \cos(\theta_1) & -\sin(\theta_1) & 0 & l_1 \cos(\theta_1) \\ \sin(\theta_1) & \cos(\theta_1) & 0 & l_1 \sin(\theta_1) \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2-4)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} \cos(\theta_2) & -\sin(\theta_2) & 0 & l_2 \cos(\theta_2) \\ \sin(\theta_2) & \cos(\theta_2) & 0 & l_2 \sin(\theta_2) \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2-5)$$

$$T_0^1 = A_1 \quad (2-6)$$

$$T_0^2 = A_1 A_2 \quad (2-7)$$

$$= \begin{bmatrix} c(\theta_1)c(\theta_2) - s(\theta_1)s(\theta_2) & -c(\theta_1)s(\theta_2) - s(\theta_1)c(\theta_2) & 0 & l_2 c(\theta_1)c(\theta_2) - l_2 s(\theta_1)s(\theta_2) + l_1 c(\theta_1) \\ c(\theta_1)s(\theta_2) + s(\theta_1)c(\theta_2) & c(\theta_1)c(\theta_2) - s(\theta_1)s(\theta_2) & 0 & l_2 s(\theta_1)c(\theta_2) + l_2 c(\theta_1)s(\theta_2) + l_1 s(\theta_1) \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} \cos(\theta_1 + \theta_2) & -\sin(\theta_1 + \theta_2) & 0 & l_1 \cos(\theta_1) + l_2 \cos(\theta_1 + \theta_2) \\ \sin(\theta_1 + \theta_2) & \cos(\theta_1 + \theta_2) & 0 & l_1 \sin(\theta_1) + l_2 \sin(\theta_1 + \theta_2) \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

در رابطه ی بالا منظور از $c(\theta_1)$ ، $s(\theta_1)$ و منظور از $\sin(\theta_1)$ ، $s(\theta_1)$ می باشد.

۲-۳- سینماتیک سرعت

از دیدگاه ریاضی، معادلات سینماتیک مستقیم، یک تابع بین فضای جهت ها و موقعیت های دکارتی و فضای متغیرهای مفاصل تعریف می کند. لذا ژاکوبین (مشتق) این تابع، روابط سرعت را معین می کند. ژاکوبین، یک تابع ماتریسی است و می تواند به عنوان برداری از مشتق یک تابع اسکالر در نظر گرفته شود. ماتریس ژاکوبین یکی از مهمترین کمیت های کنترل حرکت ربات محسوب شده و در به دست آوردن معادلات دینامیکی حرکت و نیز در تبدیل نیروها و گشتاورها از مجری نهایی به مفاصل بازوی ماهر به کار می رود [31]. برای یک بازوی

ماهر n -رابطه، ژاکوبین، تبدیل لحظه‌ای بین بردار n عضوی سرعت‌های مفاصل و بردار شش عضوی (حاوی بردار سه عضوی سرعت‌های خطی و بردار سه عضوی سرعت‌های زاویه‌ای) مجری نهایی می‌باشد.

۲-۳-۱- نحوه‌ی به‌دست آوردن ماتریس ژاکوبین

برای یک بازوی ماهر n -رابطه با متغیرهای مفاصل q_1, \dots, q_n داریم:

$$T_0^n(q) = \begin{bmatrix} R_0^n(q) & d_0^n(q) \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2-8)$$

که تبدیل از دستگاه مختصات مجری نهایی به دستگاه پایه رانشان می‌دهد و $q = (q_1, \dots, q_n)^T$ بردار متغیرهای مفاصل است. همانگونه که ربات به اطراف حرکت می‌کند، متغیرهای مفاصل q_i و موقعیت مجری نهایی d_0^n و جهت آن R_0^n تابعی از زمان خواهند بود. مشتق این توابع متغیر با زمان توسط ماتریس ژاکوبین به یکدیگر مرتبط می‌شوند، لذا ماتریس ژاکوبین ارتباط دهنده‌ی سرعت‌های خطی و زاویه‌ای مجری نهایی با بردار سرعت‌های مفاصل $\dot{q}(t)$ است. فرض کنید برای سرعت‌های خطی و زاویه‌ای مجری نهایی داریم:

$$v_0^n = J_v \dot{q} \quad (2-9)$$

$$\omega_0^n = J_\omega \dot{q} \quad (2-10)$$

که J_v و J_ω ماتریس‌های $3 \times n$ هستند. فرم ماتریسی رابطه‌ی بالا به‌صورت زیر است:

$$\begin{bmatrix} v_0^n \\ \omega_0^n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} J_v \\ J_\omega \end{bmatrix} \dot{q} = J_0^n \dot{q} \quad (2-11)$$

در رابطه‌ی بالا ماتریس J_0^n ژاکوبین بازوی ماهر نامیده می‌شود و ساختاری به‌شکل زیر دارد:

$$J_0^n = J = \begin{bmatrix} J_v \\ J_\omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} J_{v1} & J_{v2} & \dots & J_{vn} \\ J_{\omega1} & J_{\omega2} & \dots & J_{\omega n} \end{bmatrix} = [J_1 \ J_2 \ \dots \ J_n] \quad (2-12)$$

که J_i زمانی که مفصل i م لولایی باشد به‌صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$J_i = \begin{bmatrix} z_{i-1} \times (o_n - o_{i-1}) \\ z_{i-1} \end{bmatrix} \quad (2-13)$$

و اگر مفصل i م کشویی باشد J_i به‌صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$J_i = \begin{bmatrix} z_{i-1} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2-14)$$

در رابطه‌های بالا z_i ها، اولین سه عضو سومین ستون T_0^i و o_i ها، اولین سه عضو چهارمین ستون T_0^i می‌باشند.

حالا به عنوان مثال ژاکوبین برای بازوی ماهر صفحه ای با دو مفصل لولایی به دست آورده می شود. از آنجاییکه هر دو مفصل لولایی هستند، ماتریس ژاکوبین به فرم زیر خواهد بود:

$$J(q) = \begin{bmatrix} z_0 \times (o_2 - o_0) & z_1 \times (o_2 - o_1) \\ z_0 & z_1 \end{bmatrix} \quad (2-15)$$

مقادیر متغیرهای رابطه ی فوق (o_1 ها و z_1 ها) همچنان که گفته شد، از ستون های سوم و چهارم ماتریس های انتقالی که در بخش قبل به دست آورده شد قابل محاسبه اند.

$$T_0^1 = A_1 = \begin{bmatrix} \cos(\theta_1) & -\sin(\theta_1) & 0 & l_1 \cos(\theta_1) \\ \sin(\theta_1) & \cos(\theta_1) & 0 & l_1 \sin(\theta_1) \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2-16)$$

$$T_0^2 = A_1 A_2 = \begin{bmatrix} \cos(\theta_1 + \theta_2) & -\sin(\theta_1 + \theta_2) & 0 & l_1 \cos(\theta_1) + l_2 \cos(\theta_1 + \theta_2) \\ \sin(\theta_1 + \theta_2) & \cos(\theta_1 + \theta_2) & 0 & l_1 \sin(\theta_1) + l_2 \sin(\theta_1 + \theta_2) \\ 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2-17)$$

$$o_0 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad o_1 = \begin{bmatrix} l_1 \cos(\theta_1) \\ l_1 \sin(\theta_1) \\ 0 \end{bmatrix} \quad o_2 = \begin{bmatrix} l_1 \cos(\theta_1) + l_2 \cos(\theta_1 + \theta_2) \\ l_1 \sin(\theta_1) + l_2 \sin(\theta_1 + \theta_2) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2-18)$$

$$z_0 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad z_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2-19)$$

و در نهایت با جایگذاری مقادیر فوق، ژاکوبین ربات مذکور به صورت زیر محاسبه می شود:

$$J = \begin{bmatrix} -l_1 \sin(\theta_1) - l_2 \sin(\theta_1 + \theta_2) & -l_2 \sin(\theta_1 + \theta_2) \\ l_1 \cos(\theta_1) + l_2 \cos(\theta_1 + \theta_2) & l_2 \cos(\theta_1 + \theta_2) \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (2-20)$$

۲-۴- دینامیک

به دست آوردن مدل دینامیکی یک بازوی ماهر نقش مهمی در شبیه سازی حرکات، تحلیل ساختارهای ربات و طراحی روش های کنترلی ایفا می کند. برای به دست آوردن این مدل دینامیکی ابتدا باید معادلات اوپلر-لاگرانژ

سیستم تعیین شوند، که این معادلات خود وابسته به تشکیل لاگرانژین سیستم (یعنی اختلاف انرژی جنبشی

و پتانسیل سیستم) می باشند [32].

برای یک بازوی ربات، معادلات اوایلر-لاگرانژ به فرم زیر است:

$$\frac{d}{dt} \frac{\partial L}{\partial \dot{q}_j} - \frac{\partial L}{\partial q_j} = \tau_j \quad (2-21)$$

در معادلات بالا τ گشتاور خارجی اعمالی به ربات بوده و $L=K-V$ لاگرانژین سیستم است که در آن K و V به ترتیب انرژی جنبشی و پتانسیل سیستم می‌باشند، و لذا این نیاز به وجود می‌آید که انرژی جنبشی و پتانسیل هر رابط مشخص باشد زیرا لاگرانژ کل بازوی ماهر برابر با جمع لاگرانژهای رابط‌ها می‌باشد.

۲-۴-۱- انرژی جنبشی سیستم‌های رباتیک

انرژی جنبشی یک جسم از رابطه‌ی زیر محاسبه می‌گردد:

$$K = \frac{1}{2} m v_c^T v_c + \frac{1}{2} \omega^T I \omega \quad (2-22)$$

همانطور که مشاهده می‌شود انرژی جنبشی شامل دو بخش است: بخش اول مربوط به انتقال و بخش دوم مربوط به دوران جسم می‌باشد. این نکته حایز اهمیت است که باید در انتخاب دستگاه‌های مختصات مناسب برای سرعت‌های مربوط به رابطه‌ی بالا دقت شود؛ در این رابطه، سرعت‌های خطی، ربطی به دستگاه‌های مختصاتی که در آن بیان می‌شوند ندارند زیرا $v_c^T v_c$ مربع طول بردار v_c است و با تغییر دستگاه مختصات طول آن تغییری نمی‌کند؛ اما هریک از سرعت‌های زاویه‌ای باید نسبت به دستگاه مختصات متصل به رابط محاسبه شوند زیرا در این صورت ماتریس اینرسی I از حرکت مستقل می‌شود. برای آنکه سرعت‌های زاویه‌ای هر رابط از دستگاه مبنا به دستگاه متصل به همان رابط منتقل شود، باید این سرعت‌های زاویه‌ای در $R^T = R^{-1}$ ضرب گردد؛ که R ماتریس دورانی است که بردارها را از دستگاه جسم به دستگاه مبنا تبدیل می‌کند. در این صورت برای نقاط روی مرکز جرم‌های رابط‌ها، سرعت‌های خطی و دورانی به صورت زیر محاسبه می‌شوند:

$$v_{ci} = J_{vci}(q) \dot{q} \quad \omega_i = R_i^T(q) J_{\omega_i}(q) \dot{q} \quad (2-23)$$

که اگر این سرعت‌ها در رابطه‌ی انرژی جنبشی جایگزین شود:

$$K = \frac{1}{2} \dot{q}^T \sum_{i=1}^n [m_i J_{vci}^T J_{vci} + J_{\omega_i}^T R_i I_i R_i^T J_{\omega_i}] \dot{q} \quad (2-24)$$

که رابطه‌ی بالا می‌تواند به فرم ماتریسی زیر تبدیل شود:

$$K = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n d_{ij}(q) \dot{q}_i \dot{q}_j = \frac{1}{2} \dot{q}^T D(q) \dot{q} \quad (2-25)$$

که در آن $D(q)$ یک ماتریس مثبت معین متقارن است و ماتریس اینرسی ربات نامیده می شود.

۲-۴-۲-۲ انرژی پتانسیل سیستم های رباتیک

در حالت دینامیک صلب، تنها منبع انرژی پتانسیل، نیروی جاذبه‌ی وابسته به ارتفاع است. این انرژی برای یک رابط، از در نظر گرفتن کل جرم رابط در موقعیت مرکز جرم آن به صورت زیر محاسبه می شود:

$$V = g^T r_c m \quad (۲-۲۶)$$

در رابطه‌ی بالا m جرم رابط، r_c موقعیت مرکز جرم رابط و g بردار جاذبه در دستگاه مبنا می باشد.

۲-۴-۳-۳ معادلات حرکت

حال که روابط انرژی جنبشی و انرژی پتانسیل رابط های ربات به دست آورده شد، لاگرانژین سیستم می تواند به صورت زیر تشکیل داده شود:

$$L = K - V = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n d_{ij}(q) \dot{q}_i \dot{q}_j - V(q) \quad (۲-۲۷)$$

در این صورت معادلات اوایلر-لاگرانژ برای رابط های ربات به صورت زیر به دست می آید:

$$\sum_j^n d_{kj} \ddot{q}_j + \sum_{i,j}^n c_{ijk} \dot{q}_i \dot{q}_j + G_k(q) = \tau_k \quad k = 1, \dots, n \quad (۲-۲۸)$$

که رابطه‌ی بالا می تواند به فرم ماتریسی زیر بازنویسی شود:

$$D(q) \ddot{q} + C(q, \dot{q}) \dot{q} + G(q) = \tau \quad (۲-۲۹)$$

معادله‌ی بالا بیان کننده‌ی مدل دینامیکی ربات بوده و رفتار ربات را بر حسب گشتاورهای ورودی معین

می کند [33]. این معادله، خود از سه بخش تشکیل شده که به فرم زیر تعریف می شوند:

ماتریس $D(q)$ که ماتریس اینرسی ربات بوده و از تبدیل انرژی جنبشی به فرم ماتریسی به دست می آید.

$$K = \frac{1}{2} \dot{q}^T \sum_{i=1}^n [m_i J_{vc i}^T J_{vc i} + J_{\omega i}^T R_i I_i R_i^T J_{\omega i}] \dot{q} = \frac{1}{2} \dot{q}^T D(q) \dot{q} \quad (۲-۳۰)$$

ماتریس $C(q, \dot{q})$ که ماتریس نیروهای جانب مرکز (بخش های شامل \dot{q}_i^2) و نیروهای کوریولیس (بخش های

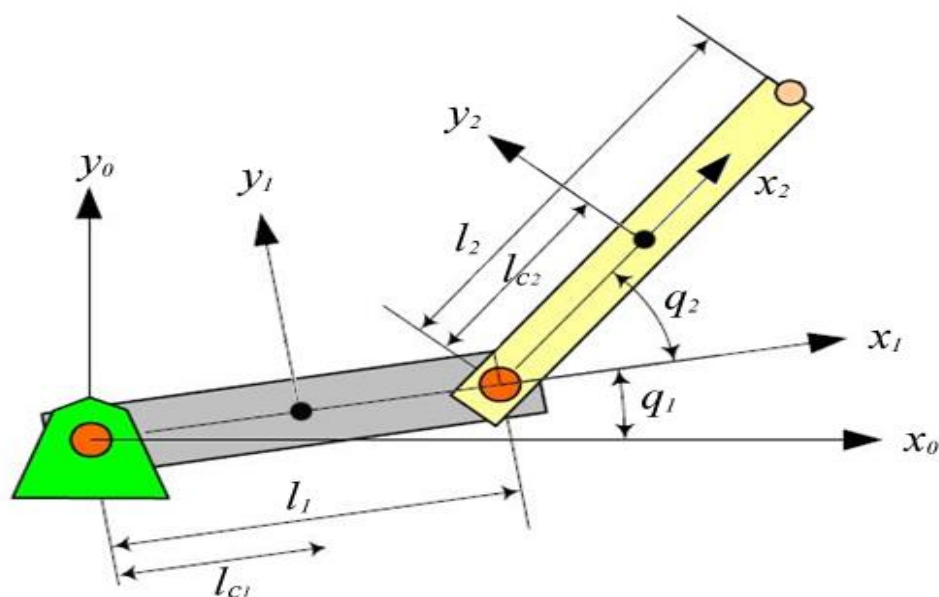
شامل $\dot{q}_i \dot{q}_j$) بوده و از مشتق های ماتریس اینرسی $D(q)$ به فرم زیر تعریف می گردد:

$$C_{ij} = \sum_{k=1}^n c_{ijk} \dot{q}_k \quad c_{ijk} = \frac{1}{2} \left(\frac{\partial d_{ij}}{\partial q_k} + \frac{\partial d_{ik}}{\partial q_j} - \frac{\partial d_{jk}}{\partial q_i} \right) \quad (۲-۳۱)$$

و در نهایت بردار $G(q)$ که بردار نیروهای گرانشی ربات بوده و از مشتق‌های انرژی پتانسیل به فرم زیر تعریف می‌گردد:

$$G(q) = \begin{bmatrix} \frac{\partial V}{\partial q_1} \\ \vdots \\ \frac{\partial V}{\partial q_n} \end{bmatrix} \quad (۲-۳۲)$$

حالا برای مثال معادلات دینامیکی برای بازوی ماهر صفحه‌ای با دو مفصل لولایی به دست آورده می‌شود. در این ربات پارامترها به این صورت تعریف می‌شوند: q_i زاویه مفصل i ، m_i جرم رابط i ، l_i طول رابط i ، l_{c_i} فاصله بین مفصل قبلی و مرکز جرم رابط i و مرکز جرم رابط i حول محوری که از مرکز جرم آن رابط عبور کرده و از صفحه خارج می‌شود.



شکل ۲-۳: بازوی ماهر صفحه‌ای با دو مفصل لولایی به همراه موقعیت مرکز جرم‌ها

در اینجا برای محاسبه ماتریس اینرسی $D(q)$ نیاز است که سرعت‌های خطی و زاویه‌ای رابط‌ها به دست آیند؛ لذا برای سرعت‌های خطی:

$$v_{c1} = J_{v c1} \dot{q} \quad (۲-۳۳)$$

$$J_{v c1} = \begin{bmatrix} -l_{c1} \sin(q_1) & 0 \\ l_{c1} \cos(q_1) & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (۲-۳۴)$$

که رابطه‌ی بالا سرعت خطی مرکز جرم رابط اول را نشان می‌دهد. (برای محاسبه‌ی آن فرض می‌شود که از رابط اول به بعد وجود ندارد.)

$$v_{c2} = J_{v c1} \dot{q} \quad (2-35)$$

$$J_{v c2} = \begin{bmatrix} -l_1 \sin(q_1) - l_{c2} \sin(q_1 + q_2) & -l_{c2} \sin(q_1 + q_2) \\ l_1 \cos(q_1) + l_{c2} \cos(q_1 + q_2) & l_{c2} \cos(q_1 + q_2) \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2-36)$$

و رابطه‌ی بالا سرعت خطی مرکز جرم رابط دوم را نشان می‌دهد، در این صورت با داشتن سرعت‌های خطی، بخش انرژی جنبشی مربوط به انتقال رابط‌ها به صورت زیر به دست آورده می‌شود:

$$\frac{1}{2} m_1 v_{c1}^T v_{c1} + \frac{1}{2} m_2 v_{c2}^T v_{c2} = \frac{1}{2} \dot{q}^T (m_1 J_{v c1}^T J_{v c2} + m_2 J_{v c2}^T J_{v c2}) \dot{q} \quad (2-37)$$

برای سرعت‌های زاویه‌ای:

$$\omega_1 = J_{\omega 1} \dot{q} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{q}_1 \\ \dot{q}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dot{q}_1 \end{bmatrix}, \quad \omega_2 = J_{\omega 2} \dot{q} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{q}_1 \\ \dot{q}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dot{q}_1 + \dot{q}_2 \end{bmatrix} \quad (2-38)$$

اما سرعت‌های زاویه‌ای محاسبه شده در بالا، سرعت‌های زاویه‌ای نسبت به دستگاه مختصات مبنا می‌باشند. همانطور که قبلاً اشاره شد، این سرعت‌ها باید از دستگاه مختصات مبنا به دستگاه مختصات متصل به رابط‌ها انتقال یابند، که این عمل با ضرب سرعت زاویه‌ای رابط نام در $R_0^i{}^T$ حاصل می‌گردد.

$$\omega_1 = R_0^1{}^T J_{\omega 1} \dot{q} = \begin{bmatrix} \cos(q_1) & \sin(q_1) & 0 \\ -\sin(q_1) & \cos(q_1) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{q}_1 \\ \dot{q}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dot{q}_1 \end{bmatrix} \quad (2-39)$$

$$\omega_2 = R_0^2{}^T J_{\omega 2} \dot{q} = \begin{bmatrix} \cos(q_1 + q_2) & \sin(q_1 + q_2) & 0 \\ -\sin(q_1 + q_2) & \cos(q_1 + q_2) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{q}_1 \\ \dot{q}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dot{q}_1 + \dot{q}_2 \end{bmatrix} \quad (2-40)$$

که در اینجا به دلیل فیزیک خاص ربات، در سرعت‌های زاویه‌ای پس از انتقال تغییری حاصل نمی‌شود. حال با معلوم بودن سرعت‌های زاویه‌ای، بخش انرژی جنبشی مربوط به دوران رابط‌ها به صورت زیر به دست آورده می‌شود:

$$\omega_1 I_1 \omega_1^T = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dot{q}_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{111} & I_{121} & I_{131} \\ I_{211} & I_{221} & I_{231} \\ I_{311} & I_{321} & I_{331} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dot{q}_1 \end{bmatrix} = [\dot{q}_1 I_{31} \quad \dot{q}_1 I_{32} \quad \dot{q}_1 I_{33}] \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dot{q}_1 \end{bmatrix} = \dot{q}_1^2 I_{331} = \dot{q}_1^2 I_1, \quad I_{331} = I_1 \quad (2-41)$$

$$[\dot{q}_1 \quad \dot{q}_2] \begin{bmatrix} a_1 & a_2 \\ a_3 & a_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{q}_1 \\ \dot{q}_2 \end{bmatrix} = \dot{q}_1^2 a_1 + \dot{q}_1 \dot{q}_2 a_2 + \dot{q}_2 \dot{q}_1 a_3 + \dot{q}_2^2 a_4 \quad (۲-۴۲)$$

از مقایسه‌ی $\omega_1 I_1 \omega_1^T$ با رابطه‌ی بالا، عبارت $\omega_1 I_1 \omega_1^T$ به راحتی می‌تواند به فرم ماتریسی زیر نوشته شود:

$$\dot{q}_1^2 I_1 = \dot{q}_1^2 I_1 + \dot{q}_1 \dot{q}_2 0 + \dot{q}_2 \dot{q}_1 0 + \dot{q}_2^2 0 = \dot{q}^T \begin{bmatrix} I_1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \dot{q} \quad (۲-۴۳)$$

به‌طور مشابه برای رابط دوم:

$$\omega_2 I_2 \omega_2^T =$$

$$[0 \quad 0 \quad \dot{q}_1 + \dot{q}_2] \begin{bmatrix} I_{11\ 2} & I_{12\ 2} & I_{13\ 2} \\ I_{21\ 2} & I_{22\ 2} & I_{23\ 2} \\ I_{31\ 2} & I_{32\ 2} & I_{33\ 2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dot{q}_1 + \dot{q}_2 \end{bmatrix} = (\dot{q}_1 + \dot{q}_2)^2 I_{33\ 2} =$$

$$(\dot{q}_1 + \dot{q}_2)^2 I_2, \quad I_{33\ 2} = I_2 \quad (۲-۴۴)$$

$$(\dot{q}_1 + \dot{q}_2)^2 I_2 = \dot{q}_1^2 I_2 + 2\dot{q}_1 \dot{q}_2 I_2 + \dot{q}_2^2 I_2 = \dot{q}^T \begin{bmatrix} I_2 & 2I_2 \\ 0 & I_2 \end{bmatrix} \dot{q} \quad (۲-۴۵)$$

$$(\dot{q}_1 + \dot{q}_2)^2 I_2 = \dot{q}_1^2 I_2 + \dot{q}_1 \dot{q}_2 I_2 + \dot{q}_2 \dot{q}_1 I_2 + \dot{q}_2^2 I_2 = \dot{q}^T \begin{bmatrix} I_2 & I_2 \\ I_2 & I_2 \end{bmatrix} \dot{q} \quad (۲-۴۶)$$

همان‌طور که مشاهده می‌شود هر یک از دو شکل بالا یک فرم ماتریسی برای $\omega_2 I_2 \omega_2^T$ است اما در اینجا از

شکل دوم (به دلیل متقارن بودن) استفاده می‌شود، در این صورت، کل انرژی جنبشی مربوط به دوران رابط‌ها از

رابطه‌ی زیر به دست می‌آید:

$$\frac{1}{2} \omega_1 I_1 \omega_1^T + \frac{1}{2} \omega_2 I_2 \omega_2^T = \frac{1}{2} \dot{q}^T \begin{bmatrix} I_1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \dot{q} + \frac{1}{2} \dot{q}^T \begin{bmatrix} I_2 & I_2 \\ I_2 & I_2 \end{bmatrix} \dot{q} = \frac{1}{2} \dot{q}^T \begin{bmatrix} I_1 + I_2 & I_2 \\ I_2 & I_2 \end{bmatrix} \dot{q} \quad (۲-۴۷)$$

و در نهایت انرژی جنبشی کل سیستم (جمع انرژی‌های جنبشی مربوط به انتقال و دوران) از رابطه‌ی زیر

محاسبه می‌شود:

$$K = \frac{1}{2} \dot{q}^T \begin{bmatrix} m_1 l_{c1}^2 + m_2 (l_1^2 + l_{c2}^2 + 2l_1 l_{c2} \cos(q_2)) & m_2 (l_{c2}^2 + l_1 l_{c2} \cos(q_2)) \\ m_2 (l_{c2}^2 + l_1 l_{c2} \cos(q_2)) & m_2 l_{c2}^2 \end{bmatrix} \dot{q} + \frac{1}{2} \dot{q}^T \begin{bmatrix} I_1 + I_2 & I_2 \\ I_2 & I_2 \end{bmatrix} \dot{q} =$$

$$\frac{1}{2} \dot{q}^T \begin{bmatrix} m_1 l_{c1}^2 + m_2 (l_1^2 + l_{c2}^2 + 2l_1 l_{c2} \cos(q_2)) + I_1 + I_2 & m_2 (l_{c2}^2 + l_1 l_{c2} \cos(q_2)) + I_2 \\ m_2 (l_{c2}^2 + l_1 l_{c2} \cos(q_2)) + I_2 & m_2 l_{c2}^2 + I_2 \end{bmatrix} \dot{q} \quad (۲-۴۸)$$

و لذا ماتریس اینرسی $D(q)$ به فرم زیر به دست می‌آید:

$$D(q) = \begin{bmatrix} m_1 l_{c1}^2 + m_2 (l_1^2 + l_{c2}^2 + 2l_1 l_{c2} \cos(q_2)) + I_1 + I_2 & m_2 (l_{c2}^2 + l_1 l_{c2} \cos(q_2)) + I_2 \\ m_2 (l_{c2}^2 + l_1 l_{c2} \cos(q_2)) + I_2 & m_2 l_{c2}^2 + I_2 \end{bmatrix} \quad (۲-۴۹)$$

حال با معلوم بودن ماتریس اینرسی $D(q)$ و مشتق های آن، ماتریس $C(q, \dot{q})$ طبق رابطه ی زیر محاسبه می گردد:

$$C_{ij} = \sum_{k=1}^n c_{ijk} \dot{q}_k \quad c_{ijk} = \frac{1}{2} \left(\frac{\partial d_{ij}}{\partial q_k} + \frac{\partial d_{ik}}{\partial q_j} - \frac{\partial d_{jk}}{\partial q_i} \right) \quad (2-50)$$

$$c_{111} = \frac{1}{2} \left(\frac{\partial d_{11}}{\partial q_1} + \frac{\partial d_{11}}{\partial q_1} - \frac{\partial d_{11}}{\partial q_1} \right) = 0 \quad c_{112} = \frac{1}{2} \left(\frac{\partial d_{11}}{\partial q_2} + \frac{\partial d_{12}}{\partial q_1} - \frac{\partial d_{12}}{\partial q_1} \right) = -m_2 l_1 l_{c2} \sin(q_2) = h \quad (2-51)$$

$$c_{121} = \frac{1}{2} \left(\frac{\partial d_{12}}{\partial q_1} + \frac{\partial d_{11}}{\partial q_2} - \frac{\partial d_{21}}{\partial q_1} \right) = h \quad c_{122} = \frac{1}{2} \left(\frac{\partial d_{12}}{\partial q_2} + \frac{\partial d_{12}}{\partial q_2} - \frac{\partial d_{22}}{\partial q_1} \right) = h \quad (2-52)$$

$$c_{211} = \frac{1}{2} \left(\frac{\partial d_{21}}{\partial q_1} + \frac{\partial d_{21}}{\partial q_1} - \frac{\partial d_{11}}{\partial q_2} \right) = -h \quad c_{212} = \frac{1}{2} \left(\frac{\partial d_{21}}{\partial q_2} + \frac{\partial d_{22}}{\partial q_1} - \frac{\partial d_{12}}{\partial q_2} \right) = 0 \quad (2-53)$$

$$c_{221} = \frac{1}{2} \left(\frac{\partial d_{22}}{\partial q_1} + \frac{\partial d_{21}}{\partial q_2} - \frac{\partial d_{21}}{\partial q_2} \right) = 0 \quad c_{222} = \frac{1}{2} \left(\frac{\partial d_{22}}{\partial q_2} + \frac{\partial d_{22}}{\partial q_2} - \frac{\partial d_{22}}{\partial q_2} \right) = 0 \quad (2-54)$$

$$C_{11} = c_{111} \dot{q}_1 + c_{112} \dot{q}_2 = 0 \dot{q}_1 + h \dot{q}_2 = h \dot{q}_2 \quad (2-55)$$

$$C_{12} = c_{121} \dot{q}_1 + c_{122} \dot{q}_2 = h \dot{q}_1 + h \dot{q}_2 = h(\dot{q}_1 + \dot{q}_2) \quad (2-56)$$

$$C_{21} = c_{211} \dot{q}_1 + c_{212} \dot{q}_2 = -h \dot{q}_1 + 0 \dot{q}_2 = -h \dot{q}_1 \quad (2-57)$$

$$C_{22} = c_{221} \dot{q}_1 + c_{222} \dot{q}_2 = 0 \dot{q}_1 + 0 \dot{q}_2 = 0 \quad (2-58)$$

$$C = \begin{bmatrix} h \dot{q}_2 & h(\dot{q}_1 + \dot{q}_2) \\ -h \dot{q}_1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2-59)$$

و در نهایت برای محاسبه ی ماتریس $G(q)$ ، انرژی پتانسیل تک تک رابطها از حاصل ضرب جرم آن رابطها در شتاب جاذبه و ارتفاع مرکز جرم هایشان به دست آمده، این انرژی پتانسیلها با هم جمع گشته واز رابطه ی به دست آمده نسبت به متغیرهای مفاصل مشتق گرفته می شود.

$$V_1 = m_1 g l_{c1} \sin(q_1) \quad (2-60)$$

$$V_2 = m_2 g (l_1 \sin(q_1) + l_{c2} \sin(q_1 + q_2)) \quad (2-61)$$

$$V = V_1 + V_2 = (m_1 l_{c1} + m_2 l_1) g \sin(q_1) + m_2 l_{c2} g \sin(q_1 + q_2) \quad (2-62)$$

$$G(q) = \begin{bmatrix} G_1 \\ G_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial V}{\partial q_1} \\ \frac{\partial V}{\partial q_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (m_1 l_{c1} + m_2 l_1) g \cos(q_1) + m_2 l_{c2} g \cos(q_1 + q_2) \\ m_2 l_{c2} g \cos(q_1 + q_2) \end{bmatrix} \quad (2-63)$$

فصل ۳ طراحی سیستم کنترل کننده

۳-۱- کنترل تطبیقی

بسیاری از سیستم‌های دینامیکی که کنترل می‌شوند پارامترهای نامعلوم دارند که یا ثابت‌اند و یا به آهستگی تغییر می‌کنند؛ برای مثال جابه‌جاکننده‌های ربات ممکن است اجسام بزرگی را با پارامترهای اینرسی نامعلوم حمل کنند. کنترل تطبیقی روشی برای کنترل سیستم‌های بدین‌گونه است. ایده‌ی اصلی در کنترل تطبیقی آن است که پارامترهای نامعلوم سیستم (و یا پارامترهای کنترل‌کننده‌ی آن) بر اساس سیگنال‌های اندازه‌گیری شده به‌صورت به‌هنگام، تخمین زده شوند و در انجام محاسبات ورودی سیستم استفاده گردند [34]. بنابراین می‌توان سیستم کنترل تطبیقی را یک سیستم کنترل با تخمین به‌هنگام پارامترها در نظر گرفت. از آنجاییکه سیستم موردکنترل چه خطی باشد و چه غیرخطی، سیستم‌های کنترل تطبیقی ذاتاً غیرخطی‌اند، لذا تحلیل و طراحی آنها به نظریه‌ی لیاپانوف ارتباط پیدا می‌کند.

تحقیقات در زمینه‌ی کنترل تطبیقی در اوایل سال‌های ۱۹۵۰، درباره‌ی طراحی خلبان خودکار در هواپیماها که در محدوده‌ی وسیعی از ارتفاع و سرعت کار می‌کنند (و لذا با تغییرات زیاد پارامترها مواجه هستند) آغاز شد [35]؛ که تنها در ده‌های اخیر نظریه‌های پیشرفت یافته‌ی کنترل تطبیقی همراه با قابل‌دسترس بودن انجام محاسبات ارزان، منجر به استفاده‌های متعددی مانند جابه‌جاکننده‌های ربات [36]، کنترل هواپیما و موشک [37]، فرایندهای شیمیایی [38]، سیستم‌های قدرت [39] و ... شده است.

۳-۱-۱- اهمیت کنترل تطبیقی

در بعضی از وظایف کنترل، مانند جابه‌جایی به‌وسیله‌ی ربات، سیستمی که باید کنترل شود ممکن است در ابتدای کار کنترل، عدم قطعیت پارامتری داشته باشد. اگر این پارامترها با یک مکانیسم تطبیق و یا تخمین به‌صورت به‌هنگام معین نشوند، ممکن است باعث عدم دقت و یا ناپایداری در سیستم کنترل گردند. برای مثال در بسیاری مواقع مانند کنترل سیستم‌های قدرت، ممکن است دینامیک سیستم در ابتدای کار کاملاً معلوم باشد، ولی در حین انجام فرایند کنترل، پارامترهای آن با تغییرات غیرقابل پیش‌بینی مواجه شوند؛ لذا بدون طراحی مجدد کنترل‌کننده، ممکن است کنترل‌کننده‌ی طراحی شده‌ی اولیه که در ابتدای کار مناسب بود قادر

نباشد سیستم در حال تغییر را کنترل کند. به طور کلی هدف اصلی کنترل تطبیقی این است که عملکرد سیستم در مقابل عدم قطعیت پارامتری و یا تغییرات مشخص آنها به طور سازگار حفظ گردد.

۳-۲- مزایای کنترل تطبیقی-لغزشی

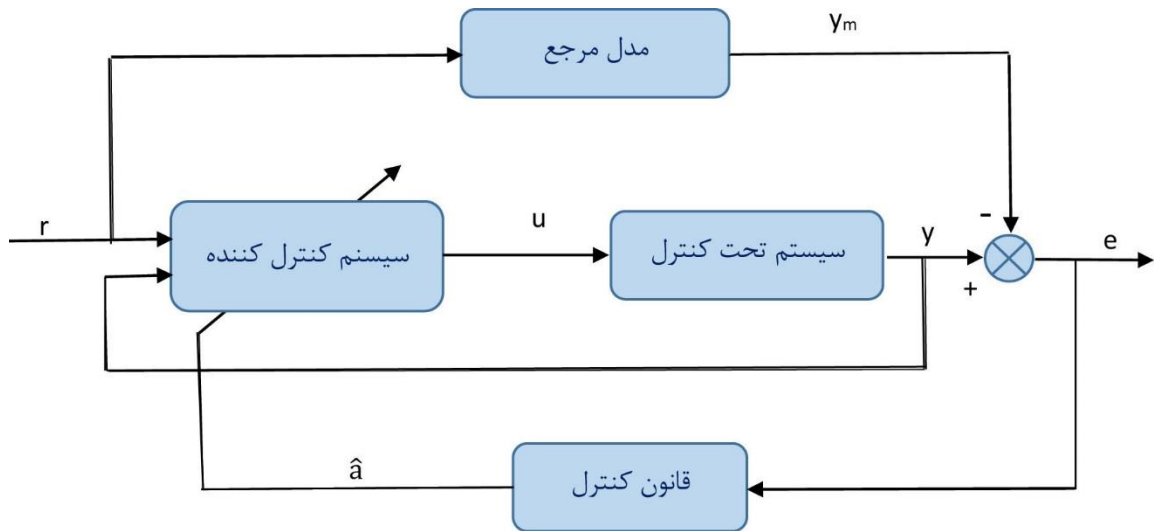
به طور مشابه با کنترل تطبیقی، از کنترل مود لغزشی نیز برای مقابله با عدم قطعیت پارامتری سیستم استفاده می‌گردد [40]. در نتیجه ممکن است هرکسی به طور طبیعی درباره‌ی تفاوت‌ها و روابط میان روش کنترل مود لغزشی و تطبیقی دچار ابهام شود. در اصل، کنترل تطبیقی از نظر مقابله با عدم قطعیت‌ها در پارامترهای ثابت یا پارامترهایی که به طور آهسته تغییر می‌کنند، نسبت به کنترل مود لغزشی ارجعیت دارد. زیرا در سیستم‌های کنترل تطبیقی یک رفتار یادگیری وجود دارد که سیستم‌های کنترل مود لغزشی فاقد آنند؛ بنابراین کنترل کننده‌ی تطبیقی عملکرد خود را در حین تطبیق بهبود می‌بخشد، در صورتی که به طور ساده یک کنترل کننده‌ی مود لغزشی سعی می‌کند که عملکرد سازگار را حفظ کند. دلیل دیگر این ارجعیت این است که کنترل کننده‌ی تطبیقی یا نیاز کمی به اطلاعات اولیه درباره‌ی پارامترهای سیستم دارد، یا اینکه اصلاً هیچ نیازی به این اطلاعات ندارد، در صورتی که معمولاً در یک کنترل کننده‌ی مود لغزشی لازم است که تخمین‌های اولیه‌ی معقولی درباره‌ی محدوده‌ی پارامترها در اختیار باشد. برعکس، کنترل مود لغزشی ویژگی‌هایی دارد که کنترل تطبیقی فاقد آنهاست، مانند قابلیت مقابله با آشفتگی‌ها، پارامترهایی که سریع تغییر می‌کنند و دینامیک‌های مدل نشده؛ حال اگر این ویژگی‌ها با کنترل تطبیقی ترکیب شوند، حاصل کار منجر به کنترل کننده‌های تطبیقی مود لغزشی می‌شود که در آنها عدم شناخت درباره‌ی پارامترهای ثابت یا پارامترهای متغیر آهسته، به وسیله‌ی تطبیق پارامترها تصحیح می‌شوند و سایر منابع عدم قطعیت با روش‌های کنترل مود لغزشی کنترل می‌گردند.

۳-۳- ساختارهای سیستم‌های کنترل تطبیقی

به طور کلی دو روش اصلی برای ساختن کنترل کننده‌های تطبیقی موجود است. یکی روش موسوم به کنترل تطبیقی مدل مرجع [41]، و دیگری روشی است که به روش کنترل خود تنظیم [42] معروف است.

۳-۳-۱- کنترل تطبیقی مدل مرجع

یک سیستم کنترل تطبیقی مدل مرجع به صورت شکل زیر نمایش داده می شود.



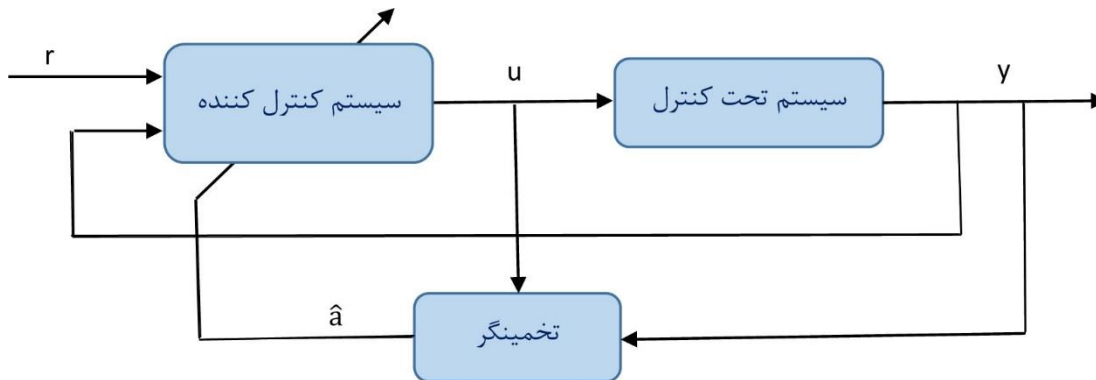
شکل ۳-۱: ساختار سیستم کنترل تطبیقی مدل مرجع

این سیستم از چهار قسمت اصلی تشکیل شده است: سیستم تحت کنترل که شامل پارامترهای نامعلوم است، یک مدل مرجع یا سیستم مطلوب برای مشخص کردن خروجی دلخواه سیستم تحت کنترل به صورت فشرده، یک قانون کنترل که قابلیت تنظیم پارامترها را داشته باشد و یک مکانیسم تطبیق برای به روز کردن پارامترهای قابل تنظیم. در این روش فرض می شود که ساختار معادلات دینامیکی سیستم تحت کنترل، معلوم و بعضی از پارامترها نامعلوم باشند. در طراحی سیستم کنترل تطبیقی مدل مرجع نحوه انتخاب مدل مرجع بسیار حائز اهمیت است؛ این انتخاب باید دو شرط را برآورده کند. اول اینکه مدل مرجع باید مشخصه های عملکرد کنترلی مطلوب، مانند زمان خیز، زمان استقرار، میزان فراجهدش یا مشخصه های حوزه ی فرکانس را برآورده کند؛ دوم این که رفتار مطلوب در نظر گرفته شده توسط سیستم کنترل قابل دستیابی باشد.

۳-۳-۲- کنترل کننده های خود تنظیم

کنترل کننده های تطبیقی خود تنظیم، کنترل کننده هایی هستند که پارامترهای کنترل کننده به وسیله ی تخمین پارامترهای سیستم تحت کنترل، محاسبه می شوند و نیازی به مدل مرجع ندارند. در این کنترل کننده ها از ترکیب یک کنترل کننده و یک تخمین گر به هنگام پارامتر استفاده می شود؛ لذا یک کنترل کننده ی خود

تنظیم کنترل کننده‌ای است که شناسایی سیستم ناشناخته را به طور همزمان در حین کنترل آن انجام می‌دهد. شکل زیر ساختار یک سیستم کنترل کننده‌ی خود تنظیم را نمایش می‌دهد.



شکل ۳-۲: ساختار سیستم کنترل تطبیقی خود تنظیم

نحوه‌ی عمل یک کنترل کننده‌ی خود تنظیم بدین گونه است که در هر لحظه از زمان، تخمین گر یک مجموعه از پارامترهای تخمین زده شده از سیستم را به کنترل کننده می‌فرستد، رایانه پارامترهای کنترل کننده را پیدا کرده و سپس ورودی کنترل به سیستم را براساس پارامترهای کنترل کننده و سیگنال‌های اندازه‌گیری شده تولید می‌کند. این ورودی کنترل به سیستم باعث می‌شود که خروجی جدید سیستم تولید گردد، پس از آن تمامی چرخه‌ی به روز شدن پارامترها و ورودی کنترل به سیستم دوباره تکرار می‌شود. به طور معمول در طراحی این کنترل کننده‌ها برای سیستم‌های غیرخطی مانند ربات، برخلاف اکثر مباحث تخمین پارامتر، از فرمول بندی زمان-پیوسته به جای زمان گسسته استفاده می‌شود زیرا سیستم‌های غیرخطی ذاتاً پیوسته‌اند و گسسته کردن معنی دار آن‌ها مشکل است؛ علاوه بر این سیستم‌های کنترل گسسته را در صورتی که فرکانس نمونه برداری بالا باشد، می‌توان در تحلیل و طراحی به صورت سیستم‌های زمان-پیوسته در نظر گرفت که این کار امروزه با به کارگیری وسایل محاسباتی ارزان به راحتی قابل انجام است.

۳-۴- کنترل مود لغزشی

روش کنترلی مود لغزشی یکی از روش‌های کنترل مقاوم است که از یک بخش کنترلی (مانند قانون کنترل معکوس) و نیز از یک بخش اضافی برای مقابله با اغتشاش و عدم قطعیت‌های پارامتری و غیرپارامتری تشکیل شده است [43]. این روش مبتنی بر این نکته است که بسیار آسان‌تر است که به جای کنترل سیستم‌های عمومی مرتبه n ام (یعنی سیستم‌هایی که با معادلات دیفرانسیل مرتبه n توصیف می‌شوند)، n سیستم مرتبه اول را کنترل کنیم، چه این سیستم‌ها غیرخطی باشند و چه نامعین. به همین خاطر یک ساده کردن نمادی معرفی می‌شود که اجازه می‌دهد مسائل مرتبه n ام با مسائل مرتبه اول معادل جایگزین شوند. کنترل مود لغزشی با موفقیت در جابه‌جا کننده‌های ربات، موتورهای الکتریکی با عملکرد بالا و سیستم‌های قدرت مورد استفاده قرار گرفته است.

۳-۴-۱- سطوح لغزشی

سیستم دینامیکی تک ورودی زیر را در نظر بگیرید

$$\dot{X}^{(n)} = f(X) + b(X)u \quad (3-1)$$

که در آن اسکالر u ورودی کنترل و $X = [x \ \dot{x} \ \dots \ x^{(n-1)}]^T$ بردار حالت می‌باشند. در معادله‌ی بالا تابع $f(X)$ (در حالت کلی غیرخطی) معلوم نیست، اما میزان عدم دقت بر روی آن با یک تابع پیوسته‌ی معلوم از X محدود شده است. مسأله‌ی کنترل این است که ورودی u چنان یافت شود که حالت x یک حالت متغیر با زمان مشخص مانند $X_d = [x_d \ \dot{x}_d \ \dots \ x_d^{(n-1)}]^T$ را با وجود خطا در $f(X)$ و $b(X)$ تعقیب کند.

۳-۴-۲- ساده‌سازی نمادی

فرض کنید خطای ردیابی درمتغیر X به صورت $\tilde{X} = X - X_d$ باشد که در آن

$$\tilde{X} = X - X_d = [\tilde{x} \ \dot{\tilde{x}} \ \dots \ \tilde{x}^{n-1}]^T \quad (3-2)$$

حال اجازه دهید سطح متغیر با زمان $s(t)$ در فضای حالت $R^{(n)}$ با معادله‌ی $s(x,t) = 0$ به صورت زیر تعریف گردد:

$$s(X,t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{(n-1)} \tilde{x} \quad (3-3)$$

که در معادله‌ی بالا λ یک ثابت اکیداً مثبت است. برای مثال برای یک سیستم مرتبه دوم که $n = 2$:

$$s = \dot{\tilde{x}} + \lambda \tilde{x} \quad (3-4)$$

یعنی به طور ساده، s یک جمع وزن دار از خطای موقعیت و خطای سرعت است. لذا مسأله‌ی ردیابی $X \rightarrow X_d$ معادل باقی ماندن بر روی سطح $s(t) = 0$ است. در حقیقت $s(t) = 0$ (که به آن سطح لغزش می‌گویند) بیانگر یک معادله‌ی دیفرانسیل است که حل یکتای آن $\tilde{X} = 0$ است. لذا مسأله‌ی ردیابی بردار n -بعدی X_d را می‌توان به مسأله‌ی حفظ کمیت s در صفر کاهش داد.

۳-۴-۳- روش طراحی مود لغزشی

برای آن که مسیرهای حالت s ، در اطراف سطح لغزش به سوی آن جهت‌گیری کنند، یک تابع مثبت از s مانند $v = \frac{1}{2}s^2$ به عنوان تابع منتخب لیاپانوف پیشنهاد داده می‌شود، حال اگر ورودی کنترلی به نحوی تعیین شود که داشته باشیم $\frac{1}{2} \frac{d}{dt}(s^2) \leq 0$ آنگاه انتظار می‌رود که $s \rightarrow 0$.

برای ساده شدن طراحی $\frac{1}{2} \frac{d}{dt}(s^2) \leq 0$ می‌تواند به صورت شرط $\frac{1}{2} \frac{d}{dt}(s^2) \leq -\eta|s|$ در نظر گرفته شود (که در این رابطه η ثابت اکیداً مثبت دلخواه است) و سپس توسط آن، ورودی کنترلی u محاسبه گردد. در این صورت مسیرهای خارج از سطح لغزش در حالی که به این سطح نشانه می‌روند حرکت می‌کنند؛ به رفتار سیستم هنگامی که روی این سطح قرار گرفت حالت لغزشی یا مود لغزشی می‌گویند. برای سیستم‌های مرتبه‌ی دوم سطح لغزش یک خط در صفحه‌ی فاز است که شیب آن $-\lambda$ می‌باشد. از آنجاییکه در عمل پیاده سازی مود لغزشی به صورت ایده‌آل امکان پذیر نیست (زیرا مقدار s با دقت بی‌نهایت معلوم نیست و نیز نمی‌توان با سرعت بی‌نهایت کلیدزنی کرد) لذا در سیگنال کنترل لرزش‌هایی به وجود می‌آید که نامطلوب است. این مشکل با هموار کردن ناپیوستگی سیگنال کنترل در یک لایه‌ی مرزی باریک در همسایگی سطح کلیدزنی (سطح لغزش) برطرف می‌گردد. در این صورت پذیرفته می‌شود که درحین ردیابی حالات مطلوب مقدار کمی خطای قابل قبول وجود داشته باشد اما در عوض در سیگنال کنترلی لرزشی وجود نداشته باشد.

۳-۵- کنترل تطبیقی ربات

۳-۵-۱- دینامیک وارون تطبیقی

برای طراحی سیستم کنترل دینامیک وارون تطبیقی [31] معادله‌ی دینامیکی ربات به صورت زیر در نظر گرفته می‌شود:

$$D(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + G(q) = \tau \quad (3-5)$$

قانون کنترل به صورت زیر پیشنهاد داده می‌شود:

$$\tau = \widehat{D}(\ddot{q}_d - K_0 e - K_1 \dot{e}) + \widehat{C}\dot{q} + \widehat{G} \quad (3-6)$$

که در آن q_d مسیر مطلوب، $e = q - q_d$ خطای ردیابی مسیر و K_0 و K_1 ماتریس‌های قطری مثبت معین دلخواه هستند. فرض می‌شود که \widehat{D} ، \widehat{C} و \widehat{G} به ترتیب دارای ساختار یکسان با D ، C و G و دارای پارامترهای تخمینی $\widehat{p}_1, \widehat{p}_2, \dots, \widehat{p}_r$ باشند. رابطه‌ی تخمین معادله‌ی دینامیکی ربات نسبت به بردار پارامترهای مجهول \widehat{p} خطی است: این رابطه می‌تواند به صورت زیر نوشته شود:

$$\widehat{D}\ddot{q} + \widehat{C}\dot{q} + \widehat{G} = Y(q, \dot{q}, \ddot{q})\widehat{p} \quad (3-7)$$

با جایگذاری قانون کنترل در معادله‌ی دینامیکی ربات، سیستم حلقه بسته به دست می‌آید.

$$D\ddot{q} + C\dot{q} + G = \widehat{D}(\ddot{q}_d - K_0 e - K_1 \dot{e}) + \widehat{C}\dot{q} + \widehat{G} \quad (3-8)$$

با اضافه و کم کردن $\widehat{D}\ddot{q}$ به سیستم حلقه بسته و پس از انجام برخی ساده‌سازی‌ها:

$$D\ddot{q} + \widehat{D}\ddot{q} - \widehat{D}\ddot{q} + C\dot{q} + G = \widehat{D}(\ddot{q}_d - K_0 e - K_1 \dot{e}) + \widehat{C}\dot{q} + \widehat{G} \quad (3-9)$$

$$\widehat{D}(\ddot{q}_d - K_0 e - K_1 \dot{e}) + (\widehat{C}\dot{q} - C\dot{q} + \widehat{G} - G) - \widehat{D}\ddot{q} + (\widehat{D}\ddot{q} - D\ddot{q}) = 0 \quad (3-10)$$

عبارات $\widehat{D} - D = \widetilde{D}$ ، $\widehat{G} - G = \widetilde{G}$ و $\widehat{C} - C = \widetilde{C}$ در سیستم حلقه بسته جایگذاری می‌گردند، لذا:

$$\widehat{D}(\ddot{q}_d - \ddot{q} - K_0 e - K_1 \dot{e}) + (\widetilde{D}\ddot{q} + \widetilde{C}\dot{q} + \widetilde{G}) = 0 \quad (3-11)$$

که دینامیک خطا از سیستم حلقه بسته می‌شود:

$$(\widetilde{D}\ddot{q} + \widetilde{C}\dot{q} + \widetilde{G}) = -\widehat{D}(-\ddot{e} - K_0 e - K_1 \dot{e}) \quad , \quad (\widetilde{D}\ddot{q} + \widetilde{C}\dot{q} + \widetilde{G}) = Y\widetilde{p} \quad , \quad \widehat{p} - p = \widetilde{p} \quad (3-12)$$

$$Y\widetilde{p} = \widehat{D}(\ddot{e} + K_0 e + K_1 \dot{e}) \quad (3-13)$$

$$\ddot{e} + K_0 e + K_1 \dot{e} = \widehat{D}^{-1} Y \tilde{p} = \phi \tilde{p}, \quad \widehat{D}^{-1} Y = \phi \quad (3-14)$$

با استفاده از معادله‌ی بالا دینامیک خطا در فضای حالت به صورت زیر نوشته می‌شود:

$$\begin{bmatrix} \dot{e} \\ \ddot{e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0_{n \times n} & I_{n \times n} \\ -K_0 & -K_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e \\ \dot{e} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0_{n \times n} \\ I_{n \times n} \end{bmatrix} \phi \tilde{p} \quad (3-15)$$

$$A = \begin{bmatrix} 0_{n \times n} & I_{n \times n} \\ -K_0 & -K_1 \end{bmatrix}, \quad x = \begin{bmatrix} e \\ \dot{e} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0_{n \times n} \\ I_{n \times n} \end{bmatrix} \quad (3-16)$$

$$\dot{x} = Ax + B\phi\tilde{p} \quad (3-17)$$

حال تابع منتخب لیاپانوف به صورت زیر پیشنهاد می‌گردد:

$$V = x^T P x + \tilde{p}^T \Gamma \tilde{p} \quad (3-18)$$

که در آن P از حل معادله‌ی $A^T P + PA = -Q$ بدست آمده و معین مثبت متقارن بوده و Q و Γ نیز ماتریس‌های

قطری معین مثبت دلخواه می‌باشند. مشتق زمانی تابع منتخب لیاپانوف می‌شود:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}(x^T P x) &= \dot{x}^T (P x) + x^T (\dot{P} x + P \dot{x}) = \dot{x}^T P x + x^T P \dot{x}, \quad \dot{x} = Ax + B\phi\tilde{p}, \quad \dot{P} = 0 \\ &= (x^T A^T + \tilde{p}^T \phi^T B^T) P x + x^T P (Ax + B\phi\tilde{p}) \\ &= x^T A^T P x + \tilde{p}^T \phi^T B^T P x + x^T P A x + x^T P B \phi \tilde{p} \\ &= x^T (A^T P + P A) x + 2\tilde{p}^T \phi^T B^T P x, \quad \tilde{p}^T \phi^T B^T P x = x^T P B \phi \tilde{p}, \quad P = P^T \\ &= -x^T (Q) x + 2\tilde{p}^T \phi^T B^T P x \end{aligned} \quad (3-19)$$

$$\frac{d}{dt}(\tilde{p}^T \Gamma \tilde{p}) = \dot{\tilde{p}}^T (\Gamma \tilde{p}) + \tilde{p}^T (\Gamma \dot{\tilde{p}} + \Gamma \dot{\tilde{p}}) = \dot{\tilde{p}}^T \Gamma \tilde{p} + \tilde{p}^T \Gamma \dot{\tilde{p}} = 2\tilde{p}^T \Gamma \dot{\tilde{p}} \quad (3-20)$$

$$\dot{\tilde{p}}^T \Gamma \tilde{p} = \tilde{p}^T \Gamma \dot{\tilde{p}}, \quad \Gamma = \Gamma^T \quad (3-21)$$

$$\dot{V} = -x^T Q x + 2\tilde{p}^T \phi^T B^T P x + 2\tilde{p}^T \Gamma \dot{\tilde{p}} = -x^T Q x + 2\tilde{p}^T (\phi^T B^T P x + \Gamma \dot{\tilde{p}}) \quad (3-22)$$

قانون تطبیق پارامتر از صفر کردن عبارت $\phi^T B^T P x + \Gamma \dot{\tilde{p}}$ به صورت زیر بدست می‌آید.

$$\phi^T B^T P x + \Gamma \dot{\tilde{p}} = 0 \Rightarrow \dot{\tilde{p}} = -\Gamma^{-1} \phi^T B^T P \quad (3-23)$$

اگر بردار پارامترهای سیستم ثابت باشد و یا به آهستگی تغییر کند، می‌توان در نظر گرفت:

$$\tilde{p} = \hat{p} - p \Rightarrow \dot{\tilde{p}} = \dot{\hat{p}} \quad (3-24)$$

$$\dot{\hat{p}} = -\Gamma^{-1} \phi^T B^T P \quad (3-25)$$

$$\dot{V} = -x^T Q x \quad (3-26)$$

حالا به عنوان مثال برای دینامیک وارون تطبیقی بازوری ماهر آرنجی با دو مفصل لولایی داریم:

$Y =$

$$\begin{bmatrix} \ddot{q}_1 & \ddot{q}_1 & \ddot{q}_1 + \ddot{q}_2 & 2c(q_2)\dot{q}_1 + c(q_2)\dot{q}_2 - s(q_2)(2\dot{q}_1\dot{q}_2 + \dot{q}_2^2) & \ddot{q}_1 & \ddot{q}_1 + \ddot{q}_2 & c(q_1) & c(q_1) & c(q_1 + q_2) \\ 0 & 0 & \ddot{q}_1 + \ddot{q}_2 & c(q_2)\dot{q}_1 + s(q_2)\dot{q}_1^2 & 0 & \ddot{q}_1 + \ddot{q}_2 & 0 & 0 & c(q_1 + q_2) \end{bmatrix}$$

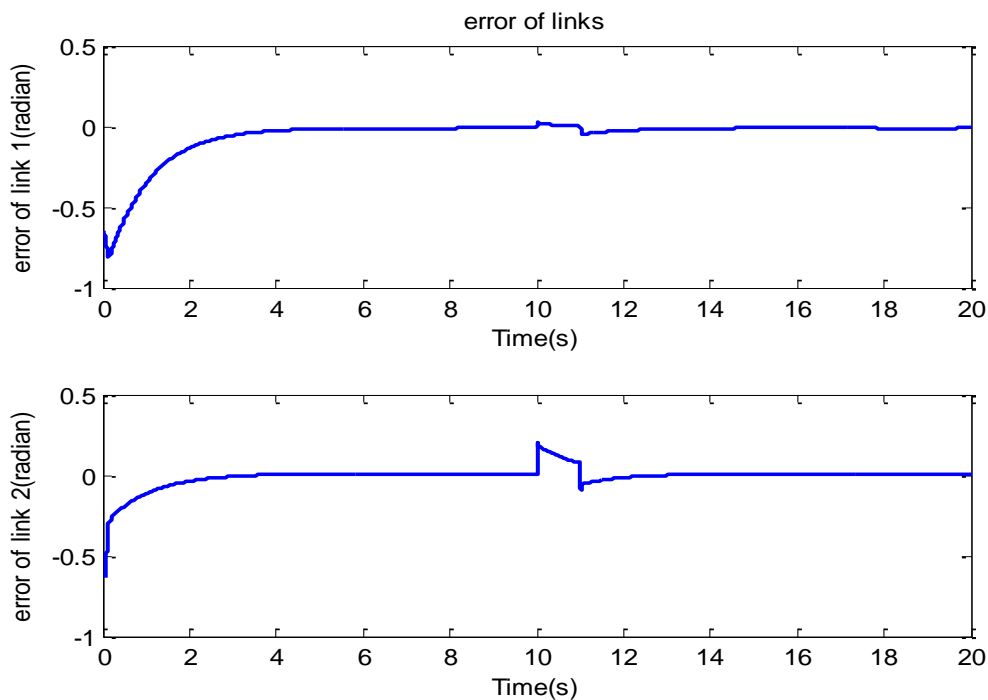
در رابطه‌ی بالا c به معنای \cos و s به معنای \sin می باشد.

$$p^T = [m_1 l_{c1}^2 \quad m_2 l_1^2 \quad m_2 l_{c2}^2 \quad m_2 l_1 l_{c2} \quad I_1 \quad I_2 \quad m_1 l_{c1} g \quad m_2 l_1 g \quad m_2 l_{c2} g] \quad (3-27)$$

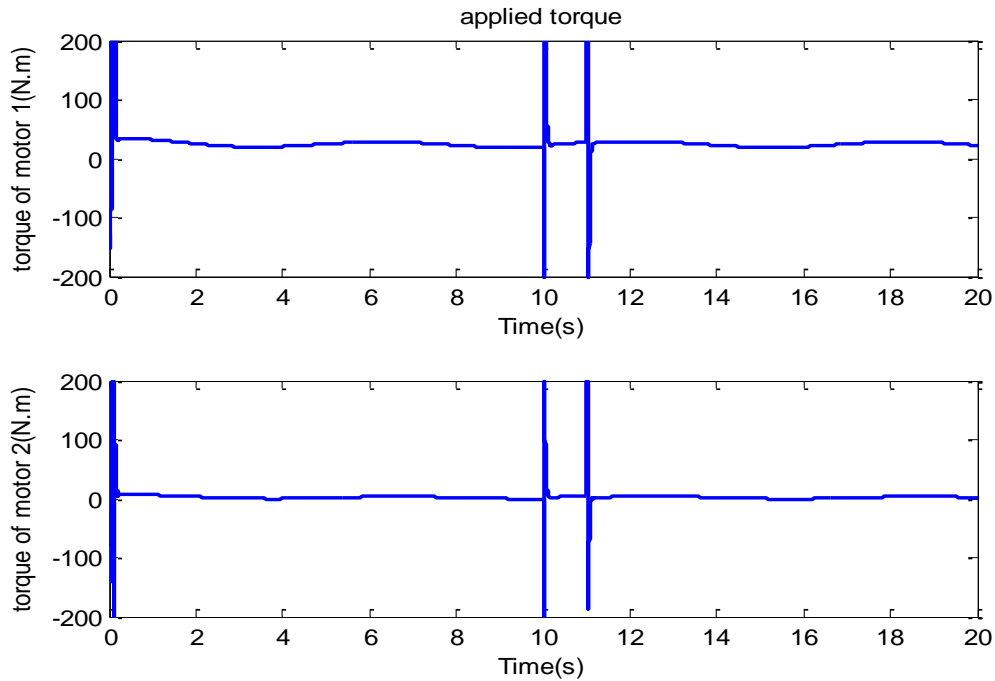
۳-۵-۲- شبیه سازی دینامیک وارون تطبیقی

نتایج شبیه سازی با انتخاب $\Gamma = 0.1 * I_{9 \times 9}$ و $K_0 = K_1 = 200 * I_{2 \times 2}$ و اعمال یک اغتشاش

به رابط دوم در ثانیه‌ی دهم تا یازدهم با دامنه‌ی 0.4 به صورت زیر است:

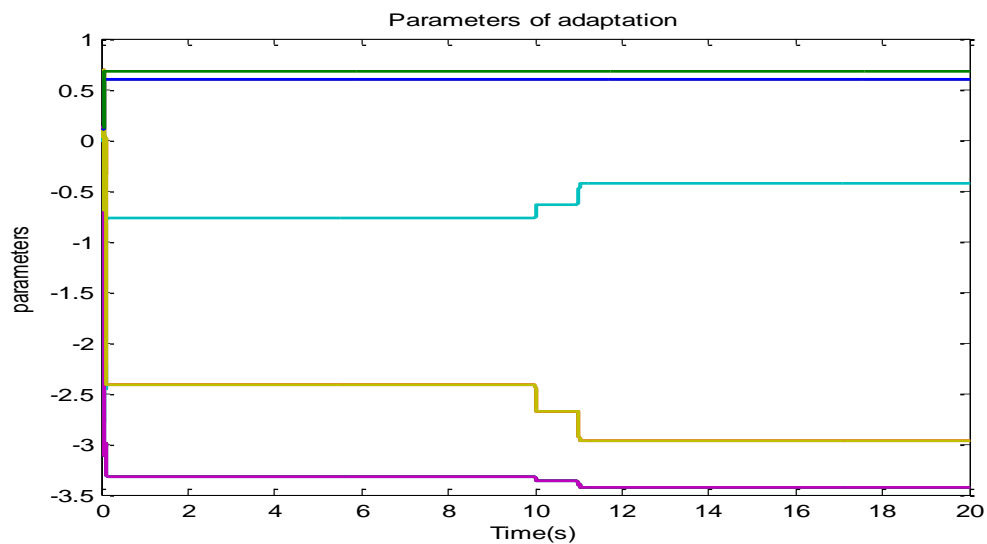


شکل ۳-۳: خطای ردگیری موقعیت رابط ها در روش دینامیک وارون تطبیقی



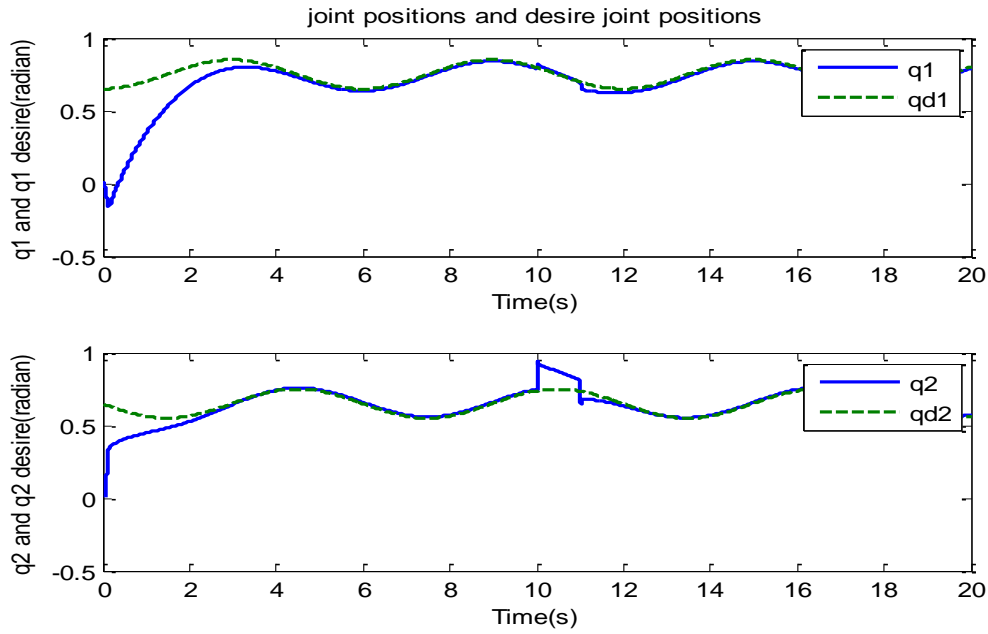
شکل ۳-۴: گشتاور اعمال شده به رابط‌ها در روش دینامیک وارون تطبیقی

همان‌طور که مشاهده می‌شود در لحظه‌ی اعمال اغتشاش و نیز در لحظه‌ی حذف اغتشاش، در گشتاور اعمال شده و نیز در خطای ردگیری تغییراتی برای مقابله با اثر اغتشاش ایجاد می‌گردد.



شکل ۳-۵: پارامترهای تخمینی در روش دینامیک وارون تطبیقی

در شکل بالا در لحظه‌ی اعمال اغتشاش به سیستم، سیستم دچار تنش شده و در تخمین پارامترهای آن پرش به‌وجود می‌آید.



شکل ۳-۶: مقایسه‌ی موقعیت‌های مطلوب با موقعیت رابط‌ها در روش دینامیک وارون تطبیقی

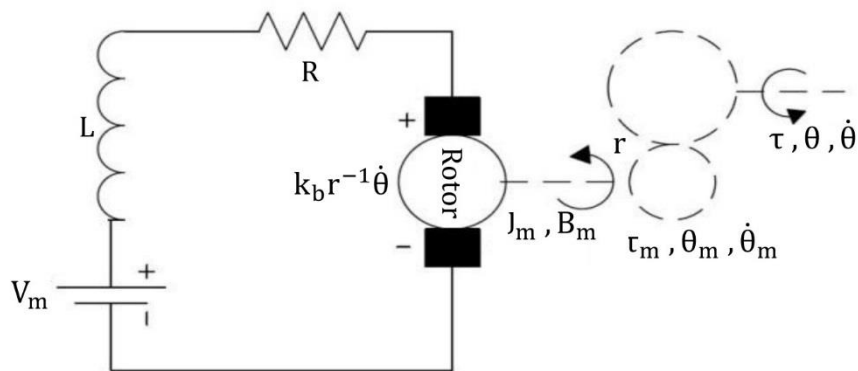
۳-۶- اعمال دینامیک موتورها به ربات

یک بازوی ماهر با معادله‌ی دینامیکی زیر را در نظر بگیرید:

$$D(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + G(q) = \tau \quad (3-28)$$

موتوری که مدل الکتریکی آن در شکل زیر نشان داده شده است، گشتاور ربات را از رابطه‌ی زیر تأمین

می‌سازد:



شکل ۳-۷: شماتیک موتور جریان مستقیم مغناطیس دائم

$$J_m \ddot{\theta}_m + B_m \dot{\theta}_m + r\tau = \tau_m \quad (3-29)$$

که τ_m بردار $n \times 1$ گشتاور تولیدی موتور و B_m, J_m و r ماتریس‌های قطری $n \times n$ موتور به ترتیب به نام‌های ماتریس اینرسی، ضریب اصطکاک و نسبت تبدیل کاهش چرخ‌دنده می‌باشند. بردار متغیرهای مفصلی ربات q با بردار زوایای محور موتورها θ_m توسط ماتریس نسبت تبدیل کاهنده به صورت زیر در ارتباط می‌باشند:

$$q = r\theta_m \quad (3-30)$$

گشتاور تولیدی موتورها با جریان مصرفی آنها توسط ماتریس k_m رابطه‌ی مستقیم دارد، لذا:

$$\tau_m = k_m I_a \quad (3-31)$$

که I_a بردار جریان موتورها می‌باشد. با جایگذاری معادله‌ی (۳-۲۸) در (۳-۲۹):

$$J_m \ddot{\theta}_m + B_m \dot{\theta}_m + r(D\ddot{q} + C\dot{q} + G) = \tau_m \quad (3-32)$$

با استفاده از معادله‌ی (۳-۳۰) اگر به جای زوایای محور موتورها، معادل متغیرهای مفصلی ربات در معادله‌ی بالا جایگزین شود:

$$J_m(r^{-1}\ddot{q}) + B_m(r^{-1}\dot{q}) + r(D\ddot{q} + C\dot{q} + G) = \tau_m \quad (3-33)$$

با استفاده از معادله‌ی ولتاژ موتور و معادله‌های (۳-۳۰) و (۳-۳۱):

$$\begin{aligned} V_m &= RI_a + L\dot{I}_a + k_b \dot{\theta}_m \\ \tau_m = k_m I_a \rightarrow I_a &= k_m^{-1} \tau_m \Rightarrow V_m = R(k_m^{-1} \tau_m) + L\dot{I}_a + k_b(r^{-1}\dot{q}) \\ q = r\theta_m \rightarrow \dot{\theta}_m &= r^{-1}\dot{q} \end{aligned} \quad (3-34)$$

اگر به جای τ_m ، معادلش از رابطه‌ی (۳-۳۳) در رابطه‌ی بالا قرار گیرد:

$$V_m = Rk_m^{-1}(J_m(r^{-1}\ddot{q}) + B_m(r^{-1}\dot{q}) + r(D\ddot{q} + C\dot{q} + G)) + L\dot{I}_a + k_b(r^{-1}\dot{q}) \quad (3-35)$$

که پس از مرتب‌سازی می‌شود:

$$V_m = Rk_m^{-1}(J_m r^{-1} + rD)\ddot{q} + (Rk_m^{-1}(B_m r^{-1} + rC) + k_b r^{-1})\dot{q} + Rk_m^{-1}rG + L\dot{I}_a \quad (3-36)$$

در معادله‌ی بالا از تغییر متغیرهای زیر استفاده می‌گردد:

$$D_n = Rk_m^{-1}(J_m r^{-1} + rD) \quad (3-37)$$

$$C_n = (Rk_m^{-1}(B_m r^{-1} + rC) + k_b r^{-1}) \quad (3-38)$$

$$G_n = Rk_m^{-1}rG \quad (3-39)$$

در نتیجه:

$$V_m = D_n \ddot{q} + C_n \dot{q} + G_n + L \dot{I}_a \quad (3-40)$$

در رابطه‌ی (۳-۴۰) برای طراحی کنترل کننده $L \dot{I}_a$ می‌تواند به‌عنوان اغتشاش خارجی و یا دینامیک مدل نشده در نظر گرفته‌شود، اما برای اعمال کنترل کننده به مدل واقعی باید در مدل واقعی مقدار دقیق $L \dot{I}_a$ مشخص باشد، بدین منظور اعمال معادله‌ی (۳-۳۰) به معادله‌ی ولتاژ موتور نتیجه می‌دهد:

$$V_m = R I_a + L \dot{I}_a + k_b \dot{\theta}_m \Rightarrow V_m = R I_a + L \dot{I}_a + k_b (r^{-1} \dot{q}) \quad (3-41)$$

$$q = r \theta_m \rightarrow \dot{\theta}_m = r^{-1} \dot{q}$$

که اگر \dot{I}_a از رابطه‌ی بالا به دست آورده‌شود:

$$\dot{I}_a = L^{-1} V_m - L^{-1} (R I_a + k_b r^{-1} \dot{q}) \quad (3-42)$$

از طرفی با استفاده از معادله‌های (۳-۳۱) و (۳-۳۳):

$$(J_m r^{-1} + rD) \ddot{q} + (B_m r^{-1} + rC) \dot{q} + rG = k_m I_a \quad (3-43)$$

که \ddot{q} را از رابطه‌ی بالا به دست آورده‌می‌شود:

$$\ddot{q} = (J_m r^{-1} + rD)^{-1} (- (B_m r^{-1} + rC) \dot{q} - rG + k_m I_a) \quad (3-44)$$

در نتیجه با در نظر گرفتن \dot{q} ، \ddot{q} و \dot{I}_a به‌عنوان متغیرهای حالت، مدل واقعی سیستم در فضای حالت به‌صورت زیر در نظر گرفته‌می‌شود:

$$X = \begin{bmatrix} q_{n*1} \\ \dot{q}_{n*1} \\ I_{a\ n*1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} \quad \dot{X} = \begin{bmatrix} \dot{q} \\ \ddot{q} \\ \dot{I}_a \end{bmatrix} = f(X) + b V_m \quad (3-45)$$

$$\dot{X} = \begin{bmatrix} \dot{q} \\ \ddot{q} \\ \dot{I}_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_2 \\ (J_m r^{-1} + rD)^{-1} (- (B_m r^{-1} + rC) x_2 - rG + k_m x_3) \\ -L^{-1} (R x_3 + k_b r^{-1} x_2) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ L^{-1} \end{bmatrix} V_m \quad (3-46)$$

در رابطه‌ی بالا همان‌طور که مشاهده می‌شود با اعمال ولتاژ به مدل واقعی، \dot{I}_a محاسبه شده و در محاسبه‌ی \dot{q} و \ddot{q} به کار می‌رود.

۳-۷- کنترل تطبیقی مود لغزشی بازوی ماهر با استفاده از راهبرد کنترل ولتاژ

با استفاده از رابطه‌ی (۳-۴۰) معادله‌ی دینامیکی یک ربات که دینامیک موتورها به آن اعمال شده، به صورت زیر می‌باشد که در آن $L\dot{I}_a$ به عنوان دینامیک مدل نشده در نظر گرفته می‌شود.

$$V_m = D_n \ddot{q} + C_n \dot{q} + G_n \quad (۳-۴۷)$$

که در رابطه‌ی بالا:

$$D_n = Rk_m^{-1}(J_m r^{-1} + rD) \quad (۳-۴۸)$$

$$C_n = (Rk_m^{-1}(B_m r^{-1} + rC) + k_b r^{-1}) \quad (۳-۴۹)$$

$$G_n = Rk_m^{-1}rG \quad (۳-۵۰)$$

قانون کنترل به صورت زیر پیشنهاد می‌شود:

$$V_m = \hat{D}_n(q)\dot{v} + \hat{C}_n(q,\dot{q})v + \hat{G}_n(q) - k_D \text{sat}(\varphi^{-1}s) \quad (۳-۵۱)$$

که در رابطه‌ی بالا k_D و φ ماتریس‌های قطری با عضوهای دلخواه مثبت بوده و نیز بردارهای v ، سطح لغزش s و نیز $\text{sat}(\varphi^{-1}s)$ به صورت زیر تعریف می‌گردند:

$$v = \dot{q}_d - \Lambda(q - q_d) = \dot{q}_d - \Lambda e \Rightarrow \dot{v} = \ddot{q}_d - \Lambda \dot{e} \quad (۳-۵۲)$$

$$s = \dot{q} - v = \dot{q} - \dot{q}_d + \Lambda e = \dot{e} + \Lambda e \quad (۳-۵۳)$$

$$\text{sat}(\varphi_{ii}^{-1}s_i) = \begin{cases} \varphi_{ii}^{-1}s_i & |\varphi_{ii}^{-1}s_i| < 1 \quad |s_i| < \varphi_{ii} \\ \text{sgn}(\varphi_{ii}^{-1}s_i) & |\varphi_{ii}^{-1}s_i| \geq 1 \quad |s_i| \geq \varphi_{ii} \end{cases} \quad (۳-۵۴)$$

در معادلات بالا Λ ماتریس قطری با عضوهای مثبت دلخواه و q_d بردار مسیر مطلوب بوده و نیز \hat{D}_n ، \hat{C}_n و \hat{G}_n به ترتیب تخمین‌های D_n ، C_n و G_n با پارامترهای تخمینی $\hat{p}_1, \hat{p}_2, \dots, \hat{p}_r$ می‌باشند.

با اعمال قانون کنترل به رابطه‌ی (۳-۴۷)، دینامیک سیستم حلقه بسته به صورت زیر بدست می‌آید:

$$D_n \ddot{q} + C_n \dot{q} + G_n = (\hat{D}_n(q)\dot{v} + \hat{C}_n(q,\dot{q})v + \hat{G}_n - k_D \text{sat}(\varphi^{-1}s)) \quad (۳-۵۵)$$

بجای \dot{q} و \ddot{q} (ضریب‌های ماتریس‌های C_n و D_n) معادله‌های آنها بر حسب s و v قرار داده می‌شود:

$$s = \dot{q} - v \Rightarrow \dot{q} = s + v, \quad \ddot{q} = \dot{s} + \dot{v} \quad (۳-۵۶)$$

$$D_n(\dot{s} + \dot{v}) + C_n(s + v) + G_n = \hat{D}_n(q)\dot{v} + \hat{C}_n(q,\dot{q})v + \hat{G}_n(q) - k_D \text{sat}(\varphi^{-1}s) \quad (۳-۵۷)$$

$$D_{n(q)}\dot{s} + C_{n(q,\dot{q})}s = (\widehat{D}_{n(q)} - D_{n(q)})\dot{v} + (\widehat{C}_{n(q,\dot{q})} - C_{n(q,\dot{q})})v + (\widehat{G}_{n(q)} - G_{n(q)}) - k_D \text{sat}(s) \quad (3-58)$$

با جای‌گزینی تغییرمتغیرهای $\widetilde{D}_n = \widehat{D}_n - D_n$ ، $\widetilde{C}_n = \widehat{C}_n - C_n$ و $\widetilde{G}_n = \widehat{G}_n - G_n$ در سیستم حلقه بسته:

$$D_{n(q)}\dot{s} + C_{n(q,\dot{q})}s = \widetilde{D}_{n(q)}\dot{v} + \widetilde{C}_{n(q,\dot{q})}v + \widetilde{G}_{n(q)} - k_D \text{sat}(\varphi^{-1}s) \quad (3-59)$$

$$D_{n(q)}\dot{s} + C_{n(q,\dot{q})}s + k_D \text{sat}(\varphi^{-1}s) = \widetilde{D}_{n(q)}\dot{v} + \widetilde{C}_{n(q,\dot{q})}v + \widetilde{G}_{n(q)} \quad (3-60)$$

اگر طرف راست معادله‌ی بالا را برحسب پارامترهای تخمینی خطی‌سازی شود:

$$D_{n(q)}\dot{s} + C_{n(q,\dot{q})}s + k_D \text{sat}(\varphi^{-1}s) = Y(q, \dot{q}, v, \dot{v})\widetilde{P} \quad , \widetilde{P} = \widehat{P} - P \quad (3-61)$$

در سیستم حلقه‌بسته‌ی بالا باید روشی طراحی شود تا اطمینان حاصل شود که پارامترهای تخمینی به سمت

پارامترهای واقعی و s و \dot{s} به سمت صفر میل کنند، لذا تابع منتخب لیاپانوف که از دو بخش $\frac{1}{2}s^T D_n s$ برای

تحقق هدف لغزشی و $\frac{1}{2}\widetilde{P}^T \Gamma \widetilde{P}$ برای تحقق هدف تطبیقی تشکیل شده است پیشنهاد می‌شود:

$$V = \frac{1}{2}s^T D_n s + \frac{1}{2}\widetilde{P}^T \Gamma \widetilde{P} \quad (3-62)$$

که Γ ماتریس قطری با ضرایب مثبت است. حال برای محاسبه‌ی مشتق زمانی تابع منتخب لیاپانوف:

$$\dot{V} = s^T D_n \dot{s} + \frac{1}{2}s^T \dot{D}_n s + \dot{\widetilde{P}}^T \Gamma \widetilde{P} \quad (3-63)$$

از سیستم حلقه‌بسته:

$$D_n \dot{s} = Y\widetilde{P} - C_n s - k_D \text{sat}(\varphi^{-1}s) \quad (3-64)$$

باجایگذاری (۳-۶۳) در (۳-۶۲) داریم:

$$\dot{V} = s^T(Y\widetilde{P} - C_n s - k_D \text{sat}(\varphi^{-1}s)) + \frac{1}{2}s^T \dot{D}_n s + \dot{\widetilde{P}}^T \Gamma \widetilde{P} \quad (3-65)$$

که پس از برخی ساده‌سازی‌ها:

$$\dot{V} = s^T Y \widetilde{P} - s^T C_n s - s^T k_D \text{sat}(\varphi^{-1}s) + \frac{1}{2}s^T \dot{D}_n s + \dot{\widetilde{P}}^T \Gamma \widetilde{P} \quad (3-66)$$

$$\dot{V} = \frac{1}{2}s^T (\dot{D}_n - 2C_n) s - s^T k_D \text{sat}(\varphi^{-1}s) + s^T Y \widetilde{P} + \dot{\widetilde{P}}^T \Gamma \widetilde{P} \quad (3-67)$$

قانون تطبیق پارامتر از صفر کردن جمله‌ی $s^T Y \widetilde{P} + \dot{\widetilde{P}}^T \Gamma \widetilde{P}$ به دست می‌آید.

$$s^T Y \widetilde{P} + \dot{\widetilde{P}}^T \Gamma \widetilde{P} = 0 \Rightarrow (s^T Y + \dot{\widetilde{P}}^T \Gamma) \widetilde{P} = 0 \Rightarrow s^T Y + \dot{\widetilde{P}}^T \Gamma = 0 \quad (3-68)$$

$$\dot{\tilde{P}}^T = -s^T Y \Gamma^{-1} \Rightarrow \dot{\tilde{P}} = -\Gamma^{-1} Y^T s, \quad \tilde{P} = \hat{P} - P \xrightarrow{d/dt} \dot{\tilde{P}} = \dot{\hat{P}} = -\Gamma^{-1} Y^T s \quad (3-69)$$

با صفر شدن عبارت $s^T Y \tilde{P} + \tilde{P}^T \Gamma \tilde{P}$ برای \dot{V} به دست می آید:

$$\dot{V} = \frac{1}{2} s^T (\dot{D}_n - 2C_n) s - s^T k_D \text{sat}(\varphi^{-1} s) \quad (3-70)$$

که در رابطه‌ی بالا عبارت $-s^T k_D \text{sat}(\varphi^{-1} s)$ همواره منفی و یا صفر است زیرا:

$$-s^T k_D \text{sat}(s) = \sum_{i=1}^n -s_i \text{sat}(\varphi_{ii}^{-1} s_i) k_{D_{ii}} \quad (3-71)$$

طبق تعریف برای تابع $\text{sat}(\varphi^{-1} s)$ همواره عبارات $\text{sat}(\varphi_{ii}^{-1} s_i)$ و s_i هم علامت می‌باشند و لذا علامت حاصل ضرب آن‌ها همواره مثبت است و در نتیجه کل عبارت بالا همواره منفی است.

برای تعیین علامت عبارت $\frac{1}{2} s^T (\dot{D}_n - 2C_n) s$:

$$V_m = Rk_m^{-1} (J_m r^{-1} + rD) \ddot{q} + (Rk_m^{-1} (B_m r^{-1} + rC) + k_b r^{-1}) \dot{q} + Rk_m^{-1} rG + L\dot{a} \quad (3-72)$$

$$D_n = Rk_m^{-1} (J_m r^{-1} + rD) = Rk_m^{-1} J_m r^{-1} + Rk_m^{-1} rD \quad (3-73)$$

$$C_n = (Rk_m^{-1} (B_m r^{-1} + rC) + k_b r^{-1}) \quad (3-74)$$

فرض می‌شود پارامترهای موتور در طول زمان تغییر نکنند و یا تغییرات آنها بسیار آهسته باشد بنحوی که آهنگ تغییرات آنها قابل چشم‌پوشی باشد لذا:

$$\dot{D}_n = Rk_m^{-1} r \dot{D} \quad (3-75)$$

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} s^T (\dot{D}_n - 2C_n) s &= \frac{1}{2} s^T (Rk_m^{-1} r \dot{D} - 2(Rk_m^{-1} B_m r^{-1} + Rk_m^{-1} rC + k_b r^{-1}) s) = \\ &= \frac{1}{2} s^T (Rk_m^{-1} r (\dot{D} - 2C) - 2(Rk_m^{-1} B_m r^{-1} + k_b r^{-1}) s) = \\ &= \frac{1}{2} s^T (Rk_m^{-1} r (\dot{D} - 2C)) s - s^T (Rk_m^{-1} B_m r^{-1} + k_b r^{-1}) s = \end{aligned} \quad (3-76)$$

در رابطه‌ی بالا عبارت $Rk_m^{-1} r$ یک ماتریس قطری متقارن مثبت با درایه‌های برابر است و ضرب آن در یک ماتریس پادمتقارن مانند $(\dot{D} - 2C)$ ، در پادمتقارن بودن تأثیری نمی‌گذارد و لذا عبارت $Rk_m^{-1} r (\dot{D} - 2C)$ همچنان پادمتقارن است. برای یک ماتریس پادمتقارن دلخواه مانند A و یک بردار دلخواه مانند b همواره $b^T A b = 0$ ولذا:

$$= \frac{1}{2} s^T Rk_m^{-1} r (\dot{D} - 2C) s - s^T (Rk_m^{-1} B_m r^{-1} + k_b r^{-1}) s \quad (3-77)$$

$$= -s^T(Rk_m^{-1}B_m r^{-1} + k_b r^{-1})s \quad (3-78)$$

از آنجایی که تمامی ماتریس‌های قطری پارامترهای موتور دارای ضرایب مثبت هستند، لذا ماتریس $Rk_m^{-1}B_m r^{-1} + k_b r^{-1}$ نیز قطری و دارای ضرایب مثبت است، فرض می‌شود اسم این ماتریس k_h باشد، در نتیجه:

$$\frac{1}{2}s^T(\dot{D}_n - 2C_n)s = -s^T k_h s \leq 0, \quad k_h > 0 \quad R, k_m^{-1}, B_m, r^{-1}, k_b > 0 \quad (3-79)$$

و لذا برای علامت \dot{V} :

$$\dot{V} = \frac{1}{2}s^T(\dot{D}_n - 2C_n)s - s^T k_D \text{sat}(\varphi^{-1}s) + s^T Y \tilde{P} + \tilde{P}^T \Gamma \tilde{P} = -s^T k_h s - s^T k_D \text{sat}(\varphi^{-1}s) \leq 0 \quad (3-80)$$

۳-۷-۱- اثبات پایداری روش پیشنهادی

برای اثبات پایداری و تضمین همگرایی خطا به سمت صفر از لم باربالات استفاده می‌شود. این لم می‌گوید اگر تابع پیوسته‌ای مانند $f(t)$ از پایین کراندار باشد و نیز اگر برای این تابع $\dot{f}(t)$ کراندار باشد، آنگاه با گذر زمان $f(t)$ به سمت صفر میل می‌کند. در اینجا تابع منتخب لیاپانوف از پایین (صفر) کراندار است، اگر برای این تابع ثابت شود که مشتق دومش کراندار است، آنگاه ثابت می‌شود که \dot{V} به سمت صفر میل می‌کند، و از آنجاییکه ماتریس‌های k_D و k_h ثابت هستند، اگر \dot{V} به سمت صفر میل کند آنگاه s به سمت صفر میل می‌کند و این به این معنی است که دینامیک‌های خطا به سمت صفر میل می‌کنند؛ برای محاسبه‌ی \dot{V} :

$$\dot{V} = -s^T k_h s - s^T k_D \text{sat}(\varphi^{-1}s) \leq 0 \quad (3-81)$$

$$\dot{V} = \sum_{i=1}^n \dot{V}_i = \sum_{i=1}^n -s_i^2 k_{h_{ii}} - s_i \text{sat}(\varphi_{ii}^{-1} s_i) k_{d_{ii}} \quad (3-82)$$

$$\dot{V}_i = -s_i^2 k_{h_{ii}} - s_i \text{sat}(\varphi_{ii}^{-1} s_i) k_{d_{ii}} \quad (3-83)$$

$$\text{sat}(\varphi_{ii}^{-1} s_i) = \begin{cases} \varphi_{ii}^{-1} s_i & |\varphi_{ii}^{-1} s_i| < 1 & |s_i| < \varphi_{ii} \\ \text{sgn}(\varphi_{ii}^{-1} s_i) & |\varphi_{ii}^{-1} s_i| \geq 1 & |s_i| \geq \varphi_{ii} \end{cases} \quad (3-84)$$

با جایگذاری رابطه‌ی (۳-۸۴) در (۳-۸۳):

$$\dot{V}_i = \begin{cases} -s_i^2 k_{h_{ii}} - \varphi_{ii}^{-1} k_{d_{ii}} s_i^2 & |\varphi_{ii}^{-1} s_i| < 1 & |s_i| < \varphi_{ii} \\ -s_i^2 k_{h_{ii}} - s_i k_{d_{ii}} \text{sgn}(\varphi_{ii}^{-1} s_i) & |\varphi_{ii}^{-1} s_i| \geq 1 & |s_i| \geq \varphi_{ii} \end{cases} \quad (3-85)$$

$$\ddot{V} = \frac{d}{dt} (\sum_{i=1}^n \dot{V}_i) = \sum_{i=1}^n \frac{d}{dt} \dot{V}_i = \sum_{i=1}^n \ddot{V}_i \quad (3-86)$$

$$\ddot{V}_i = \begin{cases} -2\dot{s}_i s_i k_h - 2\varphi_{ii}^{-1} \dot{s}_i s_i k_{d\ ii} & |\varphi_{ii}^{-1} s_i| < 1 \quad |s_i| < \varphi_{ii} \\ -2\dot{s}_i s_i k_h - k_{d\ ii} \dot{s}_i \operatorname{sgn}(\varphi_{ii}^{-1} s_i) & |\varphi_{ii}^{-1} s_i| \geq 1 \quad |s_i| \geq \varphi_{ii} \end{cases} \quad (3-87)$$

لذا برای اثبات کراندار بودن \ddot{V}_i ها کفایت نشان داده شود که s_i ها و \dot{s}_i ها و یا به طور مختصر بردارهای s و \dot{s} کراندار می باشند. حال از آنجاییکه $V \geq 0$ و $\dot{V} \leq 0$ لذا V کراندار باقی می ماند، کراندار بودن V که خود تابعی از بردارهای s و \dot{s} است، کراندار بودن s و \dot{s} را ایجاب می کند، و نیز کراندار بودن s (با فرض کراندار بودن q_d و \dot{q}_d) کراندار بودن q و \dot{q} را نتیجه می دهد. برای اینکه نشان داده شود بردار \dot{s} نیز کراندار است، از دینامیک سیستم حلقه بسته استفاده می شود:

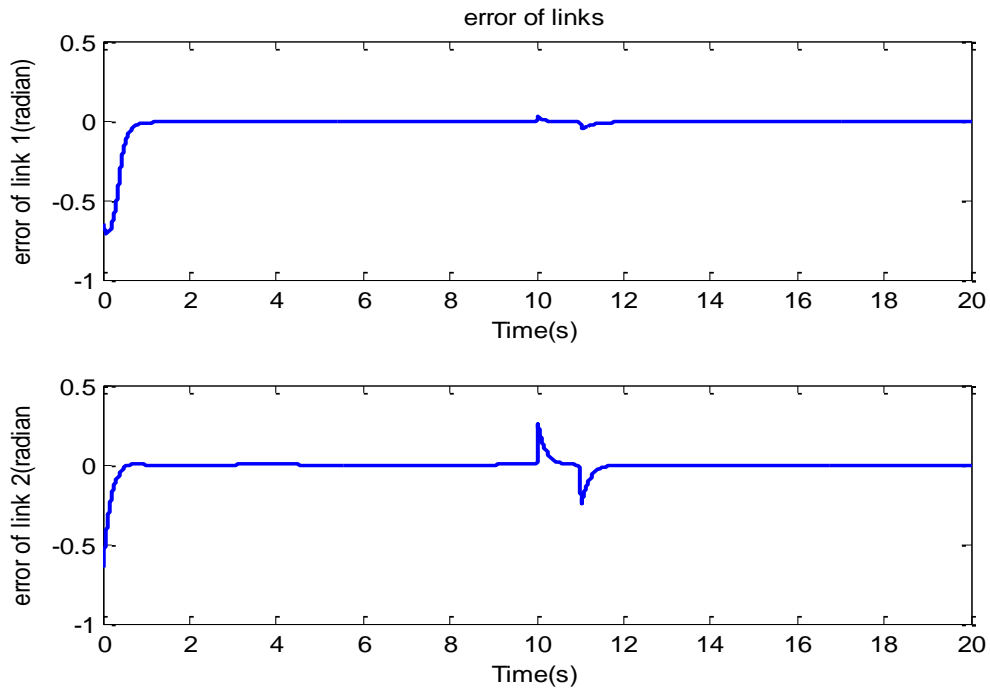
$$D_n(q) \dot{s} + C_n(q, \dot{q}) s + k_D \operatorname{sat}(\varphi^{-1} s) = Y(q, \dot{q}, v, \dot{v}) \tilde{P} \quad (3-88)$$

از آنجاییکه قبلا نشان دادیم که s ، \tilde{P} ، q و \dot{q} کراندار هستند و نیز از آنجاییکه ماتریس $D_n(q)$ مثبت معین متقارن است و لذا معکوس آن نیز کراندار است و نیز از آنجاییکه ماتریس های $C_n(q, \dot{q})$ و $Y(q, \dot{q}, v, \dot{v})$ و نیز بردار $\operatorname{sat}(\varphi^{-1} s)$ تابعی از متغیرهای کراندار هستند و لذا خود نیز کراندار هستند، در نتیجه رابطه ی بالا ایجاب می کند که \dot{s} نیز کراندار باشد؛ حال با کراندار بودن s و \dot{s} ثابت می شود که \ddot{V} کراندار بوده و لذا طبق لم باربالات \dot{V} به سمت صفر میل می کند که این خود، همگرایی s و دینامیک های خطا به سمت صفر را ایجاب می کند؛ در نهایت از آنجاییکه اثبات می شود که بردارهای q و \dot{q} کراندارند، پایداری کلی سیستم (ورودی محدود - خروجی محدود) ثابت شده و نیز به خاطر اینکه نشان داده شد که s به صفر میل می کند تضمین همگرایی خطای ردیابی به صفر نیز نتیجه می شود.

۳-۷-۲- شبیه سازی روش پیشنهادی

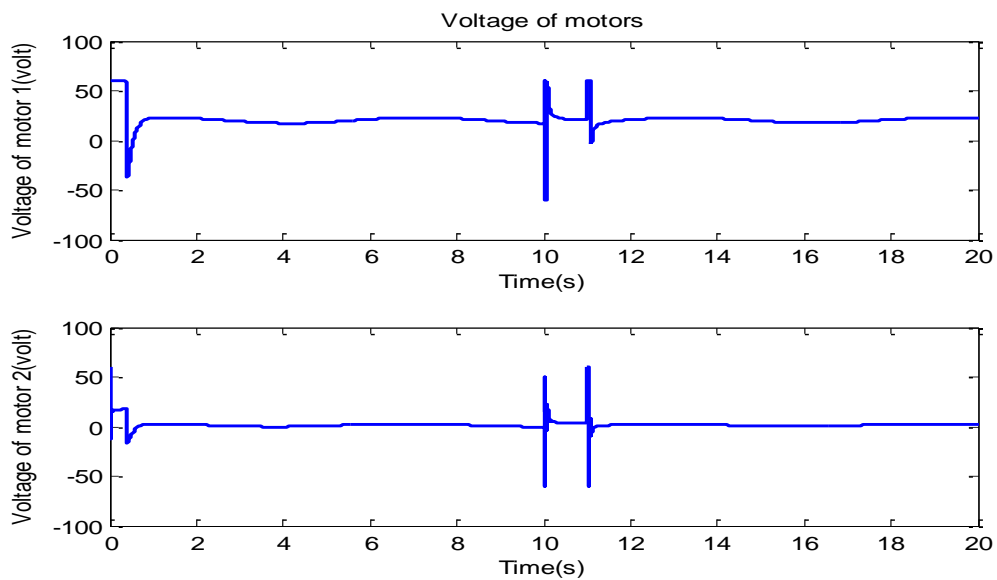
نتایج شبیه سازی برای روش پیشنهادی با انتخاب $\Lambda = 6 * I_{2 \times 2}$ ، $\Gamma = 0.1 * I_{11 \times 11}$ ، $K_D = 400 * I_{2 \times 2}$ و

$\varphi = 1.1$ و اعمال یک اغتشاش به رابط دوم در ثانیه ی دهم تا یازدهم با دامنه ی 0.4 به صورت زیر است:



شکل ۳-۸: خطای ردگیری موقعیت رابط ها در روش پیشنهادی

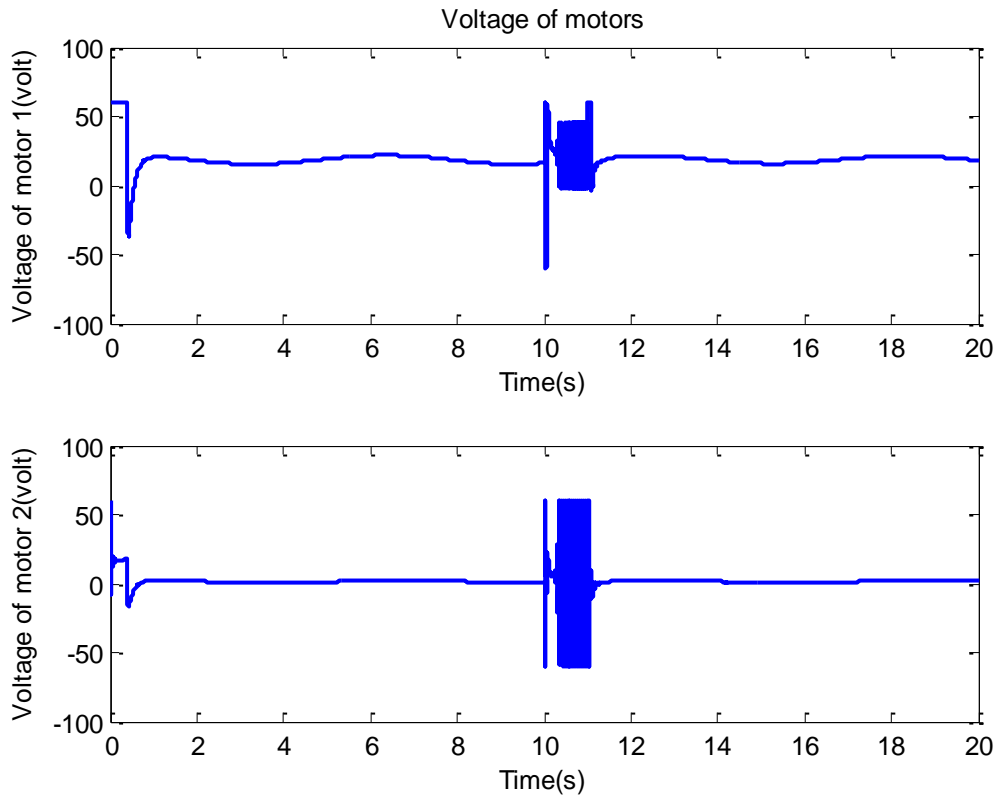
همان طور که مشاهده می شود در لحظه های اعمال و حذف اغتشاش، خطاهایی در ردگیری موقعیت ایجاد می شود که به سرعت رفع می گردد.



شکل ۳-۹: ولتاژ اعمالی به موتورها در روش پیشنهادی

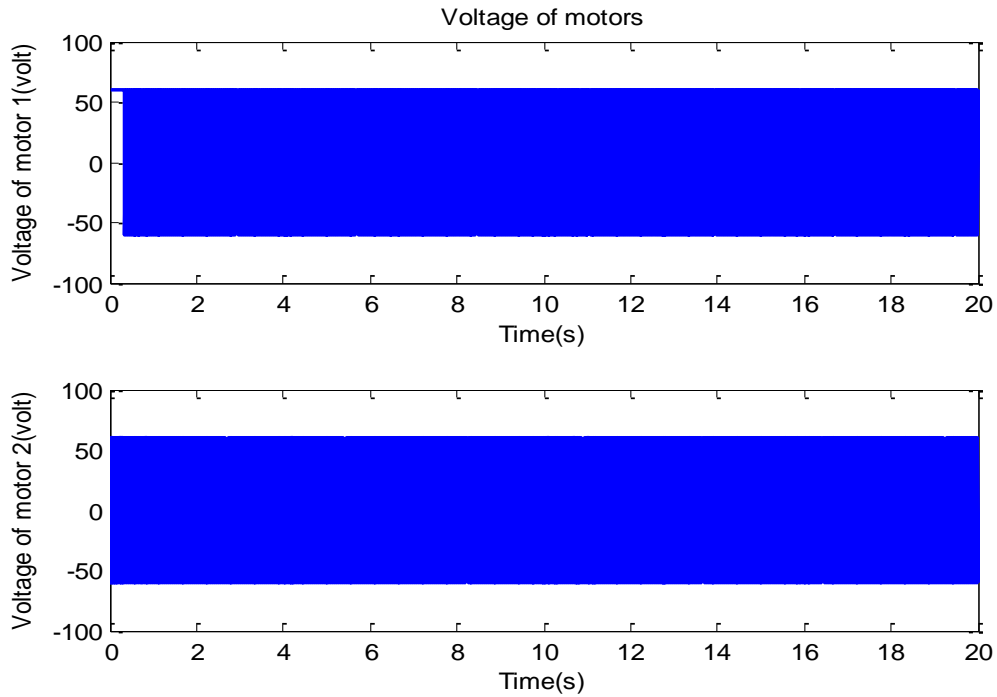
طبق شکل بالا در لحظه های اعمال و حذف اغتشاش، کنترل کننده به سرعت با اعمال ورودی سعی در جبران اثر اغتشاش می نماید.

یکی از مزیت‌های روش پیشنهادی استفاده از $K_{Dsat}(s)$ به جای استفاده از K_{DS} یا $K_{Dsgn}(s)$ در بخش لغزشی قانون کنترل روش‌های مرسوم می‌باشد. برای K_{DS} یا $K_{Dsgn}(s)$ پایداری سیستم حلقه بسته برقرار بوده و قابل تضمین است اما استفاده از این ترم‌ها معمولاً لرزش در سیگنال کنترل را به همراه دارد.



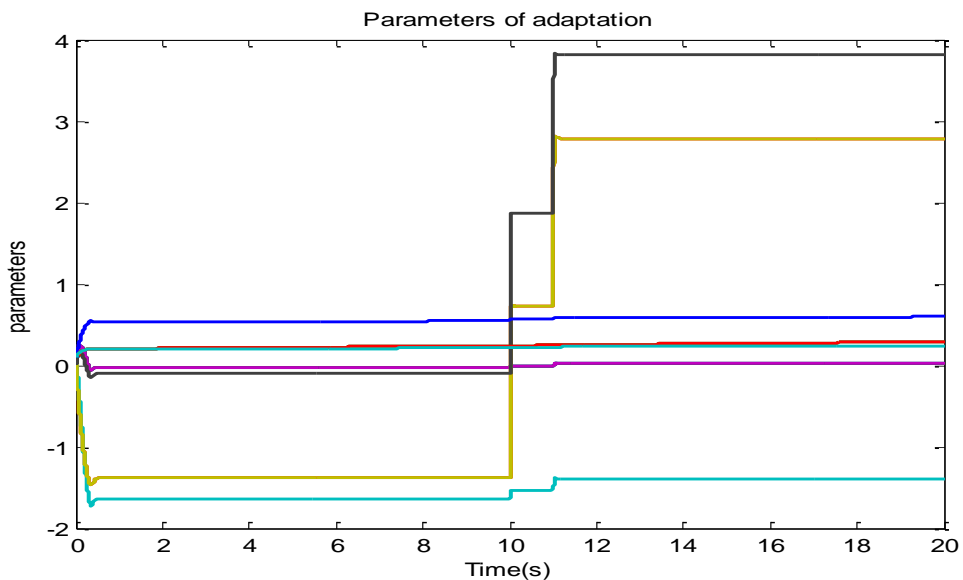
شکل ۳-۱۰: ولتاژ اعمالی به موتورها با استفاده از K_{DS}

همان‌طور که مشاهده می‌شود در روش K_{DS} در لحظه‌های اعمال و حذف اغتشاش، لرزش‌هایی در ورودی سیستم به وجود می‌آید که مناسب نیست.



شکل ۳-۱۱: ولتاژ اعمالی به موتورها با استفاده از $K_D \text{sgn}(s)$

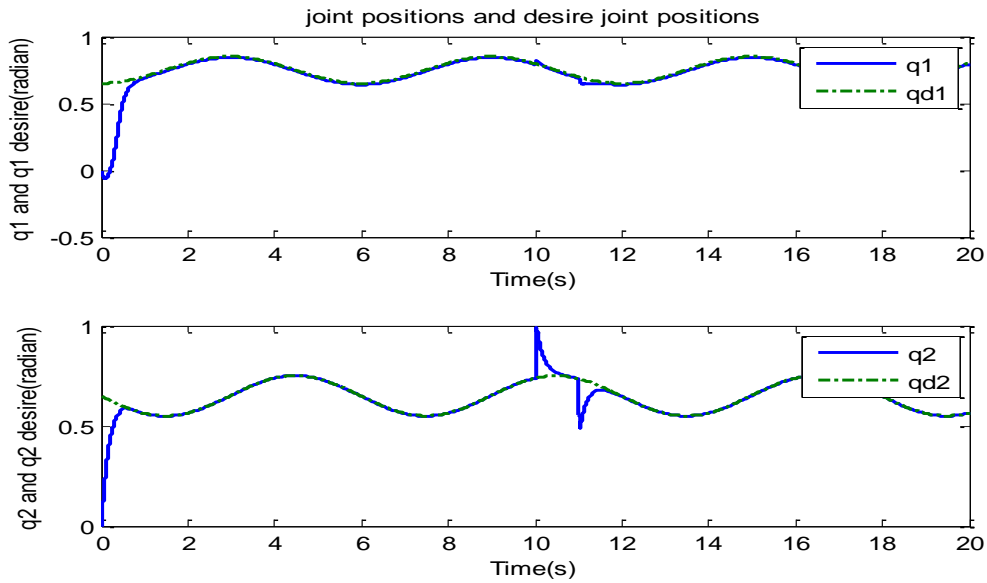
طبق شکل بالا تولید ورودی با استفاده از $K_D \text{sgn}(s)$ دارای لرزش فراوان بوده و بسیار نامناسب می‌باشد.



شکل ۳-۱۲: پارامترهای تخمینی در روش پیشنهادی

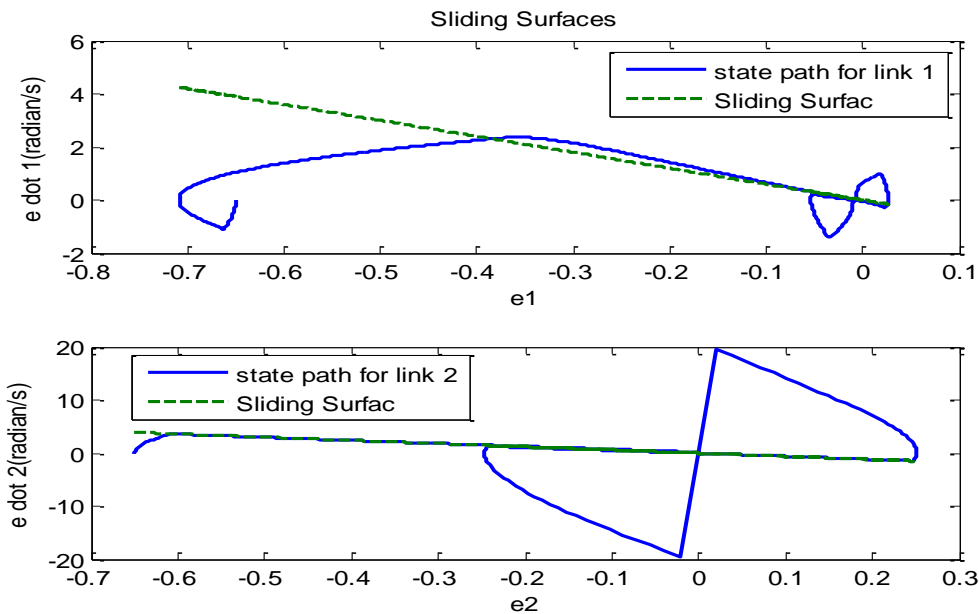
همان‌طور که مشاهده می‌شود در لحظه‌های اعمال و حذف اغتشاش، سیستم برای کنترل کننده تغییر کرده و

کنترل کننده با ایجاد تغییرات سریع در پارامترهای تخمینی سعی در جبران اثر اغتشاش می‌نماید.



شکل ۳-۱۳: مقایسه‌ی موقعیت‌های مطلوب و موقعیت رابط‌ها در روش پیشنهادی

طبق شکل بالا کنترل کننده در لحظه‌های اعمال و حذف اغتشاش به سرعت خود را با شرایط وقف داده و به سرعت خروجی سیستم را به سمت خروجی مطلوب هدایت می‌کند.

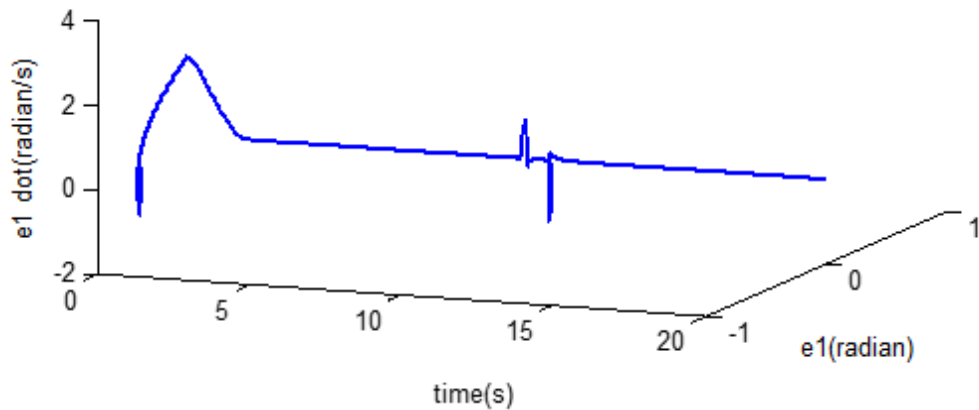


شکل ۳-۱۴: صفحه‌های فاز نشان دهنده‌ی سطوح لغزش

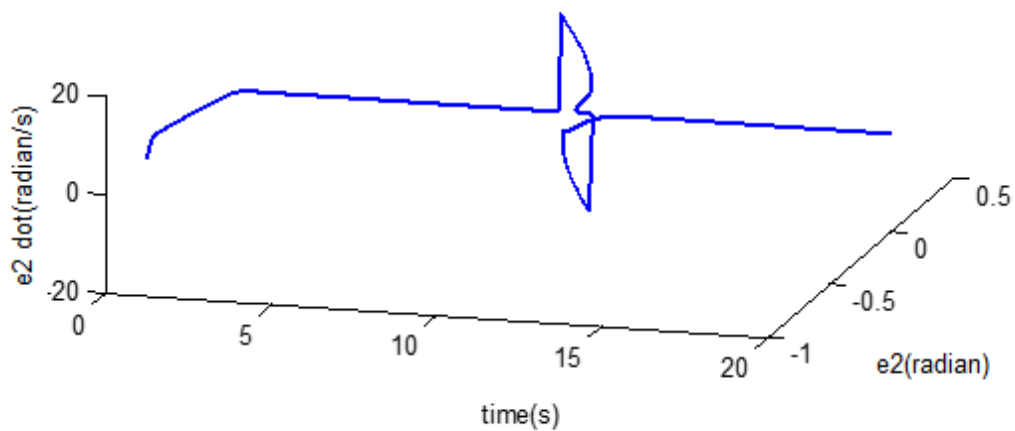
در شکل بالا هر یک از مسیرهای فاز به سرعت به سطح لغزش مربوطه نزدیک شده و در امتداد آن به سمت مبدأ (جاییکه خطا و مشتق آن صفر است) حرکت می‌کند و تا لحظه‌های اعمال و حذف اغتشاش در همسایگی

مبدأ مربوطه باقی می ماند. این مسیرها پس از اعمال و حذف اغتشاش از مبدأهای مربوطه دور شده ولی هر باره به سرعت بر روی سطوح لغزش قرار گرفته، روی آن حرکت کرده و دوباره در همسایگی مبدأ باقی می ماند.

Sliding Surface of first link through time



Sliding Surface of second link through time



شکل ۳-۱۵: صفحه‌های فاز نشان دهنده‌ی سطوح لغزش در طول زمان

در شکل بالا (برای درک بهتر شکل قبل) حرکت مسیرهای فاز در طول زمان آورده شده است و تحلیل رفتار این مسیرها مشابه با نمودار شکل قبل است.

فصل ۴ نتیجه‌گیری و پیشنهادها

۴-۱- نتیجه‌گیری:

همانطور که مشاهده شد در روش پیشنهادی برخلاف روش‌های کنترل مرسوم ربات، از معکوس ماتریس اینرسی و نیز از شتاب مفاصل استفاده نشده است. استفاده از معکوس ماتریس اینرسی احتمال تکین شدن و یا نزدیک شدن به حالت تکینگی این ماتریس را به همراه دارد که کنترل‌کننده را با مشکل مواجه می‌سازد. از طرفی استفاده از شتاب مفاصل به دلیل گران قیمت بودن این سنسورها بسیار هزینه‌بر است. در این روش پس از اعمال دینامیک موتورها به سیستم ربات، علاوه بر افزایش پایداری سیستم حلقه بسته (منفی‌تر شدن \dot{V} نسبت به سیستم بدون موتور)، تأمین ورودی برای ربات با سهولت بیشتری صورت می‌گیرد. در نهایت پایداری روش اثبات گردید و عملکرد آن در برابر عدم قطعیت‌های پارامتری و دینامیک مدل نشده و نیز اغتشاش خارجی توسط شبیه‌سازی مورد بررسی قرار گرفت که نتایج بسیار مطلوب بودند.

۴-۲- پیشنهاد:

برای بهبود روش به‌جای استفاده از سعی و خطا برای تعیین ماتریس Γ استفاده از روش‌های هوشمند و یا استفاده از روش‌های بهینه‌سازی تکاملی پیشنهاد می‌شود. در این روش $L\dot{A}_a$ را به‌عنوان دینامیک مدل نشده در نظر گرفته شد که هرچند بخش لغزشی روش پیشنهادی اثر آن را به خوبی جبران کرد اما تخمین آن می‌تواند از میزان عدم قطعیت کاسته و روش را بهبود بخشد.

- [1] R. Paul. Robot Manipulators: Mathematics, Programming and Control. MIT Press, Cambridge, MA, 1982.
- [2] A. J. Critchlow. Introduction to Robotics. Macmillan, New York, 1985.
- [3] R. Dorf. Robotics and Automated Manufacturing. Reston, VA, 1983.
- [4] Christopher Miller, "Real-Time Feature Extraction and Classification of Prehensile EMG Signals," Department of Computer Science, San Diego State University, March 24, 2008
- [5] J. Perry and S. Shanfield, "Efficiency of dynamic elastic response prosthetic feet," Journal of Rehabilitation Research and Development, vol. 30, no. 1, pp. 137-143, 1993.
- [6] A. Chaillet, A. Loria , R. Kelly, "Robustness of PID-controlled manipulators with respect to external disturbance," in Proceedings of the 45th IEEE Conference on Decision and Control, 2006, pp.2949-2954.
- [7] Z. Li, P. Ring, K. Macrae , A. Hirsch, Applied nonlinear control, in Proceedings of the 36th CDC, 1991.
- [8] J. S. Lee, "An iterative learning control of robot manipulators," IEEE Trans. Robot. Autom. vol. 7, no. 6, pp. 835-842, 1991.
- [9] Siciliano, B., Sciavicco, L., Villani, L., Oriolo, G., Robotics: Modelling, Planning and Control, Springer-Verlag London, pp. 319-324, 2009.
- [10] J. Y. S. Luh, " Conventional controller design for industrial robots - A tutorial," IEEE Trans. Syst. man Cybern., vol. SMC-13, no. 3, pp. 298-316, may 1983.
- [11] M. M. Fateh, S. Khorashidizadeh, "Optimal robust voltage control of electrically driven robot manipulators," Nonlinear Dyn., vol. 70, pp. 1445-1458, 2012.
- [12] C. F. Baicu, C. D. Rahn, D. M. Dawson, "Backstepping boundary control of flexible-link electrically driven gantry robots," IEEE/ASME Trans. Mechatronics, vol. 3, no. 1, pp. 60-66, Mar. 1998.
- [13] L.X. Wang, "A course in fuzzy systems and control," p.424, 1997.
- [14] C. M. Lim, T. Hiyama, "Application of fuzzy logic control to a manipulator," IEEE Trans. Robot. Autom. vol. 7, no. 5, pp. 688-691, 1991.
- [15] K. S. Narendra, K. Parthasarathy, "Identification and control of dynamical systems using neural networks." IEEE Trans. Neural Netw., vol. 1, no. 1, pp.4-27, Jan. 1990.
- [16] E. Malis, F. Chaumette, "Theoretical improvements in the stability analysis of a new class of model-free visual servoing methods," IEEE Trans. Robot. Autom. vol. 18, no. 2, pp. 176-186, 2002.
- [17] K. J. Astrom and B. Wittenmark, Adaptive Control, 2nd Edition, Addison-Wesley, 1995.
- [18] S. Dubowsky, D. T. Desforges, "The application of model-referenced adaptive control to robotic manipulators," Journal of Dynamic Systems, measurement, and Control, vol. 101, no. 3, pp. 193-200, 1979.
- [19] B. K. Kim, K. G. shin, "An adaptive model following control of industrial manipulators," IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems, vol. AES-19, no. 7, pp. 805-814, 1983.
- [20] M. H. Liu, W. Lin, "Pol assignment self-tuning controller for robotic manipulators," International Journal of Control, vol. 46, no.4, pp. 1307-1317, 1987.
- [21] Morgan, R. G., and Ozgunner, U., "A decentralized variable structure control algorithm for robotic manipulators," IEEE Trans. Robotics and Automation, vol. RA-1, no. 1, pp. 57-65, Mar. 1985.
- [22] Sira-Ramirez, H., and Spong, M. W., "Variable structure control of flexible joint robot manipulator," IASTED Journal of Robotics and Automation, submitted Mar. 1987.

- [23] Z. Schiller, "Time-energy optimal control of articulated systems with geometric path constraints," *Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control*, Trans. ASME, vol. 118, pp. 139-143, 1996.
- [24] C. An, C. Atkeson, and J. Hollerbach, *Model Based Control of a Robot Manipulator*, MIT Press, Cambridge, MA, 1988.
- [25] S. Torres, J. A. Mendez, L. Acosta, and V. M. Becerra, "On improving the performance in robust controllers for robot manipulators with parametric disturbances," *Control Engineering Practice*, vol. 15, pp. 557-566, 2007.
- [26] M. M. Fateh, "On the voltage-based control of robot manipulators", *International Journal of Control, Automation and Systems* vol. 6, pp. 702–712, 2008.
- [27] Mohd Aliff, Shujiro Dohta and Tetsuya Akagi, "Trajectory controls and its analysis for robot arm using flexible pneumatic cylinders," 2015 IEEE International Symposium on Robotics and Intelligent Sensors (IRIS)
- [28] M. R. Sirouspour and S. E. Salcudean, "Nonlinear control of hydraulic robots," *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, 2001, Volume: 17, Issue: 2, 173 – 182
- [29] J. C. Colson and N. D. Perreira. Kinematic arrangements used in industrial robots. In *Proc. 13th International Symposium on Industrial Robots*, 1983.
- [30] J. Denavit and R. S. Hartenberg. A kinematic notation for lower pair mechanisms. *Applied Mechanics*, 22:215–221, 1955.
- [31] Mark W. Spong, Seth Hutchinson and M. Vidyasagar, *Robot Modeling and Control*, John Wiley and Sons, 2006
- [32] K.R. Symon, *Mechanics*, 3rd edition, Addison-Wesley, Reading, Mass., 1977.
- [33] John.J.Craig, "Introduction to Robotics, Mechanics and Control," Addison-Wesley, 1989
- [34] Narendra, K. S., and R. V. Monopoli, eds., 1980. *Applications of Adaptive Control* New York: Academic
- [35] Gregory, P. C, ed., 1959. *Proc. Self Adaptive Flight Control Symposium*. Wright-Patterson Air Force Base, Ohio: Wright Air Development Center.
- [36] T. Hsia, "Adaptive control of robot manipulators - A review" *IEEE International Conference on Robotics and Automation* 1986, Volume: 3, 183 - 189
- [37] P. Bendotti; M. M'Saad, "On the Adaptive Control of Missile Autopilots" *American Control Conference*, 1991, 643 - 648
- [38] Xu Zhang; Yan Lin, "Adaptive Control of Nonlinear Time-Delay Systems with Application to a Two-Stage Chemical Reactor" *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2015, Volume: 60, 1074 - 1079
- [39] Donald A. Pierre, "A Perspective on Adaptive Control of Power Systems" *IEEE Power Engineering Review*, 1987, Volume: PER-7, 45 - 46
- [40] Fateh, M.M.: Proper uncertainty bound parameter to robust control of electrical manipulators using nominal model. *Nonlinear Dyn.* (2010) 61: 655–666.
- [41] Parks, P. C, 1966. "Lyapunov redesign of model reference adaptive control systems." *IEEE Trans. Automat. Contr.* AC-11: 362-365.
- [42] Gawthrop, P. J., 1986. *Continuous Time Self Tuning Control* Letchworth, U.K. Research Studies Press.
- [43] Slotine, J.J. and Sastry "Tracking Control of Nonlinear Systems Using Sliding Surfaces with Applications to Robot Manipulators," 1983 *Int. J. Control*, Vol: 39, No: 2

Abstract

In this thesis, an adaptive sliding mode control scheme for a robot manipulator based on voltage control strategy is presented and the proposed method were compared with adaptive inverse dynamics. Adaptive controllers in presence of unstructured uncertainties such as disturbance and unmodeled dynamics do not perform properly but these controllers can overcome structured uncertainties truly also sliding mode controllers can overcome unstructured uncertainties but the weakness of these controllers is specifications of uncertainty boundaries. If uncertainty boundaries is chosen smaller than an accurate amount then tracking error will be increased otherwise if uncertainty boundaries is chosen greater than an accurate amount then it causes input saturation and chattering of control command. The proposed method in this thesis can overcome structured uncertainties and unstructured uncertainties such as unmodeled dynamics and external disturbance easily. In this method there is no need to calculation of the inverse of Inertia matrix and measurements of joints acceleration and since torque command cannot be applied directly to robot so the dynamics of engines and gears are added to the robot. This act makes production of voltage instead of torque as the input control of the system be more straightforward. Using of gear reduction decreases complex couplings of manipulators and its control scheme makes stability be more reliable. At the end the stability of the proposed method is proved and its performance compared with the adaptive inverse dynamics is evaluated which the results show the superiority of the proposed method.

Keywords: Manipulator Control, Torque Control, Sliding Mode Control, Adaptive Control, Nonlinear Multi-Input/Multi-Output Systems, Uncertainty



Shahrood University of Technology
Faculty of Electrical Engineering and Robotics
M.Sc. Thesis in Control Engineering

**Designing an adaptive sliding-mode control for a robot manipulator
based on voltage control strategy**

By: Bahram Rahmati

Supervisor:

Dr. M.M.Fateh

February 2017