

صلى الله عليه وسلم



دانشکده: برق و رباتیک

گروه: کنترل

کاهش لرزش کنترلی در کنترل مود لغزشی بازوی ماهر ربات با استفاده از فیلترها

دانشجو: فاطمه افشارنیا

استاد راهنما:

دکتر محمد مهدی فاتح

پایان نامه ارشد جهت اخذ درجه کارشناسی ارشد

شهریور 90

شماره: ۸۸۶
تاریخ: ۹۰/۰۶/۲۶
ویرایش: -----

بسمه تعالی



فرم صورتجلسه دفاع پایان نامه تحصیلی دوره کارشناسی ارشد

بسمت جنابود متعال و با استعانت از حضرت ولی عصر (عج) جلسه دفاع از پایان نامه کارشناسی ارشد خانم / آقای:
فاطمه افشار نیا رتبه: بسوق گزارش: کنترل
تحت عنوان: کاهش لرزش در کنترل مد لغزشی بازوهای ماهر ربات با استفاده از فیلترها
که در تاریخ ۹۰/۰۶/۲۶ با حضور هیأت محترم داوران در دانشگاه صنعتی شاهرود برگزار گردید به شرح زیر است:

قبول (۱- درجه: عالی) امتیاز (۱۹,۰۶۰۵) ☒	دفاع مجدد ☐	مردود ☐
---	------------------------------------	--------------------------------

۱- عالی (۴۰ - ۱۹) ۲- بسیار خوب (۱۸/۹۹ - ۱۸)

۳- خوب (۱۷/۹۹ - ۱۶) ۴- قابل قبول (۱۵/۹۹ - ۱۴)

۵- مردود کسر از ۱۴ غیر قابل قبول

عضو هیأت داوران	نام و نام خانوادگی	مرتبه علمی	امضاء
۱- استاد اعلی	مهندس فایز	دانشیار	
۲- استادیار			
۳- دانشجوی شورای تحصیلات تکمیلی	سید رضا مرزبان	استادیار	
۴- استادیار	علیرضا زاهدی	استادیار	
۵- استادیار	چین کسر (آرم)	استادیار	

رئیس دانشکده:

نهال را باران باید

تا بشوید غبار نشستۀ بر برگهایش

و سیرابش کند از آب حیات

و آفتاب باید

تا بتاباند

نیرو را

و محکم کند

شاخه های تازه روییده را

به نام مادر

بوسه ای باید زد

دست هایی را

که می شویند غبار خستگی روزگار را

و سیراب می کنند روح تشنه را

به نام پدر

بوسه ای باید زد

دست هایی را

که می تابانند

نیرو را

و محکم می کنند

استواری پایه های زیستن را

تقدیم به دو عشق پاک زندگی ام

پدرم، مادرم

از استاد عزیز جناب آقای دکتر فاتح که در تمام مراحل انجام این پایان نامه با راهنمایی ها و زحمات بی دریغشان مرا یاری رساندند، کمال تشکر و قدردانی را دارم.

همچنین از اساتید محترم، آقایان دکتر ناظمی و دکتر قلیزاده که زحمت مطالعه و داوری این پایان نامه را عهده‌دار شدند و نماینده محترم تحصیلات تکمیلی جناب آقای دکتر معروضی تشکر می نمایم.

تعهد نامه

اینجانب فاطمه افشارلیا دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته برق-کنترل دانشکده برق و ریاضیات دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه کاهش لرزش کنترلی در کنترل مودلغزشی بازوی ماهر ربات با استفاده از فیلترها تحت راهنمایی دکتر محمد مهدی فاتح متعهد می شوم .

- تحقیقات در این پایان نامه توسط اینجانب انجام شده است و از صحت و اصالت برخوردار است
- در استفاده از نتایج پژوهشهای محققان دیگر به مرجع مورد استفاده استناد شده است
- مطالب مندرج در پایان نامه 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 می باشد و مقالات مستخرج با نام « دانشگاه صنعتی شاهرود » و یا « Shahrood University of Technology » به چاپ خواهد رسید
- حقوق معنوی تمام افرادی که در به دست آمدن نتایج اصلی پایان نامه تأثیرگذار بوده اند در مقالات مستخرج از پایان نامه رعایت می گردد
- در کلیه مراحل انجام این پایان نامه ، در مواردی که از موجود زنده (یا باقیهای آنها) استفاده شده است ضوابط و اصول اخلاقی رعایت شده است
- در کلیه مراحل انجام این پایان نامه، 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 ۹۵/۶/۲۷

امضای دانشجو

مالکیت نتایج و حق نشر

- کلیه حقوق معنوی این اثر و محصولات آن (مقالات مستخرج ، کتاب ، برنامه های رایانه ای ، نرم افزار ها و تجهیزات ساخته شده است) متعلق به دانشگاه صنعتی شاهرود می باشد ، این مطلب باید به نحو مقتضی در تولیدات علمی مربوطه ذکر شود
- استفاده از اطلاعات و نتایج موجود در پایان نامه بدون ذکر مرجع مجاز نمی باشد
- متن این صفحه نیز باید در ابتدای نسخه های تکثیر شده پایان نامه وجود داشته باشد

چکیده

در رباتیک، خطی‌سازی فیدبکی به عنوان دینامیک وارون شناخته شده است. وقتی مدل دقیق در اختیار نباشد، خطی‌سازی فیدبکی روی مدل نامی سیستم اجرا می‌شود. با توجه به تفاوت مدل‌های نامی و دقیق باید به جبران اثر عدم قطعیت مدل درسیستم کنترل بپردازیم. در نتیجه، روش‌های کنترل مقاوم از اهمیت ویژه‌ای برخوردار می‌شوند. در این پایان‌نامه، کنترل مود لغزشی پیشنهادی به بازوی ماهر ربات دو-رابط اعمال می‌گردد. کنترل مود لغزشی به دلیل مقاوم بودن در مقابل عدم قطعیت‌های پارامتری، اغتشاش خارجی و دینامیک مدل نشده و پاسخ دینامیکی سریع و سادگی محاسباتی قابل توجه است. ولی کنترل مود لغزشی با پدیده لرزش مواجه است. لرزش باعث تحریک دینامیک‌های مدل نشده و در نتیجه عملکرد نامطلوب سیستم می‌شود. برای حذف لرزش در کنترل مود لغزشی بازوی ربات، روش‌های طراحی لایه مرزی و کنترل مود لغزشی مرتبه دوم پیشنهاد شده‌اند. روش طراحی لایه مرزی دقت پاسخ را کاهش می‌دهد و روش مود لغزشی مرتبه دوم نیاز به آشکارساز دارد. در این پایان‌نامه یک روش جدید برای کاهش لرزش کنترلی مود لغزشی بازوی ربات ارائه می‌شود. در این روش جدید از فیلتر پایین‌گذر، در کنترل‌کننده استفاده می‌شود. آنالیز فرکانسی، تحلیل پایداری و ارزیابی عملکرد سیستم انجام می‌شود. برای تحلیل پایداری سیستم، ربات و فیلتر را با هم یک سیستم جدید در نظر گرفته و برای این سیستم جدید، کنترل مود لغزشی اعمال می‌شود. این روش، حذف لرزش و حفظ دقت پاسخ را نتیجه می‌دهد. نتایج شبیه‌سازی مناسب بودن این روش را نشان می‌دهند.

کلمات کلیدی: کنترل مود لغزشی، خطی‌سازی فیدبکی، دینامیک وارون، طراحی لایه مرزی، لرزش،

فیلتر پایین‌گذر، آنالیز فرکانسی

فهرست مطالب

1.....	فصل اول: مقدمه.....
2.....	1-1 مقدمه
6.....	2-1 ساختار پایان نامه
8.....	فصل دوم: دینامیک ربات
9.....	1-2 مقدمه ای بر رباتیک
10.....	2-2 دینامیک
10.....	1-2-2 نمایش دناویت - هارتنبرگ
13.....	2-2-2 نیرو، اینرسی و انرژی
17.....	3-2-2 مکانیک لاگرانژ.....
19.....	3-2 معادلات حرکت ربات.....
21.....	فصل سوم: خطی سازی فیدبکی.....
22.....	1-3 مقدمه ای بر خطی سازی فیدبکی
22.....	2-3 مبانی خطی سازی فیدبکی.....
26.....	3-3 خطی سازی فید بکی معادلات دینامیکی بازوی ربات
28.....	4-3 دینامیک وارون بازوی ربات
35.....	فصل چهارم: کنترل مود لغزشی و پدیده لرزش کنترلی.....
36.....	1-4 مقدمه
36.....	2-4 تئوری مود لغزشی

38.....	3-4 لرزش کنترلی
40.....	4-4 روش های کاهش لرزش
40.....	1-4-4 روش طراحی لایه مرزی.....
45.....	2-4-4 روش مود لغزشی مرتبه دو
51.....	3-4-4 روش کنترل مود لغزشی دینامیکی

57..... فصل پنجم: کنترل مود لغزشی بازوی ربات.....

58.....	1-5 مقدمه
59.....	2-5 کنترل مود لغزشی بازوی ربات
68.....	3-5 کاهش لرزش در کنترل مود لغزشی بازوی ربات با طراحی لایه مرزی

75..... فصل ششم: آنالیز فرکانسی روش کاهش لرزش مود لغزشی بازوی ربات با استفاده از فیلتر.....

76.....	1-6 مقدمه
76.....	2-6 فیلترها
78.....	3-6 روش تابع توصیفی
81 ..	4-6 آنالیز فرکانسی اثر فیلتر بر روی سیستم کنترلی بازوی ربات

85..... فصل هفتم: تحلیل پایداری روش کاهش لرزش مود لغزشی بازوی ربات با استفاده از فیلتر.....

86.....	1-7 مقدمه.....
86.....	2-7 کاهش لرزش کنترلی در کنترل مود لغزشی بازوی ربات با استفاده از فیلتر
93	3-7 شبیه سازی.....

فصل هشتم: نتیجه‌گیری و پیشنهادات..... 100

1-8 نتیجه‌گیری و پیشنهادات 101

منابع و مراجع 103

فهرست شکل‌ها

فصل دوم

-
- شکل 1-2-1 دستگاه‌های مختصات با برقراری فرض‌های دناویت- هارتنبرگ 13
- شکل 2-2-2 نیروی گریز از مرکز 14
- شکل 2-3-2 نیروی گریز از مرکز 14
- شکل 2-4-2 جسم صلب به همراه مختصات مرکز جرم 15

فصل سوم

-
- شکل 1-3-1 طرح کنترل حلقه داخلی - حلقه خارجی 30
- شکل 2-3-2 خطای ردگیری لینک 1 32
- شکل 3-3-3 خطای ردگیری لینک 2 32
- شکل 4-3-4 سیگنال کنترلی لینک 1 33
- شکل 5-3-5 سیگنال کنترلی لینک 2 33
- شکل 6-3-6 مسیر و مسیر مطلوب لینک 1 34
- شکل 7-3-7 مسیر و مسیر مطلوب لینک 2 34

فصل چهارم

-
- شکل 4-1-1 مسیرهای فاز سیستم در حالت کنترل مود لغزشی 37
- شکل 2-4-2 سیگنال کنترلی u 39
- شکل 3-4-3 نمودار خطا e 40
- شکل 4-4-4 سطح لغزش از $n-1$ فیلتر عبور می‌کند و خطا حاصل می‌شود. 41

- 42..... شکل 5-4 لایه مرزی اطراف سطح لغزش
- 43..... شکل 6-4 سیگنال کنترلی u با $\Phi = 0.5$
- 44..... شکل 7-4 سیگنال خطا با $\Phi = 0.5$
- 44..... شکل 8-4 سیگنال کنترلی u با $\Phi = 5$
- 45..... شکل 9-4 سیگنال خطا با $\Phi = 5$
- 49..... شکل 10-4 خطای ردگیری لینک 1و2 با کنترل مود لغزشی مرتبه اول
- 49..... شکل 11-4 پدیده لرزش در کنترل مود لغزشی مرتبه اول
- 50..... شکل 12-4 خطای ردگیری لینک 1و2 با کنترل مود لغزشی مرتبه دوم
- 50..... شکل 13-4 قانون کنترل در کنترل مود لغزشی مرتبه دوم
- 51..... شکل 14-4 سیستم گسترش یافته با کنترل مود لغزشی دینامیکی
- 55..... شکل 15-4 کنترل طراحی لایه مرزی بدون نویز
- 55..... شکل 16-4 کنترل طراحی لایه مرزی با نویز

فصل پنجم

-
- 63..... شکل 1-5 قانون کنترل w_1
- 63..... شکل 2-5 قانون کنترل w_2
- 64..... شکل 3-5 قانون کنترل t_1
- 64..... شکل 4-5 قانون کنترل t_2
- 65..... شکل 5-5 خطای ردگیری لینک 1
- 65..... شکل 6-5 خطای ردگیری لینک 2
- 66..... شکل 7-5 مسیر و مسیر مطلوب لینک 1

66	شکل 5-8 مسیر و مسیر مطلوب لینک 2
67	شکل 5-9 کنترل ربات بدون حضور فیلتر
68	شکل 5-10 نمودار تابع اشباع
69	شکل 5-11 قانون کنترل w_1
69	شکل 5-12 قانون کنترل w_2
70	شکل 5-13 قانون کنترل t_1
70	شکل 5-14 قانون کنترل t_2
71	شکل 5-15 خطای ردگیری لینک 1
71	شکل 5-16 خطای ردگیری لینک 2
72	شکل 5-17 سیگنال کنترل w_1 با $\Phi = 0.01$
72	شکل 5-18 سیگنال کنترل w_2 با $\Phi = 0.01$
73	شکل 5-19 سیگنال کنترلی t_1 با $\Phi = 0.01$
73	شکل 5-20 سیگنال کنترلی t_2 با $\Phi = 0.01$
74	شکل 5-21 خطای ردگیری لینک 1 با $\Phi = 0.01$
74	شکل 5-22 خطای ردگیری لینک 2 با $\Phi = 0.01$

فصل ششم

76	شکل 6-1 فیلتر بالاگذر
76	شکل 6-2 فیلتر پایین گذر
77	شکل 6-3 فیلتر میان گذر
77	شکل 6-4 فیلتر پایین گذر
78	شکل 6-5 فیلتر پایین گذر

79	 شکل 6-6 یک سیستم غیر خطی
80	 شکل 7-6 یک سیستم غیر خطی و تابع توصیفش
81	 شکل 8-6 سیستم کنترلی بازوی ربات به همراه فیلتر
82	 شکل 9-6 سیستم کنترلی بازوی ربات بدون فیلتر
82	 شکل 10-6 سیستم کنترلی بازوی ربات بدون فیلتر
83	 شکل 11-6 سیستم کنترلی بازوی ربات با فیلتر
84	 شکل 12-6 فیلتر پایین گذر $\frac{1}{as+1}$

فصل هفتم

87	 شکل 1-7 کنترل مود لغزشی فیلتر شده
92	 شکل 2-7 کنترل ربات در حضور فیلتر
93	 شکل 3-7 ربات دو لینکی
95	 شکل 4-7 سیگنال کنترلی t
96	 شکل 5-7 نمودار خطای لینک 1 پس از قرار دادن فیلتر
96	 شکل 6-7 نمودار خطای لینک 2 پس از قرار دادن فیلتر
97	 شکل 7-7 سیگنال کنترلی w_1
97	 شکل 8-7 سیگنال کنترلی w_2
98	 شکل 9-7 الف- مسیر و مسیر مطلوب لینک 1 ب- نمای بزرگ شده قسمت الف
99	 شکل 10-7 مسیر و مسیر مطلوب لینک 2
99	 شکل 11-7 سیگنال کنترلی
100	 شکل 11-7 سیگنال کنترلی v_2

فهرست جداول

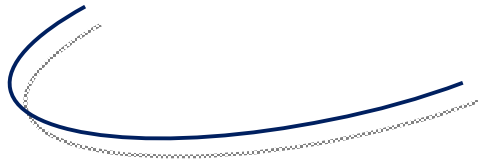
فصل پنجم

جدول 1-5 پارامترهای بازوی دو لینیکی ربات 62

فصل هفتم

جدول 7-1 پارامترهای بازوی دو لینیکی ربات 96

فصل اول



مقدمه

1-1 مقدمه

کنترل ردگیری کامل، زمانی که بازوهای ربات غیر خطی، با تزویج بالا، چند متغیره، چند ورودی - چند خروجی با عدم قطعیت ها هستند، یک هدف مطلوب در بسیاری از کاربردهای رباتیک است. تاکنون روش‌های زیادی برای کنترل حرکت بازوهای ربات ارائه شده، از آن جمله می‌توان به کنترل مقاوم ربات مفصل منعطف با استفاده از روش کنترل ولتاژ [1]، خطی‌سازی فیدبکی [2]، کنترل در فضای کار [3]، کنترل مقاوم بازوی ربات در فضای کار با خطی‌سازی فیدبکی، مود لغزشی و روش پس‌گام [4,5]، کنترل ساختار متغیر تطبیقی [6,7,8]، کنترل هوشمند [9]، کنترل مود لغزشی [10,11]، PID [12,13]، کنترل مود لغزشی با استفاده از یک سطح لغزش انتگرالی - تناسبی [14]، کنترل پیشخور [15]، شبکه عصبی [16]، کنترل فازی [17] و کنترل مود لغزشی فازی تطبیقی [18] اشاره کرد. روش کنترل خطی سازی فیدبکی برای تبدیل یک سیستم غیرخطی به یک سیستم خطی بر اساس مفاهیمی از تبدیل مختصات غیر خطی و فیدبک غیر خطی استوار است. در رباتیک، خطی سازی فیدبکی به عنوان کنترل دینامیک وارون شناخته شده است [19]، خطی سازی فیدبکی در مرحله اولیه، همه غیرخطی‌های تزویجی مدل دینامیکی ربات را جبران می‌کند، آنچنانکه در مرحله دوم جبران‌ساز برای یک سیستم دکوپله شده و خطی طراحی می‌شود. خطی سازی فیدبکی مبتنی بر مدل است، بنابراین اگر مدل دقیق در اختیار نباشد، ناگزیریم از مدل تقریبی استفاده کنیم، با استفاده از مدل تقریبی با عدم قطعیت‌های پارامتری مواجه می‌شویم. عدم قطعیت‌های دینامیکی از اتصال و انعطاف مفصل، دینامیک‌های محرک، اصطکاک، نویز سنسور، بارهای ناشناخته و دینامیک‌های محیطی ناشناخته ناشی می‌شود. بنابراین تکمیل سیستم‌های کنترل دینامیکی برای بازوهای ماهر ربات به خاطر مشکلات ناشی از مدلینگ، هزینه محاسباتی سنگین و به طور کلی غیرقابل دسترس بودن پارامترهای مورد نیاز، دارای محدودیت است.

¹ بنابراین روش خطی سازی فیدبکی به تنهایی نسبت به اغتشاشات خارجی و خطاهای مدلینگ مقاوم نبوده و بایستی در ترکیب با روش های کنترل مقاوم به کار گرفته شود [20].

کنترل مقاوم سیستم های دینامیکی معمولاً با استفاده از یکی از دو روش ذیل به دست می آید. روش اول به طراحی یک کنترلر می پردازد که تا حد ممکن غیر حساس به عدم قطعیت مدل و ورودی های اغتشاش باشد. روش دوم، پارامترهای مدل یا گین های کنترلی را در زمان واقعی به منظور به دست آوردن ویژگی های عملکردی مطلوب، بهنگام¹ می کند. روش های کنترل تطبیقی در این روش قرار می گیرند. این روش های کنترلی می توانند برای مقاوم سازی در یک سیستم دینامیکی با عدم قطعیت ها، استفاده شوند که هر یک فواید و مضرات خود را دارند.

عدم قطعیت در یک سیستم دینامیکی ممکن شکل های زیادی داشته باشد، اما مهم ترین آنها عدم قطعیت اغتشاش - نویز و عدم قطعیت پارامتری - مدلینگ هستند. طراحی کنترلرهای مقاوم این گونه است که، یک قانون کنترل که شامل پاسخ های سیستم است و سیگنالهای خطا با تلرانس از پیش مشخص شده، در مقابل اثرات عدم قطعیت بر روی سیستم، ترکیب می شوند.

چندین تکنیک کنترل مقاوم برای سیستم های خطی به کار برده شده اند، مانند کنترلرهای H_{∞} [21]. این روش ها بر پایه تجزیه مقدار ویژه با استفاده از توابع وزنی در فرکانس های متغیر برای ویژگی های حلقه بسته شامل حساسیت (اغتشاش)، مکمل حساسیت (اغتشاش) و نیازهای ورودی کنترلی است. کنترل سیستم های غیرخطی به طور ذاتی مشکل تر از سیستم های خطی است. کنترل ساختار متغیر² (مود لغزشی) یک روش ارزیابی برای کنترل مقاوم سیستم های غیرخطی است، که پایداری در مقابل عدم قطعیت های مدلینگ ایجاد می کند. کنترل ساختار متغیر نیاز دارد که حدود عدم قطعیت های مدلینگ به منظور ایجاد پایداری مقاوم مشخص باشند.

¹ Updating

² VSC

طبقه دیگری از کنترلرها برای سیستمهای خطی و غیرخطی، کنترل تطبیقی است. این روشها به طور کلی به سیستمهایی با ساختار دینامیکی مدل شناخته شده، اما با پارامترهای ثابت ناشناخته، اعمال می-شوند.

از میان روشهای کنترل مقاوم، کنترل مود لغزشی به دلیل مقاوم بودن در مقابل عدم قطعیتهای پارامتری و اغتشاش بار، پاسخ دینامیکی سریع و سادگی محاسباتی نسبت به روشهای دیگر کنترل مقاوم قابل توجه است.

در اکثر کاربردهای صنعتی، عدم قطعیتهای بسیاری همانند نوسانات پارامتری، اغتشاشات خارجی، نیروی اصطحکاک و دینامیکهای مدل نشده وجود دارد که بر روش عملکرد کنترل کننده اثر می گذارد. بنابراین وجود چنین مشکلاتی نیاز به یک کنترلر مقاوم برای غلبه بر مسائل مطرح شده را ایجاب می-نماید. روشهای بسیاری برای این منظور موجود هستند، همانند طراحی H_2 و طرح کنترل دو درجه آزادی [22-23]. خاصیت مشترک تمامی این روشها این است که نیازمند یک مدل خطی شده از سیستم و دارای هزینه محاسباتی سنگین می باشند. به نحوی کاربرد چنین روشهایی، برای کنترل بلادرنگ یک مکانیسم شدیداً غیرخطی همانند بازوی ربات، مفید نخواهند بود.

برای اولین بار در دهه 60 میلادی محققین روسی تئوری کنترل لغزشی را با استفاده از کاربرد ریاضی فیللیوف مطرح نمودند [24]. بعد از انتشار اولین مقالات در زمینه کنترل لغزشی، لیست کارهای مرتبط با آن به نحوی افزایش یافت که هم اکنون در جایگاه خاصی در هر دو کنترل خطی و غیر خطی برخوردار می باشد. مولفین بسیاری این طرح را به صورت پیوسته زمان و گسسته زمان بررسی کرده اند که اهداف تمامی این کارها کنترل مقاوم سیستمهای غیرخطی مختلف و در میان آنها ربات بوده است [25-27]. ریشه اصلی کنترل ساختار متغیر تئوری کنترل بنگ- بنگ بوده و به این علت ساختار متغیر نامیده می-

شود. که ساختار کنترلر به طور دلخواه و مطابق با یک سری قوانین، برای به دست آوردن رفتار مطلوب، سیستم تغییر داده می‌شود و همین امر باعث غیر خطی بودن قانون کنترل منتهی می‌گردد. قانونی که بر تغییر ساختار کنترلر نظارت می‌کند به وسیله توابعی از متغیرهای حالت، انتخاب شده به وسیله طراح، داده می‌شود. کنترلر مود لغزشی، لرزش کنترلی ایجاد می‌کند. تغییرات ناپیوسته قانون کنترل در عبور از سطح لغزش، پدیده لرزش کنترلی را به همراه دارد. پدیده لرزش کنترلی آثار مخربی بر روی سیستم بر جا می‌گذارد، بنابراین باید به دنبال روشی برای حذف این پدیده بود.

برای حذف لرزش کنترلی تاکنون روش‌هایی بررسی شده است. متداول‌ترین این روش‌ها، طراحی لایه مرزی [28] است که در آن، یک لایه مرزی در اطراف سطح لغزش تعریف می‌شود و یک قانون کنترل پیوسته درون این لایه مرزی تقریب زده می‌شود [29-30]، در [31] یک روش برای انتخاب ضخامت لایه مرزی پیشنهاد شده است، در [32] یک کنترلر مود لغزشی فازی پیشنهاد می‌شود که در آن لرزش، با استفاده از یک لایه مرزی فازی در اطراف سطح لغزش کاهش می‌یابد. روش کنترلر مود لغزشی دینامیکی [33]، روش سیمپلکس که برای سیستم‌های چند ورودی – چند خروجی استفاده می‌شود، اساس این روش بر پایه روش‌های قبلی استوار است. روش کنترلر مود لغزشی مرتبه دوم [34]، که از یک الگوریتم بنگ-بنگ استفاده می‌کند [35].

با توجه به مطالب فوق، در این پروژه از روش دینامیک وارون ترکیب شده با کنترلر مود لغزشی برای کنترل یک بازوی دو لینکی ربات استفاده شده است. قبلاً در [34] از دینامیک وارون ترکیب شده با کنترلر مود لغزشی استفاده شده و برای کاهش پدیده لرزش از روش کنترلر مود لغزشی مرتبه دوم استفاده شده است. در این پایان‌نامه، برای کاهش لرزش ابتدا روش لایه مرزی را اعمال می‌کنیم و نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد که این روش با افزایش خطا و کاهش دقت همراه است، پس از آن از روش پیشنهادی پایان‌نامه، قراردادن فیلتر قبل از بازوی ربات، استفاده می‌شود. آنالیز فرکانسی و تحلیل

پایداری آن انجام می‌شود.

2-1 ساختار پایان نامه

فصل دوم: دینامیک ربات

در این فصل پس از مقدمه‌ای بر رباتیک، به مدل‌سازی دینامیکی ربات می‌پردازیم. پس از معرفی برخی مفاهیم فیزیکی که ما را در فهم بهتر معادلات دینامیکی بازوهای مکانیکی کمک می‌کند همانند نمایش دناویت - هارتنبرگ، اینرسی و انرژی به معادلات حرکت ربات می‌پردازیم.

فصل سوم: خطی سازی فیدبکی

در این فصل پس از مقدمه‌ای بر خطی سازی فیدبکی به بیان مبانی خطی سازی فیدبکی پرداخته می‌شود و با اعمال آن به معادلات دینامیکی ربات و مقایسه آن با دینامیک وارون ربات، نشان داده می‌شود که دینامیک وارون در رباتیک همان خطی سازی فیدبکی می باشد.

فصل چهارم: کنترل مود لغزشی و پدیده لرزش کنترلی

در این فصل، پس از مقدمه‌ای بر تئوری مود لغزشی به بیان معایب این روش پرداخته می‌شود، سپس پدیده لرزش و اثرات آن بر روی سیستم بیان می‌شود. در ادامه این فصل مهم‌ترین و متداول‌ترین روش‌های کاهش معرفی و با هم مقایسه می‌شوند.

فصل پنجم:

در این فصل، کنترل مود لغزشی را به بازوی ربات اعمال کرده و پدیده لرزش در کنترل مود لغزشی نشان داده می‌شود. در بخش آخر این فصل با اعمال طراحی لایه مرزی، لرزش کنترلی را کاهش می‌دهیم.

فصل ششم: کاهش لرزش در مود لغزشی بازوی ربات با استفاده از فیلتر

در این فصل، پس از شرح کوتاهی از نحوه عملکرد فیلتر پایین‌گذر، یک فیلتر پایین‌گذر قبل از بازوی ربات قرار داده و به آنالیز فرکانسی آن می‌پردازیم. سپس در بخش بعدی، به تحلیل پایداری سیستم جدید تشکیل یافته از ربات به همراه فیلتر می‌پردازیم. نتایج شبیه‌سازی آورده شده در این فصل مناسب بودن این روش را نشان می‌دهند. در آخر، نتایج شبیه‌سازی را با نتایج فصل پنجم مقایسه می‌کنیم.

فصل هفتم: نتیجه‌گیری

در این فصل نتیجه‌گیری و پیشنهادات آورده شده‌اند.

فصل دوم

دینامیک ربات

2-1 مقدمه ای بر رباتیک

اتوماسیون در بخش‌های مختلف صنعت و کارهای تولیدی در چند دهه اخیر ظهور پیدا کرده است و روز به روز نیز در حال توسعه می‌باشد. بیش از چند دهه از ظهور کارخانجات کاملاً مکانیزه که در آنها تمامی پروسه‌ها اتوماتیک بوده و نیروی انسانی در آن نقش اجرایی ندارد، نمی‌گذرد. اما در چند ساله اخیر، شاهد به وجود آمدن کارخانجات مکانیزه‌ای بوده‌ایم که طراحی، ساخت و نحوه کار آنها واقعاً حیرت‌انگیز است. ایده و دانش کنترل اتوماتیک و استفاده از سیستم‌های مکانیزه در کارخانجات به جنگ جهانی دوم می‌رسد. اما تحولات عظیم و چشمگیر آن در سال‌های اخیر به وقوع پیوسته است.

ربات‌ها جدیدترین مرحله تلاش انسان جهت صنایع اتوماتیک به شمار می‌روند. ربات‌ها آن دسته از ماشین‌های ساخت بشر هستند که لزوماً حرکتهایی شبیه انسان ندارند ولی توان تصمیم‌گیری، ایجاد و کنترل فعالیت‌های از پیش تعیین شده را دارند. در واقع اجزاء ربات، مشابه مغز، حواس، بازوها، دست‌ها و پاهای انسان هستند. ربات آینده آن‌گونه خواهد بود که توانایی دیدن، شنیدن، حرف زدن و حرکت در اطراف، دستکاری اجسام و حتی فکر کردن را دارد. علی‌رغم آن‌که سطوح فعلی از فناوری قادر به ایجاد چنین ماشینی نیست، اما این یکی از اهداف نهایی تحقیقات رباتیک است.

2-2 دینامیک

در این بخش به مدل‌سازی دینامیکی ربات بدون حضور محرکه‌ها می‌پردازیم.

2-2-1 نمایش دناویت - هارتنبرگ

به دنبال هر حرکت ربات یک سری از معادلات و ارزیابی‌های هندسی پیچیده وجود دارد که دینامیک حرکت را توصیف می‌کند. یک دستورالعمل متداول جهت تعیین دستگاه‌های مختصات در کاربردهای

رباتیک، دناویت- هارتنبرگ است. در این دستورالعمل هر ماتریس تبدیل A_i به صورت حاصل ضرب چهار تبدیل اساسی نشان داده می‌شود.

$$A_i = Rot_{z,q_i} Trans_{z,d_i} Trans_{x,a_i} . Rot_{x,a_i} \quad (1-2)$$

که در آن چهار کمیت a_i, d_i, a_i, q_i پارامترهای رابط i و مفصل i هستند و به صورت زیر معرفی می‌شوند.

a_i : طول d_i : انحراف

a_i : پیچش q_i : زاویه

$$A_i = \begin{bmatrix} C_{q_i} & -S_{q_i} & 0 & 0 \\ S_{q_i} & C_{q_i} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & d_i \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & a_i \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & C_{a_i} & -S_{a_i} & 0 \\ 0 & S_{a_i} & C_{a_i} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2-2)$$

$$= \begin{bmatrix} C_{q_i} & -S_{q_i} C_{a_i} & S_{q_i} S_{a_i} & a_i C_{q_i} \\ S_{q_i} & C_{q_i} C_{a_i} & -C_{q_i} S_{a_i} & a_i S_{q_i} \\ 0 & S_{a_i} & C_{a_i} & d_i \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

چون ماتریس A_i تابعی از یک متغیر است، سه تا از این کمیت‌ها برای رابط ثابت بوده و چهارمین پارامتر (q_i) برای یک مفصل لولایی و (d_i) برای یک مفصل کشویی متغیر هستند. جهت بدست آوردن نمایش سینماتیک مستقیم ربات مستلزم هستیم که طبق الگوریتم ذیل ابتدا دستگاه‌های مختصات را برای یک ربات با n رابط تعیین کرده و سپس پارامترهای رابط را برای بازوی مورد نظر استخراج کرده و نهایتاً اقدام به محاسبه ماتریس‌های تبدیل نمائیم. مراحل بدست آوردن سینماتیک مستقیم برای هر بازوی ماهر به شرح ذیل خلاصه می‌گردد [36].

گام 1: محورهای مفاصل را $z_0, \dots, z_{n-1}$ قرار داده و نامگذاری می‌نمائیم.

گام 2: دستگاه پایه را نصب کرده، مبدا را در هر جای دلخواه روی محور z_0 تنظیم کنید. محورهای x_0, y_0 را با در نظر گرفتن دستگاه راستگرد به طور مناسب انتخاب می‌نمائیم.

برای $i = 1, \dots, n-1$ گام‌های 3 تا 5 را اجرا نمائید.

گام 3: مبدا o_i را جایی که عمود مشترک z_{i-1}, z_i را قطع می‌کند، قرار دهید. اگر z_{i-1}, z_i موازی هستند o_i را در محل مفصل i قرار دهید.

گام 4: x_i را در امتداد عمود مشترک بین z_{i-1}, z_i و در عبور از o_i قرار دهید، یا وقتی z_{i-1}, z_i متقاطع هستند در جهت عمود به صفحه z_{i-1}, z_i قرار دهید.

گام 5: y_i را با تکمیل راستگرد مشخص سازید.

گام 6: دستگاه مختصات قسمت پایانی $o_n x_n y_n z_n$ را تعیین کنید. با توجه به آنکه مفصل n لولایی است، $k_n = a$ را در امتداد جهت z_{n-1} تنظیم نمائید. مبدا o_n را به طور مناسب در امتداد z_n قرار دهید. ترجیحاً در مرکز نهایی یا در سر هر ابزاری که بازوی ماهر حمل می‌کند. $j_n = n$ را در جهت بسته‌شدن ربات تنظیم نمائید و $i_n = n$ را در جهت $s \times a$ تنظیم نمائید. اگر ابزار یک گیره ساده نیست x_n, y_n را به طور مناسب برای تشکیل یک دستگاه راستگرد تنظیم نمائید.

گام 7: یک جدول از پارامترهای رابط q_i, a_i, d_i, a_i درست کنید.

a_i : طول امتداد x_i از o_i تا محل تقاطع محورهای x_i, z_{i-1}

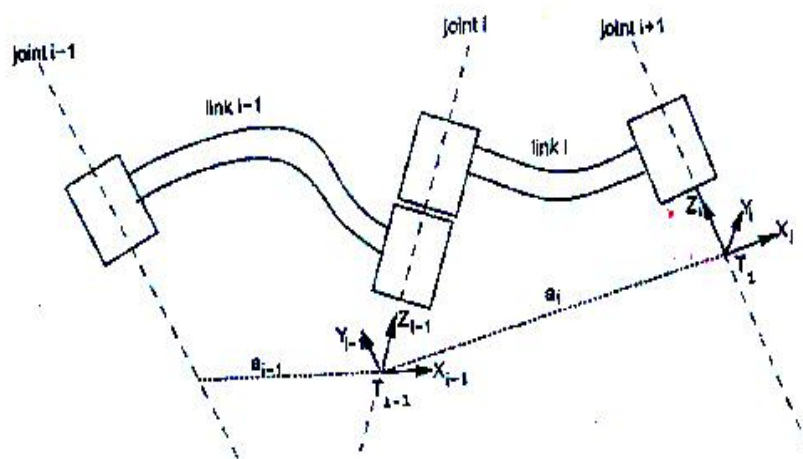
d_i : طول امتداد z_{i-1} از o_{i-1} تا محل تقاطع محورهای x_i, z_{i-1} . هر گاه مفصل i کشویی باشد d_i متغیر است.

a_i : زاویه بین z_i, z_{i-1} که حول x_i اندازه گیری می شود. شکل (1-2)

q_i : زاویه بین x_i, x_{i-1} که حول z_{i-1} اندازه گیری می شود. هر گاه مفصل i لولایی باشد، q_i متغیر است.

گام 8: ماتریس های تبدیل همگن a_i را با جایگذاری پارامترهای بدست آمده در بالا در معادله (2-2) تشکیل دهید.

گام 9: $t_o^n = a_1, \dots, a_n$ را تشکیل دهید. این موقعیت و جهت دستگاه مختصات ابزار در دستگاه مختصات پایه را معین می سازد.



شکل 1-2 دستگاه های مختصات با برقراری فرض های دناویت- هارتنبرگ

2-2-2 نیرو، اینرسی و انرژی

با برخی مفاهیم فیزیکی که ما را در فهم بهتر معادلات دینامیکی بازوهای مکانیکی کمک می‌کند شروع می‌کنیم.

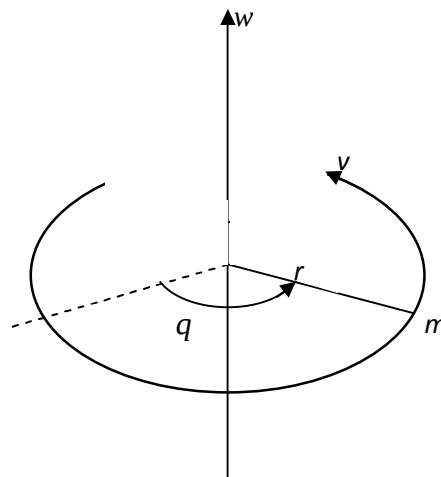
نیروی گریز از مرکز یک جسم به جرم m که حول یک نقطه با شعاع r و با سرعت زاویه ای w می‌چرخد (شکل (2-2)) با رابطه زیر بدست می‌آید:

$$F_{cent} = \frac{mv^2}{r} = mw^2r = m\dot{\phi}r \quad (3-2)$$

که در آن v سرعت خطی است:

$$v = w \times r \quad (4-2)$$

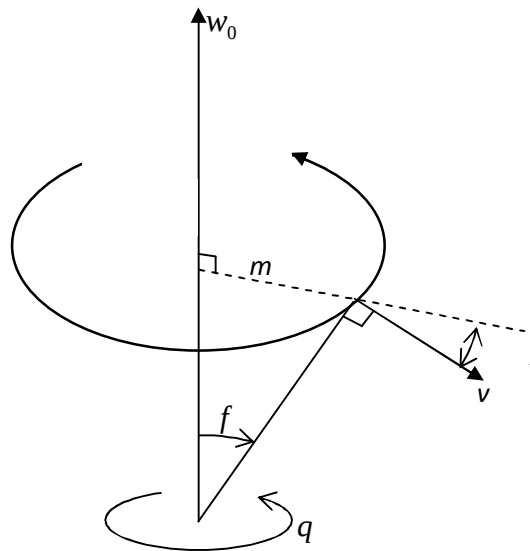
حال یک کره با جرم m را در نظر بگیرید که با سرعت زاویه ای w_0 حول مرکز خودش می‌چرخد، شکل (2-2).



شکل 2-2 نیروی گریز از مرکز

نیروی کوریولیس^۲ کره در حال چرخش با رابطه (5-2) به دست می‌آید.

$$F_{cor} = -2m\omega_0 \times v \quad (5-2)$$

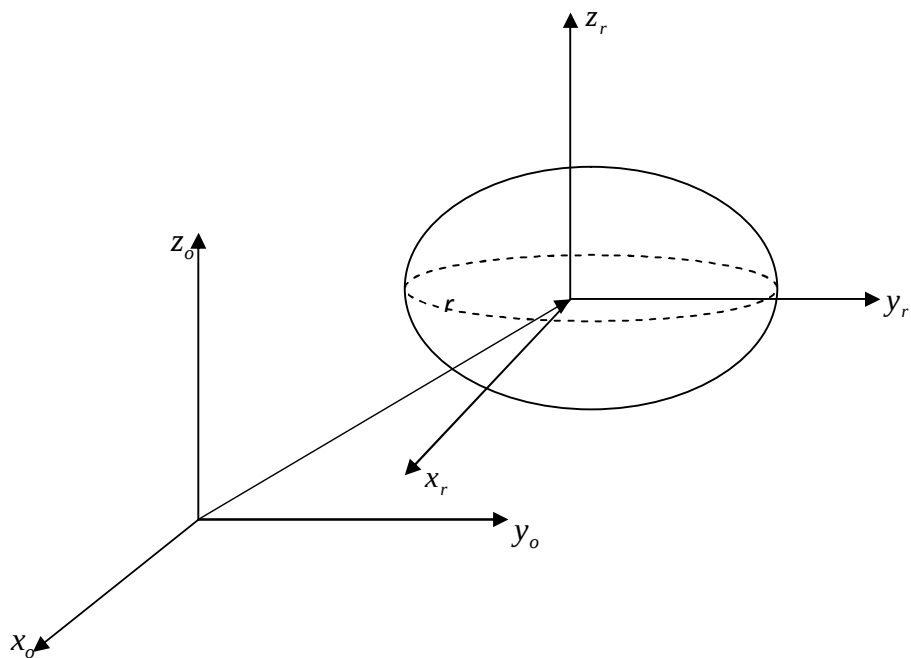


شکل 2-3 نیروی گریز از مرکز

انرژی جنبشی یک جسم صلب با جرم m که دارای دو حرکت انتقالی با سرعت خطی v و چرخشی با سرعت زاویه ای w است از دو بخش تشکیل می‌شود: انرژی انتقالی با متمرکز کردن جرم جسم در مرکز جرم و انرژی چرخشی حول مرکز جرم جسم. با تعیین مرکز جرم جسم و اختصاص دادن یک دستگاه مختصات به مرکز جرم جسم مطابق شکل (4-2) انرژی جنبشی جسم به صورت زیر محاسبه می‌شود.

$$k = \frac{1}{2}mv^T v + \frac{1}{2}w^T I w \quad (6-2)$$

^۲ Coriolis



شکل 4-2 جسم صلب به همراه مختصات مرکز جرم

که در آن ماتریس اینرسی I یک ماتریس 3×3 است که طبق رابطه (7-2) محاسبه می شود.

$$I = \begin{bmatrix} I_{xx} & I_{xy} & I_{xz} \\ I_{yx} & I_{yy} & I_{yz} \\ I_{zx} & I_{zy} & I_{zz} \end{bmatrix} \quad (7-2)$$

$$I_{yy} = \iiint (z^2 + x^2) r(x, y, z) dx dy dz$$

$$I_{zz} = \iiint (x^2 + y^2) r(x, y, z) dx dy dz$$

$$I_{xy} = I_{yx} = -\iiint xy r(x, y, z) dx dy dz$$

$$I_{xz} = I_{zx} = -\iiint xz r(x, y, z) dx dy dz$$

$$I_{yz} = I_{zy} = -\iiint yz r(x, y, z) dx dy dz$$

حال به یک بازوی ماهر n رابط توجه نمایید. در بخش‌های قبلی مشاهده کردید که سرعت‌های زاویه‌ای و خطی هر نقطه روی هر رابط به سادگی می‌تواند برحسب ماتریس ژاکوبین و مشتق متغیرهای مفاصل بیان شود. از آنجا که در این حالت متغیرهای مفاصل در واقع مختصات تعمیم یافته هستند برای ماتریس‌های ژاکوبین داریم:

$$\begin{bmatrix} v_i \\ w_i \end{bmatrix} = J_i \dot{\phi} \quad (8-2)$$

حال در نظر بگیرید که جرم رابط i برابر m_i است و I_i ماتریس اینرسی رابط i در یک دستگاه مختصات موازی با دستگاه i تعیین می‌شود و مبدأ آن در مرکز جرم قرار دارد. بنابراین از (6-2) نتیجه می‌شود که کل انرژی جنبشی بازوی ماهر برابر است با:

$$K = \frac{1}{2} \dot{\phi}^T \sum_{i=1}^n \left[m_i Jv_i^T(q) Jv_i(q) + Jw_i^T(q) R_i(q) I_i R_i^T(q) Jw_i(q) \right] \dot{\phi} \quad (9-2)$$

به عبارت دیگر، انرژی جنبشی بازوی ماهر به فرم زیر است:

$$K = \frac{1}{2} \dot{\phi}^T D(q) \dot{\phi} \quad (10-2)$$

که $D(q)$ یک ماتریس معین مثبت متقارن است و به‌طور کلی وابسته به ترکیب بازوی ماهر است. ماتریس $D(q)$ ماتریس اینرسی نامیده می‌شود.

انرژی پتانسیل یک ذره کوچک در موقعیت r روی یک جسم صلب برابر $g^T r dm$ است. بنابراین کل انرژی پتانسیل برابر است با:

$$p = \int g^T r dm = g^T r_c m \quad (11-2)$$

به عبارت دیگر انرژی پتانسیل جسم همان است که اگر جرم جسم به طور فشرده در مرکز جرم آن بود.

یک ربات n رابط را در نظر بگیرید، انرژی پتانسیل رابط i براساس (11-2) به صورت زیر است:

$$p_i = g^T r_{ci} m_i \quad (12-2)$$

و انرژی پتانسیل کل ربات نیز حاصل جمع انرژی رابط‌هاست (13-2).

$$P = \sum_{i=1}^n p_i \quad (13-2)$$

پس مشاهده می‌شود که انرژی پتانسیل بازوی ماهر فقط به بردار q بستگی دارد و به ϕ بستگی ندارد.

3-2-2 مکانیک لاگرانژ

مکانیک لاگرانژ بر اساس مشتق جملات انرژی سیستم نسبت به متغیرهای سیستم و زمان، استوار است. برای موارد ساده، به کارگیری آن ساده‌تر از مکانیک نیوتن است. با وجود این، وقتی سیستم پیچیده‌تر می‌شود، روش لاگرانژ نسبتاً آسان‌تر خواهد بود. مکانیک لاگرانژ طبق دو اصل کلی است، که یکی برای حرکت‌های خطی و دیگری برای حرکت‌های دورانی است. ابتدا لاگرانژین را به صورت زیر تعریف می‌کنیم.

$$l = k - p \quad (14-2)$$

که l لاگرانژین، k انرژی جنبشی سیستم و p انرژی پتانسیل سیستم است. پس برای معادلات حرکت داریم:

$$t = \frac{d}{dt} \frac{\partial l}{\partial \dot{\phi}} - \frac{\partial l}{\partial q} \quad (15-2)$$

که q بردار n بعدی از مختصات تعمیم‌یافته، t بردار n بعدی از نیروهای تعمیم‌یافته و لاگرانژین

تفاضل انرژی جنبشی و پتانسیل است. در مباحث ما q بردار n بعدی از متغیرهای مفاصل ربات و t بردار n بعدی از گشتاورهای مفاصل است که باعث به حرکت درآمدن آنها می شود. یک حالت خاص معادله (2-15) برای ربات ها ایجاد می شود که انرژی جنبشی آن یک تابع درجه دو از بردار $\dot{q}$ و انرژی پتانسیل آن مستقل از $\dot{q}$ است. در این حالت معادلات حرکت ربات به صورت زیر ظاهر می شوند.

$$t = D(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q}) + g(q) \quad (16-2)$$

که در آن $C(q, \dot{q})$ ماتریس گشتاور جانب مرکز و کریولیس است که برای درایه های آن داریم:

$$\begin{aligned} C_{kj} &= \sum_{i=1}^n c_{ijk}(q) \dot{q}_i \\ &= \sum_{i=1}^n \frac{1}{2} \left\{ \frac{\partial d_{kj}}{\partial q_i} + \frac{\partial d_{ki}}{\partial q_i} - \frac{\partial d_{ij}}{\partial q_k} \right\} \dot{q}_i \end{aligned} \quad (17-2)$$

که بخش های (2-17) نمادهای کریستوفل نامیده می شوند. و بردار گشتاور ثقلی g_k نیز به صورت زیر بدست می آید.

$$g_k = \frac{\partial v}{\partial q_k} \quad (18-2)$$

2-3 معادلات حرکت ربات

با توجه به مطالب گفته شده در بخش های قبلی این فصل، مدل ریاضی یک ربات صلب با n درجه آزادی را می توان با مجموعه ای از n معادله به صورت ذیل بیان کرد [37].

$$M(q)\ddot{q} + B(q)[\dot{q}\dot{q}] + C(q)[\dot{q}^2] + G(q) = t \quad (19-2)$$

قسمت های مختلف آن به شرح زیر توصیف می شود:

q : یک بردار n بعدی است که موقعیت مفصل های ربات را توصیف می کند.

t : بردار گشتاورهای ورودی

$G(q)$: بردار گشتاورهای گرانشی

$B(q)$: ماتریس $n \times n$ گشتاورهای گریز از مرکز

$C(q)$: ماتریس $n \times \frac{n(n-1)}{2}$ گشتاورهای کوریولیس

$M(q)$: ماتریس اینرسی مثبت معین متقارن $n \times n$ بازوی ربات

سمبل های $[\ddot{q}]$ و $[\dot{q}]$ به ترتیب بیانگر حاصل ضرب بردارهای سرعت و مربع سرعت ها به ترتیب با

ابعاد $\frac{n(n-1)}{2} \times 1$ و $n \times 1$ می باشند.

فرم گسترده $[\ddot{q}]$ و $[\dot{q}]$ به ترتیب به صورت های ذیل نمایش داده می شود.

$$[\ddot{q}] = [\ddot{q}_1 \ddot{q}_2 \quad \ddot{q}_1 \ddot{q}_3 \quad \ddot{q}_1 \ddot{q}_n \quad \ddot{q}_2 \ddot{q}_3 \quad \ddot{q}_2 \ddot{q}_4 \quad \dots \quad \ddot{q}_{n-2} \ddot{q}_n \quad \ddot{q}_{n-1} \ddot{q}_n]^T \quad (20-2)$$

$$(21-2)$$

$$[\ddot{q}^2] = [\ddot{q}_1^2 \quad \ddot{q}_2^2 \quad \dots \quad \ddot{q}_n^2]$$
 معادله دینامیکی ربات را می توان به فرم فشرده ذیل نوشت.

$$M(q)\ddot{q} + h(q, \dot{q}) = t \quad (22-2)$$

که $h(q, \dot{q})$ نیروهای گرانشی، کوریولیس و گریز از مرکز را شامل می شود.

برای بازوی ربات دو لینکی که در این پایان نامه بررسی می شود، معادلات دینامیکی $M(q), h(q, \dot{q})$ به

صورت ذیل است:

$$M(q) = \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} \\ M_{21} & M_{22} \end{bmatrix} \quad (23-2)$$

$$M_{11} = m_1 l_{c_1}^2 + m_2 (l_1^2 + l_{c_2}^2 + 2l_1 l_2 \cos(q_2)) + I_1 + I_2 \quad (24-2)$$

$$M_{12} = m_2 (l_{c_2}^2 + l_1 l_{c_2} \cos(q_2)) + I_2 \quad (25-2)$$

$$M_{21} = m_2 (l_{c_2}^2 + l_1 l_{c_2} \cos(q_2)) + I_2 \quad (26-2)$$

$$M_{22} = m_2 (l_{c_2}^2) + I_2 \quad (27-2)$$

$$h(q, \Phi) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} \quad (28-2)$$

$$h_1 = -(m_2 l_1 l_{c_2} \sin(q_2))(\Phi_1 \Phi_2 + \Phi_1^2) + (m_1 l_{c_1} + m_2 l_1)g \cos(q_1) + m_2 l_{c_2} \cos(q_1 + q_2) \quad (29-2)$$

$$h_2 = m_2 l_1 l_{c_2} \sin(q_2) + m_2 l_{c_2} \sin(q_1 + q_2) \quad (30-2)$$

m_1 : جرم لینک 1، m_2 : جرم لینک 2

l_1 : طول رابط 1، l_2 : طول رابط 2

l_{c_1} : طول مرکز جرم لینک 1، l_{c_2} : طول مرکز جرم لینک 2

فصل سوم

خطی سازی فیدبکی

3-1 مقدمه‌ای بر خطی‌سازی فیدبکی

ایده اصلی خطی‌سازی فیدبکی، ساختن یک قانون کنترل غیرخطی به عنوان یک کنترل حلقه درونی است، که در حالت ایده‌آل، سیستم غیرخطی را بعد از تغییر مناسب مختصات فضای حالت، خطی می‌کند. پس از آن طراح می‌تواند یک مرحله دوم یا کنترل حلقه بیرونی در مختصات جدید طرح نماید که مشخصات طرح مرسوم کنترل نظیر ردیابی و اغتشاش‌ناپذیری را برآورده سازد.

3-2 مبانی خطی‌سازی فیدبکی

سیستم با معادله دینامیکی زیر را در نظر بگیرید.

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (1-3)$$

$$y = h(x) \quad (2-3)$$

که در آن x بردار حالت n -بعدی و u بردار ورودی با ابعاد $m \times 1$ ، y بردار خروجی سیستم با ابعاد $m \times 1$ ، $f(x)$ و $h(x)$ میدان‌های برداری هموار و g ماتریس با ابعاد $m \times n$ است که ستون‌های آن میدان‌های برداری هموار g_i می‌باشد. ایده اصلی خطی‌سازی فیدبکی، یافتن یک قانون کنترل فیدبکی غیرخطی به صورت رابطه (3-2-3) است:

$$u = a(x) + b(x)v \quad (3-3)$$

با $b(x)$ نا تکین، ورودی کمکی v و یک تبدیل مختصات $z = f(x)$ است، به گونه ای که در مختصات جدید سیستم حلقه بسته خطی و کنترل پذیر می‌باشد.

اگر (3-1) را به صورت ساختار زیر در نظر بگیریم:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \vdots \\ \dot{x}_{n-1} = x_n \\ \dot{x}_n = f_n(x) + g_n(x)u \end{cases} \quad (4-3)$$

برای خطی‌سازی فیدبکی کافی است که ساختار جدید زیر را پیشنهاد دهیم:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \vdots \\ \dot{x}_{n-1} = x_n \\ \dot{x}_n = v \\ v = f_n(x) + g_n(x)u \end{cases} \quad (5-3)$$

با پیشنهاد قانون کنترل u ساختار غیرخطی (4-3) به ساختار خطی کانونیکال (5-3) تبدیل می‌شود:

$$u = \frac{1}{g(x)}v - \frac{f_n(x)}{g_n(x)} \quad g_n(x) \neq 0 \quad (6-3)$$

برای سیستم‌های غیرخطی عمومی شاید یافتن چنین قانون کنترلی کاملاً سخت یا غیر ممکن باشد، اما در حالت معادلات دینامیکی بازوی ماهر این مسئله عملاً آسان است و منجر به یک سیستم انتگرال‌گیر دوگانه می‌شود.

$$\dot{x} = v \quad (7-3)$$

در اینجا برخی روابط پایه و شرایط لازم و کافی برای به کارگیری خطی‌سازی فیدبکی اشاره می‌گردد. برای جزئیات بیشتر می‌توان به [38] مراجعه کرد.

• تعریف 1: مشتقات لی³

مشتق لی تابع ارزیابی شده حقیقی h نسبت به میدان برداری f عبارت است از:

³ Lie derivative

$$L_f h = \nabla h \cdot f = \begin{bmatrix} \frac{\partial h}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial h}{\partial x_n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{1(x)} \\ \vdots \\ f_{2(x)} \end{bmatrix} \quad (8-3)$$

• تعریف 2: براکت لی⁴

براکت لی دومیدان برداری f و g که به صورت $adfg$ نمایش داده می شود عبارت است از:

$$adfg = [f, g] = \nabla_g f - \nabla_f g \quad (9-3)$$

وبه همین ترتیب براکت لی مکرر دو میدان برداری f و g بصورت بازگشتی توسط رابطه ذیل بیان می گردد.

$$ad_f^0 g = [f, ad_f^{i-1} g] \quad i = 1, 2, \dots \quad (10-3)$$

• تعریف 3: انتگرال پذیری کامل²

یک مجموعه مستقل خطی از میدان های برداری $\{f_1, \dots, f_m\}$ انتگرال پذیر کامل است:

اگر و فقط اگر $n-m$ تابع اسکالر $\{h_1, \dots, h_{n-m}\}$ وجود داشته باشد که معادلات دیفرانسیل با مشتقات جزئی سیستم به صورت ذیل را بر آورده می سازد.

$$\nabla h_i \cdot f_j = 0 \quad 1 \leq i \leq n-m, 1 \leq j \leq m \quad (11-3)$$

لازم به ذکر است که ∇h_i ها به طور خطی مستقل هستند.

⁴ Lie bracket

² Complete integrability

بردارهای $u_1, u_2, \dots, u_n$ را مستقل خطی گویند، اگر معادله به شکل $c_1 u_1 + c_2 u_2 + \dots + c_n u_n = 0$ که در آن $c_1, c_2, \dots, c_n$ اسکالرهای ثابتی هستند، فقط به ازای شرط $c_1 = c_2 = \dots = c_n = 0$ برقرار باشد.

• تعریف 4: اینوولوتیو بودن⁵

یک مجموعه مستقل خطی از میدان های برداری $\{f_1, \dots, f_m\}$ اینوولوتیو گفته می شود اگر و فقط اگر a_{ijk} وجود داشته باشد به طوری که :

$$[f_i(x), f_j(x)] = \sum_{k=1}^m a_{ijk}(x) f_k(x) \quad \forall i, j \quad (12-3)$$

• بررسی قابلیت خطی سازی سیستم

سیستم (3-1) قابلیت خطی سازی فیدبکی دارد، هرگاه دو شرط زیر برقرار باشند:

شرط اول:

مجموعه (13-3)

$$\{g, ad_f(g), ad_f^2(g), \dots, ad_f^{n-1}(g)\} \quad (13-3)$$

مستقل خطی باشد.

شرط دوم:

مجموعه (3-14)

$$\{g, ad_f(g), ad_f^2(g), \dots, ad_f^{n-2}(g)\} \quad (14-3)$$

⁵ Involutivity

اینولوژیو باشد.

3-3 خطی سازی فیدبکی معادلات دینامیکی بازوی ربات

در حالت کلی یک بازوی ربات n -رابط با معادلات دینامیکی یک سیستم غیرخطی است که با چند ورودی بیان می شود. تعیین شرایط خطی سازی فیدبکی برای سیستم های چند ورودی نسبت به یک ورودی سخت تر است، اما ایده آن همان است که در حالت یک ورودی به کار می رود. همچنین در سیستم های چند ورودی می توانیم سیستم را مجزا کنیم و خطی سازی سیستم به طریقی انجام شود که سیستم خطی حاصل شامل چند سیستم داخلی باشد و هر کدام به وسیله ی یکی از ورودی های کنترل حلقه بیرونی تحریک شوند.

$$M(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + G(q) = t \quad (15-3)$$

$$\ddot{q} = -M^{-1}(q)h(q, \dot{q}) + M^{-1}(q)t \quad (16-3)$$

مدل در فضای حالت معادله دینامیکی بازوی ربات را به صورت ذیل تشکیل می دهیم.

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = q \\ \dot{x}_2 = \dot{q} \end{cases} \quad (17-3)$$

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -M^{-1}(x_1)h(x_1, x_2) + M^{-1}(x_1)t \end{cases} \quad (18-3)$$

خطی سازی فیدبکی، رابطه زیر را نتیجه خواهد داد:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = v \end{cases} \quad (19-3)$$

که قانون کنترل ذیل محقق شده است:

$$v = -M^{-1}(x_1)h(x_1, x_2) + M^{-1}(x_1)t \quad (20-3)$$

$$t = M(x_1)v + h(x_1, x_2) \quad (21-3)$$

$$\dot{x}_1 = v \quad (22-3)$$

سپس با اعمال قانون کنترل خطی زیر

$$v = \ddot{x}_1^d + k_d(\dot{x}_1^d - \dot{x}_1) + k_p(x_1^d - x_1) \quad (23-3)$$

خواهیم داشت:

$$\begin{aligned} \ddot{x}_1^d - \ddot{x}_1 + k_d(\dot{x}_1^d - \dot{x}_1) + k_p(x_1^d - x_1) &= 0 \\ t &\rightarrow \infty \\ x_1 &\rightarrow x_1^d \end{aligned} \quad (24-3)$$

x_1^d : مسیر مطلوب

آنگاه خطای ردیابی $e(t) = x^d - x$ رابطه ذیل را برقرار می‌سازد.

$$\ddot{e}(t) + k_d\dot{e}(t) + k_p e(t) = 0 \quad (25-3)$$

3-4- دینامیک وارون بازوی ربات

در معادله دینامیکی بازوی ربات (3-17) ایده دینامیک وارون یک قانون کنترل فیدبکی غیرخطی به صورت زیر است:

$$t = f(q, \dot{q}) \quad (26-3)$$

که وقتی در معادله (3-26) قرار می‌دهیم به یک سیستم حلقه بسته خطی به صورت زیر می‌انجامد:

$$t = M(q)v + h(q, \dot{q}) \quad (27-3)$$

از آن جا که ماتریس لختی M مثبت معین است، بنابراین وارون پذیر است، سیستم ترکیب شده (26-3) و (27-3) به رابطه زیر کاهش می یابد:

$$\ddot{q} = v \quad (28-3)$$

جمله ی v یک ورودی جدید به سیستم را نشان می دهد که هنوز باید انتخاب شود. معادله ی (28-3) به عنوان سیستم انتگرال گیر دوگانه نامیده می شود. n انتگرال گیر دوگانه مستقل را نشان می دهد. قانون کنترل غیرخطی (27-3) کنترل دینامیک های وارون (27-3) نامیده می شود و به نتایج مهمتری می رسد به طوری که سیستم جدید (28-3) خطی و مجزا شده است. یعنی هر ورودی v_k می تواند برای کنترل یک سیستم خطی اسکالر طراحی شود. بعلاوه با فرض اینکه v_k فقط تابعی از q_k و مشتقات آن است پس v_k به صورت مستقل از حرکت سایر رابطها، روی q_k اثر می گذارد. از آنجا که v_k می تواند برای کنترل یک سیستم خطی ساده مرتبه دوم طراحی شود، انتخاب بدیهی عبارت است از :

$$v = -k_p q - k_d \dot{q} + r \quad (29-3)$$

که در آن k_p و k_d ماتریس های قطری هستند.

$$r = \ddot{q}_d + k_d \dot{q}_d + k_p q_d \quad (30-3)$$

آنگاه خطای ردیابی $e(t) = q_d - q$ رابطه زیر را برآورده می سازد:

$$\ddot{e}(t) + k_d \dot{e}(t) + k_p e(t) = 0 \quad (31-3)$$

روش دینامیک وارون به عنوان یک پایه از کنترل بازوهای ماهر ربات فوق العاده مهم است و ارزش آن

هنگامی معلوم می‌شود که از زوایای مختلف به آن نگاه کنیم. تفسیر دوم از قانون کنترل (27-3) چنین است:

از آنجا که $M(q)$ برای $q \in R^n$ وارون پذیر است، شتاب $\ddot{q}$ بازوی ماهر را چنین حل می‌کنیم:

$$\ddot{q} = M^{-1}\{t - h(q, \dot{q})\} \quad (32-3)$$

در نظر می‌گیریم که قادر به تعیین شتاب به‌عنوان ورودی سیستم بودیم. به عبارتی در نظر بگیرید که محرکه‌هایی داشتیم که قادر به تولید مستقیم فرمان شتاب بودند. هر گاه دینامیک بازوی ماهر که بعد از دستگاه کنترل موقعیت است به‌صورت زیر باشد:

$$\ddot{q}(t) = v(t) \quad (33-3)$$

که در آن بردار شتاب ورودی است. این دوباره از خانواده سیستم انتگرال گیر دو گانه است. توجه کنید که (31-3) به هیچ وجه یک تقریب نیست، در حالی که آن، دینامیک سیستم حلقه باز واقعی را نشان می‌دهد و شتاب را بعنوان ورودی تحویل می‌دهد. حالا مسئله کنترل سیستم (33-3) آسان است و ورودی شتاب v می‌تواند مثل قبل همانند (29-3) انتخاب شود.

اما در عمل، در دنیای فیزیکی، محرکه‌های شتاب تحقق نیافته‌اند و باید به توانایی تولید یک نیروی تعمیم یافته (گشتاور) t_i در هر مفصل i توجه نماییم. با مقایسه‌ی معادلات (33-3) و (32-3) می‌بینیم که گشتاور t و شتاب v بازوی ماهر مطابق رابطه‌ی زیر با هم مرتبط هستند:

$$M^{-1}\{t - h(q, \dot{q})\} = v \quad (34-3)$$

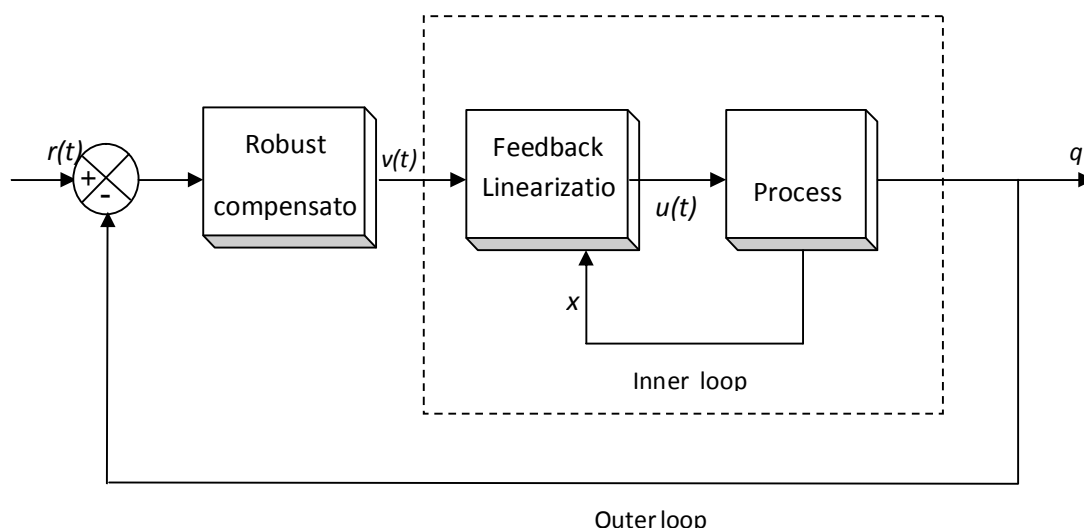
با وارون پذیری ماتریس اینرسی می‌توانیم، گشتاور ورودی t را به‌صورت ذیل به‌دست می‌آوریم:

$$t = M(q)(\dot{v}) + h(q, \dot{q}) \quad (35-3)$$

که درست مثل رابطه به دست آمده قبلی (20-3) است. بنابراین دینامیک وارون می‌تواند به عنوان یک تبدیل ورودی، مسئله را از انتخاب فرمان‌های ورودی گشتاور که مشکل است به انتخاب یکی از فرمان‌های ورودی شتاب که آسان است تبدیل کند.

همان طور که در بخش (3-3) گفته شد، محاسبه کنترل غیر خطی (35-3) توسط حلقه‌ی داخلی به ازای بردارهای $q, \dot{q}$ و $\dot{v}$ به عنوان ورودی و t به عنوان خروجی است.

حلقه خارجی در سیستم محاسبه ورودی اضافه شده $\dot{v}$ است. کنترل حلقه خارجی $\dot{v}$ بیشتر با اصطلاح کنترل فیدبکی با توجه به خطا شناخته می‌شود. طراحی کنترل فیدبکی حلقه‌ی خارجی در تئوری به طور چشمگیری ساده است، زیرا برای طرح خط‌چین شده در شکل (1-3) طراحی می‌شود که حالا یک سیستم خطی یا تقریباً خطی است. روش دینامیک وارون از نقطه نظر کنترل خیلی جالب است زیرا روابط دینامیکی غیر خطی شدید بازوی ربات حذف می‌شوند و توسط یک سیستم مرتبه دوم مستقل ساده جایگزین می‌گردند.



شکل 1-3 طرح کنترل حلقه داخلی - حلقه خارجی

همان‌طور که ملاحظه شد، روابط بدست آمده از دینامیک وارون بازوی ماهر ربات با روابط بدست آمده از خطی‌سازی فیدبکی در بخش (3-3) یکسان است، بنابراین در رباتیک خطی‌سازی فیدبکی همان دینامیک وارون است.

کنترل مبتنی بر خطی‌سازی فیدبکی بر روی یک بازوی ربات دو لینکی به صورت ذیل است:

$$M(q)\ddot{\phi} + h(q, \dot{\phi}) = \tau \quad (36-3)$$

$$v = \ddot{\phi} \quad (37-3)$$

$$v = \ddot{\phi}_d + k_d(\dot{\phi}_d - \dot{\phi}) + k_p(q_d - q) \quad (38-3)$$

$$\ddot{\phi}(t) + k_d\dot{\phi}(t) + k_p e(t) = 0 \quad (39-3)$$

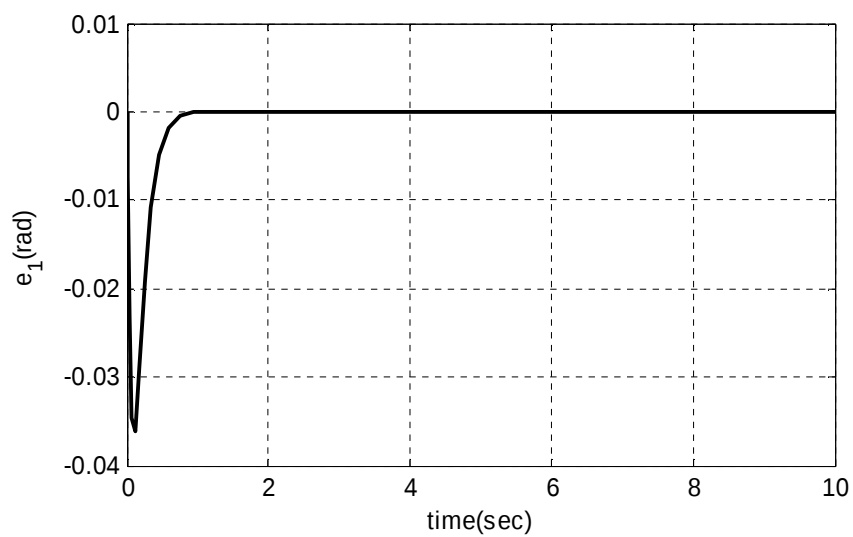
$$(40-3)$$

$$M(q) = \begin{bmatrix} m_1 l_{c_1}^2 + m_2(l_1^2 + l_{c_2}^2 + 2l_1 l_2 \cos(q_2)) + I_1 + I_2 & m_2(l_{c_2}^2 + l_1 l_{c_2} \cos(q_2)) + I_2 \\ m_2(l_{c_2}^2 + l_1 l_{c_2} \cos(q_2)) + I_2 & m_2(l_{c_2}^2) + I_2 \end{bmatrix} \quad (41-3)$$

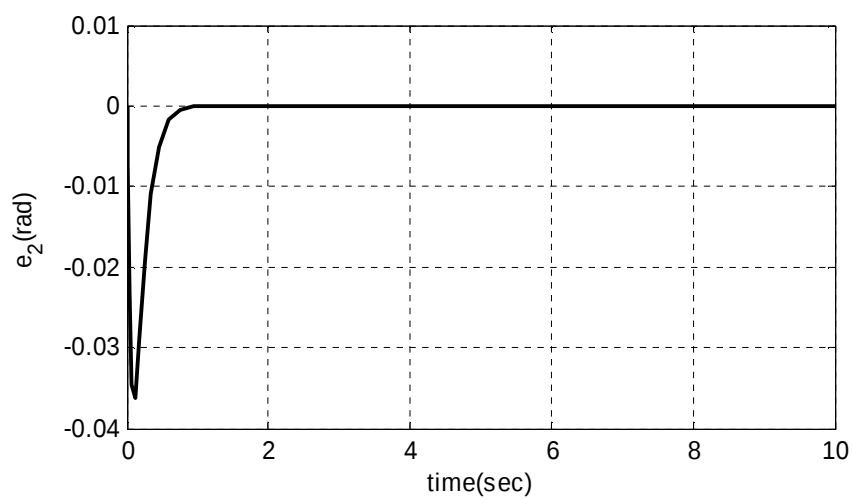
$$h(q, \dot{\phi}) = \begin{bmatrix} -(m_2 l_1 l_{c_2} \sin(q_2))(\dot{\phi}_1 \dot{\phi}_2 + \dot{\phi}_1^2) + (m_1 l_{c_1} + m_2 l_1)g \cos(q_1) + m_2 l_{c_2} \cos(q_1 + q_2) \\ m_2 l_1 l_{c_2} \sin(q_2) + m_2 l_{c_2} \sin(q_1 + q_2) \end{bmatrix}$$

قانون کنترل فوق را با مقادیر k_p, k_d که در ذیل آورده شده است، شبیه‌سازی کرده و نتایج آن در ادامه آورده شده‌اند.

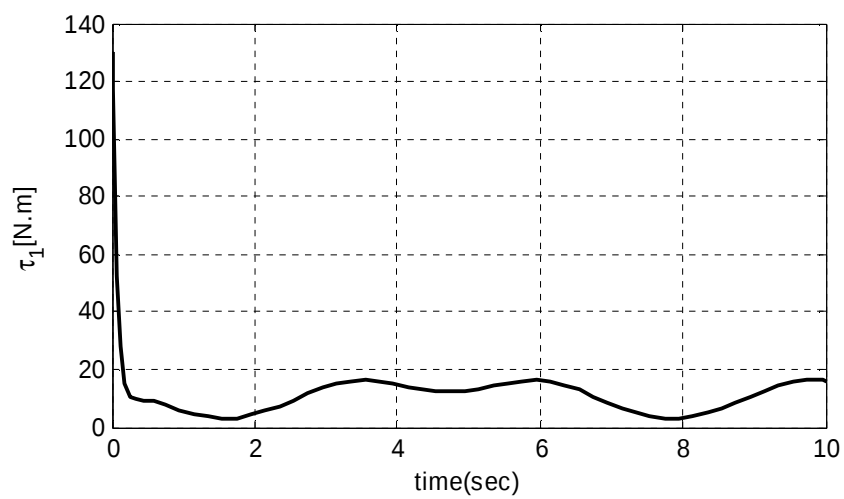
$$k_1 = \begin{bmatrix} 100 & 0 \\ 0 & 144 \end{bmatrix}, k_2 = \begin{bmatrix} 20 & 0 \\ 0 & 24 \end{bmatrix} \quad (42-3)$$



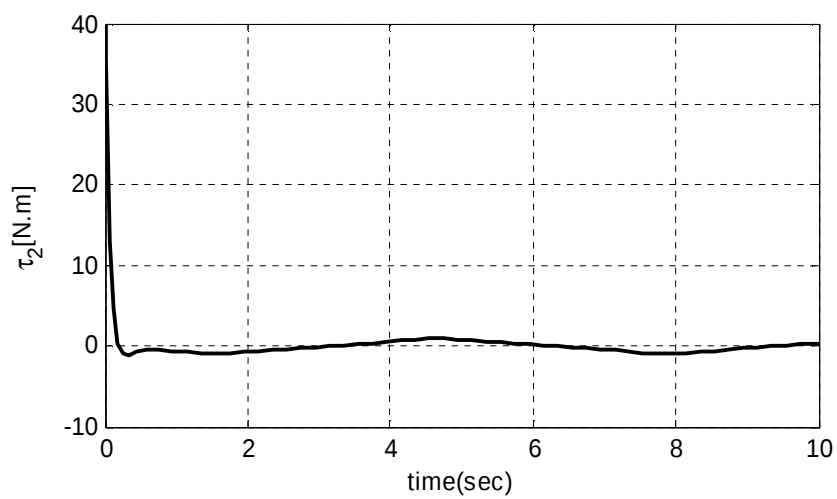
شکل 2-3 خطای ردگیری لینک 1



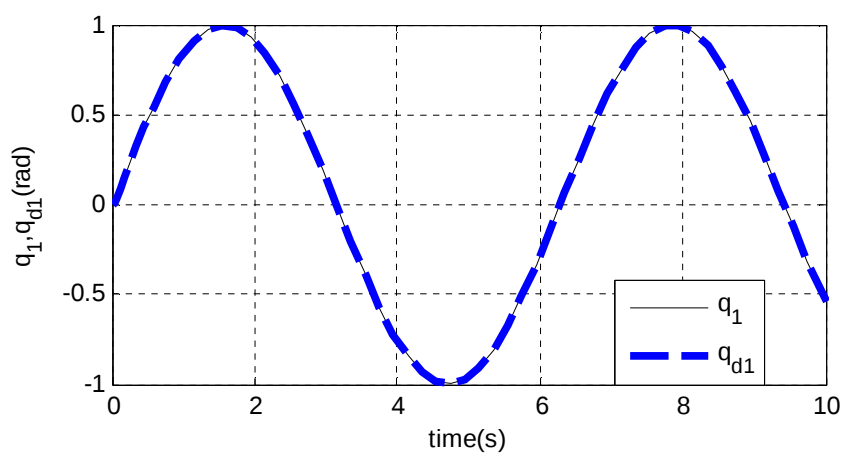
شکل 3-3 خطای ردگیری لینک 2



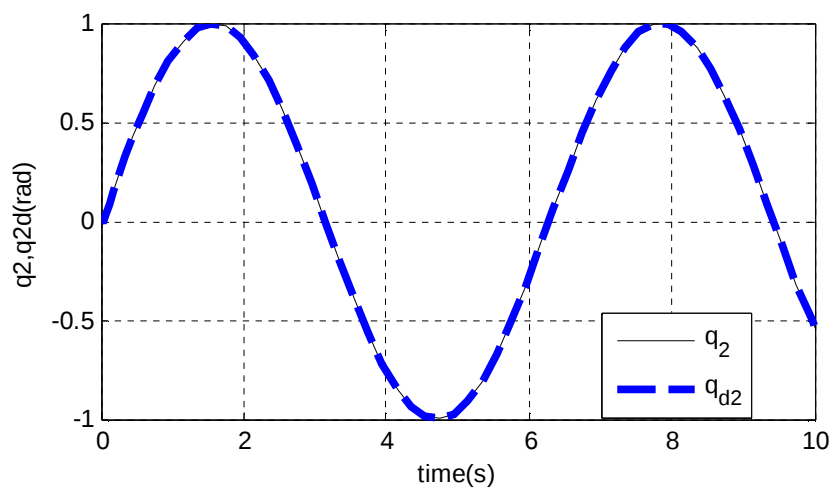
شکل 3-4 سیگنال کنترلی لینک 1



شکل 3-5 سیگنال کنترلی لینک 2



شکل 3-6 مسیر و مسیر مطلوب لینک 1



شکل 3-7 مسیر و مسیر مطلوب لینک 2

فصل چهارم

کنترل مودلغزشی و پدیده لرزش

4-1 مقدمه

از میان روش‌های کنترل مقاوم، کنترل مودل‌گزشی به دلیل مقاوم‌بودن در مقابل عدم قطعیت‌های پارامتری و اغتشاش بار، پاسخ دینامیکی سریع و سادگی محاسباتی قابل توجه است. کنترل مودل‌گزشی، لرزش کنترلی ایجاد می‌کند. پدیده لرزش کنترلی باعث تحریک دینامیک‌های مدل نشده سیستم در فرکانس‌های بالا و عملکرد نامطلوب سیستم می‌شود. بنابراین باید به دنبال روشی برای حذف این پدیده بود. برای حذف لرزش کنترلی تاکنون روش‌هایی بررسی شده است.

در این فصل پس از بررسی تئوری مودل‌گزشی، به بررسی و مقایسه بعضی از روش‌های موجود برای کاهش لرزش پرداخته می‌شود. در پایان هر بخش نتایج شبیه‌سازی قرار داده شده است.

4-2 تئوری مودل‌گزشی

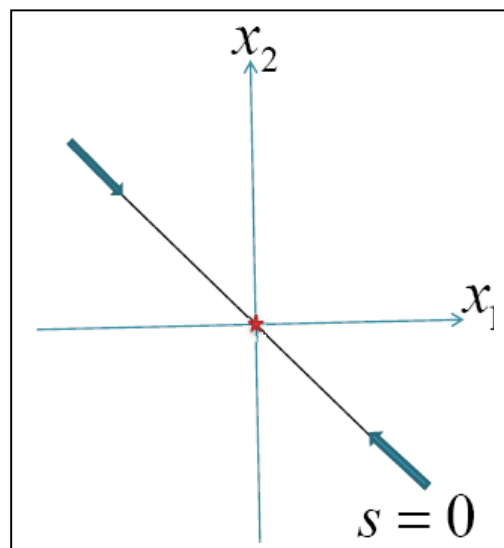
تئوری مودل‌گزشی که به عنوان کنترل ساختار متغیر مطرح است، یکی از شیوه‌های کنترل مقاوم در بحث-های کنترل غیرخطی به حساب می‌آید، همان طور که در [39-40] نیز اشاره شده است. تفکر اصلی در این شیوه کنترلی با تعریف یک سطح خطی یا غیرخطی به نام S که در حالت کلی تابعی از متغیرهای حالت سیستم و زمان در صفحه فاز سیستم است آغاز می‌شود که به سطح لغزش معروف است. این سطح باید دارای دینامیک پایدار باشد، یعنی حل $S = 0$ جواب محدود داشته باشد، چرا که قرار است ورودی کنترلی به گونه ای به دست آید که مسیرهای حالت یا $S(t)$ را به سمت سطح برده و بدون تغییر بر روی آن نگه‌دارد. در این صورت به علت پایدار بودن دینامیک سطح لغزش حالت‌های سیستم به سمت نقطه تعادل سیستم حرکت خواهند کرد و سیستم اصلی پایدار خواهد شد. این موضوع در مورد مسئله ردگیری نیز صدق می‌کند که در آن S تابعی از متغیرهای خطای سیستم بوده و مسیرهای حالت با ردگیری متغیرهای مطلوب به سمت خطای صفر حرکت خواهند کرد.

در کنترل مود لغزشی، با تعریف یک هدف جدید، رسیدن حالت‌ها به هدف راحت‌تر می‌شود. به طور مثال در سیستم دینامیکی زیر که هدف راندن x_1 و x_2 به سمت صفر است، با تعریف هدف جدید $s = x_1 + x_2 = 0$ ، با راندن s به سمت صفر x_1 و x_2 هم به صفر می‌روند.

$$\text{سیستم: } \begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = 2x_1 - 3x_2 + u \end{cases} \quad (1-4)$$

$$\text{هدف: } (x_1, x_2) = (0, 0) \quad (2-4)$$

$$\text{هدف جدید: } s = x_1 + x_2 = 0 \rightarrow x_1 = -x_2 \quad (3-4)$$



شکل 4-1 مسیرهای فاز سیستم در حالت کنترل مود لغزشی

به s سطح لغزش و به رفتار سیستم هنگامی که بر روی آن قرار گرفت، حالت لغزشی یا مد لغزشی گفته می‌شود.

کنترل مود لغزشی یک روش قوی برای کنترل سیستم‌های غیرخطی است که در مقابل عدم قطعیت و اغتشاش مقاوم است. البته این روش دارای معایبی است. در این روش، باید حدود عدم قطعیت تخمین زده شوند. مشکل دیگری که این روش دارد، پدیده لرزش کنترلی است که در قسمت بعدی شرح داده شده است.

2-4-2 لرزش کنترلی

سیگنال کنترلی در یک فرکانس نامحدود با یک دامنه محدود سوئیچ می‌کند. تأخیر کوچک، اما غیرصفر در کلیدزنی کنترل باعث می‌شود به هنگام کلیدزنی، مسیر اندکی از سطح کلیدزنی خارج شود. به این ناپیوستگی در سیگنال کنترلی، لرزش کنترلی گفته می‌شود.

لرزش کنترلی باعث تحریک دینامیک‌های مدل نشده سیستم در فرکانس‌های بالا می‌شود و عملکرد نامطلوب سیستم را به دنبال دارد. حتی ممکن است، باعث تخریب ساختارهای مکانیکی و آسیب به عملگرها شود.

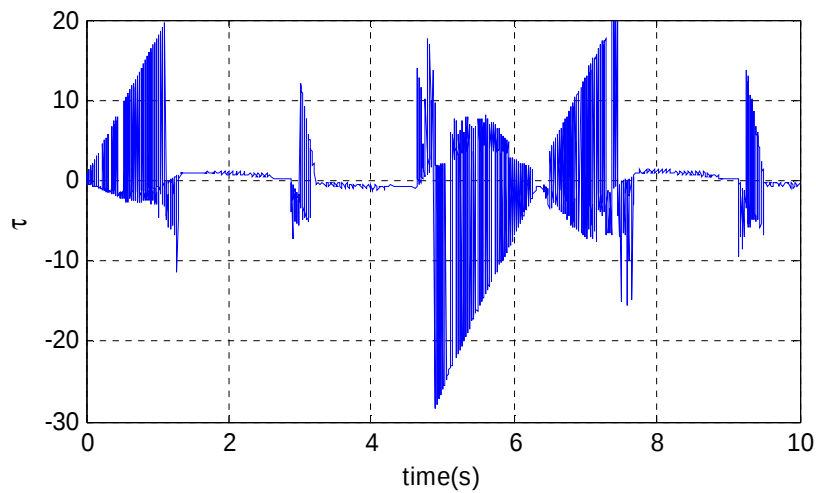
به دلیل اثرات نامطلوبی که لرزش بر روی سیستم می‌گذارد، به دنبال حذف لرزش هستیم. برای این کار روش‌هایی تاکنون بررسی شده‌اند. متداول‌ترین روش، طراحی لایه مرزی [28] است. روش کنترل مود-لغزشی مرتبه دوم [34,35]، از یک الگوریتم بنگ-بنگ کلاسیک استفاده کرده است. روش دیگر، کنترل مودلغزشی دینامیکی است، در این روش یک انتگرال‌گیر به عنوان فیلتر در جلوی سیستم قرار داده می‌شود [33]. این سه روش از مهم‌ترین روش‌های موجود برای کاهش لرزش می‌باشند. برای سیستم‌های چند متغیره از روش سیمپلکس [41,42] استفاده می‌شود که اساس آن را یکی از سه روش اولی که نام برده شد، تشکیل می‌دهد. برای سیستم‌های بی‌نظم از روش فازی-تطبیقی [43] استفاده شده است. در ادامه

این فصل به مهم‌ترین این روش‌ها پرداخته، معایب آن‌ها را بررسی کرده و با هم مقایسه می‌کنیم. در پایان این قسمت یک مثال شبیه‌سازی، برای مشاهده پدیده لرزش آورده شده است.

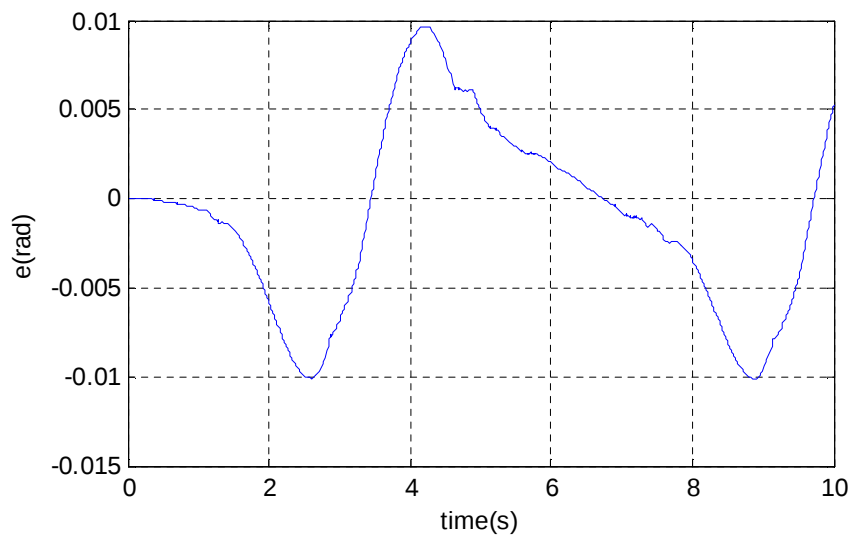
مثال 4-1: معادله دینامیکی سیستم زیر را در نظر می‌گیریم:

$$J\ddot{q} + b\sin(q) = t \quad (4-4)$$

با حدود عدم قطعیت: $10 < b < 12$ و $2 < J < 8$



شکل 4-2 سیگنال کنترلی q



شکل 3-4 نمودار خطا e

4-4 روش های کاهش لرزش

1-4-4 روش طراحی لایه مرزی

عدم پیوستگی تابع علامت بر روی سطح لغزش عامل ایجاد لرزش است، بنابراین می توان با تقریب تابع علامت با یک تابع هموارتر مانند تابع اشباع⁶ لرزش را حذف کرد .

یک سیستم از مرتبه n را به صورت زیر در نظر می گیریم :

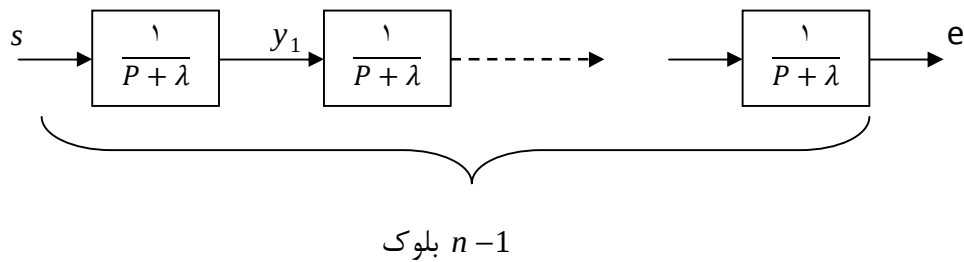
$$\dot{x}^{(n)} = f(x) + g(x)u \quad (5-4)$$

بردار حالت مطلوب، $X_d = [x_d \ K x_d^{(n-1)}]^T$ بردار حالت سیستم و $E = [e \ K e^{(n-1)}]^T$ بردار خطای سیستم است [40].

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + I\right)^{n-1} : \text{ سطح لغزش} \quad (6-4)$$

⁶ Saturation

خطای سیستم در واقع فیلتر شده سطح لغزش است، سطح لغزش از $n-1$ فیلتر پایین گذر عبور می کند و خطا حاصل می شود. شکل (4-4)



شکل 4-4 سطح لغزش از $n-1$ فیلتر عبور می کند و خطا حاصل می شود.

$$y_1(t) = \int_0^t e^{-l(t-t')} S(t') dt' \quad (7-4)$$

$$|y_1(t)| \leq \Phi \int_0^t e^{-l(t-t')} S(t') dt' = \left(\frac{\Phi}{l}\right)(1 - e^{-lt}) \leq \frac{\Phi}{l} \quad (8-4)$$

$$|e| \leq \frac{\Phi}{(l^{n-1})} \quad (9-4)$$

تابع لیاپانوف را بر حسب سطح لغزش به صورت زیر پیشنهاد می دهیم :

$$V = \frac{1}{2} S^2 \quad (10-4)$$

$$\frac{1}{2} \frac{d}{dt} S^2 \leq -h |S| \quad (11-4)$$

$$\frac{1}{2} \frac{d}{dt} S^2 = S \dot{S} \quad (12-4)$$

مثال 2-4: برای یک سیستم مرتبه 2 به صورت زیر داریم:

$$\ddot{x} = f + u \quad (13-4)$$

$$f = \hat{f} + \Delta f \quad (14-4)$$

$\hat{f}$: بخش معلوم f و Δf : بخش نامعلوم f

$$|\Delta f| < r \quad (15-4)$$

قانون کنترل پیشنهادی برای سیستم (13-4) به صورت زیر است:

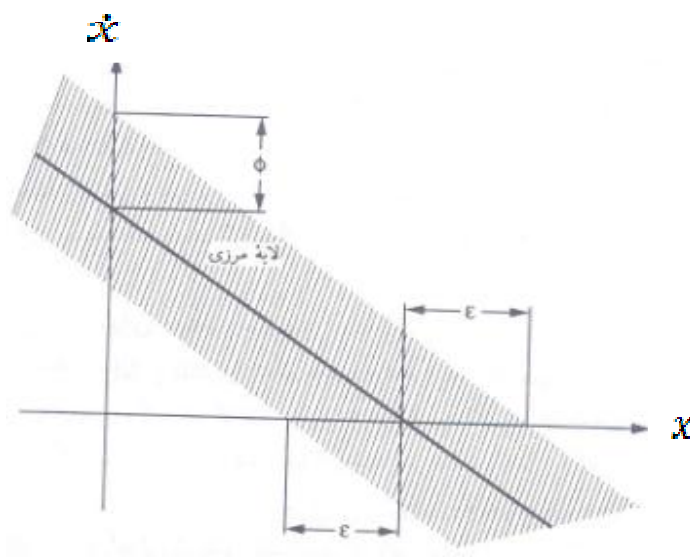
$$u = -\hat{f} + \ddot{x}_d - l\dot{e} - (r+h)\text{sgn}(S) \quad (16-4)$$

یک لایه مرزی در اطراف سطح لغزش به صورت زیر تعریف می کنیم:

$$B(t) = \{x, |S(x, t)| \leq \Phi\} \quad \Phi > 0 \quad (17-4)$$

در این رابطه Φ عرض لایه مرزی است، $e = \Phi / (l^{n-1})$ پهنای لایه مرزی است، در شکل (5-4) نشان

داده شده اند.



شکل 5-4 لایه مرزی اطراف سطح لغزش

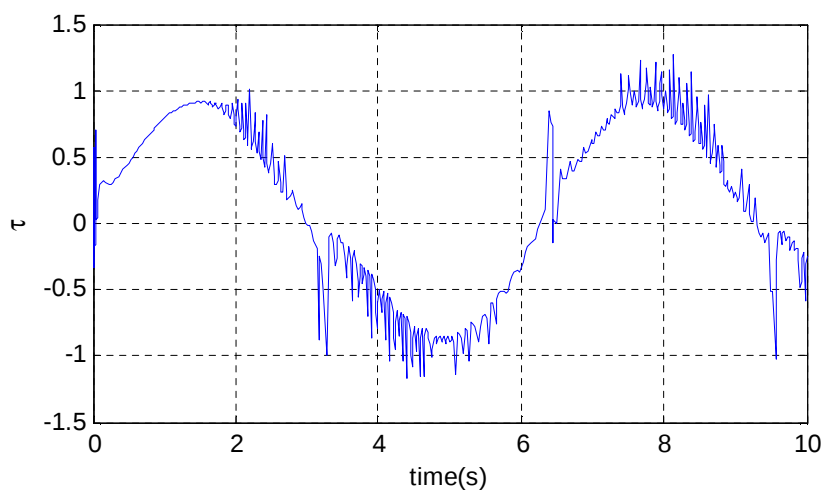
تمام مسیرها پس از وارد شدن به لایه مرزی، درون آن باقی می مانند.

در قانون کنترل (16-4)، $\text{sgn}(S)$ را با S/Φ جایگزین می‌کنیم.

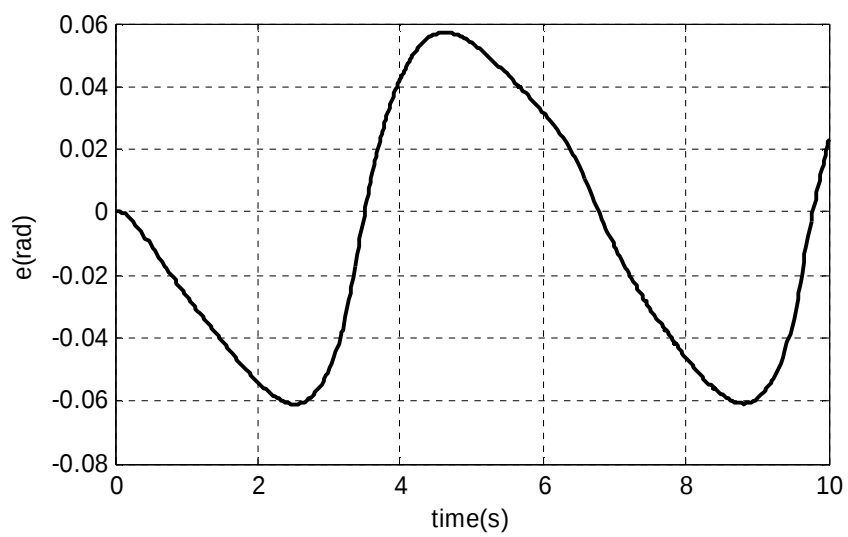
$$u = -\hat{f} + \ddot{x}_d - l\dot{e} - (r+h)\text{sat}(S) \quad (18-4)$$

مطابق با رابطه $|e| \leq \Phi / (l^{n-1})$ ، اندازه خطا متناسب با عرض لایه مرزی است، بنابراین اولین عیب طراحی لایه مرزی این است که: برای کاهش لرزش بیشتر باید عرض لایه مرزی بزرگتر باشد که عرض لایه مرزی بزرگتر، خطای بزرگتر را به دنبال دارد. دومین عیب طراحی لایه مرزی ناموثر بودن در محیط نویزی است. زمانی که نویز اندازه‌گیری در یک سطحی بزرگتر از عرض لایه مرزی است، لرزش فرکانس بالا در نویز منعکس و تقویت می‌شوند.

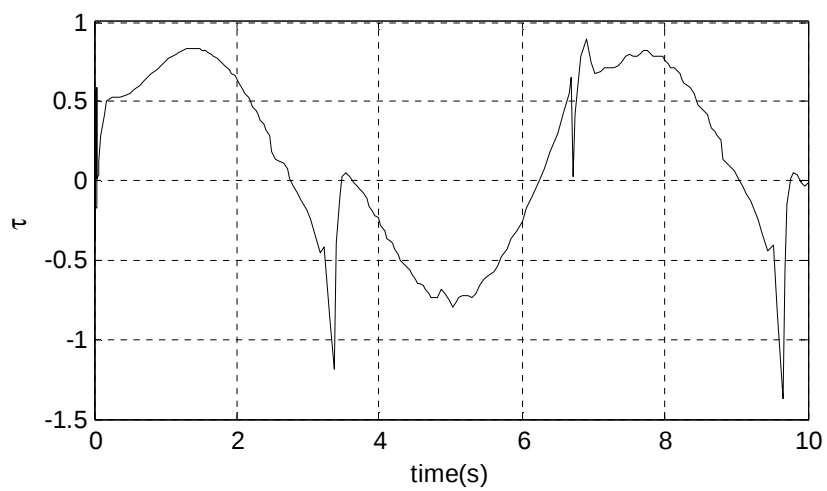
مثال (3-4) به معادله دینامیکی مثال 1-4 روش لایه مرزی را با دو مقدار عرض لایه مرزی $\{\Phi = 0.5, 5\}$ اعمال می‌کنیم:



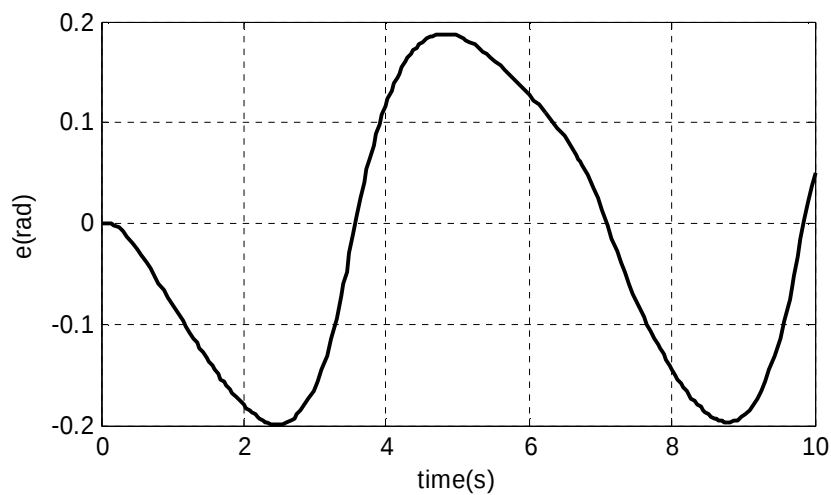
شکل 6-4 سیگنال کنترلی t با $\Phi = 0.5$



شکل 7-4 خطا با $\Phi = 0.5$



شکل 8-4 سیگنال کنترلی t با $\Phi = 5$



شکل 4-9 خطا با $\Phi = 5$

با توجه به نتایج شبیه سازی ملاحظه می شود، با افزایش Φ سیگنال کنترلی هموارتر و خطا افزایش می یابد.

2-4-4 روش مود لغزشی مرتبه دو

در این روش [44] در مرحله نخست، یک سطح لغزش از مرتبه سیستم انتخاب می کنیم. برای سیستم از مرتبه n ، سطح لغزش را نیز از مرتبه n در نظر می گیریم.

$$\text{سیستم: } \begin{cases} \dot{x}_i = x_{i+1} \\ \dot{x}_n = f[x] + g[x]u \end{cases} \quad i = 1, \dots, n-1 \quad (19-4)$$

$$\text{سطح لغزش: } S[x] = x_n + \sum_{i=1}^{n-1} c_i x_i \quad (20-4)$$

از سطح لغزش مشتق اول و دوم می گیریم:

$$\dot{\mathbf{x}}[x] = f[x] + g[x]u + \sum_{i=1}^{n-1} c_i x_{i+1} \quad (21-4)$$

$$\dot{\mathbf{x}}[x] = \frac{d}{dt} f[x] + \frac{d}{dt} g[x]u + c_{n-1} \{f[x] + g[x]u\} + \sum_{i=1}^{n-2} c_i x_{i+2} + g[x]u \quad (22-4)$$

دو متغیر y_1 و y_2 را به صورت زیر فرض می‌کنیم:

$$\begin{cases} y_1 = S[x] \\ y_2 = \dot{\mathbf{x}}[x] \end{cases} \quad (23-4)$$

$$\begin{cases} \dot{\hat{\mathbf{x}}} = A\hat{\mathbf{x}} + By_1 \\ \dot{x}_n = -C\hat{\mathbf{x}} + y_1 \\ \mathbf{x}_1 = y_2 \\ \mathbf{x}_2 = F[X, u] + g[X]v \end{cases} \quad (24-4)$$

در رابطه (24-4) $\hat{\mathbf{x}} = [x_1, x_2, \dots, x_{n-1}]^T$ ، $u = v$ ، $C = [c_1, c_2, \dots, c_{n-1}]$ ، A یک ماتریس

$(n-1) \times (n-1)$ است که آخرین ردیف آن بردار $-C$ می‌باشد و $B = [0, 0, \dots, 1]^T$ و دو معادله اول و دو

معادله دوم آن، طریق y_1 و ترم غیرخطی $F[x, u] + g[x]v$ تشکیل دو سیستم ترکیب شده را می‌دهند.

در مرحله دوم، یک مسئله کمکی مناسب را مطابق رابطه زیر معرفی می‌شود:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{z}}_1 = \mathbf{z}_2 \\ \dot{\mathbf{z}}_2 = H[\mathbf{z}_1, \mathbf{z}_2] + d[\mathbf{z}_1, \mathbf{z}_2]w \end{cases} \quad (25-4)$$

مسئله کمکی یک سیستم مرتبه دوم است، با $\mathbf{z}_2$ غیر قابل اندازه‌گیری و محدودیت‌های زیر:

$$\begin{aligned} |H[z_1, z_2]| &< H \\ 0 < D_1 < d[z_1, z_2] < D_2 \end{aligned} \quad (26-4)$$

در رابطه (25-4) قانون کنترل w پیشنهاد می‌شود، آن‌چنان‌که z_1 و z_2 با وجود عدم قطعیت‌ها، در یک زمان محدود به صفر میل کنند.

کنترل w به عنوان یک کنترل بنگ-بنگ بین دو مقدار $+U_{\max}$ و $-U_{\max}$ سوئیچ می‌کند.

در مرحله سوم، از یک الگوریتم گرفته شده از روش کنترل بهینه بنگ-بنگ استفاده می‌شود. با اعمال این الگوریتم z_1 و z_2 در یک زمان محدود به صفر میل می‌کنند.

در مرحله آخر، تشابه خواص همگرایی سیستم اصلی با سیستم کمکی اثبات می‌شود.

در این روش نیاز است که علامت مشتق یک سیگنال موجود مشخص شود، بنابر این نیاز به استفاده از آشکارساز است، استفاده از آشکارساز و آشکارسازی علامت مشتق سیگنال موجود مشکل این روش می‌باشد.

مثال 4-4) برای مثال شبیه سازی به معادله بازوی ربات دو لینکی، کنترل مود لغزشی مرتبه اول و دوم را اعمال کرده و نتایج شبیه سازی در ادامه آورده شده است.

معادله دینامیکی ربات:

$$M(q)\ddot{\phi} + h(q, \dot{\phi}) = u \quad (27-4)$$

در کنترل مود لغزشی مرتبه دوم از سطح لغزش s مشتق مرتبه دوم می‌گیریم و قرار می‌دهیم $y_1 = s$ و $y_2 = \dot{s}$.

$$\begin{cases} y_1 = y_2 \\ y_2 = h \end{cases} \quad (28-4)$$

$$\begin{cases} y_1 = y_2 \\ y_2 = F(x, u) + h \\ h = h \end{cases} \quad (29-4)$$

مولفه های F_i از F ، حتی اگر غیر قطعی باشند حدود مشخصی دارند $|F_i| < \bar{F}_i$.

مسئله کنترلی می تواند به صورت هدایت y_1, y_2 به سمت صفر در یک زمان محدود، در حضور عدم قطعیت ها و با y_2 که در دسترس نیست، دنبال شود.

(29-4) می تواند به شکل ترکیب دو سیستم تک ورودی تک خروجی ذیل بیان شود:

$$\begin{cases} \dot{y}_{11} = y_{21} \\ \dot{y}_{12} = y_{22} \\ \dot{y}_{21} = F_1[x, u] + h_1 \\ \dot{y}_{22} = F_2[x, u] + h_2 \end{cases} \quad (30-4)$$

این دو سیستم از طریق ترم F با هم ترکیب می شوند.

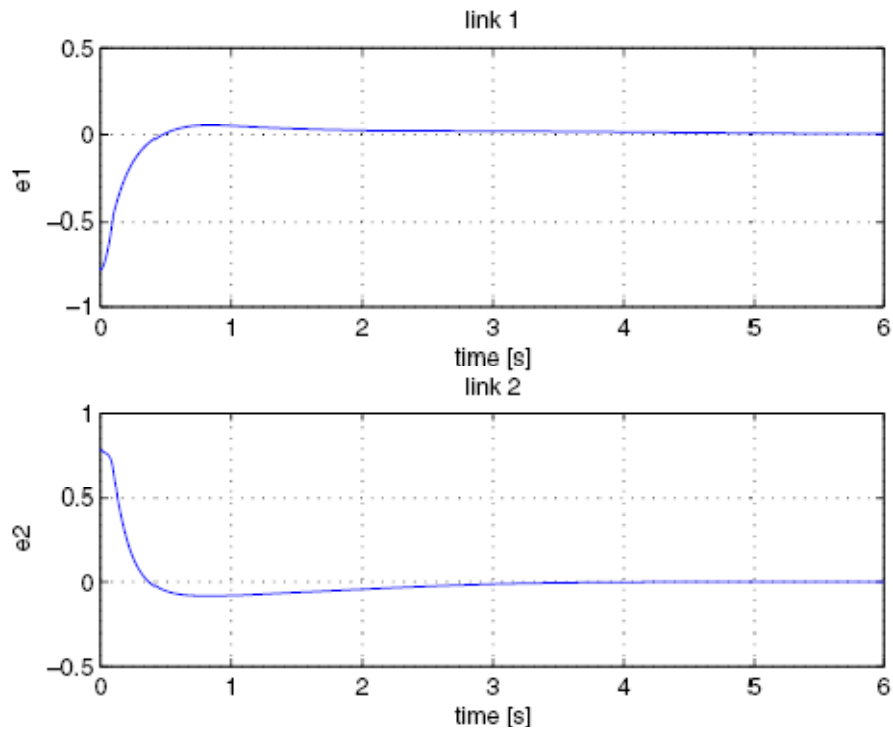
مطابق با [42] سیگنال کنترلی h به شکل ذیل انتخاب می شود.

$$h_i = -V_M \operatorname{sign}(y_{1i} - \frac{1}{2} y_{1iM}) \quad (31-4)$$

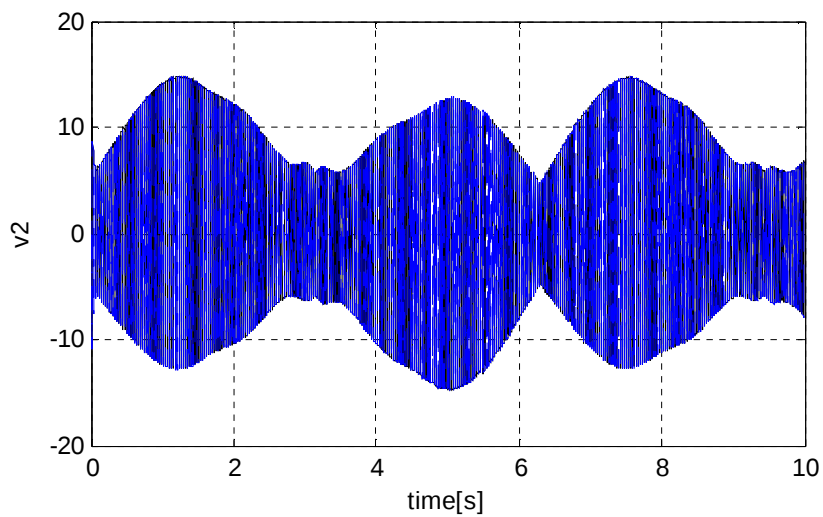
$$V_M \geq \left\{ \frac{\bar{F}_i}{a}, \frac{4\bar{F}_i}{3-a} \right\}, \quad a \in [0, 1] \quad (32-4)$$

بر پایه تئوری کنترل مود لغزشی مرتبه دوم، y_1, y_2 به صفر میل می کنند، آن چنان که ربات مسیر

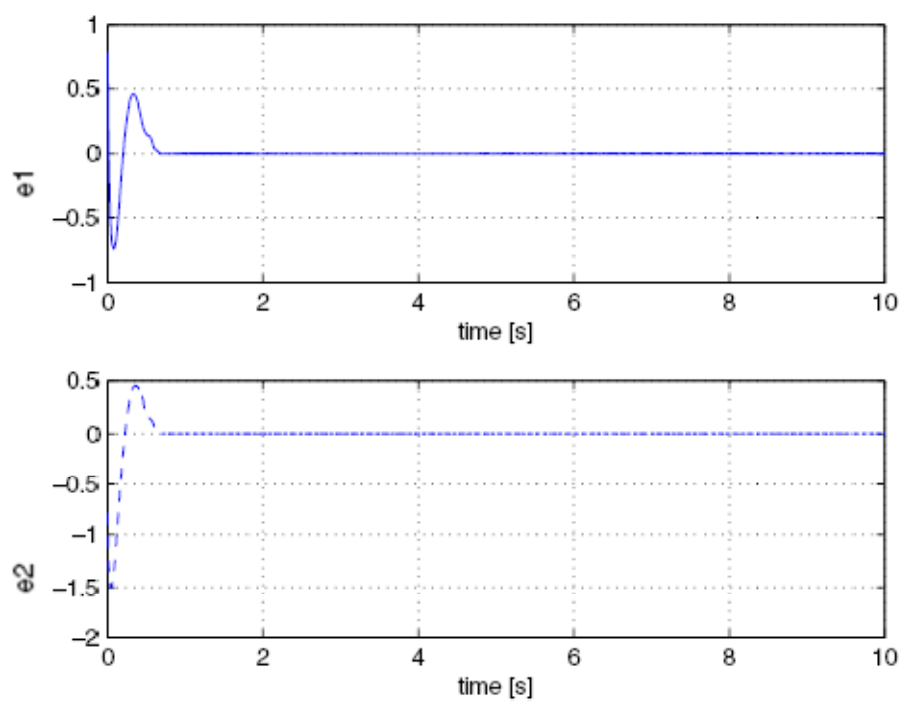
مطلوب را طی می کند. در این روش ناپیوستگی ها، با مشتق اول از u محدود می شوند و سیگنال استفاده شده برای کنترل بازوی ربات پیوسته است.



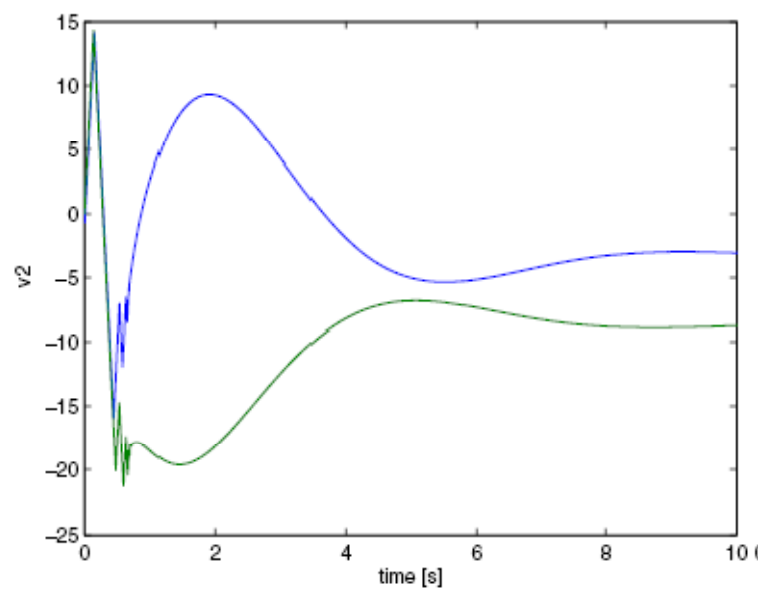
شکل 4-10 خطای ردگیری لینک 1 و 2 با مود لغزشی مرتبه اول



شکل 4-11 پدیده لرزش در مود لغزشی مرتبه اول



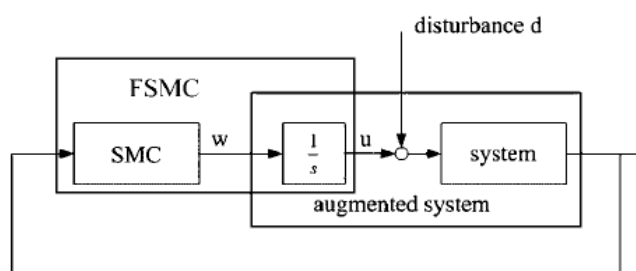
شکل 12-4 خطای ردگیری لینک 1 و 2 با مود لغزشی مرتبه دوم



شکل 13-4 قانون کنترل در مود لغزشی مرتبه دوم

3-4-4 روش کنترل مود لغزشی دینامیکی⁷

در این روش [33] یک انتگرال گیر ($\frac{1}{s}$) به عنوان فیلتر در جلوی یک سیستم خطی قرار داده می‌شود. مشتق زمانی ورودی کنترلی $w = \dot{x}$ به عنوان متغیر کنترلی برای سیستم گسترش یافته عمل می‌کند.



شکل 14-4 سیستم گسترش یافته با کنترل مود لغزشی دینامیکی

سیستم گسترش یافته یک بعد از سیستم اصلی بزرگتر است، معادله دینامیکی سیستم به صورت زیر است:

$$\text{سیستم: } \begin{cases} \dot{x} = Ax + B(u + e) \\ y = Cx \end{cases} \quad (33-4)$$

$$e = \Delta ax + d \quad \text{عدم قطعیت} \quad (34-4)$$

r : درجه سیستم

$r+1$: درجه سیستم گسترش یافته

متغیر لغزشی جدید را به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$s = y^{(r)} + l_{r-1}y^{(r-1)} + \dots + l_1\dot{y} + l_0y \quad (35-4)$$

$y^{(r)}$ شامل ترم عدم قطعیت است، بنابراین متغیر لغزشی جدید هم شامل ترم عدم قطعیت است.

⁷ Dynamic Sliding Mode Control (DSMC)

برای تخمین متغیر لغزشی از یک مشاهده گر LTR استفاده می‌شود. ابتدا حالت دو بعدی زیر تعریف می‌شود:

$$q = \begin{bmatrix} y^{(r-1)} \\ y^{(r)} \end{bmatrix} \quad (36-4)$$

$$y^{(r-1)} = CA^{r-1}x = C_2q \quad (37-4)$$

$$y^{(r)} = CA^r x + CA^{r-1}B(u + \Delta ax + d) \quad (38-4)$$

با گرفتن مشتق از رابطه بالا، به مدل دینامیکی زیر می‌رسیم:

$$\begin{aligned} \dot{q} &= A_2q + B_2(CA^{r+1}x + CA^rBu + CA^{r-1}Bw + \Delta p) \\ \text{خروجی: } y^{(r-1)} &= CA^{r-1}x = C_2q \end{aligned} \quad (39-4)$$

Δp ترم عدم قطعیت است.

$$\Delta p = CA^rB(\Delta ax + d) + CA^{r-1}B[\Delta a(Ax + B[\Delta ax + u + d]) + d^{(1)}] \quad (40-4)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, C_2 = [1 \quad 0] \quad (41-4)$$

رویتگر LTR مقاوم زیر برای تخمین بردار حالت q پیشنهاد می‌شود:

$$\dot{\hat{q}} = A_2\hat{q} + B_2(CA^{r+1}x + CA^rBu + CA^{r-1}Bw) + L_2(y^{(r-1)} - C_2\hat{q}) \quad (42-4)$$

$L_2 = \frac{QC_2^T}{m}$ ، $m > 0$ گین تزریقی است.

$$(I + A_2)Q + Q(A_2 + I)^T - \frac{QC_2^TC_2Q}{m} + pB_2B_2^T = 0 \quad p > 0 \quad (43-4)$$

با انتخاب p بزرگ در معادله ریکاتی بالا، می‌توان با مشاهده گر خطی، q را با خطاهای تخمین کوچک تقریب زد.

مثال 4-5) برای سیستم (4-33) یک طراحی مودلغزشی با طراحی لایه مرزی به شکل ذیل می‌تواند باشد:

$$u = -kx + u_1 \quad (44-4)$$

که در آن k برای قراردادن همه مقادیر ویژه $A - Bk$ در مکان‌های مطلوب، با فرض کنترل‌پذیری جفت (A, B) انتخاب می‌شود.

$$u_1 = -r_1 \frac{S_1}{|S_1| + e_1} \quad (45-4)$$

که در (45-4) e_1 یک پارامتر کوچک مثبت است که عرض لایه مرزی را مشخص می‌کند و متغیر لغزشی S_1 است.

$$S_1 = 2B^T P x \quad (46-4)$$

P یک ماتریس مثبت معین است که معادله لیاپانوف را به صورت ذیل ارضا می‌کند:

$$(A - Bk)^T P + P(A - Bk) = -I \quad (47-4)$$

حال در روابط بالا مقادیر زیر را قرار می‌دهیم:

$$x^T(0) = [1, 1, 1] \quad , \quad A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -0.12 & 1.06 & -2.84 & 2.9 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (48-4)$$

$$k = [83.88, 112.91, 52.71, 15.10], \quad d = \cos(2t), e_1 = 0.5, r_1 = 1.2$$

شکل (4-15) نمودار حالت‌های سیستم و ورودی کنترلی u را بدون نویز نشان می‌دهد.

هنگامی اندازه حالت با یک نویز یکنواخت با میانگین صفر و انحراف معیار 0.05 تخریب می‌شود، همان‌طور که در شکل (4-16) نشان داده می‌شود، نتایج کاملاً متفاوتند و سیگنال کنترلی لرزش شدید دارد.

برای روش کنترل مود لغزشی دینامیکی متغیر لغزشی را به شکل زیر انتخاب می‌کنیم:

$$s_2 = \dot{z} + l z, \quad z = Cx \quad (49-4)$$

l یک ثابت مثبت است و C یک بردار سطری n بعدی است.

$$s_2 = CAx + CB(u + d) \quad (50-4)$$

$$\dot{s}_2 = (CA^2 + lCA)x + (CAB + lCB)u + CBw + (CAB + lCB)d + CB\dot{d} \quad (51-4)$$

$$\dot{z} = CAx + CB(u + d) \quad (52-4)$$

$$e = z - \hat{z} \quad (53-4)$$

$$\dot{\hat{z}} = CAx + be + CB(u + v), \quad v = r \frac{e}{|e| + e} \quad (54-4)$$

$$\hat{d} = \frac{b}{CB}e + v = \frac{b}{CB} + \frac{re}{|e| + e} \quad (55-4)$$

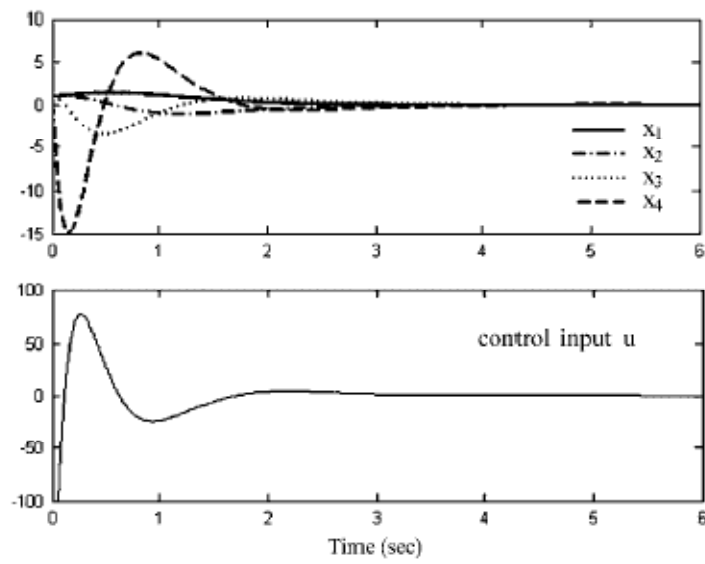
$$\hat{s}_2 = CAx + CB(u + \hat{d}) + lCx \quad (56-4)$$

$$\begin{aligned} \dot{u} &= w \\ &= -(CA^2 + lCA)x - (CAB + lCB)u - s_2 - d \operatorname{sgn}(s_2) \end{aligned} \quad (57-4)$$

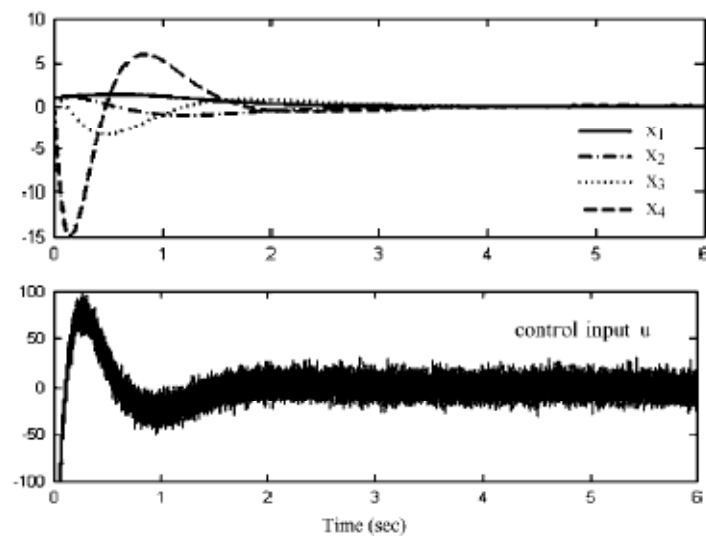
$$\Delta p = (CAB + lCB)d + \dot{d} \quad (58-4)$$

$$\begin{aligned} \dot{u} &= w \\ &= -(CA^2 + lCA)x - (CAB + lCB)u - s_2 - d \operatorname{sgn}(s_2) \end{aligned} \quad (59-4)$$

ابتدا با روش طراحی لایه مرزی بررسی کرده‌ایم:



شکل 4-15 کنترل طراحی لایه مرزی بدون نویز



شکل 4-16 کنترل طراحی لایه مرزی با نویز

نتیجه‌گیری

کنترل مود لغزشی از روش‌های مناسب برای کنترل سیستم‌های غیرخطی است که با پدیده لرزش همراه است. لرزش اثرات نامطلوبی از خود به‌جا می‌گذارد، بنابراین برای حذف آن روش‌هایی ارائه شده‌است که هر کدام معایب و محاسنی دارند ما به دنبال روش جدیدتری برای حذف لرزش کنترلی می‌باشیم. همان‌طور که بررسی شد، در روش طراحی لایه مرزی برای کاهش خطا باید عرض لایه مرزی بزرگتر شود، عرض لایه مرزی بزرگتر، لرزش بیشتر را به همراه دارد. بنابراین در طراحی لایه مرزی سیگنال کنترلی هموارتر با افزایش خطا به‌دست می‌آید روش کنترل مودلغزشی دینامیکی و مودلغزشی مرتبه دوم خطا را افزایش نمیدهند ولی دارای معایب دیگری هستند. در مودلغزشی مرتبه دوم از یک الگوریتم چند مرحله-ای بنگ-بنگ استفاده می‌شود و برای تعیین علامت سیگنال کنترلی به آشکارساز نیاز دارد.

فصل پنجم

کنترل مودلغزشی بازوی ربات و کاهش لرزش باطراحی لایه مرزی

5-1 مقدمه

در این فصل با اعمال کنترل مود لغزشی به بازوی ربات به کنترل بازوی ربات می‌پردازیم. خطی‌سازی فیدبکی در مرحله اولیه، همه غیرخطی‌های تزویجی مدل دینامیکی ربات را جبران می‌کند، آن‌چنان‌که در مرحله دوم جبران‌ساز برای یک سیستم دکوپله‌شده و خطی طراحی می‌شود. خطی‌سازی فیدبکی مبتنی بر مدل است، وقتی مدل دقیق در اختیار نباشد، خطی‌سازی فیدبکی روی مدل نامی سیستم اجرا می‌شود. با توجه به تفاوت مدل‌های نامی و دقیق باید به جبران اثر عدم قطعیت مدل در سیستم کنترل بپردازیم، در نتیجه، روش‌های کنترل مقاوم از اهمیت ویژه‌ای برخوردار می‌شوند. عدم قطعیت‌های دینامیکی از اتصال و انعطاف مفصل، دینامیک‌های محرک، اصطکاک، نویز سنسور، بارهای ناشناخته و دینامیک‌های محیطی ناشناخته ناشی می‌شود. از میان روش‌های کنترل مقاوم، کنترل مود لغزشی به دلیل مقاوم بودن در مقابل عدم قطعیت‌های پارامتری و اغتشاش بار، پاسخ دینامیکی سریع و سادگی محاسباتی نسبت به روش‌های دیگر کنترل مقاوم قابل توجه است.

نتایج شبیه‌سازی کنترل مود لغزشی پدیده لرزش کنترلی را به‌خوبی نشان می‌دهد. در بخش سوم این فصل، برای کاهش پدیده نامطلوب لرزش کنترلی، که به طور طبیعی قابلیت کاربرد کنترل مود لغزشی در زمینه رباتیک را محدود می‌کند، از روش طراحی لایه مرزی استفاده کرده‌ایم. نتایج شبیه‌سازی را برای دو مقدار عرض لایه مرزی بررسی و با هم مقایسه کرده‌ایم.

5-2 کنترل مود لغزشی بازوی ربات

ابتدا کنترل مقاوم را روی معادلات دینامیکی بازوی ربات به صورت ذیل اعمال می‌کنیم.

$$M(q)\ddot{q} + h(q, \dot{q}) = t \quad (1-5)$$

قانون کنترل زیر را پیشنهاد می‌دهیم:

$$\hat{M}(q)F + \hat{h}(q, \dot{q}) = t \quad (2-5)$$

در روابط فوق $\hat{M}(q)$ تقریب $M(q)$ و همان‌طور که در (3-2) بیان شد، $M(q)$ ماتریس اینرسی است.

$\hat{h}(q, \dot{q})$ تقریب $h(q, \dot{q})$ و با توجه به (3-2)، نیروهای گرانشی، کوریولیس و گریز از مرکز را شامل می‌شود. حال قانون کنترل F را به صورت (3-5) پیشنهاد داده و در رابطه (2-5) قرار می‌دهیم، سپس دو رابطه (2-5) و (1-5) را معادل هم قرار داده و عدم قطعیت را به صورت ترم Δw در نظر می‌گیریم. پس از آن باید قانون کنترل w به گونه‌ای پیشنهاد شود که اثر عدم قطعیت را از بین ببرد، برای پیشنهاد w از روش مود لغزشی استفاده می‌کنیم که در ادامه شرح داده شده است.

$$F = \ddot{q}_d + K_2(\dot{q}_d - \dot{q}) + K_1(q_d - q) + w \quad (3-5)$$

q_d : مسیر مطلوب

$$\ddot{q} = \ddot{q}_d + K_2(\dot{q}_d - \dot{q}) + K_1(q_d - q) + w + \Delta w \quad (4-5)$$

Δw : ترم عدم قطعیت است.

$$\Delta w = (M^{-1}\hat{M} - I)F + M^{-1}(\hat{h} - h) \quad (5-5)$$

بردار خطا $E^T = [e, \dot{e}]$ را به صورت ذیل تشکیل می‌دهیم.

(6-5)

$$\begin{cases} e = q - q_d \\ \dot{e} = \dot{q} - \dot{q}_d \end{cases}$$

سپس بردار حالت $X^T = [x_1, x_2]$ را به صورت ذیل تشکیل می‌دهیم.

$$\begin{cases} e = x_1 \\ \dot{e} = x_2 \end{cases} \quad (7-5)$$

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -K_1 x_1 - K_2 x_2 + w + \Delta w \end{cases} \quad (8-5)$$

بنابراین معادلات حالت سیستم (4-5) به شکل زیر تبدیل می‌شود:

$$\begin{aligned} \dot{X} &= AX + Bu \\ A &= \begin{bmatrix} 0 & I \\ -K_1 & -K_2 \end{bmatrix}, \quad u = [w + \Delta w], \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (9-5)$$

حال به سیستم (9-5) کنترل مود لغزشی را اعمال می‌کنیم. سطح لغزش S را تعریف می‌کنیم:

$$\begin{aligned} S &= \left(\frac{d}{dt} + l\right)x_1 \\ S &= \dot{x}_1 + l x_1 = x_2 + l x_1 \end{aligned} \quad (10-5)$$

قانون کنترل w را برای سیستم (8-5) به گونه‌ای پیشنهاد می‌دهیم که رابطه ذیل برقرار شود:

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} \frac{d}{dt} S^2 &\leq -m |S| \\ S \dot{S} &\leq -m |S| \end{aligned} \quad (11-5)$$

$$\dot{S} = \dot{x}_2 + l \dot{x}_1 \quad (12-5)$$

$\text{sgn}(S)$: تابع علامت است که با ضابطه ذیل تعریف می‌شود.

$$\operatorname{sgn}(S) = \begin{cases} 1 & S > 0 \\ -1 & S < 0 \end{cases} \quad (13-5)$$

عبارت $\frac{S}{|S|} = \operatorname{sgn}(S)$ و رابطه (12-5) را در رابطه (11-5) جایگذاری می‌کنیم:

$$(\mathbb{K}_2 + l x_2) \operatorname{sgn}(S) \leq -m \quad (14-5)$$

با جایگذاری مقدار $\mathbb{K}_2$ از معادله (8-5) و با توجه به این خاصیت تابع علامت که $\operatorname{sgn}(S) \operatorname{sgn}(S) = 1$ رابطه زیر بدست می‌آید:

$$(-K_1 x_1 - K_2 x_2 + l x_2 + w + \Delta w) \operatorname{sgn}(S) + m \operatorname{sgn}(S) \operatorname{sgn}(S) \leq 0 \quad (15-5)$$

حال فرض می‌کنیم:

$$\|M^{-1} \hat{M} - I\| = a < 1$$

$$\underline{M} \leq \|M^{-1}\| \leq \bar{M}$$

$$\hat{M} = \frac{2I}{\underline{M} + \bar{M}} \quad \text{فرض 1}$$

$$\|\hat{h} - h\| < j_1 \quad \text{فرض 2}$$

$$\|\Delta w\| \leq r \quad \text{فرض 3}$$

در رابطه (5-5) به جای F رابطه (3-5) را قرار می‌دهیم و از ترم عدم قطعیت Δw نرم می‌گیریم، سپس با استفاده از فرضیات ذکر شده، حدود عدم قطعیت r را به دست می‌آوریم.

$$\Delta w = (M^{-1}\hat{M} - I)(\phi_d + K_2 x_2 + K_1 x_1 + w) + M^{-1}(\hat{h} - h) \quad (16-5)$$

$$\|\Delta w\| \leq a \|\phi_d - K_d x_2 - K_p x_1\| + ar + \bar{M} \|\hat{h} - h\| \quad (17-5)$$

$$r = \frac{\|\phi_d - K_2 x_2 - K_1 x_1\| + \bar{M} \|\hat{h} - h\|}{1-a} \quad (18-5)$$

اکنون قانون کنترل w را به صورت رابطه زیر پیشنهاد می‌دهیم:

$$w = K_p x_1 + K_d x_2 - l x_2 - r \operatorname{sgn}(S) - m \operatorname{sgn}(S) \quad (19-5)$$

با این قانون کنترل رابطه (11-5) برقرار می‌شود و سیستم کنترلی (1-5) با وجود عدم قطعیت‌ها کنترل می‌شود، شکل (1-5).

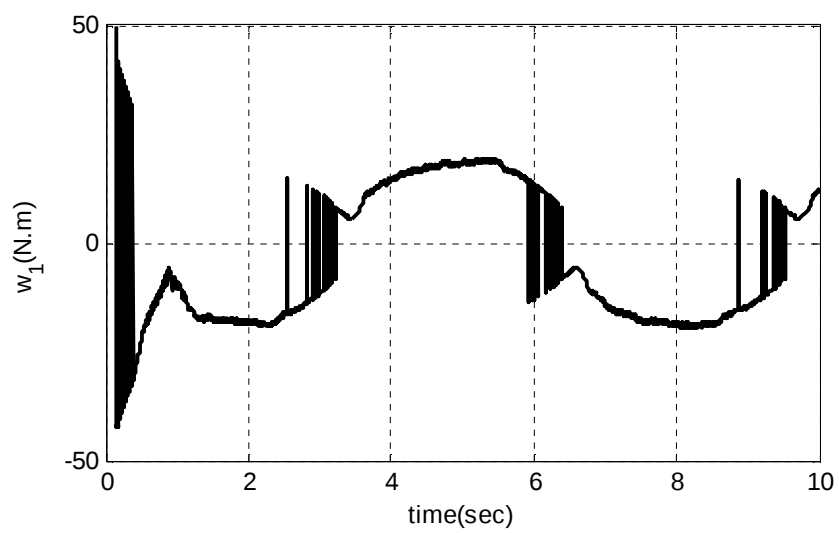
مثال 1-5 یک بازوی ربات دو لینکی را در نظر بگیرید با مقادیر پارامتری که در ذیل آورده شده‌است.

پارامتر	m_1	m_2	l_1	l_2	l_{c1}	l_{c2}	I_1	I_2	g
مقدار	1	1	1	1	.5	.5	.5	0.5	9.8

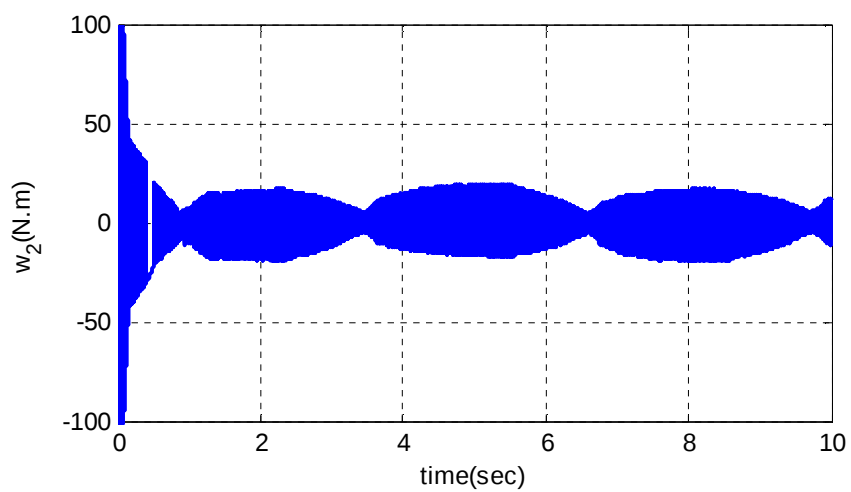
جدول 1-5 پارامترهای بازوی دو لینکی ربات

$$l = 1, \quad m = 0.5$$

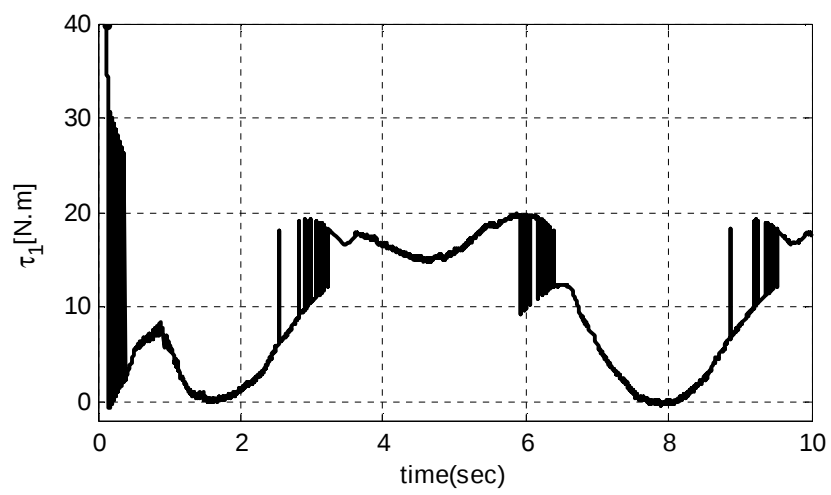
$$K_1 = \begin{bmatrix} 100 & 0 \\ 0 & 144 \end{bmatrix}, K_2 = \begin{bmatrix} 20 & 0 \\ 0 & 24 \end{bmatrix}$$



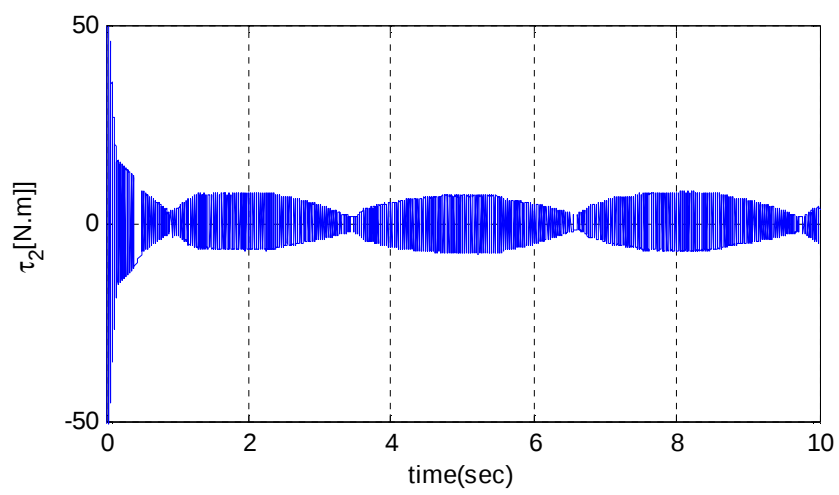
شکل 1-5 قانون کنترل w_1



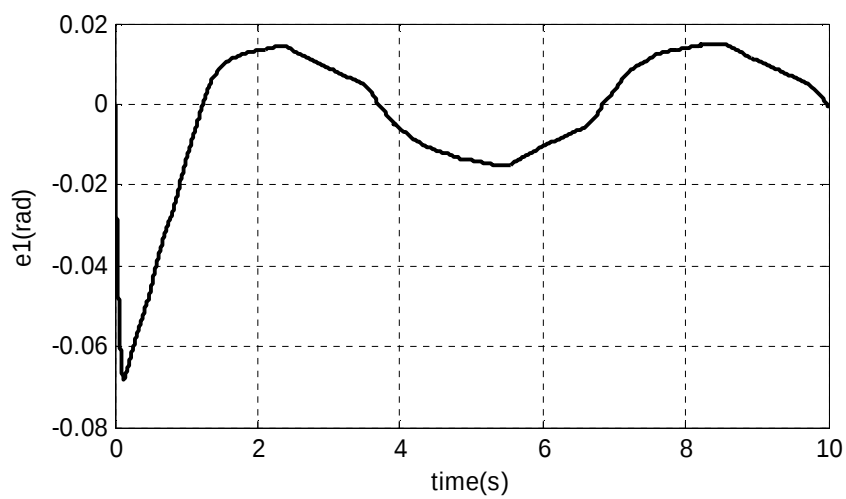
شکل 2-5 قانون کنترل w_2



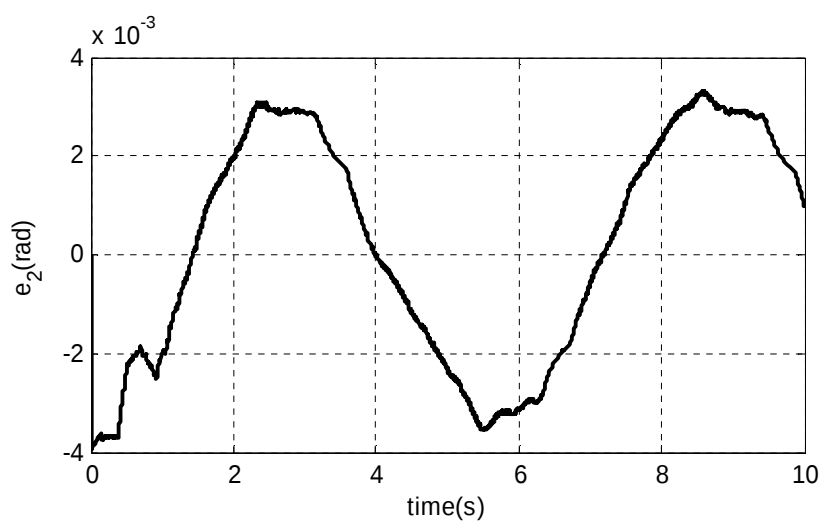
شکل 3-5 قانون کنترل t_1



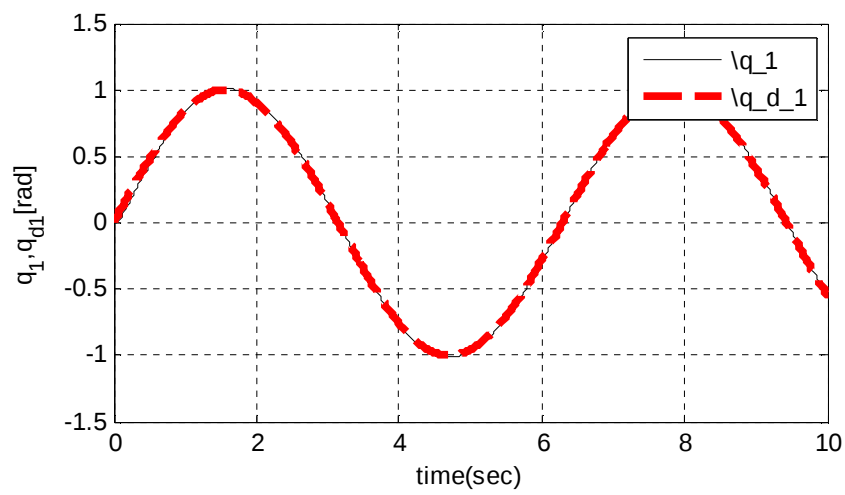
شکل 4-5 قانون کنترل t_2



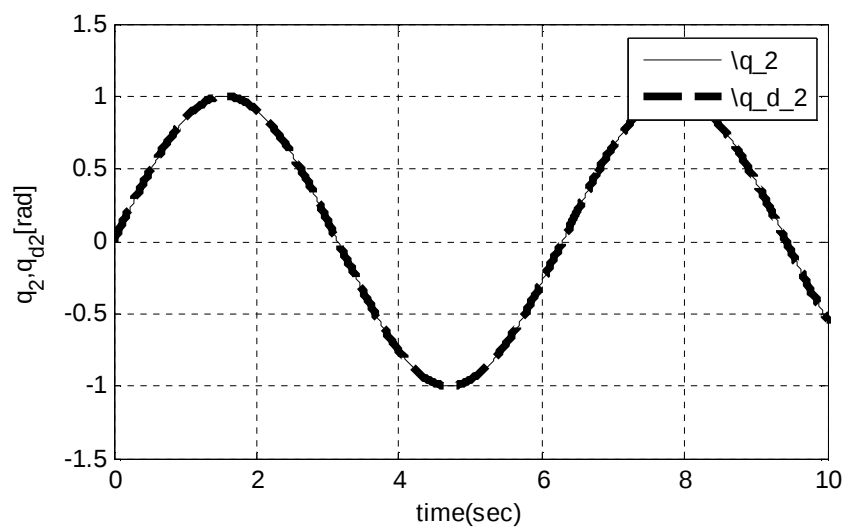
شکل 5-5 خطای ردگیری لینک 1



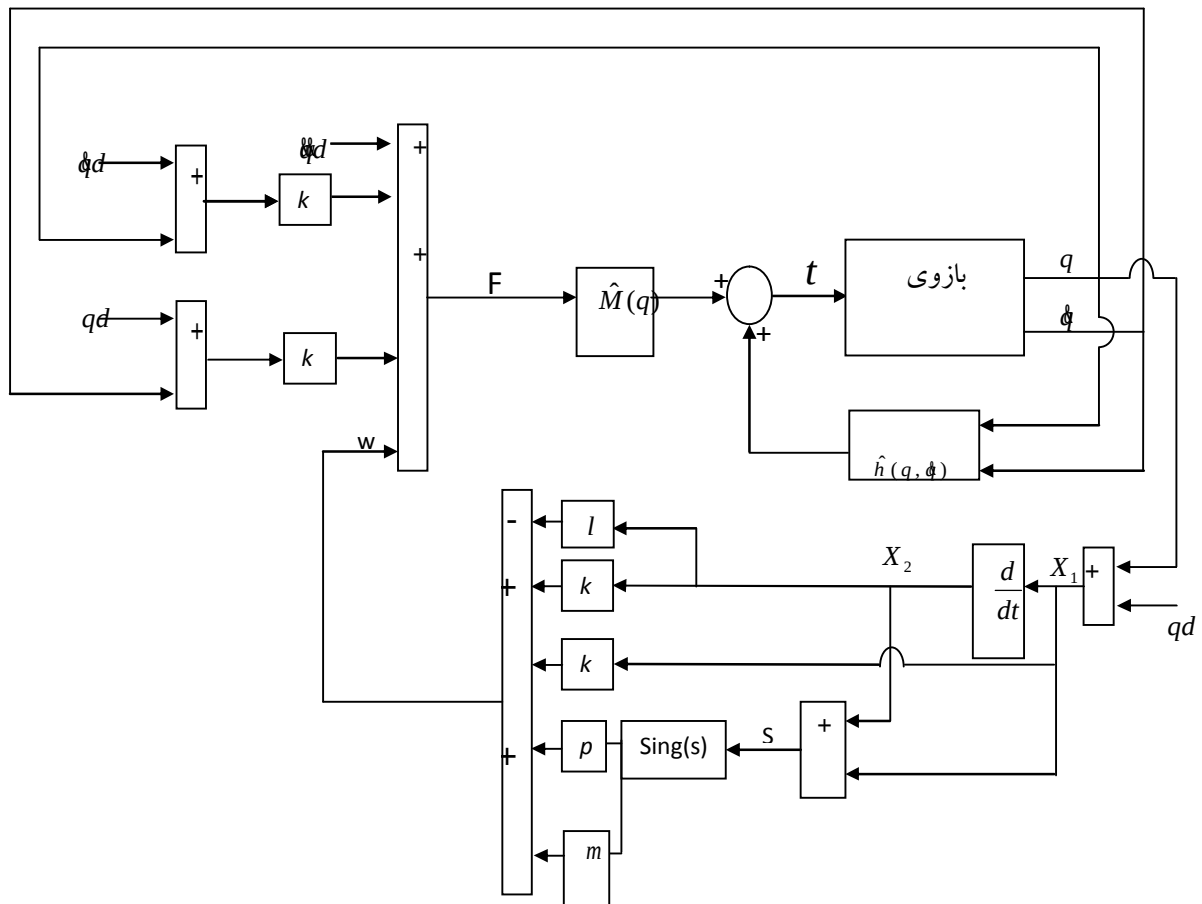
شکل 5-6 خطای ردگیری لینک 2



شکل 5-7 مسیر و مسیر مطلوب لینک 1



شکل 5-8 مسیر و مسیر مطلوب لینک 2



شکل 5-9 کنترل ربات بدون حضور فیلتر

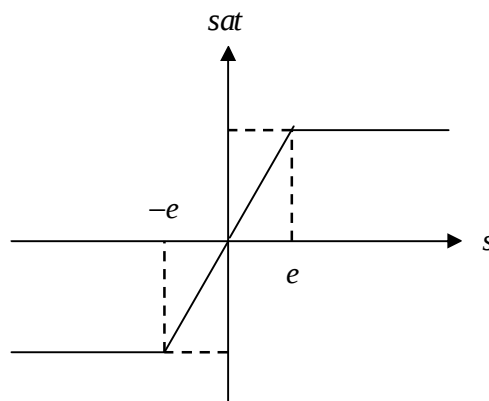
3-5 کاهش لرزش در کنترل مود لغزشی بازوی ربات با طراحی لایه مرزی

در روش طراحی لایه مرزی (1-4-4) در اطراف سطح لغزش، یک لایه مرزی به صورت رابطه زیر تعریف می‌کنیم:

$$B(t) = \{x, |s(x, t)| \leq \Phi\} \quad \Phi > 0 \quad (20-5)$$

در واقع تابع علامت را با تابع هموارتر اشباع تقریب می‌زنیم. بنابراین در قانون کنترل به دست آمده از بخش قبل (19-5) به جای تابع علامت تابع اشباع را قرار می‌دهیم. تابع اشباع به صورت ذیل تعریف می‌شود شکل (10-5).

$$\text{sat}\left(\frac{s}{\Phi}\right) = \begin{cases} \frac{s}{\Phi} & \left|\frac{s}{\Phi}\right| < 1 \\ 1 & s > \Phi \\ -1 & s < -\Phi \end{cases} \quad (21-5)$$

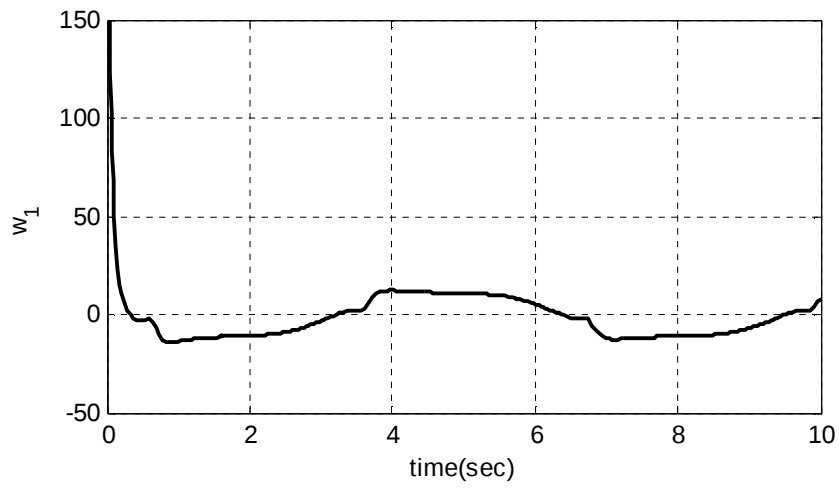


شکل 10-5 نمودار تابع اشباع

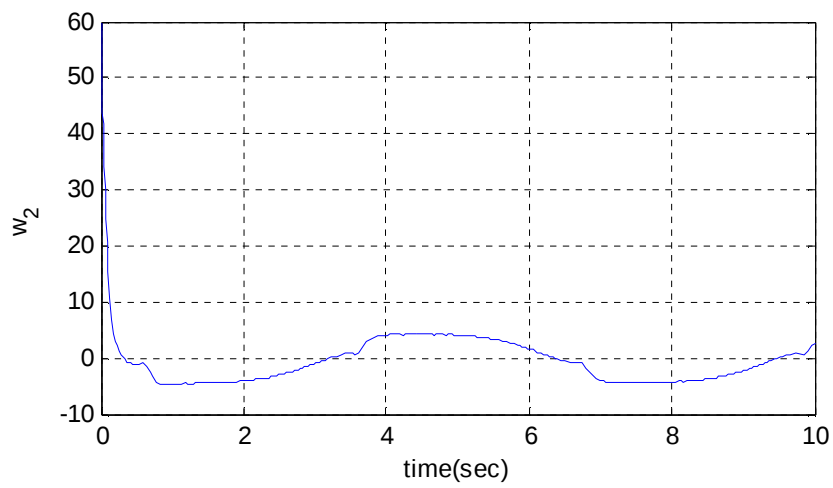
$$\dot{w} = K_p x_1 + K_d x_2 - l x_2 - r \text{sat}(S) - m \text{sat}(S) \quad (22-5)$$

در ذیل نتایج شبیه سازی طراحی لایه مرزی برای یک ربات دو لینکی مثال 1-5 با دو مقدار $\Phi = 0.5$

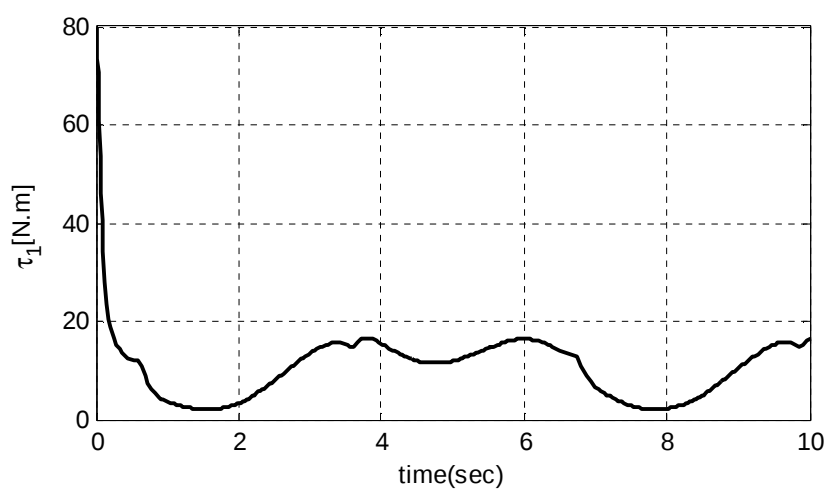
و $\Phi = 0.01$ آورده شده‌اند.



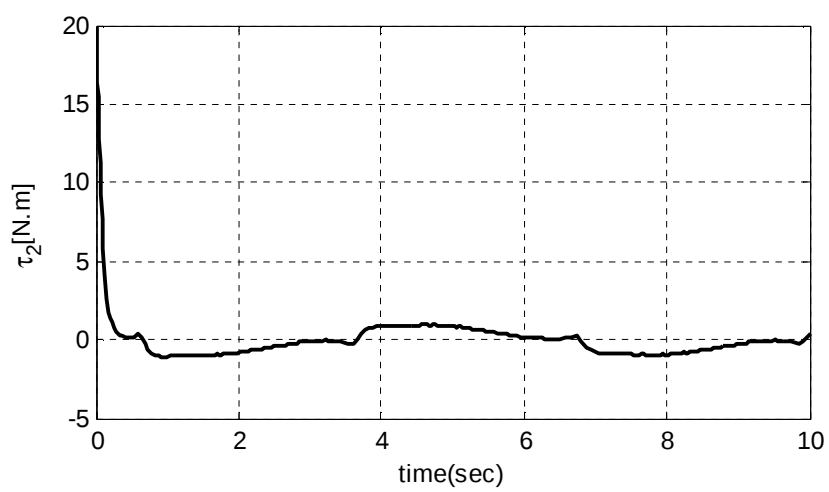
شکل 11-5 قانون کنترل w_1



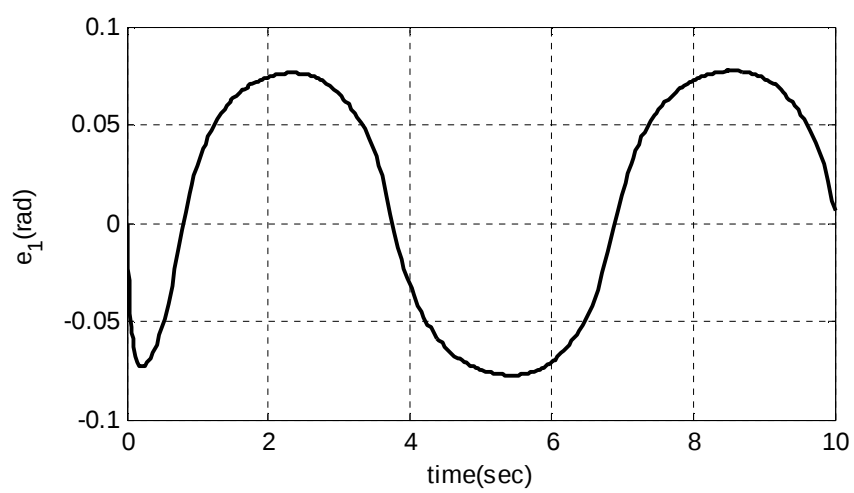
شکل 12-5 قانون کنترل w_2



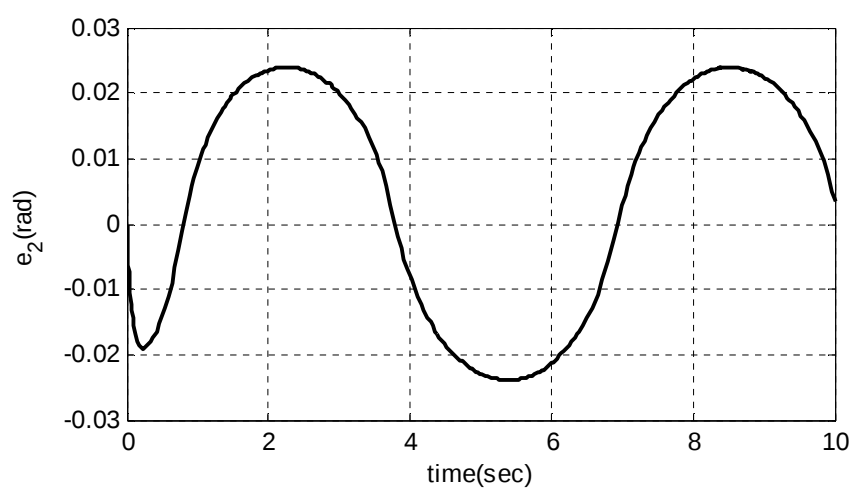
شکل 13-5 قانون کنترل t_1



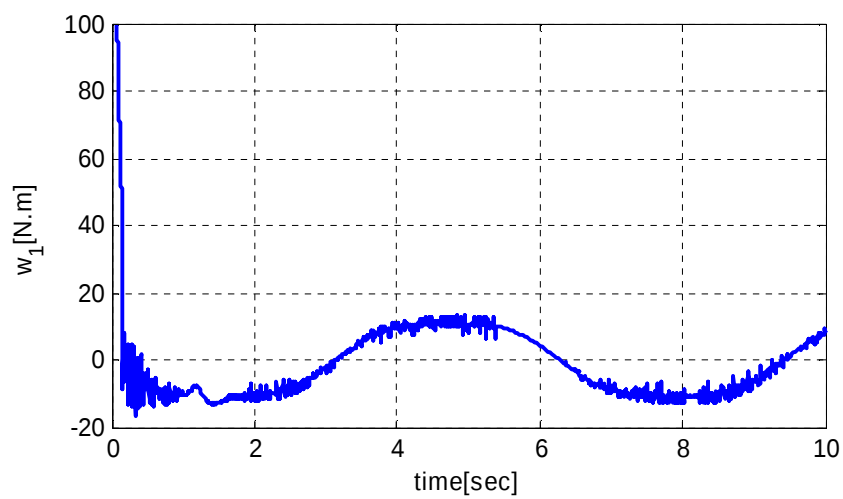
شکل 14-5 قانون کنترل t_2



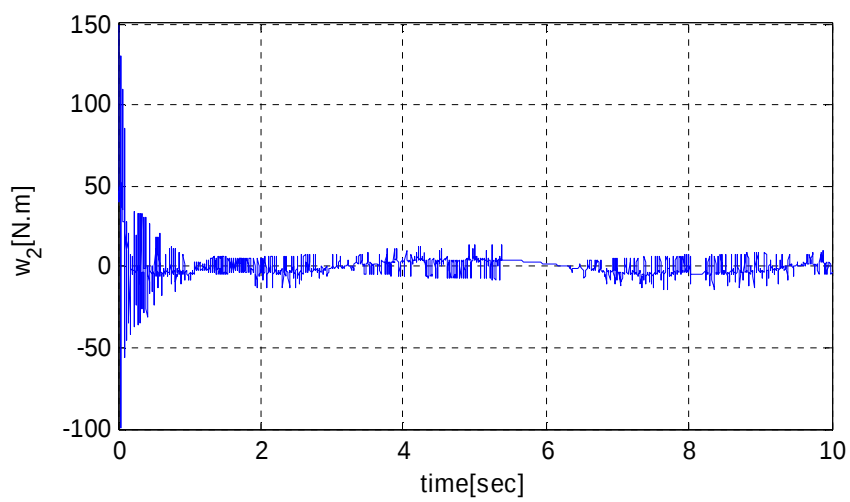
شکل 5-15 خطای ردگیری لینک 1



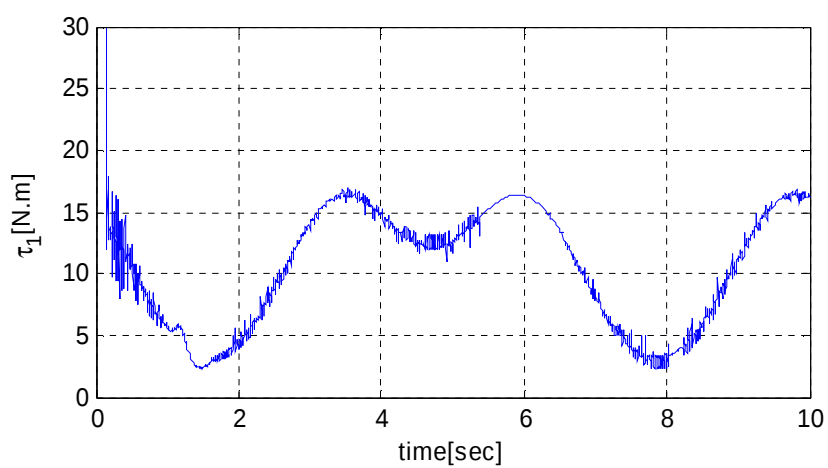
شکل 5-16 خطای ردگیری لینک 1



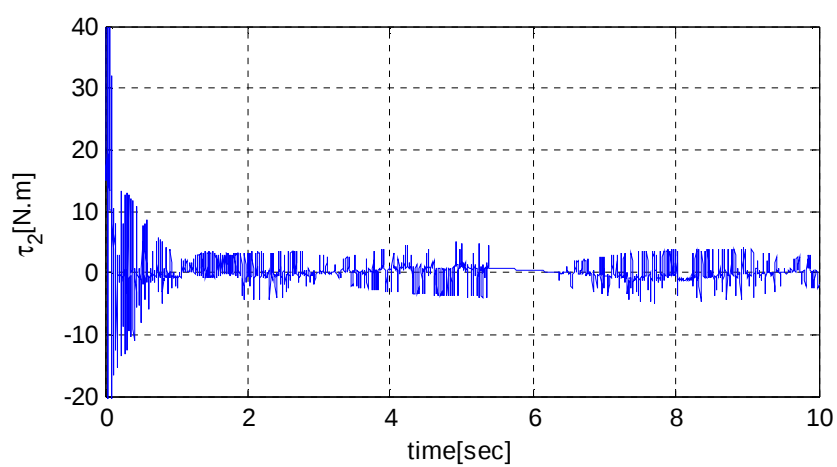
شکل 5-17 سیگنال کنترل w_1 با $\Phi = 0.01$



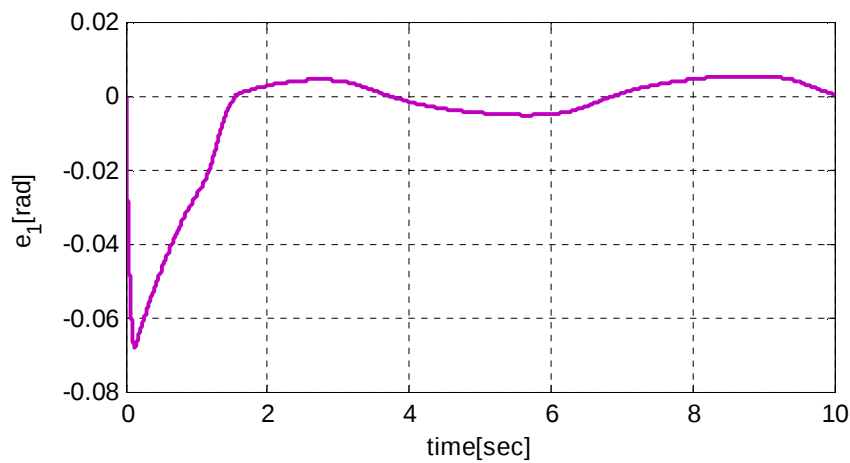
شکل 5-18 سیگنال کنترل w_2 با $\Phi = 0.01$



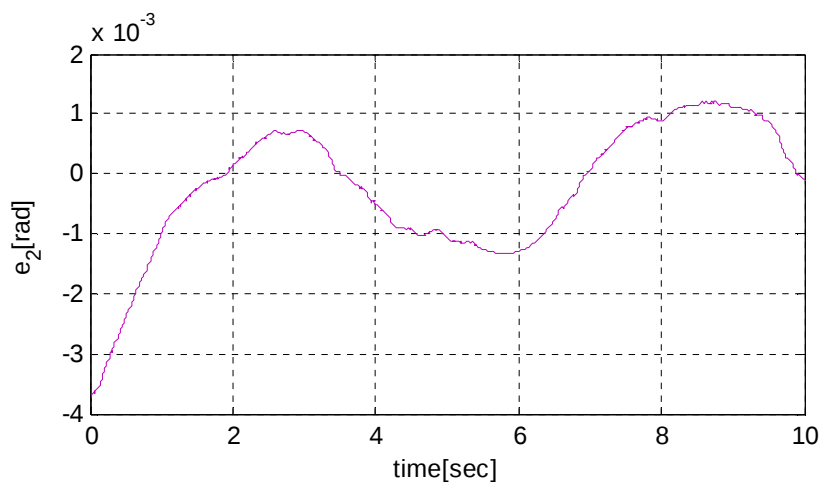
شکل 19-5 سیگنال کنترلی t_1 با $\Phi = 0.01$



شکل 20-5 سیگنال کنترلی t_2 با $\Phi = 0.01$



شکل 21-5 خطای ردگیری لینک 1 با $\Phi = 0.01$



شکل 22-5 خطای ردگیری لینک 2 با $\Phi = 0.01$

نتیجه گیری

نتایج شبیه‌سازی بخش 2-5 پدیده لرزش را در کنترل مود لغزشی بازوی ربات نشان می‌دهد، در بخش 3-5 با اعمال طراحی لایه مرزی لرزش را کاهش دادیم. با توجه به رابطه (4-15) و نتایج شبیه‌سازی طراحی لایه مرزی برای دو مقدار Φ ملاحظه می‌شود که با کاهش عرض لایه مرزی خطا کاهش می‌یابد ولی لرزش کنترلی افزایش می‌یابد.

فصل ششم

آنالیز فرکانسی روش کاهش لرزش مود لغزشی بازوی ربات با استفاده از فیلتر

6-1 مقدمه

در این فصل پس از مقدمه کوتاهی بر فیلترها، به بررسی فیلتر پایین‌گذر و طرز کار آن پرداخته می‌شود. در بخش بعدی به آنالیز فرکانسی سیستم کنترلی می‌پردازیم. برای آنالیز فرکانسی، از روش تابع توصیفی برای تقریب خطی سیستم استفاده می‌شود. روش تابع توصیفی را توضیح داده و برای سیستم کنترلی این پایان‌نامه اجرا می‌کنیم. سیستم کنترلی را قبل و بعد از قراردادن فیلتر آنالیز کرده، دو حالت را با هم مقایسه می‌کنیم و تاثیر فیلتر را بر روی عملکرد سیستم بررسی می‌کنیم.

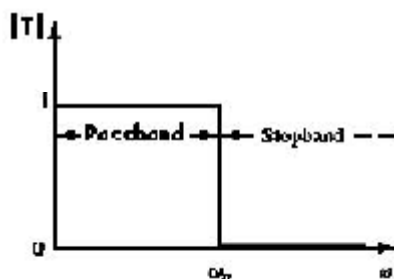
6-2 فیلترها

اساس کار فیلترها جداسازی سیگنال‌ها براساس فرکانس و در واقع حذف نویز می‌باشد.

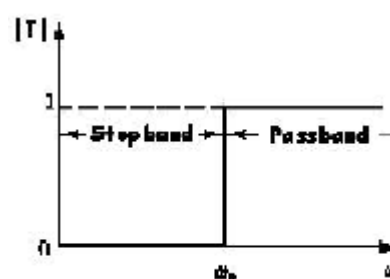


• فیلترها به طور کلی به اقسام زیر تقسیم می‌شوند:

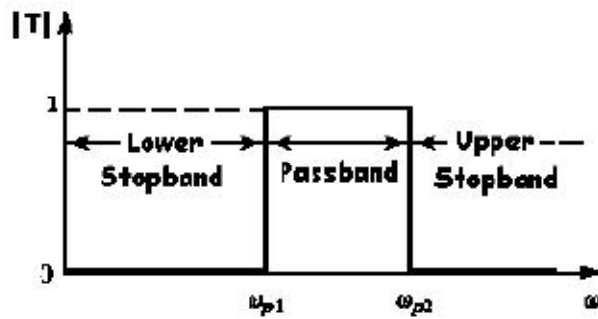
- فیلتر پایین‌گذر
- فیلتر بالا‌گذر
- فیلتر میان‌گذر
- فیلتر میان‌نگذر



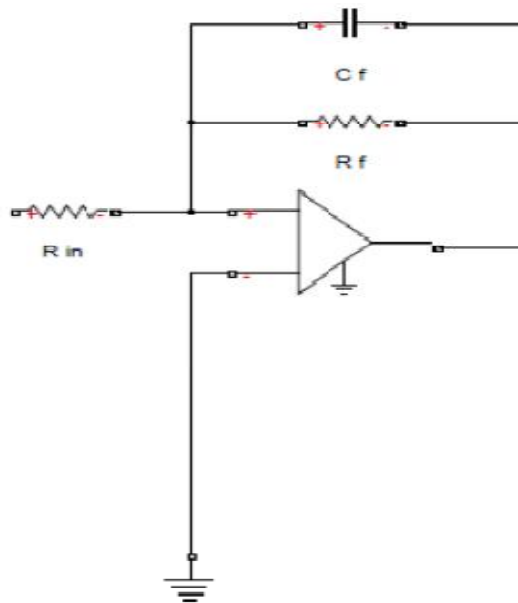
شکل 6-2 فیلتر پایین‌گذر



شکل 6-1 فیلتر بالا‌گذر



شکل 3-6 فیلتر میان گذر



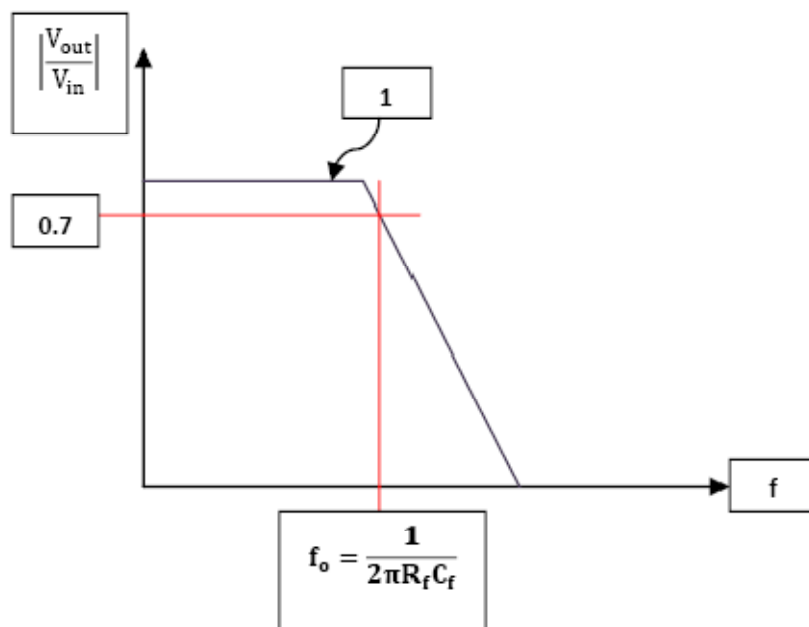
شکل 4-6 فیلتر پایین گذر

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{Z_f}{R_{in}} \rightarrow \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{R_f}{R_i} \frac{1}{1 + j\omega R_f C_f} \rightarrow \left| \frac{V_{out}}{V_{in}} \right| = \frac{R_f}{R_i} \frac{1}{\sqrt{\omega^2 R_f^2 C_f^2}} \quad (1-5)$$

$$\text{if } \omega = \frac{1}{RC} \rightarrow \left| \frac{V_{out}}{V_{in}} \right| = 0.7 \frac{R_f}{R_i} = 3dB \quad (2-5)$$

به $\omega = \frac{1}{RC}$ فرکانس گوشه یا فرکانس 3 دسیبل می گویند.

همان‌طور که مشاهده نمودید، در فرکانس گوشه $\left| \frac{v_{out}}{v_{in}} \right| = 0.7 \frac{R_f}{R_i}$ است، همان‌گونه که در شکل (5-5) نمایش داده می‌شود.



شکل 5-6 فیلتر پایین گذر

در فیلتر پایین گذر :

انتگرال گیر خواهیم داشت $\rightarrow f \gg f_o$ if

3-6 روش تابع توصیفی

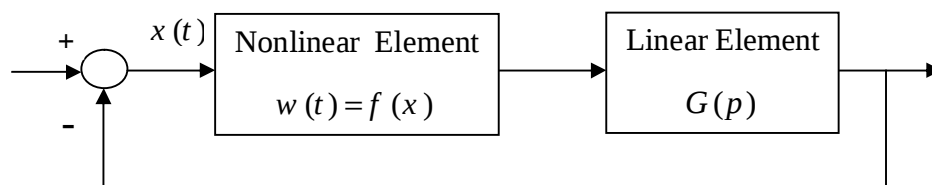
در سیستم‌های غیرخطی برای آنالیز فرکانسی از روش تابع توصیفی استفاده می‌شود که می‌تواند، به طور تقریبی برای آنالیز و پیش بینی رفتار غیرخطی مورد استفاده قرار گیرد. گر چه یک روش تقریبی است، اما به دلیل خصوصیات مفیدش و نیز به دلیل فقدان روش‌های اصولی دیگر برای آنالیز سیستم‌های غیرخطی، یکی از ابزارهای ضروری مهندسی کنترل است. کاربرد اصلی روش تابع توصیف برای پیش بینی چرخه-

های حدی در سیستم‌های غیرخطی است، البته کاربردهای دیگری نیز دارد، از آن جمله می‌توان به پیش-

بینی هارمونیک‌های فرعی، پرش و پاسخ سیستم به ورودی‌های سینوسی اشاره کرد.

در روش تابع توصیفی سیستم را به صورت بلوک دیاگرام (6-6) نشان می‌دهیم. در واقع سیستم را به

صورت ترکیب دو بخش خطی و غیرخطی در نظر می‌گیریم.



شکل 6-6 یک سیستم غیرخطی

برای تقریب یک مولفه غیرخطی توسط تابع توصیفی، یک ورودی سینوسی با دامنه A و فرکانس w را

به عنصر غیرخطی اعمال می‌کنیم، به طور مثال $x = A \sin(wt)$. خروجی مولفه غیرخطی، اغلب

پریودیک است. با استفاده از سری‌های فوریه، تابع پریودیک $w(t)$ را بسط می‌دهیم:

$$w(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(nwt) + b_n \sin(nwt)] \quad (1-6)$$

$$a_0 = \frac{1}{p} \int_{-p}^p w(t) d(wt) \quad (2-6)$$

$$a_n = \frac{1}{p} \int_{-p}^p w(t) \cos(nwt) d(wt) \quad (3-6)$$

$$b_n = \frac{1}{p} \int_{-p}^p w(t) \sin(nwt) d(wt) \quad (4-6)$$

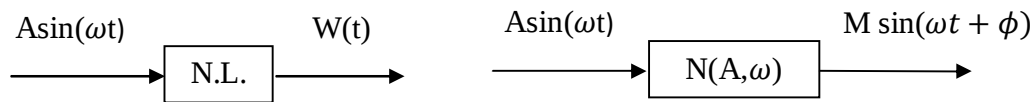
برای غیرخطی فرد $a_0 = 0$ است.

$$w(t) \approx w_1(t) = a_1 \cos(\omega t) + b_1 \sin(\omega t) = M \sin(\omega t + f) \quad (5-6)$$

$$M(A, \omega) = \sqrt{a_1^2 + b_1^2} \quad \text{and} \quad f(A, \omega) = \arctan(a_1 / b_1) \quad (6-6)$$

برای تابع پاسخ فرکانسی که نسبت دامنه-فرکانس، ورودی سینوسی و خروجی سینوسی یک سیستم است، تابع توصیفی ترم غیرخطی به صورت ذیل تعریف می‌شود.

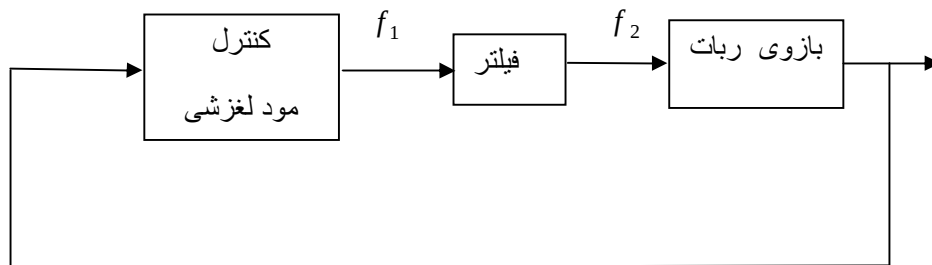
$$N(A, \omega) = \frac{M e^{j(\omega t + f)}}{A e^{j(\omega t)}} = \frac{M}{A} e^{jf} = \frac{1}{A} (b_1 + j a_1) \quad (7-6)$$



شکل 7-6 یک سیستم غیرخطی و تابع توصیفش

4-6 آنالیز فرکانسی اثر فیلتر بر روی سیستم کنترلی بازوی ربات

در این بخش می‌خواهیم، با استفاده از مطالب گفته شده در بخش‌های (2-6) و (3-6) اثر فیلتر بر سیستم کنترلی را از لحاظ فرکانسی بررسی کرده و همین‌طور اثر حذف فرکانس‌های بالا توسط آن را بر عملکرد سیستم کنترلی نشان دهیم.



شکل 8-6 سیستم کنترلی بازوی ربات به همراه فیلتر

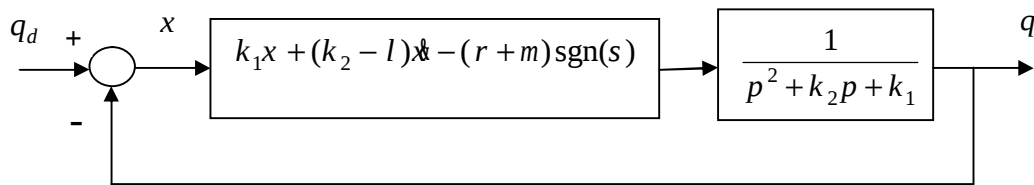
$$\frac{f_2}{f_1} = \frac{1}{as + 1} \quad (8-6)$$

$$\frac{f_2(jw)}{f_1(jw)} = \frac{1}{a jw + 1} \quad (9-6)$$

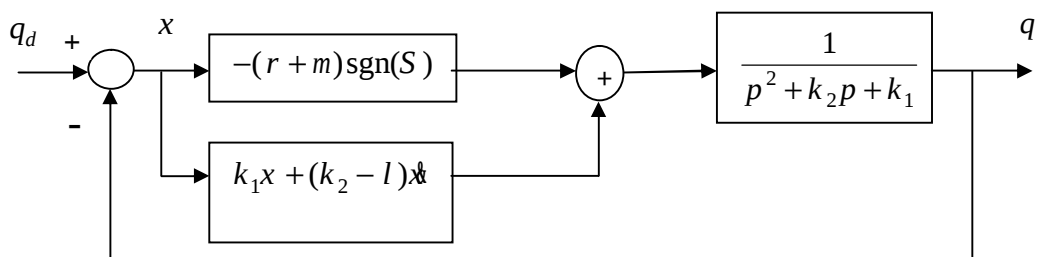
برای حذف لرزش فرکانس بالا باید $0 \rightarrow \left| \frac{f_2(jw)}{f_1(jw)} \right| = \sqrt{\frac{1}{(aw)^2 + 1}}$ ، بنابراین رابطه خواهیم داشت:

$$(aw)^2 \gg 1 \quad (10-6)$$

در ادامه برای آنالیز فرکانسی سیستم به روش تابع توصیفی، سیستم کنترلی را به شکل ذیل نشان می‌دهیم:



شکل 9-6 سیستم کنترلی بازوی ربات بدون فیلتر



شکل 10-6 سیستم کنترلی بازوی ربات بدون فیلتر

$-(r + m) \text{sgn}(s)$ ترم غیرخطی در این سیستم است، بنابراین باید تابع $\text{sgn}(s)$ با سری‌های فوریه تقریب زده شود.

$$w(t) = (r + m) \text{sgn}(S) \quad (11-6)$$

$$b_1 = \frac{4}{p} \int_0^{p/2} (r + m) \sin(wt) d(wt) = \frac{4}{p} (r + m) \quad (12-6)$$

$$N(A) = \frac{4(r + m)}{pA} \quad (13-6)$$

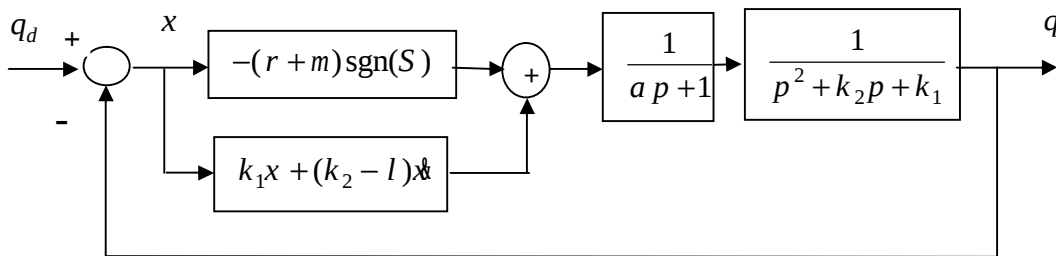
بنابراین $G(p) = \frac{1}{p^2 + k_2 p + k_1}$ و $H(p) = \left(-\frac{4(r + m)}{pA} + k_1 + (k_2 - l)p\right)$ قرار می‌دهیم.

در شکل (4-6) $x = q_d - q$ که همان خطای سیستم است.

$$\frac{q}{q_d} = \frac{GH}{1 + GH} \quad (14-6)$$

$$x = \left(\frac{1}{1+GH} \right) q_d \quad (15-6)$$

$$x = q_d \left(\frac{pA(-w^2 + k_2 jw + k_1)}{pA(-w^2 + k_2 jw + k_1) - 4(r+m) + pA(k_1 + (k_2 - l)jw)} \right) \quad (16-6)$$



شکل 11-6 سیستم کنترلی بازوی ربات با فیلتر

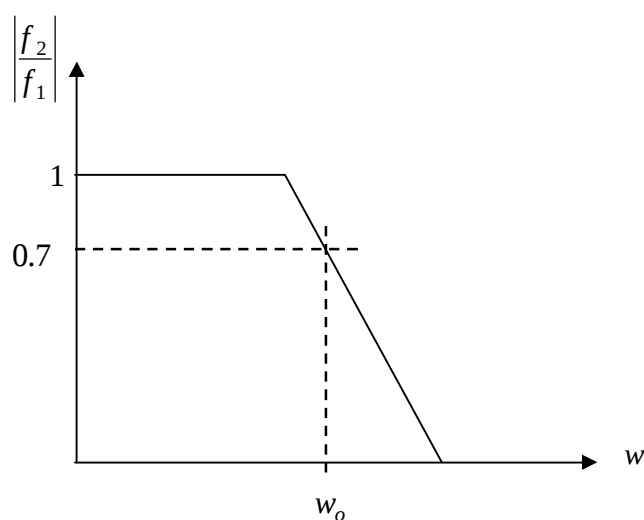
پس از قراردادن فیلتر خواهیم داشت:

$$G(p) = \frac{1}{ap+1} \left(\frac{1}{p^2 + k_2 p + k_1} \right) \quad (17-6)$$

$$x = q_d \left(\frac{pA(-w^2 + k_2 jw + k_1)(1 + a jw)}{pA(-w^2 + k_2 jw + k_1)(1 + a jw) - 4(r+m) + pA(k_1 + (k_2 - l)jw)} \right) \quad (18-6)$$

برای اینکه تفاوت x یا خطا در دو حالت با فیلتر و بدون فیلتر به سمت صفر میل کند، باید a یک عدد کوچک باشد. $a \ll 1$ یا اینکه $a \rightarrow 0$

با توجه به رابطه (10-6) و $a \ll 1$ بنابراین باید $w \gg 1$



شکل 12-6 فیلتر پایین گذر $\frac{1}{as+1}$

با توجه به رابطه $\left| \frac{f_2(jw)}{f_1(jw)} \right| = \sqrt{\frac{1}{(aw)^2 + 1}}$ ماکزیمم مقدار $\left| \frac{f_2}{f_1} \right|$ برابر یک است، بنابراین اندازه $\frac{1}{as+1}$ در فرکانس گوشه برابر $\frac{\sqrt{2}}{2}$ می شود.

$$\sqrt{\frac{1}{(aw_o)^2 + 1}} = \frac{\sqrt{2}}{2} \rightarrow a^2 w_o^2 = 1 \rightarrow w_o = \frac{1}{a} \quad (19-6)$$

با توجه به نتایج فوق، برای حفظ دقت پاسخ باید a یک عدد کوچک و برای حذف لرزش باید aw یک عدد بزرگ باشد، بنابراین w باید به اندازه کافی بزرگ انتخاب شود، با توجه به رابطه (19-6) مقدار

فرکانس گوشه برای فیلتر $\frac{1}{as+1}$ ، $w_o = \frac{1}{a}$ به دست آمد.

فصل هفتم

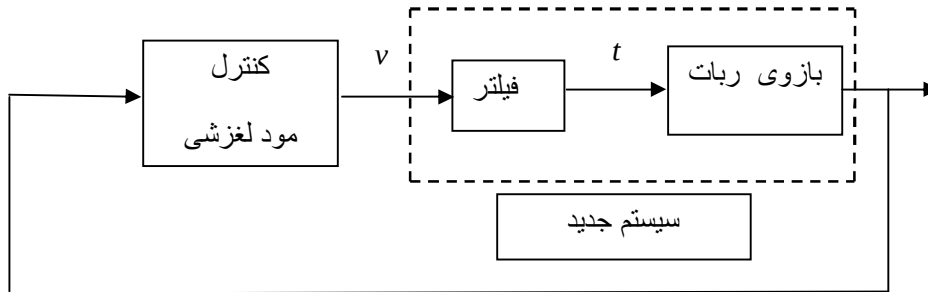
تحلیل پایداری روش کاهش لرزش مودلغزشی بازوی ربات با استفاده از فیلتر

7-1 مقدمه

در این فصل برای کاهش لرزش در مود لغزشی بازوی ربات، یک روش جدید و مناسب ارائه می‌شود. در این روش در قانون کنترل از فیلتر پایین‌گذر استفاده می‌شود. در بخش سوم به تحلیل پایداری بازوی ربات به همراه فیلتر می‌پردازیم. برای تحلیل پایداری، بازوی ربات به همراه فیلتر را یک سیستم جدید در نظر می‌گیریم. سپس برای این سیستم جدید کنترل مود لغزشی با سطح لغزش جدید اعمال می‌شود و پایداری سیستم جدید اثبات می‌شود. در بخش این روش را برای یک بازوی ربات دولینکی شبیه‌سازی نموده و آن‌ها را با نتایج فصل پنجم مقایسه می‌کنیم. نتایج شبیه‌سازی، مناسب بودن این روش جدید را نشان می‌دهد.

7-2 کاهش لرزش کنترلی در کنترل مود لغزشی بازوی ربات با استفاده از فیلتر

در این بخش لرزش کنترلی را با روش جدید فیلتر کردن نوسانات فرکانس بالا کاهش می‌دهیم و پایداری سیستم جدید متشکل از بازوی ربات و فیلتر را با روش‌های کنترل غیر خطی تحلیل می‌کنیم. برای این هدف، یک فیلتر پایین‌گذر الکتریکی را قبل از بازوی ربات قرار می‌دهیم، ترکیب بازوی ربات و فیلتر پایین‌گذر تشکیل یک سیستم جدید را می‌دهند (شکل 7-1)



شکل 1-7 کنترل مود لغزشی فیلتر شده

روش جدید به این صورت است که یک فیلتر پایین‌گذر به صورت $\frac{1}{as+1}$ قبل از بازوی ربات قرار می‌گیرد (مطابق شکل 1-7) و لرزش کنترلی را از سیگنال کنترلی که به بازوی ربات وارد می‌شود، حذف می‌کند، هر چند که هنوز سیگنال کنترلی وارد به فیلتر دارای لرزش است.

$$M(q)\ddot{\phi} + h(q, \dot{\phi}) = t \quad (1-7)$$

$$\frac{t}{v} = \frac{1}{as+1} \rightarrow a\dot{\phi} + t = v \quad (2-7)$$

از رابطه (1-7) مشتق گرفته و در رابطه (2-7) قرار می‌دهیم:

$$a \left[M(q)\ddot{\phi} + \left(\frac{\partial}{\partial q} M(q) \right) \dot{q} \dot{\phi} + \frac{\partial}{\partial q} h(q, \dot{\phi}) \dot{\phi} + \frac{\partial}{\partial \dot{\phi}} h(q, \dot{\phi}) \ddot{\phi} \right] + M(q)\ddot{\phi} + h = v \quad (3-7)$$

کنترل مقاوم را به صورت زیر بر روی سیستم (3-7) اعمال می‌کنیم:

$$a \left[\hat{M}(q)F + \left(\frac{\partial}{\partial q} \hat{M}(q) \right) \dot{q} \dot{\phi} + \frac{\partial}{\partial q} \hat{h}(q, \dot{\phi}) \dot{\phi} + \frac{\partial}{\partial \dot{\phi}} \hat{h}(q, \dot{\phi}) \ddot{\phi} \right] + \hat{M}(q)\ddot{\phi} + \hat{h} = v \quad (4-7)$$

در روابط فوق $\hat{M}(q)$ تقریب $M(q)$ و همان‌طور که در (3-2) بیان شد، $M(q)$ ماتریس اینرسی است.

$\hat{h}(q, \phi)$ تقریب $h(q, \phi)$ و با توجه به (3-2)، نیروهای گرانشی، کوریولیس و گریز از مرکز را شامل می‌شود. $\frac{\partial}{\partial q} \hat{M}(q)$ تقریب $\frac{\partial}{\partial q} M(q)$ ، $\frac{\partial}{\partial q} \hat{h}(q, \phi)$ تقریب $\frac{\partial}{\partial q} h(q, \phi)$ و $\frac{\partial}{\partial \phi} \hat{h}(q, \phi)$ تقریب $\frac{\partial}{\partial \phi} h(q, \phi)$ می‌باشد.

حال قانون کنترل F را به صورت (5-7) پیشنهاد داده و در رابطه (4-7) قرار می‌دهیم و عدم قطعیت را به صورت ترم Δw در نظر می‌گیریم. پس از آن باید قانون کنترل w به گونه‌ای پیشنهاد شود که اثر عدم قطعیت را از بین ببرد، برای پیشنهاد w از روش مود لغزشی استفاده می‌کنیم که در ادامه شرح داده شده است.

$$F = \ddot{q}_d + K_3(\ddot{q}_d - \ddot{\phi}) + K_2(\dot{q}_d - \dot{\phi}) + K_1(q_d - q) + w \quad (5-7)$$

$$\ddot{\phi} = \ddot{q}_d + K_3(\ddot{q}_d - \ddot{\phi}) + K_2(\dot{q}_d - \dot{\phi}) + K_1(q_d - q) + w + \Delta w \quad (6-7)$$

$$\Delta w = \frac{1}{a} M^{-1} \left\{ \left[\frac{\partial}{\partial q} \hat{M}(q) - \frac{\partial}{\partial q} M(q) \right] \ddot{\phi} + \left[\frac{\partial}{\partial q} \hat{h}(q, \phi) - \frac{\partial}{\partial q} h(q, \phi) \right] \dot{\phi} + \left[\frac{\partial}{\partial \phi} \hat{h}(q, \phi) - \frac{\partial}{\partial \phi} h(q, \phi) \right] \ddot{\phi} + \left[\hat{M}(q) - M(q) \right] \ddot{\phi} + [\hat{h}(q, \phi) - h(q, \phi)] \right\} + (M^{-1} \hat{M} - I) F \quad (7-7)$$

بردار خطای $E^T = [e, \delta, \mathfrak{A}]$ را با مولفه‌های $e = q - q_d$ و $\delta = \phi - \phi_d$ و $\mathfrak{A} = \ddot{\phi} - \ddot{q}_d$ تعریف می‌کنیم.

سپس بردار حالت را به شکل $x^T = [x_1, x_2, x_3]$ تشکیل می‌دهیم. با مولفه‌های x_1 ، x_2 و x_3 که به صورت ذیل تعریف می‌شوند.

$$\begin{cases} e = x_1 \\ \dot{e} = x_2 \\ \ddot{e} = x_3 \end{cases} \quad (8-7)$$

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = x_3 \\ \dot{x}_3 = -K_1 x_1 - K_2 x_2 - K_3 x_3 + w + \Delta w \end{cases} \quad (9-7)$$

بنابراین معادلات حالت سیستم (9-7) به صورت زیر می شود.

$$\dot{X} = AX + bu \quad A = \begin{bmatrix} 0 & I & 0 \\ 0 & 0 & I \\ -K_1 & -K_2 & -K_3 \end{bmatrix}, b = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ I \end{bmatrix}, u = w + \Delta w \quad (10-7)$$

حال به سیستم (10-7) کنترل مود لغزشی را اعمال می کنیم. چون سیستم (9-7) از مرتبه سوم است، سطح لغزش را از مرتبه دو در نظر می گیریم:

$$\begin{aligned} S &= \left(\frac{d}{dt} + l\right)^2 x_1 \\ S &= x_3 + 2l x_2 + l^2 x_1 \end{aligned} \quad (11-7)$$

w را به گونه ای پیشنهاد می دهیم که رابطه ذیل برقرار شود:

$$\frac{1}{2} \frac{d}{dt} S^2 \leq -m |S| \quad (12-7)$$

$$S \dot{S} \leq -m |S|$$

$$\dot{S} = \dot{x}_3 + 2l \dot{x}_2 + l^2 \dot{x}_1 \quad (13-7)$$

عبارت $\frac{S}{|S|} = \text{sgn}(S)$ و رابطه (13-7) را در رابطه (12-7) جایگذاری می کنیم :

$$(x_3 + 2l x_2 + l^2 x_1) \text{sgn}(S) \leq -m \quad (14-7)$$

با جایگذاری مقدار x_3 از معادله (9-7) و با توجه به این خاصیت تابع علامت که $\text{sgn}(S) \text{sgn}(S) = 1$

رابطه (15-7) بدست می آید.

$$(-K_1 x_1 - K_2 x_2 - K_3 x_3 + w + \Delta w + 2l x_3 + l^2 x_2) \operatorname{sgn}(S) + m \operatorname{sgn}(S) \operatorname{sgn}(S) \leq 0 \quad (15-7)$$

حال فرض می کنیم:

$$\begin{aligned} \|M^{-1}\hat{M} - I\| &= a < 1 \\ \underline{M} &\leq \|M^{-1}\| \leq \bar{M} \\ \hat{M} &= \frac{2I}{\underline{M} + \bar{M}} \end{aligned} \quad \text{فرض (1)}$$

$$\|\hat{h} - h\| < j_1 \quad \text{فرض (2)}$$

$$\|\Delta w\| \leq r \quad \text{فرض (3)}$$

$$\left\| \frac{\partial}{\partial q} \hat{M}(q) - \frac{\partial}{\partial q} M(q) \right\| < j_2 \quad \text{فرض (4)}$$

$$\left\| \frac{\partial}{\partial q} \hat{h}(q, \phi) - \frac{\partial}{\partial q} h(q, \phi) \right\| < j_3 \quad \text{فرض (5)}$$

$$\left\| \frac{\partial}{\partial \phi} \hat{h}(q, \phi) - \frac{\partial}{\partial \phi} h(q, \phi) \right\| < j_4 \quad \text{فرض (6)}$$

$$\|\hat{M}(q) - M(q)\| < j_5 \quad \text{فرض (7)}$$

در رابطه (7-7) به جای F رابطه (5-7) را قرار می دهیم و از نرم عدم قطعیت Δw نرم می گیریم،

سپس با استفاده از فرضیات ذکر شده، حدود عدم قطعیت r را به دست می آوریم.

$$\begin{aligned} \Delta w &= (M^{-1}\hat{M} - I)(\hat{w} - K_3 x_3 - K_2 x_2 - K_1 x_1 + w) \\ &+ \frac{1}{a} M^{-1} \{ [\frac{\partial}{\partial q} \hat{M}(q) - \frac{\partial}{\partial q} M(q)] \hat{w} + [\frac{\partial}{\partial q} \hat{h}(q, \phi) - \frac{\partial}{\partial q} h(q, \phi)] \phi + [\frac{\partial}{\partial \phi} \hat{h}(q, \phi) \\ &- \frac{\partial}{\partial \phi} h(q, \phi)] \phi + [\hat{M}(q) - M(q)] \hat{w} + [\hat{h}(q, \phi) - h(q, \phi)] \} \end{aligned} \quad (16-7)$$

(17-7)

$$\begin{aligned} \|\Delta w\| \leq & a \left\| \frac{\partial}{\partial q} \hat{M}(q) - \frac{\partial}{\partial q} M(q) \right\| + \left\| \frac{\partial}{\partial q} \hat{h}(q, \phi) - \frac{\partial}{\partial q} h(q, \phi) \right\| + \left\| \frac{\partial}{\partial \phi} \hat{h}(q, \phi) \right\| \\ & + ar + \frac{1}{a} \bar{M} \left\| -\frac{\partial}{\partial \phi} h(q, \phi) + [\hat{M}(q) - M(q)] + [\hat{h}(q, \phi) - h(q, \phi)] \right\| \end{aligned} \quad (18-7)$$

 $r =$

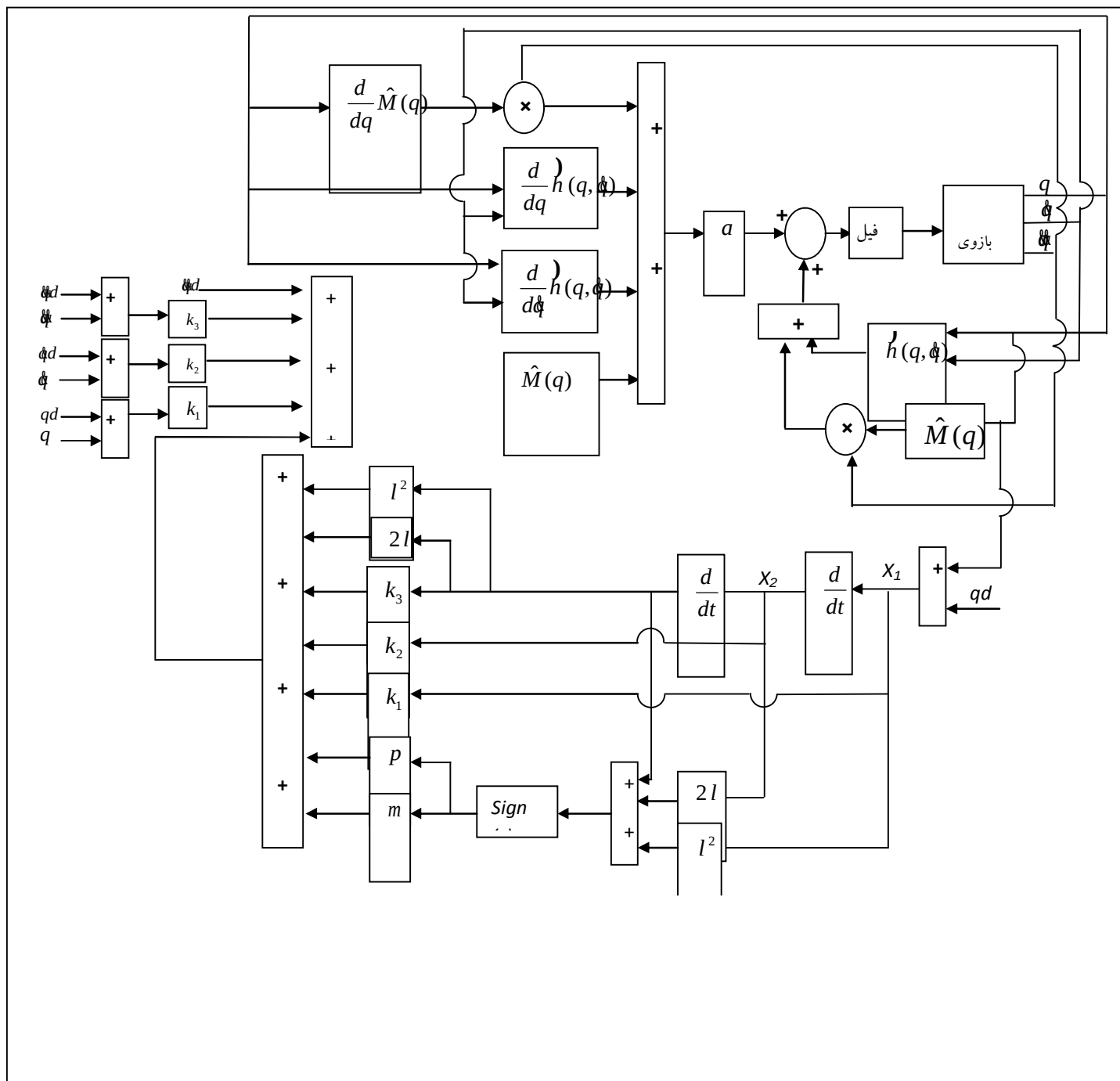
$$\left\{ \left\| \frac{\partial}{\partial q} \hat{M}(q) - \frac{\partial}{\partial q} M(q) \right\| + \left\| \frac{\partial}{\partial q} \hat{h}(q, \phi) - \frac{\partial}{\partial q} h(q, \phi) \right\| + \left\| \frac{\partial}{\partial \phi} \hat{h}(q, \phi) \right\| + \frac{1}{a} \bar{M} \left\| -\frac{\partial}{\partial \phi} h(q, \phi) + [\hat{M}(q) - M(q)] + [\hat{h}(q, \phi) - h(q, \phi)] \right\| \right\} / (1-a)$$

اکنون قانون کنترل w را به صورت رابطه (19-7) پیشنهاد می‌دهیم:

$$w = K_3 X_3 + K_2 X_2 + K_1 X_1 - 2l X_3 - l^2 X_2 - m \operatorname{sgn}(s) - r \operatorname{sgn}(s) \quad (19-7)$$

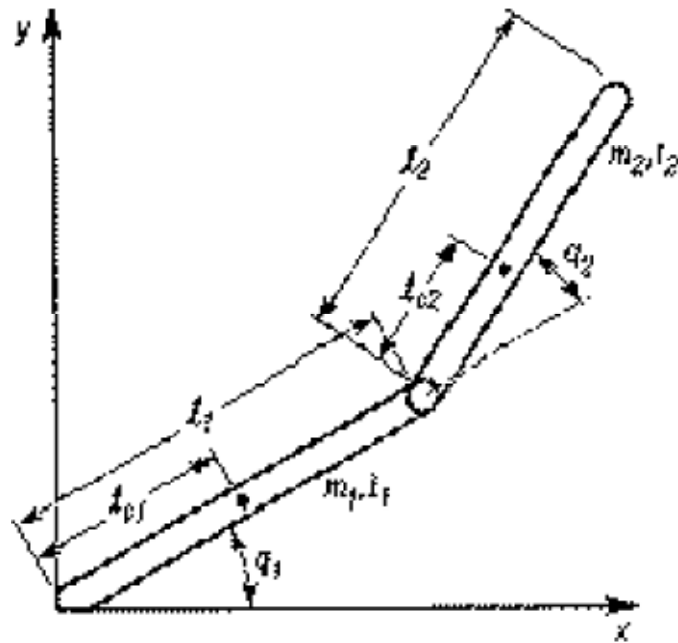
با این قانون کنترل رابطه (12-7) برقرار می‌شود و سیستم کنترلی (1-7) با وجود عدم قطعیت‌ها کنترل

می‌شود، شکل (2-7).



شکل 2-7 کنترل ربات در حضور فیلتر

3-7 شبیه سازی



شکل 3-7 ربات دو لینکی

برای یک ربات دو لینکی با روابط زیر روش کنترل مود لغزشی با فیلتر را اعمال می کنیم:

(20-7)

$$M(q) = \begin{bmatrix} m_1 l_{c1}^2 + m_2(l_1^2 + l_{c2}^2 + 2l_1 l_2 \cos(q_2)) + I_1 + I_2 & m_2(l_{c2}^2 + l_1 l_{c2} \cos(q_2)) + I_2 \\ m_2(l_{c2}^2 + l_1 l_{c2} \cos(q_2)) + I_2 & m_2(l_{c2}^2) + I_2 \end{bmatrix}$$

(21-7)

$$h(q, \dot{q}) = \begin{bmatrix} -(m_2 l_1 l_{c2} \sin(q_2))(\dot{q}_1 \dot{q}_2 + \dot{q}_1^2) + (m_1 l_{c1} + m_2 l_1)g \cos(q_1) + m_2 l_{c2} \cos(q_1 + q_2) \\ m_2 l_1 l_{c2} \sin(q_2) + m_2 l_{c2} \sin(q_1 + q_2) \end{bmatrix}$$

$$\frac{\partial M}{\partial q} = \begin{bmatrix} -2m_2 l_1 l_2 \sin(q_2) & -m_2 l_1 l_{c_2} \sin(q_2) \\ -m_2 l_1 l_{c_2} \sin(q_2) & 0 \end{bmatrix} \quad (22-7)$$

$$\frac{\partial h}{\partial q} = \begin{bmatrix} \frac{\partial h_1}{\partial q_1} & \frac{\partial h_1}{\partial q_2} \\ \frac{\partial h_2}{\partial q_1} & \frac{\partial h_2}{\partial q_2} \end{bmatrix} \quad (23-7)$$

$$\frac{\partial h_1}{\partial q_1} = -(m_1 l_{c_1} + m_2 l_1)g \sin(q_1) - m_2 l_{c_2} \sin(q_1 + q_2) \quad (24-7)$$

$$\frac{\partial h_1}{\partial q_2} = -(m_2 l_1 l_{c_2} \cos(q_2))(\dot{\phi}_1 \dot{\phi}_2 + \dot{\phi}_1^2) \quad (25-7)$$

$$\frac{\partial h_2}{\partial q_1} = m_2 l_{c_2} \cos(q_1 + q_2) \quad (26-7)$$

$$\frac{\partial h_2}{\partial q_2} = m_2 l_1 l_{c_2} \cos(q_2) + m_2 l_{c_2} \cos(q_1 + q_2) \quad (27-7)$$

$$\frac{\partial h}{\partial \phi} = \begin{bmatrix} \frac{\partial h_1}{\partial \phi_1} & \frac{\partial h_1}{\partial \phi_2} \\ \frac{\partial h_2}{\partial \phi_1} & \frac{\partial h_2}{\partial \phi_2} \end{bmatrix} \quad (28-7)$$

$$\frac{\partial h_1}{\partial \phi_1} = -(m_2 l_1 l_{c_2} \sin(q_2))(\dot{\phi}_2 + 2\dot{\phi}_1) \quad (29-7)$$

$$\frac{\partial h_1}{\partial \phi_2} = -(m_2 l_1 l_{c_2} \sin(q_2))(\dot{\phi}_1) \quad (30-7)$$

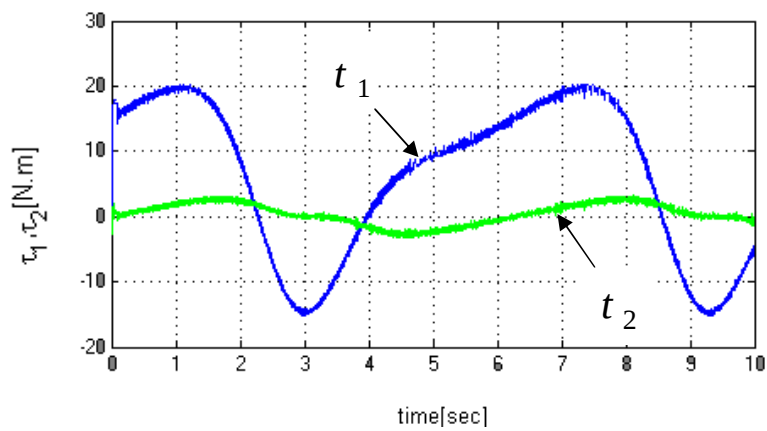
$$\frac{\partial h_2}{\partial \phi_1} = \frac{\partial h_2}{\partial \phi_2} = 0 \quad (31-7)$$

پارامتر	m_1	m_2	l_1	l_2	l_{c1}	l_{c2}	I_1	I_2	g
مقدار	1	1	1	1	.5	.5	.5	0.5	9.8

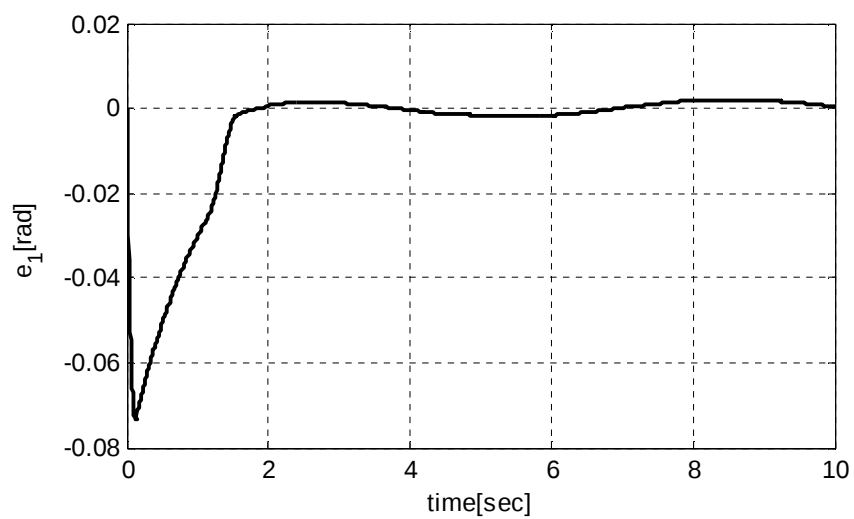
جدول 7-1 پارامتر های بازوی دو لینکی ربات

$$l = 1, \quad a = 0.1, \quad m = 0.5 \quad (32-7)$$

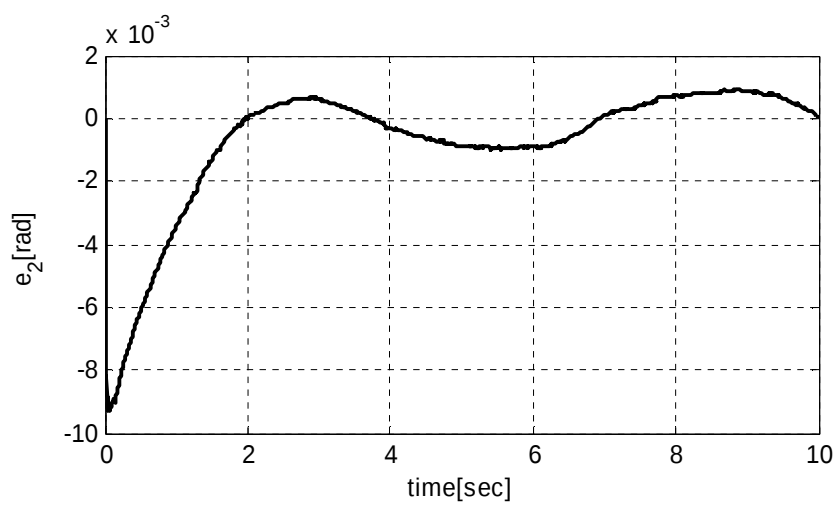
$$K_1 = \begin{bmatrix} 100 & 0 \\ 0 & 144 \end{bmatrix}, K_2 = \begin{bmatrix} 20 & 0 \\ 0 & 24 \end{bmatrix}, K_3 = \begin{bmatrix} 7 & 0 \\ 0 & 10 \end{bmatrix} \quad (33-7)$$



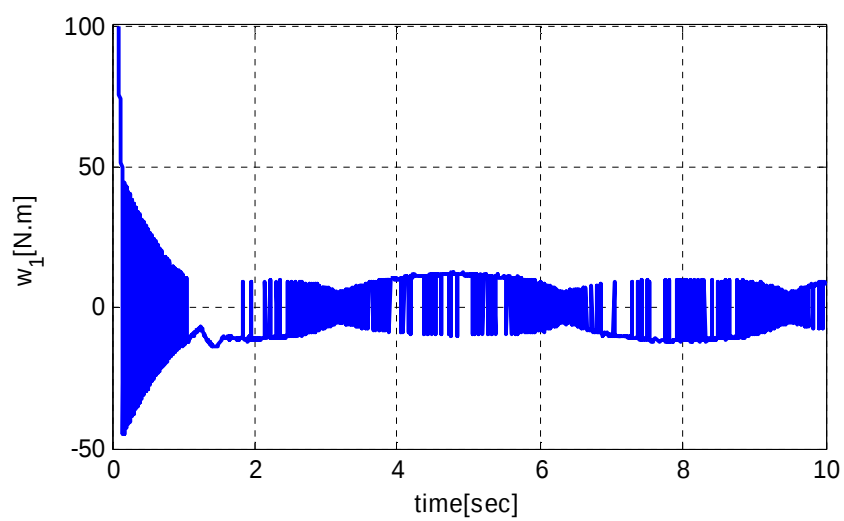
شکل 4-7 سیگنال کنترلی t



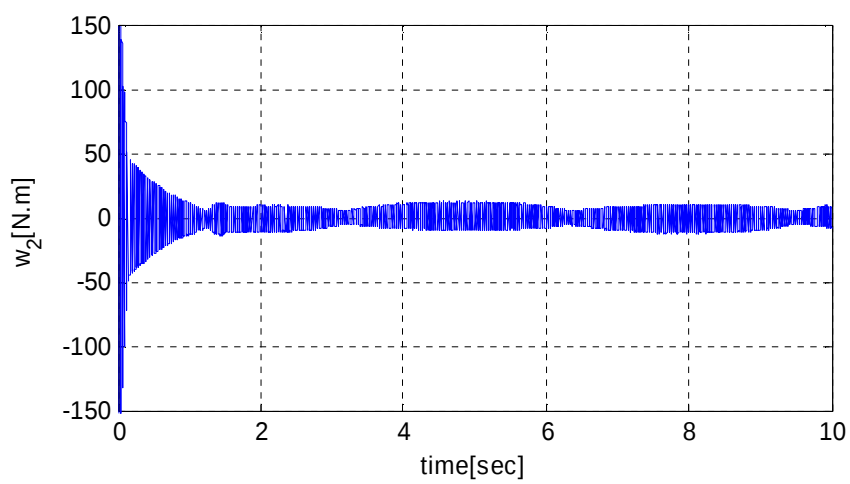
شکل 5-7 نمودار خطای لینک 1



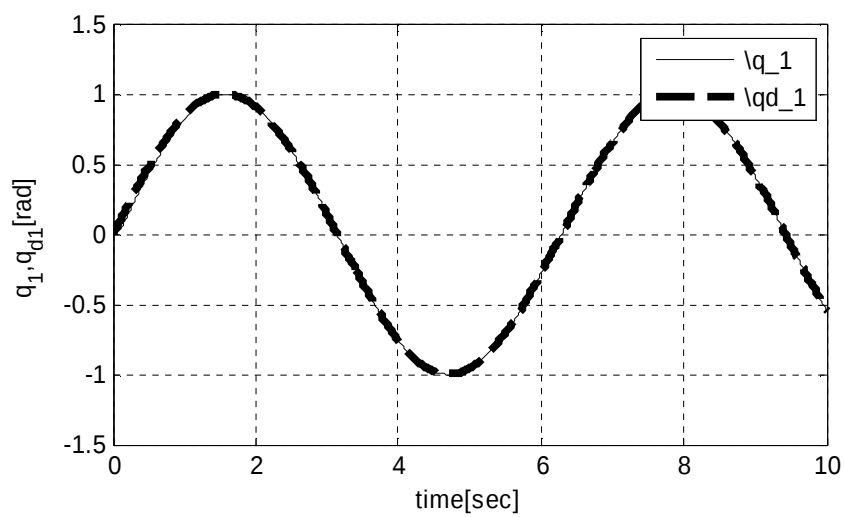
شکل 6-7 نمودار خطای لینک 2



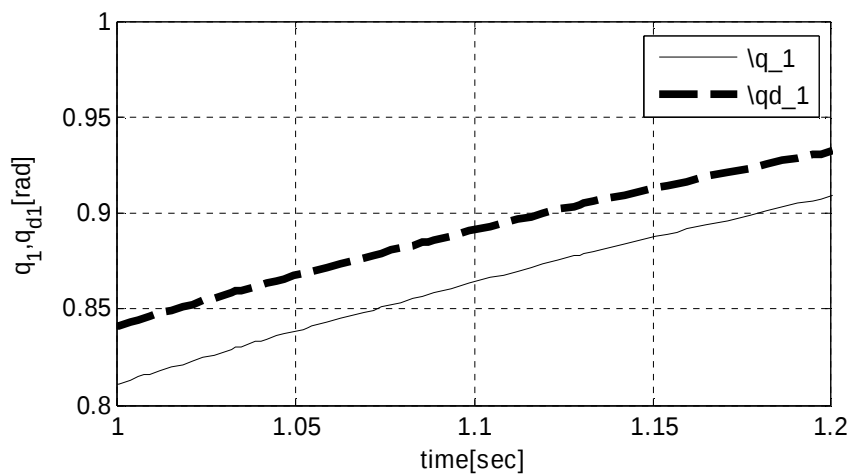
شکل 7-7 سیگنال کنترلی w_1



شکل 8-7 سیگنال کنترلی w_2

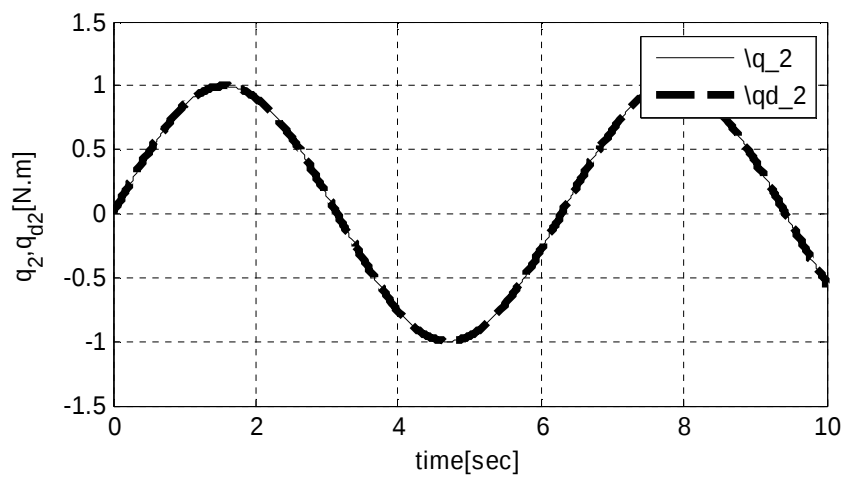


(الف)

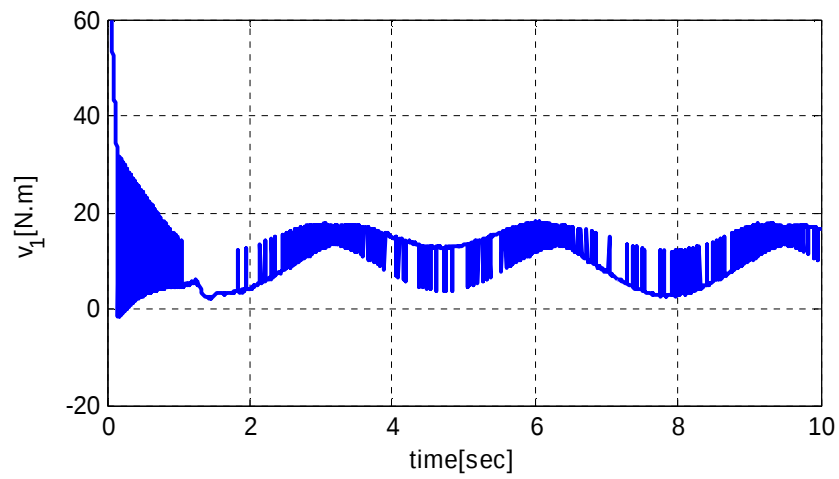


(ب)

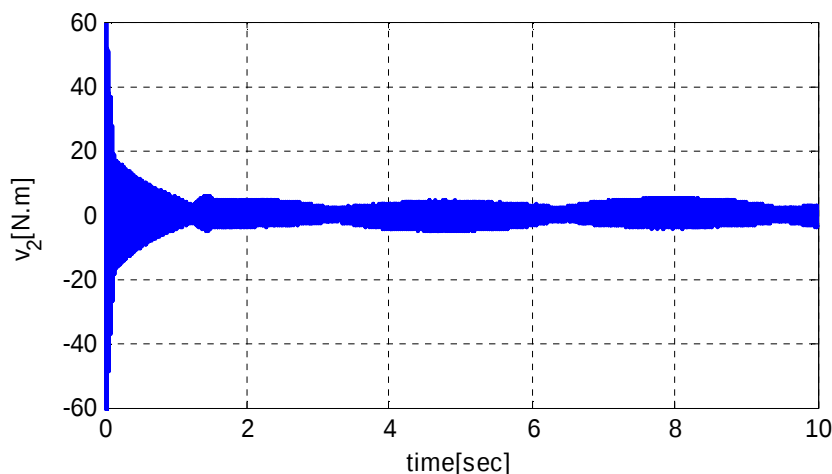
شکل 9-7 الف- مسیر و مسیر مطلوب لینک 1 ب- نمای بزرگ شده قسمت الف



شکل 10-7 مسیر و مسیر مطلوب لینک 2



شکل 11-7 سیگنال کنترلی v_1



شکل 7-12 سیگنال کنترلی v_2

نتیجه گیری:

همان طور که در نتایج شبیه سازی ملاحظه می شود، سیگنال کنترلی t فاقد لرزش می باشد، در حالی که v هنوزم دارای لرزش است. فیلتر پایین گذر لرزش فرکانس بالا را حذف می کند و سیگنال فاقد لرزش را از خود عبور می دهد. مقایسه نتایج این فصل با نتایج فصل پنجم نشان می دهد که لرزش کنترلی بدون افزایش خطا کاهش می یابد در حالی که همانطور که در بخش (3-5) ملاحظه شد، طراحی لایه مرزی لرزش را کاهش می دهد ولی خطا افزایش می یابد. در روش کنترل مود لغزشی مرتبه دوم با اینکه خطا افزایش نمی یابد ولی از یک الگوریتم بنگ-بنگ استفاده شده و به آشکارساز نیاز است، بنابراین روش استفاده از فیلتر در قانون کنترلی به روش های طراحی لایه مرزی و مود لغزشی مرتبه دوم مزیت دارد.

فصل هشتم



نتیجہ گیری و پیشهادات

8-1 نتیجه‌گیری و پیشنهادات

الف - نتیجه‌گیری

در فصل پنجم این پایان‌نامه، قانون کنترل مودلغزشی به بازوی ربات اعمال شده است. در شبیه‌سازی‌های همین فصل لرزش کنترلی در کنترل مودلغزشی نشان داده شده است. لرزش کنترلی در کنترل مودلغزشی باعث عملکرد نامطلوب سیستم می‌شود. در ادامه این فصل روش طراحی لایه مرزی برای کاهش لرزش کنترلی به کار برده شده است. در طراحی لایه مرزی برای داشتن سیگنال کنترلی هموارتر باید عرض لایه مرزی افزایش یابد که این با افزایش خطا همراه است.

در فصل ششم و هفتم این پایان‌نامه، روش جدیدی برای کاهش لرزش در کنترل مودلغزشی ربات ارائه شده است. در این روش از فیلتر پایین‌گذر در قانون کنترل برای حذف لرزش استفاده شده است. در فصل ششم با تقریب خطی سیستم کنترلی با استفاده از روش تابع توصیفی به آنالیز فرکانسی سیستم کنترلی پرداخته شده است. در این فصل تاثیر فیلتر پایین‌گذر بر روی عملکرد سیستم بررسی شد.

در فصل هفتم برای تحلیل پایداری سیستم در حضور فیلتر از روش‌های غیرخطی استفاده شده است. بازوی ربات و فیلتر را با هم یک سیستم جدید در نظر گرفته‌ایم و با پیشنهاد سطح لغزش جدید به اثبات پایداری سیستم پرداختیم. نتایج شبیه‌سازی این فصل مفید و کارآمد بودن روش پیشنهادی را تایید نموده است. روش پیشنهادی در این پایان‌نامه لرزش کنترلی را کاهش می‌دهد بدون اینکه خطا افزایش یابد. در روش کنترل مودلغزشی مرتبه دوم با اینکه خطا افزایش نمی‌یابد ولی از یک الگوریتم بنگ-بنگ استفاده می‌کند و به آشکارساز پیک نیاز است. بنابراین روش پیشنهادی به این روش و به روش طراحی لایه مرزی مزیت دارد. در روش مودلغزشی دینامیکی از یک انتگرال‌گیر در قانون کنترل استفاده شده است

در حالی که در روش پیشنهادی از یک فیلتر پایین گذر به صورت $\frac{1}{as+1}$ استفاده شده است که ضریب a درجه آزادی را برای طراحی افزایش می دهد.

ب - پیشنهادات

- 1- پیاده سازی روش پیشنهادی در عمل
- 2- بکارگیری الگوریتم های هوشمند در طراحی بهینه کنترل کننده
- 3- مطالعه در خصوص روش های حسگری در عمل برای اجرای قانون کنترل
- 4- تحلیل پایداری سیستم کنترلی در حوزه خطی
- 5- استفاده از فیلترهای پایین گذر مرتبه بالاتر و بررسی اثر آن ها بر عملکرد سیستم
- 6- مقایسه روش پیشنهادی با روش های دیگر در شرایط یکسان

منابع و مراجع

- [١] Fateh M.M. (٢٠١١) "Robust Control of Flexible-Joint Robots Using Voltage Control Strategy" *Nonlinear Dyn*, DOI ١٠.١٠٠٧/s١١٠٧١-٠١١-٠٠٨٦-٣
- [٢] Abdallah C., Dawson D. and Dorato P. and Jamshidi M. (١٩٩١) "Survey of Robust Control of Rigid Robots" *IEEE Control Syst. Mag.* ١١(٢), pp. ٢٤-٣٠
- [٣] Fateh M.M. (٢٠١٠) "Robust Voltage Control of Electrical Manipulators in Task-Space" *International Journal of Innovative Computing*, Vol ٦, N ٦, pp. ٢٦٩١-٢٧٠٠
- [٤] Soltanpour M. R. and Fateh M.M. (٢٠٠٩) "Sliding Mode Robust Control of Robot Manipulator in the Task Space by Support of Feedback Linearization and BackStepping Control" *World Applied Sciences Journal* ٦ (١), pp ٧٠-٧٦
- [٥] Soltanpour M. R. and Siahhi M. "Robust Control Of Robot Manipulator In Task Space" *Appl. and Comput. Math.*, V.٨, N.٢, pp. ٢٢٧-٢٣٨
- [٦] Got S.J. and Lee M.C. (٢٠٠١) "Design of a Fuzzy-Sliding Mode Controller for a SCARA Robot to Reduce Chattering" *KSME International Journal*, VoL ١٥, No.٣, pp. ٣٣٩-٣٥٠
- [٧] Cheng C.C. and Chien S.H. Shih F.C. (٢٠٠٤) "Design of adaptive variable structure controllers with application to robot manipulators" *Proceedings of the ٥th World Congress on Intelligent Control and Automation*, June ١٥-١٩
- [٨] Park J.S., Han G.S., Ahn H.S. and Kim D.H. (٢٠٠١) "Adaptive Approaches on the Sliding Mode Control of Robot Manipulators" *Transactions on Control, Automation and Systems Engineering* Vol. ٣, No. ١
- [٩] Zuo Y., Wang Y., Huang L. and Li C. (٢٠٠٨) "Intelligent Hybrid Control Strategy for Trajectory Tracking of Robot Manipulators" *Journal of Control Science and Engineering*. Article ID ٥٢٠٥٩١, ١٣ pages doi: ١٠.١١٥٥/٥٢٠٥٩١
- [١٠] Perk J.S., Han G.S., Ahn H.-S. and Kim D.H. (٢٠٠١) "Adaptive approaches on the sliding mode control of robot manipulators" *Trans. Control, Autom. Syst. Eng.* ٣(٢), pp ١٥-٢٠

- [١١] Ahmad M.N. and Osman J.H.S. (٢٠٠٣)“Robust Sliding Mode Control for Robot Manipulator Tracking Problem using a Proportional-Integral Switching Surface” Student Conference on Research and Development (SCOReD) Proceedings, Putrajaya, Malaysia
- [١٢] Parra-Vega V., Arimoto S. and Liu Y.H. (٢٠٠٣)“Dynamic Sliding PID Control for Tracking of Robot Manipulators: Theory and experiments” Ieee Transactions on Robotics and Automation, vol. ١٩, no. ٦
- [١٣] Kuo T. C. and Huang Y. J. (٢٠٠٧)“Neural Network Global Sliding Mode PID Control for Robot Manipulators” Proceedings of the World Congress on Engineering, Vol I
- [١٤] Mohamad N.A. and Johari H. S. (٢٠٠٣)“Robust Sliding Mode Control for Robot Manipulator Tracking Problem using a Proportional-Integral Switching Surface” Student Conference on Research and Development (SCOReD) Proceedings, Putrajaya, Malaysia
- [١٥] Ahmad M.A., Mohamed Z. and Ismail Z.H. (٢٠٠٨)“Experimental Investigation Feedforward Control Schemes of a Flexible Robot Manipulator System” Faculty of Electrical Engineering Universiti Teknologi Malaysia VOL. ١٠, NO. ٢, pp ٢٨-٣٥
- [١٦] Shafiei S.E. and Soltanpour M.R. (٢٠٠٩)“ Robust Neural Network Control of Electrically Driven Robot Manipulator using Backstepping Approach” International Journal of Advanced Robotic Systems, Vol. ٦, No. ٤, ISSN ١٧٢٩-٨٨٠٦, pp. ٣٤٨
- [١٧] Valavanis K. P., Long M. and Murphy R.R. (٢٠٠٦)“A Case Study of Fuzzy-Logic-Based Robot Navigation” IEEE Robotic and Automation Magazine, pp. ٩٣-١٠٧
- [١٨] Guo Y. and Woo P.Y. (٢٠٠٣)“Adaptive Fuzzy Sliding Mode Control for Robotic Manipulators” Proceedings of the ٤٢nd IEEE Conference on Decision and Control Maui, Hawaii USA
- [١٩] Spong M.W., Lewis F.L. and bdallah C. A (١٩٩٣)“Robot Control: Dynamics, Motion Planning, and Analysis” IEEE Press, New York
- [٢٠] Ferrara A. and Magnani L. (٢٠٠٧)“ Motion Control of Rigid Robot Manipulators via First and Second Order Sliding Modes” J Intell Robot Syst ٤٨: pp ٢٣-٣٦
- [٢١] Nawash N. (٢٠٠٥)“ h-infinity control of an autonomous Mobile robot” Submitted in partial fulfillment of requirements for the degree Master of science in electrical engineering At the Cleveland state univeisty

- [۲۲] Doyle J.C., Glover K., Khargonekar P. and Francis B.A. (۱۹۸۹) "State-Space Solutions to Standard H_2 and H_∞ Control Problems" *IEEE Transaction on Automatic Control*, vol. ۳۴, pp. ۸۳۱-۸۴۷
- [۲۳] Wolovich W.A. (۱۹۹۵) "Automatic Control Systems: Basic Analysis and Design" Saunders College Publishing USA
- [۲۴] Filippov A.F. (۱۹۶۴) "Differential Equations with Discontinuous Right Hand Sides" *Am. Math. Soc. Transl.*, vol. ۴۲, pp. ۱۹۹-۲۳۱
- [۲۵] Monsees G. (۲۰۰۲) "Discrete- Time Sliding Mode Control" Thesis, ISBN ۹۰-۷۷۰۱۷-۸۳-۶
- [۲۶] Wai R.J., Lin C.M. and Hsu C.F. (۲۰۰۴) "Adaptive fuzzy Sliding-Mode Control for electrical servo drive" *Fuzzy sets and Systems* ۱۴۳, pp. ۲۹۵-۳۱۰
- [۲۷] Lin C.K. (۲۰۰۶) "Nonsingular Terminal Sliding Mode Control of Robot Manipulators Using Fuzzy Wavelet Networks" *IEEE Transaction on Fuzzy Systems*, vol. ۱۴, no. ۶
- [۲۸] Slotine J. J. E., Sastry S. S. (۱۹۸۳) "Tracking control of nonlinear systems using sliding surfaces with application to robot manipulator" *Int. J. Contr.*, vol. ۳۸, pp. ۹۳۱-۹۳۸
- [۲۹] Kachroo P. and Tomizuka M. (۱۹۹۶) "Integral Action For Chattering Reduction And Error Convergence in Sliding Mode Control" *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. ۴۱, no. ۷
- [۳۰] Slotine J. J. E. (۱۹۸۵) "The Robust Control of Robot Manipulators" *The International Journal of Robotics Research*, vol. ۴, pp. ۴۹
- [۳۱] Fau C.C. (۲۰۰۸) "Variable-Thickness Boundary Layers For Sliding Mode Control" *Journal of Marine Science and Technology*, Vol. ۱۶, No. ۲۸۸, pp. ۲۸۸-۲۹۴
- [۳۲] Lo J.C. and Kuo Y.H. (۱۹۹۸) "Decoupled fuzzy sliding-mode control" *IEEE Transaction on Fuzzy Systems*, Vol. ۶, No. ۳, pp. ۴۲۶-۴۳۵
- [۳۳] Chen C.C. and Chen M.S. (۲۰۰۸) "A New Design for Chattering Reduction in Sliding Mode Control" *Proceedings of the ۱۷th World Congress The International Federation of Automatic Control Seoul, Korea*

- [୩୫] Wang N., Xu W. and Chen F. (୨୦୦୪) “Output-feedback second-order sliding-mode control of uncertain linear systems with relative degree” *IET Control Theory Appl*, ୧, (୫), pp. ୪୪୦–୪୪୬
- [୩୬] Ferrara A. and Magnani L. (୨୦୦୪) “Motion Control of Rigid Robot Manipulators via First and Second Order Sliding Modes” *J Intell Robot Syst* ୫୪, pp. ୨୩–୩୬
- [୩୭] Spong M. W. and Vidyasagar M. (୧୯୮୯) “Robot Dynamics And Control” ୨nd Edition, John Wiley. pp. ୬୫–୮୧
- [୩୮] Spong M. W. and Vidyasagar M. (୧୯୮୯) “Robot Dynamics And Control” ୨nd Edition, John Wiley. pp. ୨୦୨–୨୦୮
- [୩୯] Isidori A. (୧୯୯୦) “Nonlinear Control Systems” ୨nd Edition, Springer. Verlag
- [୪୦] Slotine J. J. E. and Sastry S. S. (୧୯୮୯) “Tracking control of nonlinear systems using sliding surfaces with application to robot manipulator” *International Journal of Control*, vol. ୩୪, no. ୨, pp. ୫୬୦–୫୭୨
- [୫୦] Slotine J. J. E. and Sastry S. S. (୧୯୮୫) “Tracking control of nonlinear systems using sliding surfaces with application to robot manipulator” *International Journal of Control*, vol. ୫୦, no. ୨, pp. ୫୨୧–୫୦୫
- [୫୧] Bartolini G., Punta E. and Zollezzi T. (୨୦୦୭) “Simplex Sliding Mode Methods for the Chattering Reduction Control of Multi-Input Nonlinear Uncertain Systems” *journal homepage: www.elsevier.com/locate/automatica*
- [୫୨] Bartolini G., Ferrara A. and Punta E. (୨୦୦୦) “Multi-Input Second-Order Sliding-Mode Hybrid Control of Constrained Manipulators” *Dynamics and Control*, vol. ୧୦, pp. ୨୮୮–୨୯୬
- [୫୩] Yau H.T. and Chen C.L. (୨୦୦୬) “Chattering-free fuzzy sliding-mode control strategy for uncertain chaotic systems” *Chaos, Solitons and Fractals* ୩୦, pp. ୮୦୭–୮୧୪
- [୫୫] Bartolini G., Ferrara A. and Usai E. (୧୯୯୮) “Chattering Avoidance by Second-Order Sliding Mode Control” *Ieee Transactions On Automatic Control*, Vol. ୫୩, No. ୨