

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



دانشگاه صنعتی شاهرود

دانشکده: برق و رباتیک

پایان نامه کارشناسی ارشد

## کنترل بهینه تکراری بازوی ربات با استراتژی کنترل ولتاژ

دانشجو:

مریم بلوچ زاده

استاد راهنما:

دکتر محمد مهدی فاتح

شهریور ماه ۱۳۹۱

## تقدیم به

قلب هایی که لحظه لحظه ضعیف شدند تا من جان بگیرم  
دستانی که لحظه لحظه لرزان شدند تا من قلم در دست بفشارم  
گیسوئی که لحظه لحظه سفید شدند تا من جوان شوم  
قدم هایی که لحظه لحظه سست شدند تا من بر پله های موفقیت صعود کنم  
چشمانی که لحظه لحظه کم سو شدند تا من به افق های دور دست چشم بدوزم

## تقدیم به پدر و مادرم که اسطوره های همیشگی ایثارند

## تقدیم به

ستون های زندگی، تقدیم به نگاهشان که تکیه گاه های لحظه های تردید و ترسم شدند  
تا شریک شوند در سختی هایی که پایان ناپذیر بودند

## تقدیم به برادران مهربانم علی و امیر

## تقدیم به

مردی که همراه لحظه هایی شد که از آن او بود اما در دوری و تنهایی گذشت  
تا او هم پاس بدارد همه ی آن چه عزیزانم در این راه ایثار کردند

## تقدیم به همسر عزیزم

## تشکر

زبان قاصر و الکن است برای سپاس از زحمات شخصی که در وادی مقدس علم به من آموخت

عاشقانه آموختن را

بخشش بی اجر را

محبت بی طمع را

تلاش بی منت را

تقدیم به استاد مسلم همواره‌ی زندگی‌م جناب آقای پروفیسور فاتح

که با زحماتش تصویری کشید زیبا از ایثارهای بی نهایت خانواده ام

## چکیده

کنترل درجه دو خطی گسسته به منظور کنترل بهینه سیستم های خطی معین به صورت مؤثری استفاده شده است. از آنجا که ربات به شدت غیر خطی، با توزیع سنگین، چندمتغیره و نسبتاً نامعین است، کنترل درجه دو خطی گسسته ربات با چالش های مختلفی روبرو می شود. این پایان نامه برای غلبه بر مشکلات، به ارائه روش نوینی در کنترل بهینه بازوی رباتیک مجهز به موتورهای الکتریکی با بکارگیری استراتژی کنترل ولتاژ برای انجام کارهای تکراری می پردازد. یک مدل خطی گسسته همراه با عدم قطعیت برای سیستم رباتیک به منظور کنترل بهینه تکراری معرفی می نماید. سپس، عدم قطعیت ها و ترم های غیرخطی سیستم رباتیک بوسیله کنترل کننده تأخیر زمانی مقاوم جبران می شوند و کنترل درجه دو خطی گسسته اجرا می گردد. روشهای کنترل با استراتژی کنترل گشتاور و استراتژی کنترل ولتاژ پیشنهاد شده و با هم مقایسه می گردند. استراتژی کنترل گشتاور، استراتژی رایج کنترل ربات است در حالی که استراتژی کنترل ولتاژ اخیراً مطرح شده است. کنترل تکراری گسسته بهینه مقاوم با استراتژی کنترل ولتاژ، مستقل از دینامیک های بازوی مکانیکی ربات است به همین دلیل عملکرد ردگیری بهتری در مقایسه با استراتژی کنترل گشتاور دارد. در ادامه، الگوریتم بهینه سازی پرندگان به منظور طراحی کنترل بهینه را به کار می بریم و به مقایسه آن با روش کنترل پیشنهادی می پردازیم. نتایج شبیه سازی نشان می دهند که کنترل بهینه پیشنهادی نسبت به کنترل الگوریتم بهینه سازی پرندگان از عملکرد بهتری در حضور عدم قطعیتها برخوردار است.

**کلمات کلیدی:** کنترل تکراری گسسته بهینه مقاوم، کنترل درجه دو خطی گسسته، استراتژی کنترل ولتاژ، استراتژی کنترل گشتاور، بازوی رباتیک الکتریکی، کنترل تأخیر زمانی مقاوم، الگوریتم بهینه سازی پرندگان.

## لیست مقالات مستخرج از پایان نامه

۱. M.M. Fateh and M. Baluchzadeh, "Repetitive optimal control of robots by compensating nonlinearity and uncertainty", *International Review of Automatic Control*, August ۲۰۱۲.
۲. M.M. Fateh, M. Baluchzadeh, Optimal Discrete-Time Control of Robot Manipulators in Repetitive Tasks, *Journal of Solid and Fluid Mechanics*

## فهرست مطالب

۱	فصل اول
۱	۱- مقدمه
۱	۱-۱ رباتیک
۷	۲-۱ مفهوم کنترل تکراری
۸	۳-۱ مروری بر کارهای قبلی
۱۰	۴-۱ اهداف پایان نامه
۱۲	۵-۱ طرح کلی پایان نامه
۱۴	فصل دوم
۱۴	۲- دینامیک ربات
۱۴	۱-۲ معادله دینامیک ربات
۱۵	۲-۲ پارامترهای دینامیکی ربات
۱۷	فصل سوم
۱۷	۳- کنترل ربات بر مبنای مدل
۱۷	۱-۳ کنترل بازوی ماهر رباتیک
۱۸	۲-۳ طراحی کنترل کننده بر اساس دینامیک وارون
۲۰	۳-۳ نتایج شبیه سازی
۲۸	فصل چهارم
۲۸	۴- کنترل بهینه درجه دو خطی گسسته
۲۸	۱-۴ مقدمه ای بر کنترل بهینه
۳۲	۲-۴ کنترل بهینه درجه دوم
۳۵	فصل پنجم
۳۵	۵- کنترل بهینه درجه دو خطی گسسته ربات با استراتژی گشتاور
۳۶	۱-۵ مدل متغیر با زمان گسسته خطی

۳۹	۲-۵ کنترل بهینه تکراری
۴۲	۳-۵ آنالیز پایداری
۴۴	۴-۵ نتایج شبیه سازی

#### ۵۱ فصل ششم

۵۱	۶- کنترل بهینه درجه دو خطی گسسته ربات با روش ولتاژ وابسته به دینامیک ربات
۵۲	۱-۶ مدل متغیر با زمان گسسته خطی
۵۵	۲-۶ قانون کنترل تأخیر زمانی مقاوم
۵۷	۳-۶ کنترل کننده درجه دو خطی گسسته
۵۸	۴-۶ آنالیز پایداری
۵۹	۵-۶ نتایج شبیه سازی

#### ۶۶ فصل هفتم

۶۶	۷- کنترل بهینه تکراری درجه دو خطی گسسته ربات با استراتژی ولتاژ آزاد از مدل ربات
۶۸	۱-۷ مدل نا متغیر با زمان گسسته خطی
۷۱	۲-۷ قانون کنترل تأخیر زمانی مقاوم
۷۳	۳-۷ کنترل کننده درجه دو خطی گسسته
۷۴	۴-۷ آنالیز پایداری
۷۵	۵-۷ نتایج شبیه سازی

#### ۸۰ فصل هشتم

۸۰	۸- کنترل بهینه توسط الگوریتم بهینه سازی پرندگان
۸۱	۱-۸ طراحی کنترل کننده
۸۲	۲-۸ الگوریتم بهینه سازی پرندگان
۸۴	۳-۸ نتایج شبیه سازی

#### ۹۳ فصل نهم

۹۳	۹- نتیجه گیری و پیشنهادات
----	---------------------------



۹۶	پیوست-الف
۹۶	معادلات دینامیکی ربات هنرمند
۹۹	منابع و مراجع

## فهرست شکل ها

### فصل اول

- شکل ۱-۱- تصویری از ربات انسان نما
- شکل ۱-۲- نمونه ای از بازوی صنعتی
- شکل ۱-۳- نمونه ای دیگر از بازوی صنعتی
- شکل ۱-۴- نمونه ای از ربات زمینی
- شکل ۱-۵- نمونه ای از ربات هوایی
- شکل ۱-۶- نمونه ای از ربات دریایی
- شکل ۱-۷- بلوک دیاگرام کنترل تکراری گسسته مقاوم بازوی مکانیکی ربات

### فصل دوم

- شکل ۱-۲- دیاگرام مفصلی ربات هنرمند

### فصل سوم

- شکل ۳-۱- عملکرد تنظیم قانون کنترل (۲-۳)
- شکل ۳-۲- سیگنال قانون کنترل (۲-۳) در عملکرد تنظیم
- شکل ۳-۳- عملکرد ردگیری قانون کنترل (۲-۳)
- شکل ۳-۴- سیگنال قانون کنترل (۲-۳) در عملکرد ردگیری
- شکل ۳-۵- عملکرد تنظیم قانون کنترل (۵-۳)
- شکل ۳-۶- سیگنال قانون کنترل (۵-۳) در عملکرد تنظیم
- شکل ۳-۷- عملکرد ردگیری قانون کنترل (۵-۳)
- شکل ۳-۸- سیگنال قانون کنترل (۵-۳) در عملکرد ردگیری

- شکل ۳-۹- عملکرد تنظیم قانون کنترل (۷-۳)
- شکل ۳-۱۰- سیگنال قانون کنترل (۷-۳) در عملکرد تنظیم
- شکل ۳-۱۱- عملکرد ردگیری قانون کنترل (۷-۳)
- شکل ۳-۱۲- سیگنال قانون کنترل (۷-۳) در عملکرد ردگیری

### فصل پنجم

---

- شکل ۵-۱- عملکرد تنظیم کنترل کننده بهینه تکراری (ROC) با استراتژی گشتاور
- شکل ۵-۲- سیگنال کنترل بهینه تکراری (ROC) با استراتژی گشتاور در عملکرد تنظیم
- شکل ۵-۳- عملکرد ردگیری کنترل کننده بهینه تکراری (ROC) با استراتژی گشتاور
- شکل ۵-۴- سیگنال کنترل بهینه تکراری (ROC) با استراتژی گشتاور در عملکرد ردگیری
- شکل ۵-۵- عملکرد تنظیم کنترل بهینه درجه دو خطی گسسته (DLQ) با استراتژی گشتاور
- شکل ۵-۶- سیگنال کنترل بهینه درجه دو خطی گسسته (DLQ) با استراتژی گشتاور در عملکرد تنظیم
- شکل ۵-۷- عملکرد ردگیری کنترل بهینه درجه دو خطی گسسته (DLQ) با استراتژی گشتاور
- شکل ۵-۸- سیگنال کنترل بهینه درجه دو خطی گسسته (DLQ) با استراتژی گشتاور در عملکرد ردگیری

### فصل ششم

---

- شکل ۶-۱- اغتشاش وارد شده به سیستم
- شکل ۶-۲- عملکرد تنظیم کنترل بهینه درجه دو خطی گسسته ربات با روش ولتاژ وابسته به دینامیک ربات
- شکل ۶-۳- سیگنال کنترل بهینه درجه دو خطی گسسته ربات با روش ولتاژ وابسته به دینامیک ربات در عملکرد تنظیم
- شکل ۶-۴- عملکرد ردگیری کنترل بهینه درجه دو خطی گسسته ربات با روش ولتاژ وابسته به دینامیک ربات
- شکل ۶-۵- سیگنال کنترل بهینه درجه دو خطی گسسته ربات با روش ولتاژ وابسته به دینامیک ربات در عملکرد ردگیری
- شکل ۶-۶- عملکرد ردگیری کنترل بهینه درجه دو خطی گسسته (DLQ) وابسته به دینامیک ربات
- شکل ۶-۷- سیگنال کنترل بهینه درجه دو خطی گسسته (DLQ) وابسته به دینامیک ربات در عملکرد ردگیری

## فصل هفتم

شکل ۷-۱- اغتشاش وارد شده به سیستم

شکل ۷-۲- عملکرد تنظیم کنترل تکراری گسسته بهینه مقاوم (RODR) با استراتژی ولتاژ آزاد از مدل ربات

شکل ۷-۳- سیگنال کنترل تکراری گسسته بهینه مقاوم (RODR) با استراتژی ولتاژ آزاد از مدل ربات در عملکرد تنظیم

شکل ۷-۴- عملکرد ردگیری کنترل تکراری گسسته بهینه مقاوم (RODR) با استراتژی ولتاژ آزاد از مدل ربات

شکل ۷-۵- سیگنال کنترل تکراری گسسته بهینه مقاوم (RODR) با استراتژی ولتاژ آزاد از مدل ربات در عملکرد ردگیری

## فصل هشتم

شکل ۸-۱- اغتشاش وارد شده به سیستم

شکل ۸-۲- همگرایی تابع هزینه مفصل دوم در عملکرد تنظیم

شکل ۸-۳- عملکرد تنظیم کنترل بهینه توسط الگوریتم بهینه سازی پرندگان (PSO) بر روی سیستم حقیقی

شکل ۸-۴- سیگنال کنترل بهینه توسط الگوریتم بهینه سازی پرندگان (PSO) بر روی سیستم حقیقی در عملکرد تنظیم

شکل ۸-۵- عملکرد تنظیم کنترل بهینه توسط الگوریتم بهینه سازی پرندگان (PSO) بر روی سیستم نامی

شکل ۸-۶- سیگنال کنترل بهینه توسط الگوریتم بهینه سازی پرندگان (PSO) بر روی سیستم نامی در عملکرد تنظیم

شکل ۸-۷- همگرایی تابع هزینه مفصل دوم در عملکرد ردگیری

شکل ۸-۸- عملکرد ردگیری کنترل بهینه توسط الگوریتم بهینه سازی پرندگان (PSO) بر روی سیستم حقیقی

شکل ۸-۹- سیگنال کنترل بهینه توسط الگوریتم بهینه سازی پرندگان (PSO) بر روی سیستم حقیقی در عملکرد ردگیری

شکل ۸-۱۰- عملکرد ردگیری کنترل بهینه توسط الگوریتم بهینه سازی پرندگان (PSO) بر روی سیستم نامی

شکل ۸-۱۱ - سیگنال کنترل بهینه توسط الگوریتم بهینه سازی پرندگان (PSO) بر روی سیستم نامی در عملکرد ردگیری

## فهرست جداول

### فصل دوم

---

جدول ۲-۱ - پارامترهای دناویت-هارتنبرگ

جدول ۲-۲ - پارامترهای دینامیکی ربات هنرمند

### فصل پنجم

---

جدول ۵-۱ - پارامترهای موتورها

### فصل هشتم

---

جدول ۸-۱ - پارامترهای بهینه بدست آمده برای عملکرد تنظیم

جدول ۸-۲ - پارامترهای بهینه بدست آمده برای عملکرد ردگیری

# فصل اول

## ۱- مقدمه

در این فصل ابتدا تاریخچه رباتیک و به دنبال آن توضیحاتی در خصوص ربات<sup>۱</sup> و معایب و مزایای آن ارائه می‌شود. همچنین مفهوم کنترل تکراری بیان می‌شود و مروری بر کارهای انجام شده در حوزه کنترل تکراری، انجام خواهد شد. سپس اهداف پایان‌نامه به صورت مختصر بیان خواهد شد و در پایان طرح کلی پایان‌نامه ارائه خواهد شد.

## ۱-۱ رباتیک

کلمه ربات توسط کارل کاپک نمایشنامه نویس چک در سال ۱۹۲۰ در نمایشنامه ای معرفی شد. کلمه رباتا یک کلمه چک به معنای کار است. از آن به بعد این کلمه برای مجموعه بزرگی از دستگاه‌های مکانیکی نظیر ماشینهای زیر آبی، ماشین های قابل کنترل و غیره بکار برده شده است.

در حال حاضر ربات هایی را که در شاخه‌های مختلف صنایع مورد استفاده می‌باشند، می‌توان به عنوان ماشین های مدرن، خودکار، قابل هدایت و برنامه ریزی، تعریف کرد. این ربات‌ها قادرند در محل‌های متفاوت خطوط تولید، به طرز خودکار، وظایف گوناگون تولید، را تحت یک برنامه از پیش نوشته شده انجام دهند. گاهی ممکن است یک ربات، جای اپراتور را در خط تولید بگیرد و زمانی این امکان هم وجود دارد که یک کار مشکل و یا خطرناک به عهده ربات واگذار شود. همانطور که ربات می‌تواند به صورت

---

1-Robot

منفرد یا مستقل به کار بپردازد، این احتمال نیز وجود دارد که چند ربات به صورت جمعی و به شکل یارانه‌ای در خط تولید به کار گرفته شوند. ربات‌ها عموماً دارای ابزار و آلاتی هستند که به وسیله آن‌ها می‌توانند شرایط محیط را دریابند. این آلات و ابزار، حس‌کننده نام دارند، ربات‌ها می‌توانند در چارچوب برنامه اصلی خود، برنامه‌های جدید عملیاتی تولید نمایند. این ربات‌ها دارای سیستم‌های کنترل و هدایت خودکار هستند.

ربات ماشین خودکار یا نیمه خودکاری است که برای انجام کاری برنامه‌ریزی شده باشد. ربات‌ها را می‌توان از جنبه‌های مختلفی دسته‌بندی کرد. امروزه ربات‌ها وارد زندگی عادی و روزمره انسان‌ها شده‌اند. اگر به اطراف خود نگاه کنیم مطمئناً کاربرد علم رباتیک را خواهیم دید. اولین دلیل و مهمترین آن، استفاده از ربات‌ها به جای نیروی انسانی است زیرا ممکن است شرایطی باشد که کار کردن برای انسان، دشوار یا غیرقابل انجام دادن باشد و یا نیاز به دقت بالایی باشد. دوم اینکه ربات‌ها خستگی ناپذیرند و نیازمند شرایط انسانی نیستند. آن‌ها می‌توانند ساعات متوالی و در شرایط دشوار و به دور از خطرات جانی محتمل برای انسان‌ها به کار خود ادامه دهند.

ربات یک ماشین هوشمند است که قادر است در شرایط خاصی که در آن قرار می‌گیرد، کار تعریف شده‌ای را انجام دهد و همچنین قابلیت تصمیم‌گیری در شرایط مختلف را نیز ممکن است داشته باشد. با این تعریف می‌توان گفت که ربات‌ها برای کارهای مختلفی می‌توانند تعریف و ساخته شوند، مانند کارهایی که انجام آن برای انسان غیرممکن یا دشوار باشد. برای مثال در قسمت مونتاژ یک کارخانه اتومبیل‌سازی، قسمتی هست که چرخ زاپاس ماشین را در صندوق عقب قرار می‌دهد، اگر یک انسان این کار را انجام دهد، خیلی زود دچار ناراحتی‌هایی مثل کمردرد می‌شود. اما می‌توان از یک ربات برای این کار استفاده کرد. همچنین می‌توان از ربات برای جوشکاری و سایر کارهای دشوار کارخانجات استفاده کرد. ربات وسیله‌ای مکانیکی جهت انجام وظایف مختلف است. همچنین ربات یک ماشین است که می‌تواند برای عمل به

دستورات مختلف برنامه ریزی گردد و یا یک سری اعمال ویژه انجام دهد. مخصوصاً آن دسته از کارها که فراتر از حد توانایی های طبیعی بشر باشند. این ماشین های مکانیکی برای انجام بهتر اعمالی از قبیل احساس کردن، درک کردن و جابه جایی اشیاء یا اعمال تکراری شبیه جوشکاری تولید می شوند.



۱-۱- تصویری از ربات انسان نما

یک ربات دارای سه مشخصه زیر است:

- دارای حرکت و دینامیک است.

- قابلیت برنامه ریزی جهت انجام کارهای مختلف را دارد.

- بعد از اینکه برنامه ریزی شد، قابلیت انجام وظایفش را به صورت خودکار دارد.

از لحاظ حرکتی ربات ها را می توان به دو دسته زیر تقسیم بندی کرد:

- ربات هایی که جابه جا می شوند ، دارای حرکت انتقالی هستند.

- ربات هایی که در جای ثابت هستند.

ربات هایی که در جای ثابت قرار می گیرند، عمدتاً شامل بازوهای صنعتی می شوند.

نمونه هایی از بازوهای صنعتی به صورت زیر ارائه شده اند:



شکل ۱-۲- نمونه ای از بازوی صنعتی



شکل ۱-۳- نمونه ای دیگر از بازوی صنعتی



ربات هایی که دارای حرکت انتقالی هستند، را می توان در سه دسته قرار داد:

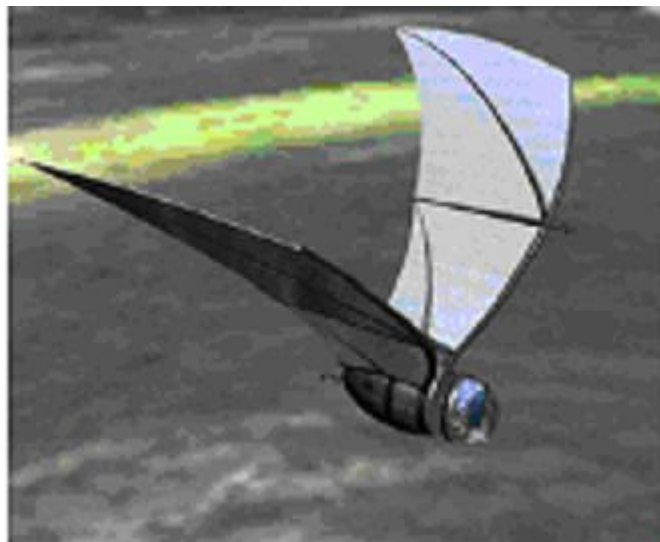
-ربات های زمینی

-ربات های هوایی

-ربات های دریایی



شکل ۱-۴- نمونه ای از ربات زمینی



شکل ۱-۵- نمونه ای از ربات هوایی



شکل ۱-۶- نمونه ای از ربات دریایی

مزایای ربات ها عبارتند از:

۱. رباتیک و اتوماسیون در بسیاری از موارد می توانند ایمنی، میزان تولید، بهره و کیفیت محصولات را افزایش دهند.
۲. ربات ها می توانند در موقعیت های خطرناک کار کنند و با این کار جان هزاران انسان را نجات دهند.
۳. ربات ها به راحتی محیط اطراف خود توجه ندارند و نیازهای انسانی برای آن ها مفهومی ندارد.
۴. دقت ربات ها خیلی بیشتر از انسان هاست، آن ها در حد میلی یا میکرو اینچ دقت دارند.
۵. بسیاری از عملیات طاقت فرسا و غیر قابل انجام توسط متصدیان را انجام می دهند.
۶. آن ها برخلاف عامل انسانی یعنی متصدی خط تولید، توانایی پرداختن به سه شیفت را دارند.
۷. هزینه های مربوط به جلوگیری از آلودگی صوتی، تعدیل هوا و فراهم کردن روشنایی لازم برای خط تولید، دیگر بر واحد تولید تحمیل نخواهد شد.

۸. برای اضافه کاری این ربات ها، هزینه اضافی پرداخت نمی شود. حق بیمه، حق مسکن و هزینه ایاب و ذهاب پرداخت نمی شود. احتیاج به افزایش حقوق ندارند و هزینه ای نیز از بابت بهداشت و درمان به واحد تولیدی تحمیل نمی کنند.

مزایای ذکر شده باعث می شوند که سهم هزینه کار مستقیم نیروی انسانی در هزینه محصولات تولیدی، واحدهای تولیدی کاهش پیدا کند.

معایب ربات ها عبارتند از:

۱. ربات ها در موقعیت های اضطراری توانایی پاسخگویی مناسب را ندارند که این مطلب می تواند بسیار خطرناک باشد.

۲. ربات ها هزینه بر هستند.

۳. ربات ها قابلیت محدود دارند یعنی فقط توانایی انجام کاری را دارند که برای آن ساخته شده اند .

### ۱-۲ مفهوم کنترل تکراری

یک نوع از وظایف بازوهای مکانیکی، انجام کارهای تکراری است مانند: مونتاژ، برداشتن و قرار دادن، روی هم چیدن، رنگ کاری . در این چنین موقعیت هایی، مسیر مطلوب و دوره مسیر معلوم است یا به آسانی محاسبه می شود. در کنترل تکراری مسیرهای مطلوب برای حرکت ربات پریودیک هستند.

منظور از کنترل تکراری، ردگیری مسیر تکراری مورد نظر است. کنترل تکراری، کنترلی مطمئن برای ردگیری سیگنال پریودیک محسوب می شود. یک موضوع مهم در کنترل سیستم های مکانیکی، ردگیری سیگنال های پریودیک و تضعیف کردن اغتشاشات پریودیک است. بیش تر سیستم های ردگیری مثل حرکت ابزار مکانیکی چرخشی، یا ربات ها، با مسیر مطلوب<sup>۱</sup> پریودیک یا سیگنال های اغتشاش سروکار دارند.

---

1-Desired trajectory

### ۳-۱ مروری بر کارهای قبلی

تاکنون روش های مختلف کنترل تکراری از جمله کنترل تطبیقی با یادگیری [۱]، کنترل تطبیقی [۲]، کنترل مقاوم با یادگیری [۳]، کنترل غیر خطی [۴]، کنترل تکراری تطبیقی مدل مرجع بازوی مکانیکی ربات [۵]، کنترل تکراری یادگیرنده: بر اساس نظریه لیاپانوف [۶]، کنترل تکراری یادگیرنده تطبیقی بازوی مکانیکی ربات بدون نیاز به برجاشدن موقعیت اولیه [۷]، ارائه شده اند. کنترل مقاوم بازوی ماهر ربات، پایداری را تضمین می کند و ردگیری مسیر مطلوب در حضور عدم قطعیت ها حاصل می شود. کنترل مقاوم در فضای کار [۸] در مقایسه با کنترل مقاوم در فضای مفصلی، رنج وسیعی از عدم قطعیت ها را پوشش می دهد [۹].

چندین الگوریتم کنترل تکراری یادگیرنده بر اساس استفاده از تابع لیاپانوف مثبت معین در [۲] ارائه شده اند که اساساً شامل یک کنترل کننده تناسبی مشتق گیر (PD)<sup>۱</sup> با یک ترم اضافی تولید شده توسط قانون تطبیقی، به منظور مقابله با پارامترهای نامعلوم نامتغیر با زمان هستند. از آن جایی که بازوهای مکانیکی ربات معمولاً در وظایف تکراری استفاده می شوند، مسیر مطلوب در زمان عملکردش تکرار می شود. در این زمینه، تکنیک های کنترل تکراری یادگیرنده می توانند به منظور بهبود عملکرد ردیابی از عملی به عمل دیگر به کار برده شوند.

کنترل مقاوم می تواند رقیب کنترل تطبیقی باشد. اگر عدم قطعیت ها<sup>۲</sup> شامل اغتشاش خارجی، دینامیک مدل نشده و عدم قطعیت پارامتری باشد، کنترل مقاوم نسبت به کنترل تطبیقی، برتر است. البته دانستن حدود عدم قطعیت ها برای طراحی کنترل کننده مقاوم، مورد نیاز است. برای تعیین حدود عدم قطعیت ها، کنترل مقاوم با پیچیدگی ناشی از دینامیک های سیستم، درگیر است. در [۱۰] یک محدوده مناسب

---

1 - Proportional derivative

2 - Uncertainty

برای عدم قطعیت‌های پارامتری برای بهبود عملکرد سیستم کنترل مقاوم، ارائه شده است. در [۱۱] کنترل فازی مقاوم بازوی ماهر ربات الکتریکی نیز برای غلبه بر عدم قطعیت‌ها مطرح شده است.

کنترل بهینه موقعیت ربات یک هدف مهم محسوب می‌شود ولی دستیابی به کنترل بهینه ردگیری موقعیت با حضور عدم قطعیت و ترم‌های غیر خطی<sup>۱</sup> سیستم دینامیکی میسر نمی‌شود. در [۱۲] از روش بهینه سازی درجه دو خطی به منظور کنترل بهینه سیستم های خطی استفاده شده است. در این روش، گین فیدبک حالت بوسیله مینیمم کردن تابع هزینه، تعیین می‌شود. معمولاً تابع هزینه براساس مجذور مربعات خطا و ورودی سیستم تعریف می‌شود. برای به کارگیری این روش لازم است بر عدم قطعیت و ترم های غیر خطی مدل غلبه نماییم. در مقابل برای سیستم های پیچیده، غیر خطی و چند متغیره مانند ربات از الگوریتم بهینه سازی پرندگان (PSO)<sup>۲</sup> می‌توان استفاده کرد. معمولاً به منظور بهبود عملکرد سیستم کنترل، از روش سعی و خطا در انتخاب پارامترهای کنترل کننده استفاده می‌شود. ولی این روش بسیار زمان بر است و به نتیجه بهینه ختم نمی‌شود. در عوض می‌توان با به کارگیری PSO پارامترهای سیستم کنترل را به گونه ای تعیین نمود که عملکرد سیستم کنترل بهینه شود. ولی ضعف آن این است که در حالت خارج خط قابل اجرا است.

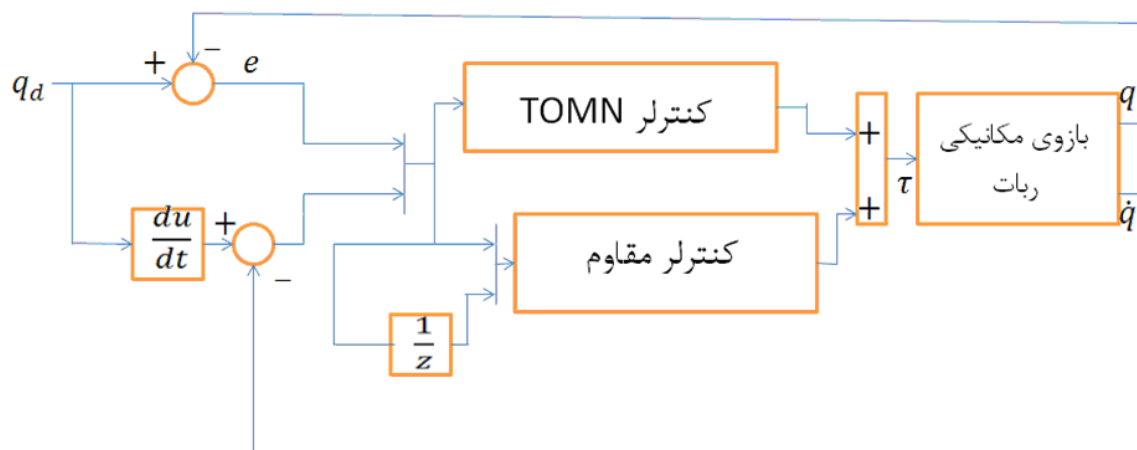
الگوریتم PSO برای اولین بار توسط [۱۳] معرفی شده است. PSO در مقایسه با بقیه الگوریتم های بهینه سازی تکاملی، نیاز به زمان محاسبه کم تری دارد. بنابراین PSO برای حل بسیاری از مسائل بهینه سازی مفید است [۱۴-۱۸]. ربات های صنعتی برای اجرای مسیر تکراری در عمل موفق هستند زیرا بسیار خوب ساخته شده اند. بنابراین کنترل بر مبنای مدل در ردگیری مسیر تکراری مؤثر است. از طرفی اجرای سیستم کنترل به دقت مدل وابسته است. بنابراین، باید به عدم قطعیت مدل غلبه نمود.

---

1 - Nonlinearity

2 - Particle Swarm Optimization

یک کنترل تکراری گسسته مقاوم جدید به عنوان کنترل تکراری برای کنترل بازوهای مکانیکی ربات الکتریکی برای ردگیری مسیر پررودیک در [۱۹] ارائه شده است. در آن مدلی ارائه می شود که دینامیک های کاملاً غیر خطی بازوی مکانیکی را به فرم متغیر با زمان گسسته خطی ارائه می دهد. سپس یک قانون کنترل دو ترمی بیان شده است. ترم اول، یک کنترل مینیمم زمان و مینیمم اندازه مرسوم (TOMN)<sup>۱</sup> است و ترم دوم یک کنترل مقاوم جدید برای بهبود عملکرد کنترل در مقابله با عدم قطعیتها است. کنترل مقاوم، ابتدا عدم قطعیتها شامل عدم قطعیتهای پارامتری، دینامیک مدل نشده، اغتشاش خارجی را تخمین می زند و سپس آن ها را جبران می کند. بلوک دیاگرام کنترل تکراری گسسته مقاوم بازوی مکانیکی ربات مطابق شکل ۷-۱ است.



شکل ۷-۱- بلوک دیاگرام کنترل تکراری گسسته مقاوم بازوی مکانیکی ربات [۱۹]

#### ۴-۱ اهداف پایان نامه

در این پایان نامه به کنترل بهینه ردگیری موقعیت ربات در انجام کارهای تکراری پرداخته می شود. از ربات ها در اتوماسیون صنعتی برای انجام کارهای تکراری استفاده می شود. در بسیاری از این کارها، یک

1- Time-optimal minimum norm

مسیر پیوسته زمانی پررودیک ردگیری می‌گردد. مفهوم کنترل تکراری، ردگیری مسیر تکراری مورد نظر است.

در عمل کنترل ربات به صورت گسسته انجام می‌شود. پس بهتر است به جای طراحی کنترل پیوسته از کنترل گسسته استفاده نماییم.

تاکنون روش های کنترلی مختلف برای کنترل تکراری ربات ارائه شده است ولی در این پایان نامه، روش جدیدی ارائه خواهد شد که بر اساس استراتژی کنترل ولتاژ است. در این روش سعی بر این است که برعدم قطعیت‌ها غلبه نماییم، پایداری را تضمین و عملکرد سیستم کنترل را بهینه نماییم. برای این منظور، ابتدا یک مدل خطی نامعین ارائه می‌شود سپس به جبران عدم قطعیت می‌پردازیم و سپس روش کنترل درجه دو خطی گسسته اجرا می‌گردد به این ترتیب به کنترل بهینه نزدیک می‌شویم. در این پایان نامه، روش پیشنهادی با روش مرسوم کنترل بهینه تکراری مبتنی بر استراتژی گشتاور، مقایسه می‌شود. همچنین به منظور مقایسه، الگوریتم بهینه سازی پرندگان برای دست یابی به کنترل بهینه اجرا می‌شود. به دلیل آنکه ربات به شدت غیرخطی همراه با تزویج سنگین و چندمتغیره است کنترل ربات نیز با چالش های مختلفی روبرو است. از طرفی به دلیل آنکه حضور محرکه ها معادلات سیستم رباتیک را پیچیده می نماید در روش مرسوم از حضور محرکه ها در معادلات سیستم رباتیک صرفنظر می‌شود. در این تحقیق، سیستم رباتیک مشتمل بر بازوی ماهر ربات و محرکه‌های آن است. در نتیجه این مدل سازی از مدل سازی ربات بدون حضور محرکه ها، کامل تر است. در این پایان نامه، به سوالات زیر پاسخ داده می‌شود:

۱- کدام یک از روش های کنترل بهینه می تواند در انجام کنترل تکراری موثرتر باشد؟

۲- ربات با چه عدم قطعیت هایی روبرو می‌شود؟

۳- چگونه می‌توان به عدم قطعیت غلبه کرد؟

۴- چگونه می‌توان بر غیر خطی بودن غلبه کرد و یک مدل خطی ارائه داد؟

## ۱-۵ طرح کلی پایان نامه

فصل دوم دینامیک ربات را توصیف می‌نماید. در این فصل دینامیک ربات در حالت کلی بیان می‌شود و همچنین پارامترهای ربات هنرمند<sup>۱</sup> [۲۰] بکار برده شده در شبیه سازی ها، ارائه خواهد شد.

فصل سوم کنترل ربات بر مبنای مدل را ارائه می‌نماید. در این فصل بر اساس استراتژی گشتاور، کنترلی بر مبنای مدل مطرح شده و برای نشان دادن عملکرد آن، نتایج شبیه سازی ارائه خواهد شد.

فصل چهارم به کنترل بهینه درجه دو خطی گسسته می‌پردازد. در این فصل توضیحاتی درباره ی فرایند بهینه سازی و سیستم های کنترل بهینه بیان می‌شود. همچنین مسئله کنترل بهینه درجه دو خطی گسسته (DLQ)<sup>۲</sup> بیان می‌شود و الگوریتم مورد نیاز به منظور کنترل بهینه درجه دو خطی گسسته (DLQ) سیستم‌های خطی بیان می‌شود.

فصل پنجم کنترل بهینه درجه دو خطی گسسته ربات با استراتژی گشتاور را فرموله می‌نماید. در این فصل قانون کنترل به صورت گشتاور تولید شده توسط موتورهای DC مغناطیسی در وضعیت کنترل جریان به سیستم رباتیک ارائه می‌شود. جریان موتور توسط کنترل کننده تناسبی انتگرالی (PI)<sup>۳</sup> تنظیم می‌شود. به منظور اجرا کنترل DLQ بر روی سیستم رباتیک، یک مدل متغیر با زمان گسسته خطی برای سیستم رباتیک ارائه می‌شود. قانون کنترل ارائه شده در این فصل شامل دو ترم است. ترم اول به منظور تضمین پایداری و ترم دوم به منظور پیشرفت عملکرد سیستم کنترل طراحی می‌شود.

فصل ششم کنترل بهینه درجه دو خطی گسسته ربات با روش ولتاژ وابسته به دینامیک ربات را ارائه می‌نماید. در این فصل یک مدل متغیر با زمان گسسته خطی برای سیستم رباتیک ارائه می‌شود و قانون کنترل با روش ولتاژ شامل دو ترم طراحی می‌شود، به صورتی که، ترم اول به تضمین پایداری و ترم دوم

---

1- Articulated robot

2 - Discrete linear quadratic

3-Proportional integral



به جبران عدم قطعیت می‌پردازد. این قانون کنترل به دلیل این که شامل پارامترهای ربات است به مدل ربات وابسته است.

فصل هفتم کنترل بهینه درجه دو خطی گسسته ربات با استراتژی ولتاژ آزاد از مدل ربات را معرفی می‌نماید. در این فصل مدل نامتغیر با زمان گسسته خطی برای سیستم رباتیک طراحی می‌شود. قانون کنترل مبتنی بر استراتژی ولتاژ طراحی می‌شود که شامل دو ترم است. ترم اول پایداری را تضمین و ترم دوم عملکرد سیستم کنترل را بهبود می‌دهد. این قانون کنترل مستقل از مدل ربات است.

فصل هشتم کنترل بهینه با الگوریتم بهینه سازی پرندگان را توصیف می‌نماید. در این فصل PSO را روی قانون کنترل ولتاژ که در [۲۱] ارائه شده است، به کار می‌بریم که کنترل PSO نامیده می‌شود. الگوریتم PSO به منظور طراحی کنترل بهینه بوسیله پیدا کردن پارامترهای طراحی کنترل بهینه، به کار برده می‌شود.

در فصل نهم نتایج پایان نامه بیان شده و سپس پیشنهادات مطرح می‌شود.

## فصل دوم

### ۲- دینامیک ربات

در این فصل دینامیک ربات بیان می‌شود و همچنین پارامترهای دینامیکی ربات هنرمند سه مفصلی به کار برده شده در شبیه سازی ها ارائه خواهد شد.

#### ۱-۲ معادله دینامیک ربات

معادله دینامیکی ربات به صورت زیر است:

$$\mathbf{D}(\mathbf{q})\ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})\dot{\mathbf{q}} + \mathbf{g}(\mathbf{q}) = \mathbf{T} \quad (1-2)$$

$\mathbf{q} \in R^n$ : برداری از موقعیت های مفاصل

$\dot{\mathbf{q}} \in R^n$ : برداری از سرعت های مفاصل

$\mathbf{D}(\mathbf{q})$ : ماتریس اینرسی ربات با بعد  $n \times n$

$\mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})$ : برداری از گشتاورهای کوریولیس و گریز از مرکز با بعد  $n \times 1$

$\mathbf{g}(\mathbf{q}) \in R^n$ : برداری از گشتاورهای ثقلی با بعد  $n \times 1$

$\mathbf{T} \in R^n$ : برداری از گشتاورهای مفاصل

پارامترهای دناویت-هارتنبِریگ<sup>۱</sup> ربات هنرمند در جدول ۱-۲ داده شده است، که پارامترهای  $q_i$ ،  $d_i$ ،  $a_i$ ،  $\alpha_i$  برای  $i = 1, \dots, n$ ، به ترتیب زاویه مفصل نام، انحراف رابط نام، طول رابط نام و پیش مفصل نام هستند.

جدول ۱-۲ - پارامترهای دناویت-هارتنبِریگ

مفصل	$q$	$d$	$a$	$\alpha$
۱	$q_1$	$d_1$	•	$\pi/2$
۲	$q_2$	•	$a_2$	•
۳	$q_3$	•	$a_3$	•

## ۲-۲ پارامترهای دینامیکی ربات

پارامترهای دینامیکی بازوی مکانیکی ربات هنرمند [۲۰] در جدول ۲-۲ داده شده است که برای  $i=1, 2, 3$  جرم مفصل نام،  $m_i$  مرکز جرم چارچوب نام است. تانسور اینرسی در دستگاه مختصات مرکز جرم به صورت زیر بیان می شود:

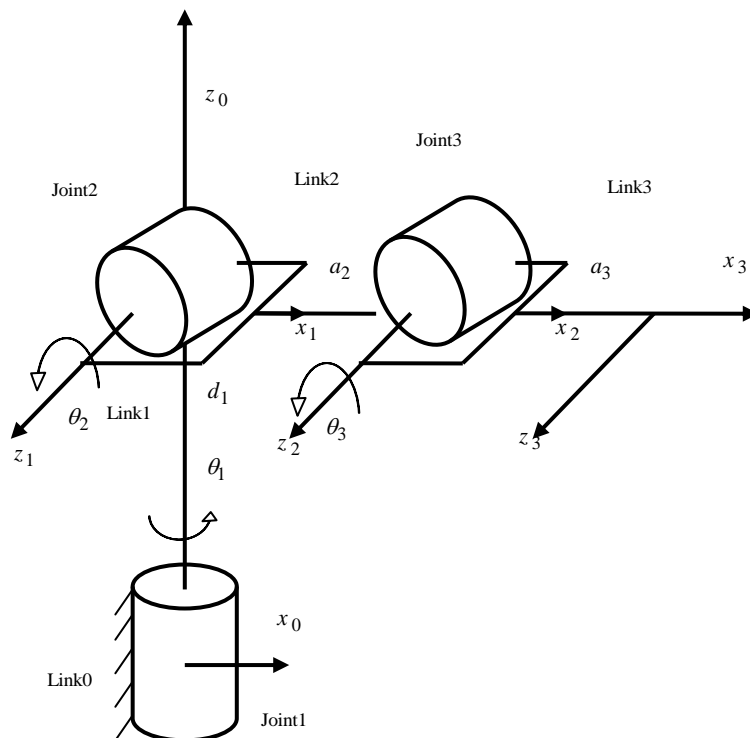
$$I_i = \begin{bmatrix} I_{xxi} & I_{xyi} & I_{xzi} \\ I_{xyi} & I_{yyi} & I_{yzi} \\ I_{xzi} & I_{yzi} & I_{zzi} \end{bmatrix} \quad (۲-۲)$$

جدول ۲-۲ - پارامترهای دینامیکی ربات هنرمند

مفصل	DH	$x_i$	$y_i$	$z_i$	$m_i$	$I_{xxi}$	$I_{yyi}$	$I_{zzi}$	$I_{xyi}$	$I_{xzi}$	$I_{yzi}$
۱	$d_1=0/۲۸$	•	-۰/۲۲	•	۱۹	۰/۳۴	۰/۳۶	۰/۳۱	•	•	•
۲	$a_2=0/۷۶$	-۰/۵۱	•	•	۱۸/۱۸	۰/۱۸	۱/۳۲	۱/۳۱	•	•	•
۳	$a_3=0/۹۳$	-۰/۶۷	•	•	۱۰/۹۹	۰/۰۷	۰/۹۲	۰/۹۳	•	•	•

1-Denavit-Hartenberg

دیاگرام مفصلی ربات هنرمند بر اساس نمایش دناویت-هارتنبِرج در شکل ۱-۲ نمایش داده شده است:



شکل ۱-۲- دیاگرام مفصلی ربات هنرمند

## فصل سوم

### ۳- کنترل ربات بر مبنای مدل

مسئله کنترل حرکت، مسئله تعیین ورودی های کنترل برای تعقیب کردن و یا دنبال کردن یک مسیر دلخواه است که برای بازوهای ماهر در نظر گرفته شده است. روش های کنترل بر اساس مدل که عبارتند از کنترل خطی سازی پسخوری، کنترل مقاوم، روش دوم لیاپانوف و همچنین فنون گشتاور محاسباتی و دینامیک وارون به عنوان ابزاری برای جبران نیروهای واکنش غیر خطی پیچیده داخل رابط های بازوی ماهر در [۲۲] ارائه شده اند.

#### ۳-۱ کنترل بازوی ماهر رباتیک

کنترل بازوهای ماهر رباتیک، تعیین ورودی های مفصل بر حسب زمان است که وجود آنها برای اجرای یک دستور حرکت توسط بازوی ماهر ضروری است. ورودی های مفصل ممکن است نیروها و گشتاورهای مفصل باشند یا ممکن است ورودی های محرکه ها باشند برای مثال می توانند ورودی های ولتاژ موتورها باشند که بستگی به مدل مورد استفاده برای طرح کنترل کننده دارند. دستور حرکت به طور معمول به صورت یک سلسله موقعیت ها و جهت های مجری نهایی یا بصورت یک مسیر پیوسته است. فنون و روش های متعدد کنترلی برای کنترل بازوهای ماهر می توانند اجرا گردند.

پیشرفت فناوری به طور پیوسته در طراحی مکانیکی ربات ها رخ می دهد. اما ارتقای عملکرد نیازمند طرح های پیچیده تر برای کنترل است. در این مورد می توان صنعت هوافضا را مقایسه کرد. هواپیماهای قدیمی

نسبتاً به آسانی پرواز می‌کنند اما توانمندیهای عملکرد محدودی داشتند. همانطور که عملکرد با پیشرفت های فناوری بهبود یافت مسائل کنترل نیز افزایش یافت و به عنوان ملزومات ماشین های پیشرفته درآمد. نظیر سفینه فضایی یا هواپیماهای جنگنده که بدون کنترل کامپیوتری پیچیده نمی‌توانند پرواز نمایند. به عنوان یک مثال روشن از اثر طراحی مکانیکی روی مسئله کنترل، رباتی را که توسط یک موتور DC مغناطیس دائم با جعبه دنده کاهشی رانده می‌شود با یک ربات که مستقیماً با موتورهای گشتاور-بالا بدون جعبه دنده کاهشی رانده می‌شود مقایسه کنیم. در حالت اول دینامیک موتور خطی است و به خوبی درک و بیان می‌شود و اثر جعبه دنده کاهشی اثر چشمگیری برای مجزا کردن سیستم دارد و ارتباطات غیر خطی مفاصل کاهش می‌یابد. اما وجود چرخ دنده ها، اصطکاک، صلب نبودن سیستم های انتقال نیرو و خلاصی را موجب می‌شود.

در وضعیت رباتی که مستقیماً رانده می‌شود، مسائل خلاصی، اصطکاک و انعطاف ناشی از چرخ دنده‌ها حذف می‌شوند. اما ارتباطات غیر خطی داخل ربات ها حالا مهم هستند و دینامیک موتورهای پیچیده‌تر هستند.

### ۲-۳ طراحی کنترل کننده بر اساس دینامیک وارون

در عمل کنترل ربات به صورت گسسته انجام می‌شود. بنابراین بعد از طراحی کنترل به صورت پیوسته، آن را گسسته سازی می‌کنیم. دینامیک های بازوی مکانیکی ربات [۲۳] به صورت زیر بیان می‌شود:

$$\mathbf{D}(\mathbf{q})\ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})\dot{\mathbf{q}} + \mathbf{g}(\mathbf{q}) = \mathbf{T} \quad (1-3)$$

که  $\mathbf{q} \in R^n$  برداری از موقعیت های مفاصل،  $\mathbf{D}(\mathbf{q})$  ماتریس اینرسی ربات با بعد  $n \times n$ ،  $\mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) \in R^n$  برداری از گشتاورهای کوریولیس و گریز از مرکز،  $\mathbf{g}(\mathbf{q}) \in R^n$  برداری از گشتاورهای ثقلی و  $\mathbf{T} \in R^n$  برداری از گشتاورهای مفاصل هستند. فرض شده است که بازوی مکانیکی ربات بوسیله موتورهای dc مغناطیس دائم گردانده می‌شود. بردارها و ماتریس ها در فرم bold هستند.

قانون کنترل گشتاور را به صورت زیر پیشنهاد می‌دهیم:

$$\mathbf{T} = \mathbf{D}(\mathbf{q})(\ddot{\mathbf{q}}_d + \mathbf{k}_d(\dot{\mathbf{q}}_d - \dot{\mathbf{q}}) + \mathbf{k}_p(\mathbf{q}_d - \mathbf{q})) + \mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})\dot{\mathbf{q}} + \mathbf{g}(\mathbf{q}) \quad (2-3)$$

که برداری از موقعیت های مطلوب مفاصل،  $\mathbf{k}_p$  و  $\mathbf{k}_d$  ماتریس های مثبت معین قطری با بعد  $n \times n$  هستند.

با جایگذاری (2-3) در (1-3) دینامیک خطا به صورت زیر نتیجه می شود:

$$\ddot{\mathbf{q}}_d - \ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{k}_d(\dot{\mathbf{q}}_d - \dot{\mathbf{q}}) + \mathbf{k}_p(\mathbf{q}_d - \mathbf{q}) = 0 \quad (3-3)$$

بنابراین برای ماتریس های مثبت معین قطری  $\mathbf{k}_p$  و  $\mathbf{k}_d$  اگر  $t \rightarrow \infty$  آنگاه  $\mathbf{q} \rightarrow \mathbf{q}_d$  نتیجه می شود.

به منظور گسسته سازی قانون کنترل (2-3) می توان از نگهدارنده مرتبه صفر استفاده کرد که از سیگنال خودش نمونه برداری می کند و آن را برای یک دوره نمونه برداری مشخص ثابت نگه می دارد. برای مثال سیگنال پیوسته  $x(t)$  به عنوان ورودی نگهدارنده مرتبه صفر در نظر گرفته می شود، آنگاه خروجی نگهدارنده مرتبه صفر که سیگنال گسسته  $x_k$  است به صورت زیر محاسبه می شود:

$$x_k = x(k\sigma) \text{ for } k\sigma \leq t < (k+1)\sigma \quad (4-3)$$

که  $\sigma$  دوره نمونه برداری و  $k$  شماره نمونه هستند.

بنابراین با به کار گیری نگهدارنده مرتبه صفر و بدست آوردن  $\mathbf{q}_k$ ،  $\dot{\mathbf{q}}_k$  و  $\ddot{\mathbf{q}}_k$  که سیگنال های گسسته  $\mathbf{q}$ ،  $\dot{\mathbf{q}}$  و  $\ddot{\mathbf{q}}$  هستند. فرم گسسته قانون کنترل (2-3) به صورت زیر حاصل می شود:

$$\mathbf{T}_k = \mathbf{D}(\mathbf{q}_k)(\ddot{\mathbf{q}}_{dk} + \mathbf{k}_d(\dot{\mathbf{q}}_{dk} - \dot{\mathbf{q}}_k) + \mathbf{k}_p(\mathbf{q}_{dk} - \mathbf{q}_k)) + \mathbf{C}(\mathbf{q}_k, \dot{\mathbf{q}}_k)\dot{\mathbf{q}}_k + \mathbf{g}(\mathbf{q}_k) \quad (5-3)$$

به دلیل مشکلات اجرایی برای به دست آوردن  $\dot{\mathbf{q}}_k$  می توان آن را با استفاده از تابع مشتق به صورت زیر محاسبه کرد:

$$\dot{\mathbf{q}}_k \approx (\mathbf{q}_k - \mathbf{q}_{k-1}) / \sigma \quad (6-3)$$

بنابراین با استفاده از (6-3) قانون کنترل (5-3) به صورت زیر به دست می آید:

$$\mathbf{T}_k = \mathbf{D}(\mathbf{q}_k) \left( \ddot{\mathbf{q}}_{dk} + \mathbf{k}_d \left( \dot{\mathbf{q}}_{dk} - \left( (\mathbf{q}_k - \mathbf{q}_{k-1}) / \sigma \right) \right) + \mathbf{k}_p (\mathbf{q}_{dk} - \mathbf{q}_k) \right) + \mathbf{C}(\mathbf{q}_k, \left( (\mathbf{q}_k - \mathbf{q}_{k-1}) / \sigma \right)) \left( (\mathbf{q}_k - \mathbf{q}_{k-1}) / \sigma \right) + \mathbf{g}(\mathbf{q}_k) \quad (7-3)$$

### ۳-۳ نتایج شبیه سازی

به منظور نشان دادن عملکرد قانون های کنترل (۲-۳) ، (۵-۳) و (۷-۳) تعدادی شبیه سازی ارائه خواهد شد و مسیر مرجع به اندازه کافی پیوسته و مشتق پذیر است تا  $\mathbf{q}_d$  و  $\dot{\mathbf{q}}_d$  و  $\ddot{\mathbf{q}}_d$  در دسترس و محدود باشند. شبیه سازی را برای دو دوره به منظور نمایش حرکت تکراری اجرا خواهیم کرد.

مسیر مطلوب به صورت زیر در نظر گرفته خواهد شد:

$$\mathbf{q}_d = [\cos(0.1\pi t) \quad \cos(0.1\pi t) \quad \cos(0.1\pi t)]^T \quad (8-3)$$

که برداری از موقعیت های مطلوب مفاصل با دوره ۲۰ ثانیه است.

به منظور ملاحظات دینامیکی در مقابل گشتاورهای بالا، گشتاورها به مقادیر ماکزیمم  $200N.m$  محدود شده اند .

ماتریس های  $\mathbf{k}_p$  و  $\mathbf{k}_d$  در معادلات (۲-۳) ، (۵-۳) و (۷-۳) بوسیله روش سعی و خطا به منظور دست یابی به عملکرد مطلوب برابر  $\mathbf{k}_p = 10^3 \mathbf{I}_{3 \times 3}$  و  $\mathbf{k}_d = 10^2 \mathbf{I}_{3 \times 3}$  لحاظ شده اند، که  $\mathbf{I}_{n \times n}$  ماتریس واحد  $n \times n$  است. به منظور بررسی عملکرد تنظیم قانون های کنترل (۲-۳) ، (۵-۳) و (۷-۳) ، موقعیت های اولیه زاویه مفاصل برابر  $\mathbf{q}(0) = [0 \quad 0.5 \quad 2] rad$  قرار داده شده اند. در حالی که مسیر مطلوب برابر  $\mathbf{q}_d(0) = [1 \quad 1 \quad 1] rad$  است. خطا اولیه به صورت  $\mathbf{q}_d(0) - \mathbf{q}(0) = [1 \quad 0.5 \quad -1] rad$  است.

شبیه سازی اول : قانون کنترل (۲-۳) به منظور عملکرد تنظیم در این قسمت اجرا می شود. همان طور که در شکل (۱-۳) نمایش داده شده است، خطا تنظیم بعد از ۵ ثانیه کاهش می یابد و در پایان ماکزیمم خطا



تنظیم برابر  $rad \times 10^{-13} \times 1/1$  است. مطابق شکل (۲-۳) گشتاورهای ورودی مفاصل به خوبی به مفاصل اعمال شده اند. تفاوت مقادیر نهایی گشتاور ورودی به دلیل بار متفاوت هر مفصل است.

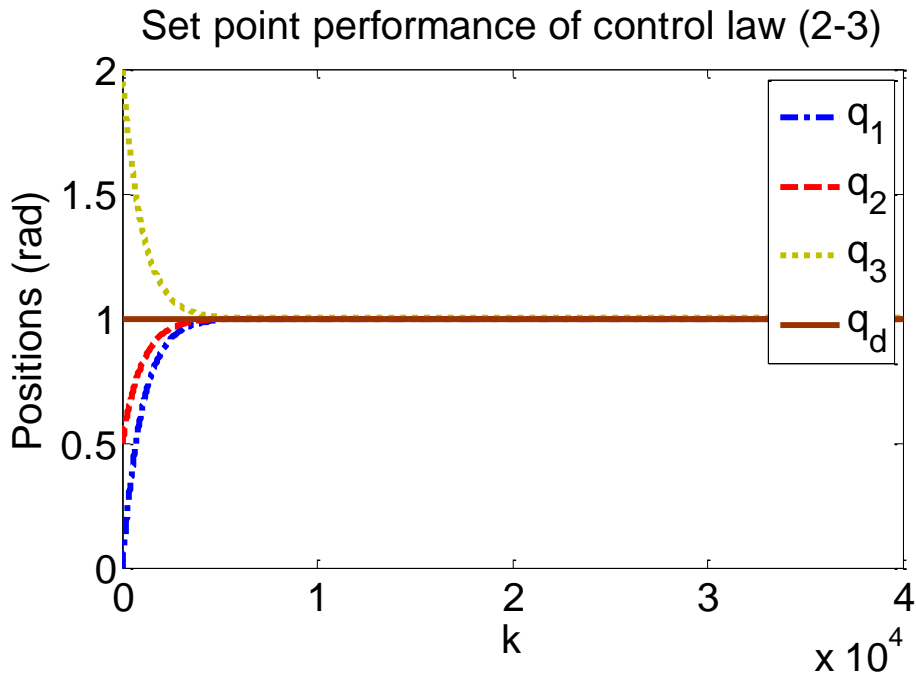
شبیه سازی دوم: قانون کنترل (۲-۳) به منظور عملکرد ردگیری در این قسمت اجرا می شود. همان طور که در شکل (۳-۳) نشان داده شده است ماکزیمم خطا ردگیری برابر  $rad \times 10^{-14} \times 7/3$  است. مطابق شکل (۴-۳) گشتاور ورودی مفاصل به خوبی به مفاصل اعمال شده اند.

شبیه سازی سوم: قانون کنترل (۵-۳) به منظور عملکرد تنظیم در این قسمت اجرا می شود. همان طور که در شکل (۵-۳) نمایش داده شده است، خطا تنظیم بعد از ۵ ثانیه کاهش و در پایان ماکزیمم خطا تنظیم برابر  $rad \times 10^{-13} \times 1/1$  است. مطابق شکل (۶-۳) گشتاورهای ورودی مفاصل به خوبی به مفاصل اعمال شده اند. تفاوت مقادیر نهایی گشتاور ورودی به دلیل بار متفاوت هر مفصل است.

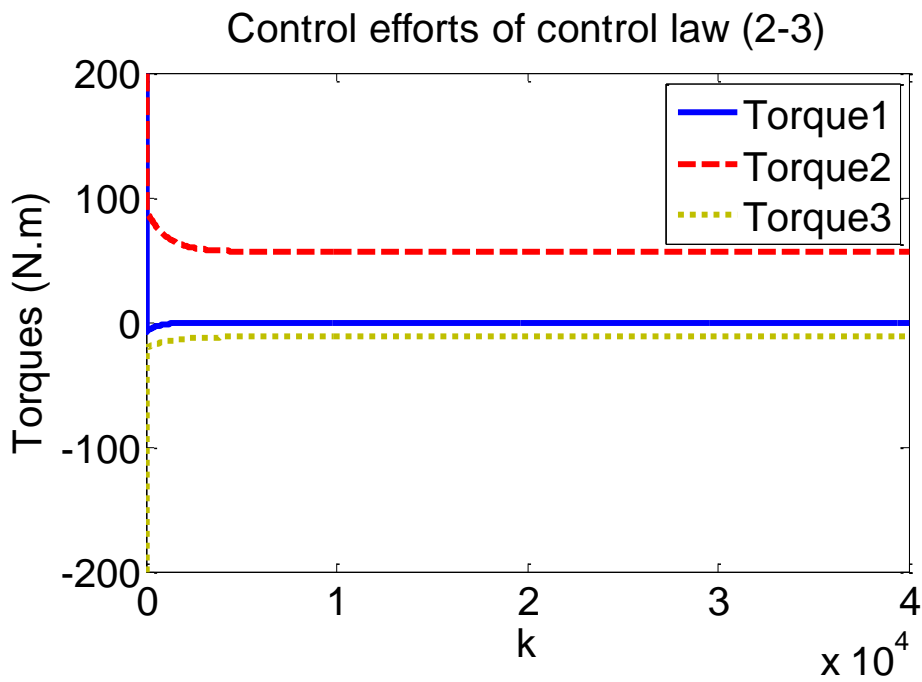
شبیه سازی چهارم: قانون کنترل (۵-۳) به منظور عملکرد ردگیری در این قسمت اجرا می شود. همان طور که در شکل (۷-۳) نشان داده شده است ماکزیمم خطا ردگیری برابر  $rad \times 10^{-6} \times 2/47$  است. مطابق شکل (۸-۳) گشتاور ورودی مفاصل به خوبی به مفاصل اعمال شده است.

شبیه سازی پنجم: قانون کنترل (۷-۳) به منظور عملکرد تنظیم در این قسمت اجرا می شود. همان طور که در شکل (۹-۳) نمایش داده شده است، خطا تنظیم بعد از ۵ ثانیه کاهش می یابد و در پایان ماکزیمم خطا تنظیم تقریباً به صفر می رسد. مطابق شکل (۱۰-۳) گشتاورهای ورودی مفاصل به خوبی به مفاصل اعمال شده اند. تفاوت مقادیر نهایی گشتاور ورودی به دلیل بار متفاوت هر مفصل است.

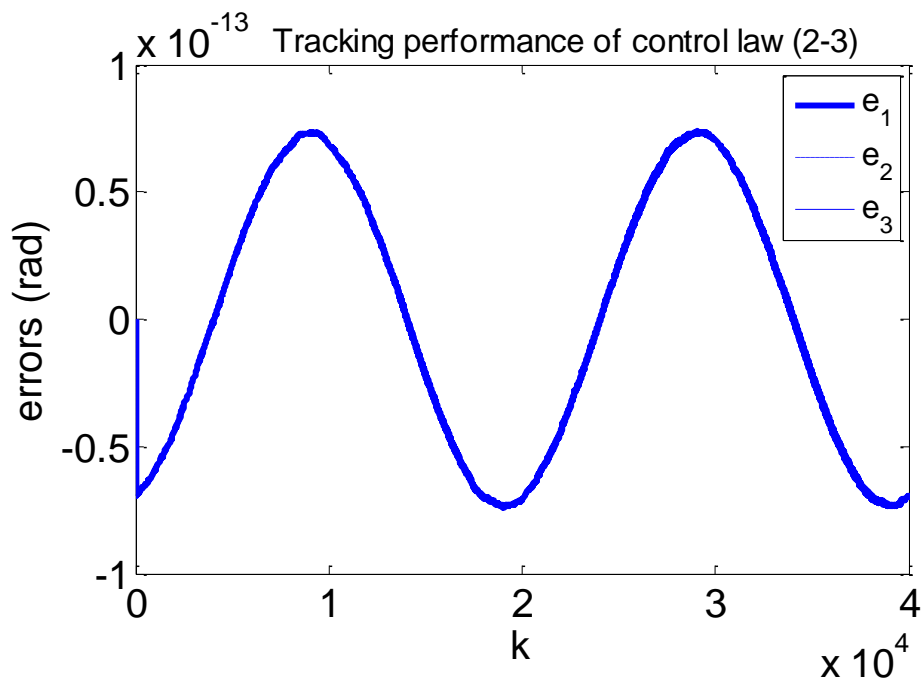
شبیه سازی ششم: قانون کنترل (۷-۳) به منظور عملکرد ردگیری در این قسمت اجرا می شود. همان طور که در شکل (۱۱-۳) نشان داده شده است ماکزیمم خطا ردگیری برابر  $rad \times 10^{-4} \times 1/68$  است. مطابق شکل (۱۲-۳) گشتاور ورودی مفاصل به خوبی به مفاصل اعمال شده اند.



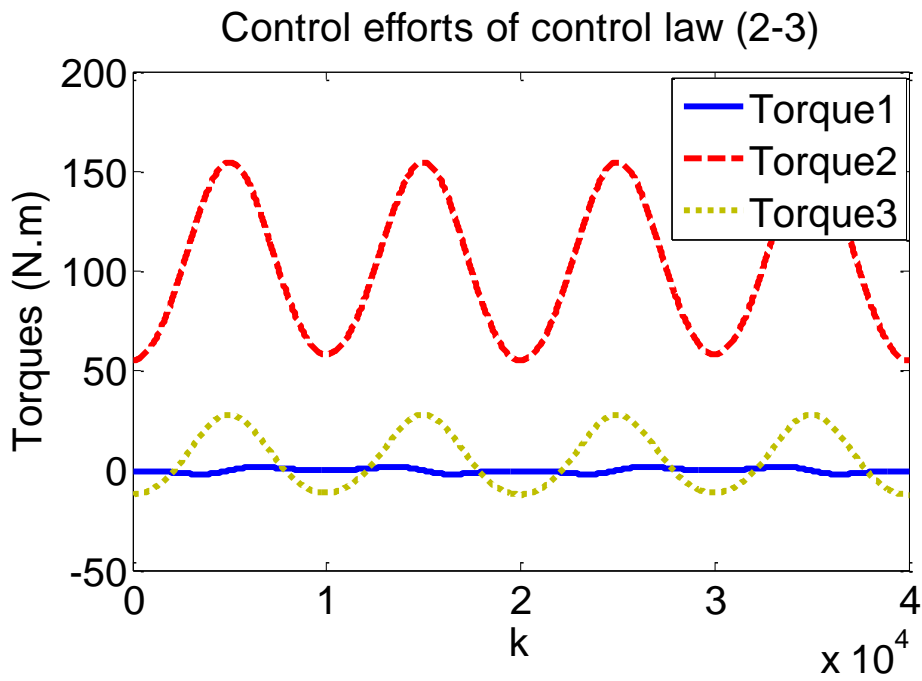
شکل ۳-۱- عملکرد تنظیم قانون کنترل (۲-۳)



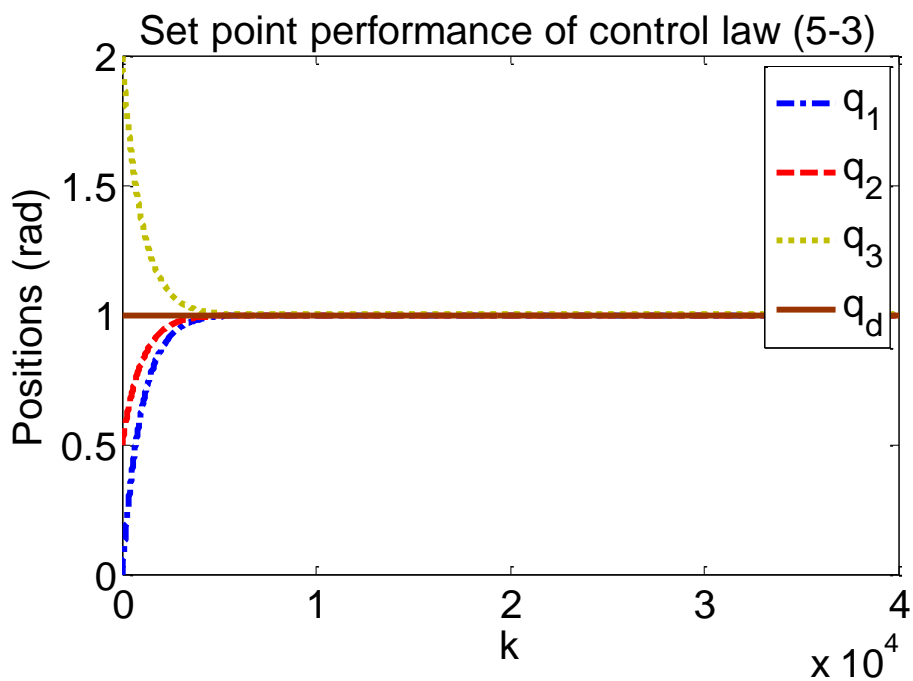
شکل ۳-۲- سیگنال قانون کنترل (۲-۳) در عملکرد تنظیم



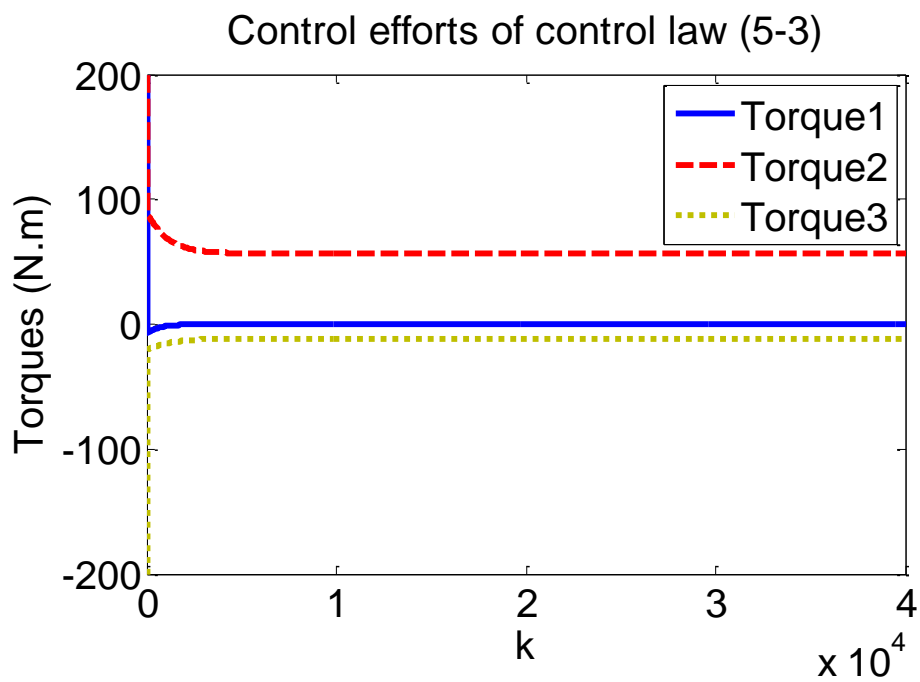
شکل ۳-۳- عملکرد ردگیری قانون کنترل (۲-۳)



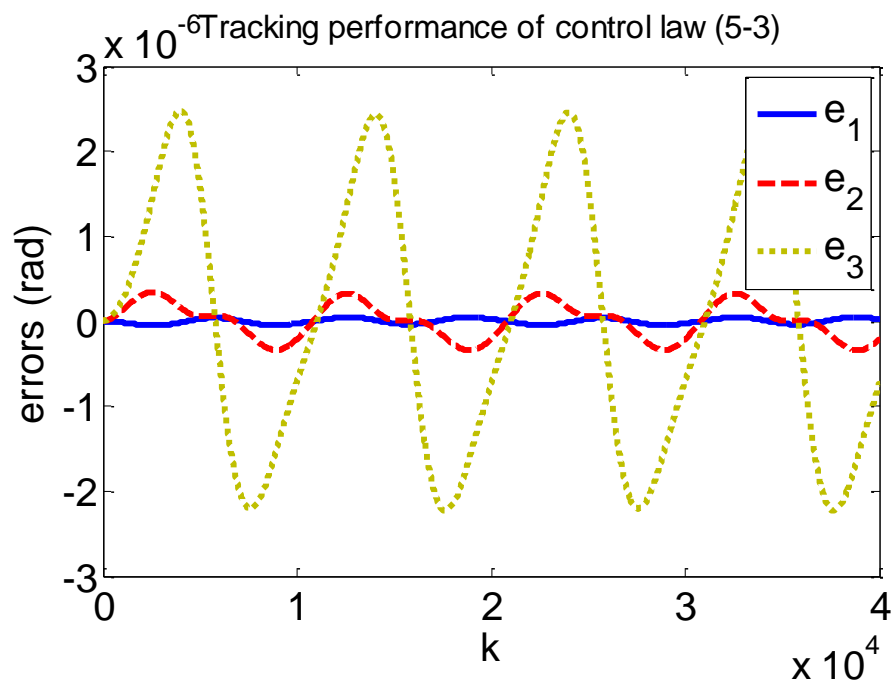
شکل ۴-۳- سیگنال قانون کنترل (۲-۳) در عملکرد ردگیری



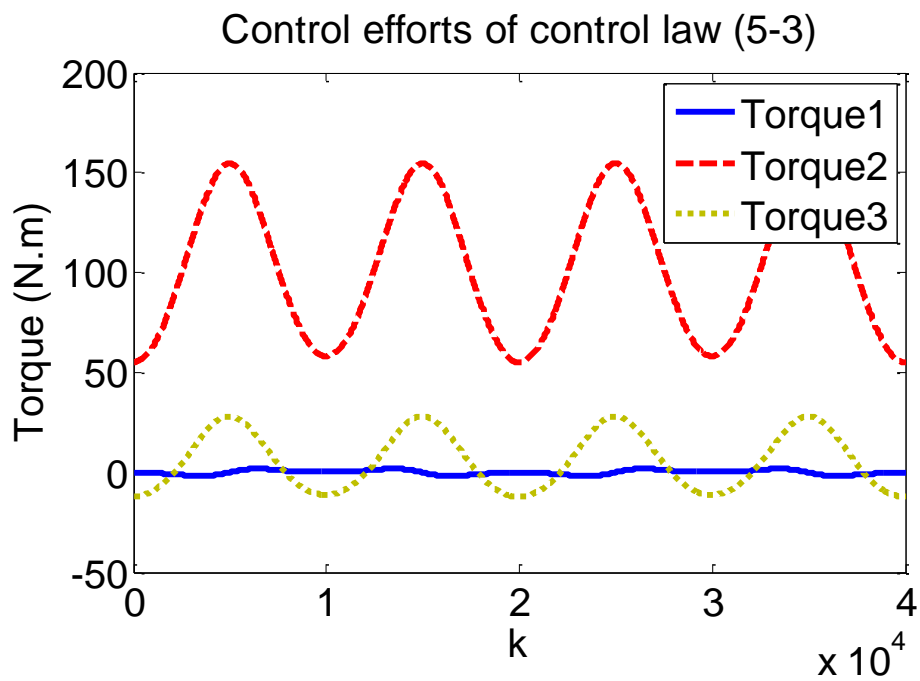
شکل ۵-۳- عملکرد تنظیم قانون کنترل (۵-۳)



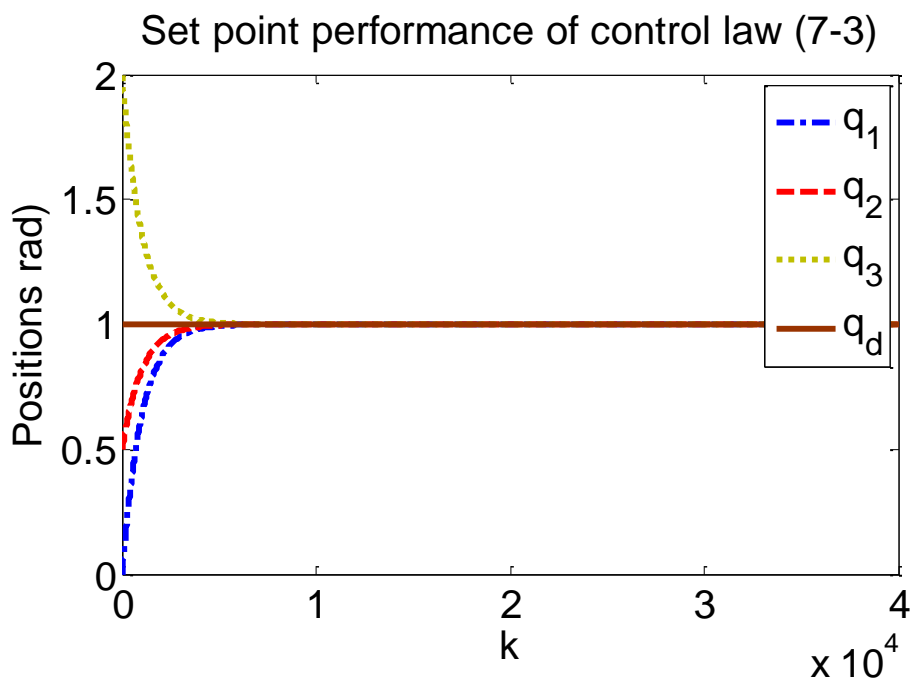
شکل ۶-۳- سیگنال قانون کنترل (۵-۳) در عملکرد تنظیم



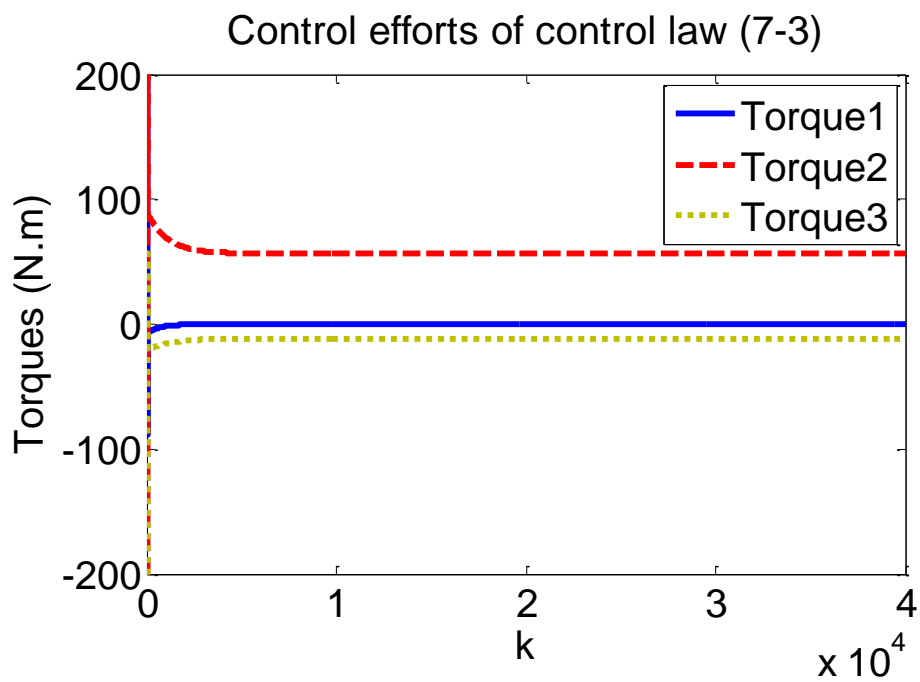
شکل ۳-۷- عملکرد ردگیری قانون کنترل (۵-۳)



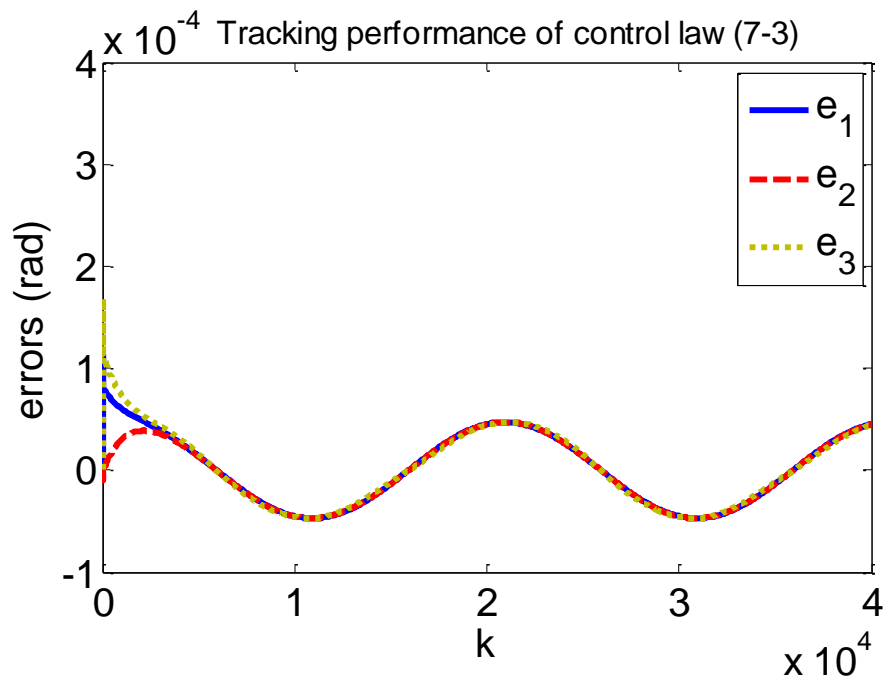
شکل ۳-۸- سیگنال قانون کنترل (۵-۳) در عملکرد ردگیری



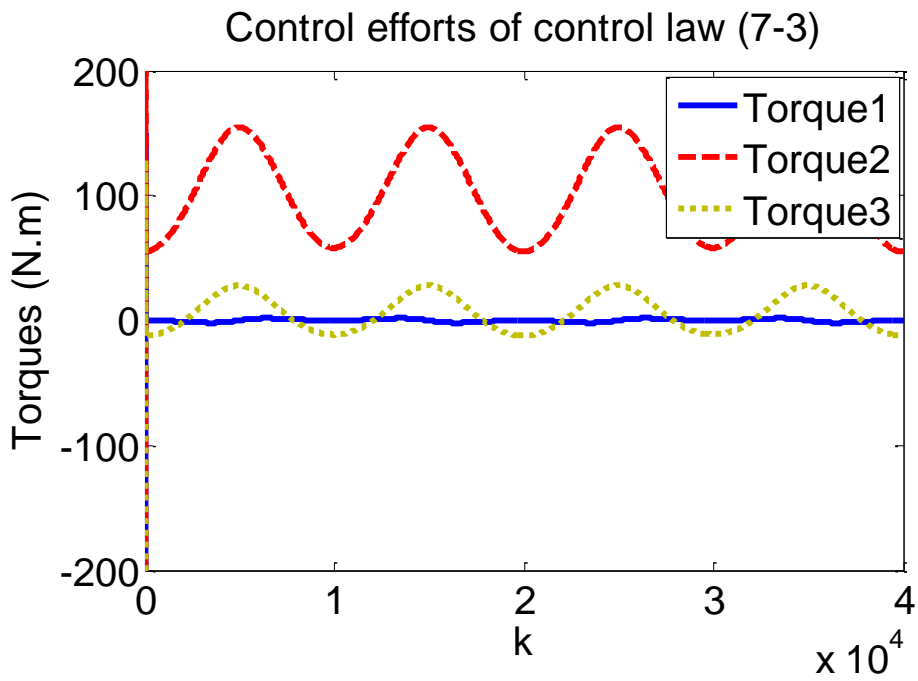
شکل ۳-۹- عملکرد تنظیم قانون کنترل (۷-۳)



شکل ۳-۱۰- سیگنال قانون کنترل (۷-۳) در عملکرد تنظیم



شکل ۳-۱۱- عملکرد ردگیری قانون کنترل (۷-۳)



شکل ۳-۱۲- سیگنال قانون کنترل (۷-۳) در عملکرد ردگیری

## فصل چهارم

### ۴- کنترل بهینه درجه دو خطی گسسته

در این فصل فرایند بهینه سازی و سیستم های کنترل بهینه بیان می شود [۲۴]. همچنین مسئله کنترل بهینه درجه دو خطی گسسته (DLQ) مطرح شده و الگوریتم مورد نیاز به منظور کنترل بهینه درجه دو خطی گسسته (DLQ) سیستم های خطی بیان می شود.

#### ۴-۱ مقدمه ای بر کنترل بهینه

مسائل کنترل بهینه مورد توجه بسیاری از مهندسين کنترل قرار گرفته اند. تفاوت یک سیستم کنترل بهینه که طراحی آن مقدار یک تابع انتخاب شده به عنوان شاخص عملکرد<sup>۱</sup> را "بهینه سازی"<sup>۲</sup> می کند (بر حسب مورد ممکن است به حداقل یا حداکثر برساند) با یک سیستم ایده آل این است که سیستم بهینه، بهترین سیستم قابل حصول با وجود محدودیت های<sup>۳</sup> فیزیکی است و حال آنکه سیستم ایده آل ممکن است یک هدف غیر قابل حصول باشد.

شاخص های عملکرد: در طراحی یک سیستم کنترل بهینه، برای تعیین یک تصمیم کنترل فعلی تحت محدودیت های خاصی لازم است چنان قانونی پیدا کنیم که معیاری از انحراف از عملکرد ایده آل را به

---

1-Performance index

2-optimize

3-constraints



حداقل برساند. آن معیار معمولاً توسط شاخص عملکرد انتخاب شده، فراهم می‌گردد. شاخص عملکرد تابعی است که مقدار آن به عنوان نشانه‌ای از میزان تطبیق عملکرد واقعی با عملکرد مطلوب در نظر گرفته می‌شود. در اکثر مواقع، رفتار یک سیستم با انتخاب بردار کنترل  $u(k)$  به گونه‌ای که شاخص عملکرد را به حداقل برساند (یا بر حسب ماهیت شاخص عملکرد انتخاب شده، به حداکثر برساند) بهینه‌سازی می‌شود. انتخاب یک شاخص عملکرد مناسب مهم است، زیرا که به مقدار زیادی ماهیت سیستم را تعیین می‌کند. بنابراین، مهندس کنترل بر اساس ملزوماتی که سیستم باید برآورده کند این شاخص را فرموله‌سازی کرده و آن را در تعیین ماهیت سیستم حاصل در نظر می‌گیرد. ملزومات طراحی معمولاً نه تنها شامل مشخصه‌های عملکرد بلکه برای تضمین تحقق فیزیکی آن شامل محدودیت‌هایی در شکل کنترل مورد استفاده نیز می‌باشد. .

انتخاب مناسب‌ترین شاخص عملکرد برای یک مسئله داده شده، به خصوص در سیستم‌های پیچیده بسیار مشکل است. استفاده از تئوری بهینه‌سازی در طراحی سیستم به مقدار قابل توجهی با تضاد بین امکان‌پذیری تحلیلی<sup>۱</sup> و سودمندی علمی<sup>۲</sup> در انتخاب شاخص عملکرد مختل شده است. مطلوب آن است که معیار کنترل بهینه به جای در نظر گرفتن دیدگاه ریاضی از یک دیدگاه کاربردی سرچشمه بگیرد. لیکن در حالت کلی، انتخاب شاخص عملکرد مصالحه‌ای بین یک برآورد معنی‌دار از عملکرد سیستم و یک مسئله مهارشدنی ریاضی<sup>۳</sup> را شامل می‌شود.

فرموله‌سازی مسائل بهینه‌سازی:

اگر اطلاعات زیر داده شده باشند، مسئله بهینه‌سازی یک سیستم کنترل می‌تواند فرموله‌سازی شود:

۱. معادلات سیستم

۲. رده بردارهای مجاز کنترل

---

1-Analytical feasibility

2-Practical utility

3-Tractable

۳. محدودیت های بر روی مسئله

۴. شاخص عملکرد

۵. پارامترهای سیستم

در واقع حل یک مسئله کنترل بهینه، تعیین بردار کنترل بهینه  $u(k)$  در میان رده ی بردارهای مجاز کنترل است.

این بردار  $u(k)$  به عوامل زیر بستگی دارد:

۱. ماهیت شاخص عملکرد

۲. ماهیت محدودیت ها

۳. حالت اولیه یا خروجی اولیه

۴. حالت مطلوب یا خروجی مطلوب

بنابراین تعریف، سیستمی که طراحی آن شاخص عملکرد انتخاب شده ای را به حداقل (یا حداکثر) می‌رساند، بهینه است. واضح است که در واقع شاخص عملکرد ترکیب سیستم را تعیین می‌کند. تذکر این مطلب بسیار مهم است که سیستم کنترلی که تحت یک شاخص عملکرد بهینه است. در حالت کلی، تحت شاخص های عملکرد دیگر بهینه نمی باشد. بعلاوه، تحقق سخت افزاری یک قانون کنترل بهینه مخصوص ممکن است بسیار مشکل و گران باشد. از این رو، ممکن است صرف هزینه های بسیار زیادی برای اعمال یک کنترل کننده بهینه که تنها در یک مفهوم باریک یا فردگرایانه بهترین است، بی معنی باشد.

مسائل کنترل بهینه قابل حل به روش تحلیلی دید خوبی را نسبت به ساختارها و الگوریتم های بهینه ای که می‌توانند در موارد عملی اعمال گردند، فراهم می‌آورند. یک مثال از مسائل کنترل بهینه قابل حل به روش تحلیلی مسئله کنترل بهینه سیستم های خطی بر اساس شاخص های عملکرد درجه دوم<sup>۱</sup> است.

---

1-Quadratic performance index

شاخص های عملکرد درجه دوم غالباً در سیستم های کنترل عملی به عنوان معیارهایی برای عملکرد سیستم به کار برده می شوند.

گیریم سیستم کنترل تعریف شده زیر را در نظر بگیریم:

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{A}\mathbf{x}_k + \mathbf{B}\mathbf{u}_k \quad (1-4)$$

که در آن

$\mathbf{x}_k$ : بردار حالت  $n \times 1$

$\mathbf{u}_k$ : بردار کنترل  $r \times 1$

$\mathbf{A}$ : ماتریس حالت  $n \times n$

$\mathbf{B}$ : ماتریس بهره  $n \times r$

در مسئله کنترل بهینه درجه دوم مطلوب آن است که قانونی برای بردار کنترل  $\mathbf{u}_k$  چنان تعیین کنیم که شاخص عملکرد درجه دوم داده شده ای به حداقل رسانیده شود.

مثالی از شاخص عملکرد درجه دوم به صورت زیر است:

$$J = 0.5\mathbf{x}_N^* \mathbf{S} \mathbf{x}_N + 0.5 \sum_{k=0}^{N-1} (\mathbf{x}_k^* \mathbf{Q} \mathbf{x}_k + \mathbf{u}_k^* \mathbf{R} \mathbf{u}_k) \quad (2-4)$$

که در آن ماتریس های  $\mathbf{S}$ ،  $\mathbf{Q}$  و  $\mathbf{R}$  به ترتیب ماتریس های مثبت معین متقارن  $n \times n$ ،  $n \times n$ ،  $r \times r$  می باشند. جمله اول سمت راست معادله اخیر برای به حساب آوردن اهمیت حالت نهائی آورده شده است. اولین جمله در داخل پرانتز جمع برای به حساب آوردن اهمیت نسبی خطا در طول فرایند کنترل و جمله دوم برای به حساب آوردن هزینه انرژی سیگنال های کنترل آورده شده است.

در بخش ۲-۴ قانون کنترل بهینه به صورت زیر در [۲۴] داده شده است:

$$\mathbf{u}_k = -\mathbf{K}_k \mathbf{x}_k \quad (3-4)$$

که در آن  $\mathbf{K}_k$  یک ماتریس  $r \times n$  تغییرپذیر با زمان است. طراحی سیستم های کنترل بهینه بر اساس چنین شاخص های عملکرد درجه دومی به تعیین ماتریس  $\mathbf{K}_k$  منجر می شود.

مشخصه اصلی قانون کنترل بهینه بر اساس یک شاخص عملکرد درجه دوم آن است که تابعی خطی از بردار حالت  $\mathbf{x}_k$  است. این چنین پس خور حالتی لازم می دارد که تمامی متغیرهای حالت برای پس خوری در دسترس باشند. بنابراین سودمند است که سیستم را بر حسب متغیرهای حالت قابل سنجش نشان دهیم. اگر نتوان تمامی متغیرهای حالت را سنجش کرد، باید متغیرهای حالت غیر قابل سنجش را تخمین زده یا رؤیت کرد. در آن صورت برای ایجاد سیگنال های کنترل بهینه از متغیرهای حالت سنجش شده و رؤیت شده استفاده خواهیم کرد.

#### ۲-۴ کنترل بهینه درجه دوم

مسائل کنترل بهینه درجه دوم می توانند با روش های گوناگونی حل شوند. در این بخش مسئله کنترل بهینه درجه دوم اصلی با روش مرسوم مینیمم سازی با استفاده از ضرایب لاگرانژ<sup>۱</sup> حل شده در [۲۴] را بیان خواهیم کرد.

مسئله کنترل بهینه درجه دوم: مسئله کنترل بهینه درجه دوم می تواند بدین صورت بیان شود که باید برای یک سیستم کنترل خطی زمان گسسته داده شده به صورت (۴-۱) دنباله کنترل بهینه  $\mathbf{u}_0, \mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2, \dots, \mathbf{u}_{N-1}$  را که یک شاخص عملکرد درجه دوم را به حداقل می رساند پیدا کنید. مثالی از شاخص های عملکرد درجه دوم برای یک فرایند زمانی پایاندار ( $0 \leq k \leq N$ ) به صورت زیر است:

$$J = \frac{1}{2} \mathbf{x}_N^* \mathbf{S} \mathbf{x}_N + \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{N-1} (\mathbf{x}_k^* \mathbf{Q} \mathbf{x}_k + \mathbf{u}_k^* \mathbf{R} \mathbf{u}_k) \quad (۴-۴)$$

---

1-Lagrange multipliers

ماتریس های  $S$ ،  $Q$  و  $R$  ماتریس های مثبت معین متقارن  $n \times n$ ،  $n \times n$ ،  $r \times r$  می باشند. ماتریس های  $S$ ،  $Q$  و  $R$  به ترتیب برای وزن دادن به اهمیت نسبی معیارهای عملکرد ایجاد شده حالت نهائی  $\mathbf{x}_N$  و بردار حالت  $\mathbf{x}_k$  ( $k=0,1,2,\dots,N-1$ )، بردار کنترل  $\mathbf{u}_k$  ( $k=0,1,2,\dots,N-1$ ) انتخاب شده اند. حالت اولیه سیستم در یک حالت اولیه دلخواه  $\mathbf{x}_0 = c$  است. حالت نهائی  $\mathbf{x}_N$  ممکن است ثابت باشد، که در آن صورت جمله  $0.5\mathbf{x}_N^* S \mathbf{x}_N$  از شاخص عملکرد معادله (۴-۴) حذف شده و به جای آن شرط پایانی  $\mathbf{x}_N = \mathbf{x}_f$  جایگزین می شود، که در آن  $\mathbf{x}_f$  حالت پایانی ثابت است. اگر حالت پایانی  $\mathbf{x}_N$  ثابت نباشد، آنگاه اولین جمله معادله (۴-۴) نشان دهنده وزن معیار عملکرد ناشی از حالت پایانی است. توجه کنید که در مسئله حداقل سازی وارد کردن جمله  $0.5\mathbf{x}_N^* S \mathbf{x}_N$  در شاخص عملکرد  $J$  ایجاب می کند که ما می خواهیم حالت نهائی  $\mathbf{x}_N$  حتی الامکان به مبدأ نزدیک باشد.

حل به روش مرسوم حداقل سازی با استفاده از ضرب کننده های لاگرانژ: مسئله مینیمم سازی تحت محدودیت های تساوی می تواند با ملحق کردن محدودیت ها به تابعی که قرار است به حداقل رسانیده شود با استفاده از ضرب کننده های لاگرانژ حل گردد.

اکنون با استفاده از یک مجموعه ضرب کننده های لاگرانژ  $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_N$ ، یک شاخص عملکرد جدید  $L$  را بدین صورت تعریف می کنیم:

$$L = 0.5\mathbf{x}_N^* S \mathbf{x}_N + 0.5 \sum_{k=0}^{N-1} (\mathbf{x}_k^* Q \mathbf{x}_k + \mathbf{u}_k^* R \mathbf{u}_k) + \lambda_{k+1}^* (\mathbf{A} \mathbf{x}_k + \mathbf{B} \mathbf{u}_k - \mathbf{x}_{k+1}) + (\mathbf{A} \mathbf{x}_k + \mathbf{B} \mathbf{u}_k - \mathbf{x}_{k+1})^* \lambda_{k+1} \quad (۵-۴)$$

به منظور به حداقل رسانیدن تابع  $L$ ، باید از آن نسبت به هر مؤلفه بردارهای  $\mathbf{x}_k$ ،  $\mathbf{u}_k$  و  $\lambda_k$  مشتق گرفته و نتایج را مساوی صفر قرار داد.

با توجه به قانون کنترل بهینه زیر

$$\mathbf{u}_k = -\mathbf{K}_k \mathbf{x}_k \quad (۶-۴)$$

همان طور که در [۲۴] بیان شده است  $\mathbf{K}_k$  به صورت زیر محاسبه می شود:

$$\mathbf{K}_k = [\mathbf{R} + \mathbf{B}^* \mathbf{p}_k \mathbf{B}]^{-1} \mathbf{B}^* \mathbf{p}_k \mathbf{A} \quad (7-4)$$

که در آن  $\mathbf{p}_k$  به صورت زیر محاسبه می شود:

$$\mathbf{p}_k = \mathbf{Q} + \mathbf{A}^* \mathbf{p}_{k-1} \mathbf{A} - \mathbf{A}^* \mathbf{p}_{k-1} \mathbf{B} [\mathbf{R} + \mathbf{B}^* \mathbf{p}_{k-1} \mathbf{B}]^{-1} \mathbf{B}^* \mathbf{p}_{k-1} \mathbf{A} \quad (8-4)$$

الگوریتم از معادله (8-4) با  $k=0$  که در آن  $\mathbf{p}_{-1} = 0$  است، شروع می شود. سپس  $\mathbf{K}_k$  از معادله

(7-4) نتیجه می شود. در نهایت  $\mathbf{u}_k$  از معادله (6-4) محاسبه می شود.

## فصل پنجم

### ۵- کنترل بهینه درجه دو خطی گسسته ربات با استراتژی گشتاور

در این فصل کنترل درجه دو خطی گسسته جدید بازوی مکانیکی ربات الکتریکی ارائه خواهد شد. قانون کنترل به صورت گشتاور تولید شده توسط موتورهای DC مغناطیسی در وضعیت کنترل جریان است. جریان موتور توسط کنترل کننده تناسبی انتگرالی (PI) تنظیم می‌شود. کنترل پیشنهاد شده بر عدم قطعیت و ترم‌های غیر خطی سیستم غلبه می‌کند. در حقیقت، کنترل درجه دو خطی برای سیستم‌های خطی معین به کار می‌رود. با توجه به این مسائل، یک مدل متغیر با زمان خطی گسسته همراه با عدم قطعیت برای سیستم رباتیک به منظور به کار بردن کنترل پیشنهاد شده، استفاده می‌شود. با توجه به اینکه دینامیک‌های بازوی مکانیکی کاملاً غیرخطی، با کوپلینگ پیچیده و محاسبات پیچیده است، مدل کاملاً با سیستم حقیقی متفاوت است. به منظور جبران عدم قطعیت کنترل کننده تأخیر زمانی مقاوم استفاده خواهد شد. کنترل کننده تأخیر زمانی مقاوم به طور مؤثری عدم قطعیت و ترم‌های غیر خطی را به منظور به کار بردن کنترل بهینه تکراری، جبران می‌کند.

کنترل درجه دو خطی گسسته DLQ سیستم‌های خطی، می‌تواند به منظور کنترل مدل خطی معین سیستم که نامعین و غیر خطی است، به کار برود. بنابراین، لازم است که ترم‌های غیر خطی و عدم قطعیت‌های سیستم جبران شود. کنترل تأخیر زمانی [۲۵] و تخمین عدم قطعیت [۲۶] می‌تواند به منظور کنترل بازوی مکانیکی ربات بوسیله تخمین اثرهای دینامیک‌های نامعلوم و اغتشاشات استفاده

شود. عدم قطعیت می تواند به خوبی بوسیله روش تأخیر زمانی مقاوم [۲۷] و سیستم فازی تطبیقی [۲۸] جبران شود. در این فصل روش تأخیر زمانی مقاوم به کار برده خواهد شد که پیش از این به صورت مؤثری عدم قطعیت در کنترل امپدانس مقاوم سیستم تعلیق [۲۷]، کنترل تکراری گسسته مینیمم زمان و مینیمم اندازه مقاوم [۱۹] و کنترل مقاوم ربات های انعطاف پذیر [۲۰]، را جبران کرده است.

در گذشته به منظور کنترل بر اساس مدل، تعدادی مدل های گسسته برای بازوی مکانیکی ربات ارائه شده است. اگرچه، مدل هایی مثل [۲۹] خیلی پیچیده بودند و تعدادی که در [۳۰] ارائه شده اند، خیلی ساده بودند. در این بخش، مدل متغیر با زمان گسسته خطی جدید برای سیستم رباتیک ارائه خواهد شد. سپس، تفاوت بین مدل و سیستم حقیقی به عنوان کل عدم قطعیت در نظر گرفته خواهد شد که باید جبران شود.

در این بخش کنترل کننده درجه دو خطی گسسته مقاوم جدید برای کنترل بازوی مکانیکی ربات الکتریکی فرموله خواهد شد. یک قانون کنترل دو ترمی ارائه خواهد شد. ترم اول، کنترل کننده DLQ به منظور کنترل بهینه به کار می رود. ترم دوم، کنترل کننده تأخیر زمانی مقاوم، به منظور جبران عدم قطعیت به کار می رود. این قانون کنترل را، کنترل کننده بهینه تکراری (ROC)<sup>۱</sup> می نامیم. قانون کنترل پیشنهاد شده، به صورت گشتاور ورودی مفصل اعمال می شود که بوسیله موتورهای DC مغناطیسی در وضعیت کنترل جریان ایجاد می شود. جریان موتور توسط کنترل کننده تناسبی انتگرالی (PI) تنظیم می شود.

## ۱-۵ مدل متغیر با زمان گسسته خطی

دینامیک های بازوی مکانیکی ربات [۲۳] به صورت زیر بیان می شود:

$$\mathbf{D}(\mathbf{q})\ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})\dot{\mathbf{q}} + \mathbf{g}(\mathbf{q}) = \mathbf{T} \quad (1-5)$$

1-Repetitive optimal control



که در آن  $\mathbf{q} \in R^n$  برداری از موقعیت‌های مفصل،  $\mathbf{D}(\mathbf{q})$  ماتریس اینرسی ربات با بعد  $n \times n$  است،  $\mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})$  گشتاورهای کوریولیس و گریز از مرکز با بعد  $n \times 1$  و  $\mathbf{g}(\mathbf{q})$  برداری از گشتاورهای ثقلی با بعد  $n \times 1$  است.

در نظریه پیشنهاد شده، هر مفصل بازوی مکانیکی بوسیله موتور DC مغناطیسی در سیستم کنترل گردانده می‌شود. گشتاور موتور به صورت زیر بیان می‌شود:

$$\mathbf{T}_m = \mathbf{J}_m \mathbf{r}^{-1} \ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{B}_m \mathbf{r}^{-1} \dot{\mathbf{q}} + \mathbf{r} \mathbf{T} + \mathbf{r} \xi \quad (2-5)$$

که در آن  $\mathbf{T} \in R^n$  گشتاور بار،  $\mathbf{T}_m(t) \in R^n$  گشتاور موتورها هستند. ماتریس‌های ضرایب قطری مثبت  $n \times n$ ،  $\mathbf{J}_m$ ،  $\mathbf{B}_m$ ،  $\mathbf{r}$  به ترتیب دمپینگ، اینرسی، ضریب چرخ دنده هستند و  $\xi \in R^n$  اغتشاشات خارجی است. با جایگزین (2-5) در (1-5) معادله زیر حاصل می‌شود:

$$\mathbf{T}_m(t) = \mathbf{J}_m \mathbf{r}^{-1} \ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{B}_m \mathbf{r}^{-1} \dot{\mathbf{q}} + \mathbf{r} (\mathbf{D}(\mathbf{q}) \ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) \dot{\mathbf{q}} + \mathbf{g}(\mathbf{q})) + \mathbf{r} \xi \quad (3-5)$$

معادله (3-5) به صورت زیر نوشته می‌شود:

$$\mathbf{T}_m(t) = \mathbf{M}(\mathbf{q}) \ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{N}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) \dot{\mathbf{q}} + \mathbf{W}(\mathbf{q}) + \mathbf{r} \xi \quad (4-5)$$

که در آن

$$\mathbf{M}(\mathbf{q}) = (\mathbf{J}_m \mathbf{r}^{-1} + \mathbf{r} \mathbf{D}(\mathbf{q})) \quad (5-5)$$

$$\mathbf{N}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) = (\mathbf{B}_m \mathbf{r}^{-1} + \mathbf{r} \mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})) \quad (6-5)$$

$$\mathbf{W}(\mathbf{q}) = \mathbf{r} \mathbf{g}(\mathbf{q}) \quad (7-5)$$

سپس، به آسانی می‌توان معادله زیر را نتیجه گرفت:

$$\ddot{\mathbf{q}} = -\mathbf{M}^{-1}(\mathbf{q}) \mathbf{N}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) \dot{\mathbf{q}} - \mathbf{M}^{-1}(\mathbf{q}) \mathbf{W}(\mathbf{q}) - \mathbf{M}^{-1}(\mathbf{q}) \mathbf{r} \xi + \mathbf{M}^{-1}(\mathbf{q}) \mathbf{T}_m(t) \quad (8-5)$$

با استفاده کردن ترم‌های نامی در (8-5) معادله زیر محقق می‌شود:

$$\ddot{\mathbf{q}} = -\hat{\mathbf{M}}^{-1}(\mathbf{q}) \hat{\mathbf{N}}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) \dot{\mathbf{q}} - \hat{\mathbf{M}}^{-1}(\mathbf{q}) \hat{\mathbf{W}}(\mathbf{q}) + \hat{\mathbf{M}}^{-1}(\mathbf{q}) \mathbf{T}_m(t) + \phi \quad (9-5)$$

که  $\hat{M}(q)$ ،  $\hat{N}(q, \dot{q})$  و  $\hat{W}(q)$  به ترتیب ترم های نامی برای ترم های حقیقی  $M(q)$ ،  $N(q, \dot{q})$  و  $W(q)$  هستند.  $\phi$  عدم قطعیت است. ترم های نامی دینامیک های مشابه ترم های حقیقی با خطاهای پارامتری را دارا هستند.

عدم قطعیت  $\phi$  بوسیله جایگزینی (۵-۸) در (۵-۹) به صورت زیر بیان می شود:

$$\phi = (\hat{M}^{-1}(q)\hat{N}(q, \dot{q}) - M^{-1}(q)N(q, \dot{q}))\dot{q} + \hat{M}^{-1}(q)\hat{W}(q) - M^{-1}(q)W(q) - M^{-1}(q)r\zeta + (M^{-1}(q) - \hat{M}^{-1}(q))T_m(t) \quad (۵-۱۰)$$

فرض کنید که  $T_m(t) = T_{md}(t)$  وجود داشته باشد که معادله زیر برقرار شود:

$$\ddot{q}_d = -\hat{M}^{-1}(q_d)\hat{N}(q_d, \dot{q}_d)\dot{q}_d - \hat{M}^{-1}(q_d)\hat{W}(q_d) + \hat{M}^{-1}(q_d)T_{md}(t) \quad (۵-۱۱)$$

$q_d$  مسیر مطلوب است. با کم کردن (۵-۹) از (۵-۱۱) معادله زیر حاصل می شود:

$$\ddot{q}_d - \ddot{q} = \hat{M}^{-1}(q)\hat{N}(q, \dot{q})\dot{q} - \hat{M}^{-1}(q_d)\hat{N}(q_d, \dot{q}_d)\dot{q}_d - \phi + \hat{M}^{-1}(q_d)T_{md}(t) - \hat{M}^{-1}(q)T_m(t) + \hat{M}^{-1}(q)\hat{W}(q) - \hat{M}^{-1}(q_d)\hat{W}(q_d) \quad (۵-۱۲)$$

معادله (۵-۱۲) را می توان به صورت زیر هم نوشت:

$$\ddot{q}_d - \ddot{q} = -\hat{M}^{-1}(q_d)\hat{N}(q_d, \dot{q}_d)(\dot{q}_d - \dot{q}) + \hat{M}^{-1}(q_d)(T_{md}(t) - T_m(t)) + \hat{M}^{-1}(q_d)\psi \quad (۵-۱۳)$$

که عدم قطعیت  $\psi$  به صورت زیر بیان می شود:

$$\psi = (\hat{M}(q_d)\hat{M}^{-1}(q)\hat{N}(q, \dot{q}) - \hat{N}(q_d, \dot{q}_d))\dot{q} - (\hat{M}(q_d)\hat{M}^{-1}(q) - I)T_m(t) - \hat{M}(q_d)\phi + \hat{M}(q_d)\hat{M}^{-1}(q)\hat{W}(q) - \hat{W}(q_d) \quad (۵-۱۴)$$

که  $I$  ماتریس واحد است. کل عدم قطعیت  $\psi$  شامل عدم قطعیت پارامتری، دینامیک های مدل نشده و

اغتصابات خارجی است. معادله فضای حالت (۵-۱۳) به صورت زیر بیان می شود:

$$\dot{E} = A(q_d, \dot{q}_d)E + B(q_d)U + B(q_d)\psi \quad (۵-۱۵)$$

که  $E$  بردار حالت است،  $U$  بردار ورودی،  $A(q_d, \dot{q}_d)$  ماتریس حالت و  $B(q_d)$  ماتریس بهره است.

$$E = \begin{bmatrix} q_d - q \\ \dot{q}_d - \dot{q} \end{bmatrix} \quad A(q_d, \dot{q}_d) = \begin{bmatrix} 0 & I \\ 0 & -\hat{M}^{-1}(q_d)\hat{N}(q_d, \dot{q}_d) \end{bmatrix} \quad B(q_d) = \begin{bmatrix} 0 \\ \hat{M}^{-1}(q_d) \end{bmatrix} \quad (۵-۱۶)$$

$$U = T_{md}(t) - T_m(t)$$

مزیت مدل پیشنهاد شده (۱۵-۵) از این جهت است که  $\mathbf{A}(\mathbf{q}_d, \dot{\mathbf{q}}_d)$  و  $\mathbf{B}(\mathbf{q}_d)$  از قبل معلوم هستند، اگرچه، این مدل شامل عدم قطعیت است. مدل پیشنهاد شده یک سیستم متغیر با زمان خطی نامعین با ضرایب پریودیک است. با استفاده از معادله (۱۵-۵) و استفاده کردن دوره نمونه برداری  $\sigma$  که ثابت مثبت کوچک است، یک سیستم متغیر با زمان گسسته خطی بدست خواهد آمد. با جایگزینی  $k\sigma$  در  $t$  برای  $k=1,2,\dots$  و سپس تقریب زدن  $\dot{\mathbf{E}}$  به صورت  $\dot{\mathbf{E}} = (\mathbf{E}(t+\sigma) - \mathbf{E}(t)) / \sigma$  یک مدل گسسته به فرم زیر بدست خواهد آمد:

$$\mathbf{E}_{k+1} = \mathbf{A}_k \mathbf{E}_k + \mathbf{B}_k \mathbf{U}_k + \mathbf{B}_k \boldsymbol{\psi}_k \quad (17-5)$$

که  $\mathbf{E}_k = \mathbf{E}(k\sigma)$ ،  $\mathbf{A}_k = \mathbf{I} + \sigma \mathbf{A}(\sigma k)$ ،  $\mathbf{B}_k = \sigma \mathbf{B}(\sigma k)$ ،  $\mathbf{U}_k = \mathbf{U}(\sigma k)$  و  $\boldsymbol{\psi}_k$  عدم قطعیت است.

## ۵-۲ کنترل بهینه تکراری

قانون کنترل دو ترمی به منظور ردگیری مسیر مطلوب پیشنهاد می‌شود. ترم اول، کنترل کننده بهینه DLQ و ترم دوم، کنترل تأخیر زمانی مقاوم است. بنابراین، سیستم (۱۷-۵) به صورت زیر ارائه می‌شود:

$$\mathbf{E}_{k+1} = \mathbf{A}_k \mathbf{E}_k + \mathbf{B}_k \mathbf{U}_{1,k} + \mathbf{B}_k \mathbf{U}_{2,k} + \mathbf{B}_k \boldsymbol{\psi}_k \quad (18-5)$$

که  $\mathbf{U}_{1,k}$  و  $\mathbf{U}_{2,k}$  ترم اول و دوم ورودی کنترل هستند. اگر عدم قطعیت  $\boldsymbol{\psi}_k$  جبران شود، عملکرد کنترل پیشرفت می‌کند. اگر معادله زیر اجرا شود، کل عدم قطعیت کاملاً جبران می‌شود:

$$\mathbf{B}_k \mathbf{U}_{2,k} = -\mathbf{B}_k \boldsymbol{\psi}_k \quad (19-5)$$

از آن جایی که  $\boldsymbol{\psi}_k$  نامعلوم است، قانون کنترل (۱۹-۵) نمی‌تواند اجرا شود. به منظور تخمین عدم قطعیت، از معادله (۱۸-۵) معادله زیر حاصل می‌شود:

$$\mathbf{B}_k \boldsymbol{\psi}_k = \mathbf{E}_{k+1} - \mathbf{A}_k \mathbf{E}_k - \mathbf{B}_k \mathbf{U}_{1,k} - \mathbf{B}_k \mathbf{U}_{2,k} \quad (20-5)$$

از آن جایی که  $\mathbf{E}_{k+1}$  در مرحله  $k$  ام در دسترس نیست،  $\mathbf{B}_k \boldsymbol{\psi}_k$  نمی‌تواند محاسبه شود. به جای آن از مقدار قبلی  $\mathbf{B}_k \boldsymbol{\psi}_k$  به صورت زیر استفاده می‌شود:

$$\mathbf{B}_{k-1} \boldsymbol{\psi}_{k-1} = \mathbf{E}_k - \mathbf{A}_{k-1} \mathbf{E}_{k-1} - \mathbf{B}_{k-1} \mathbf{U}_{1,k-1} - \mathbf{B}_{k-1} \mathbf{U}_{2,k-1} \quad (21-5)$$

از آن جایی که همه ترم های سمت راست معادله (۲۱-۵) معلوم و در دسترس هستند، ترم  $\mathbf{B}_{k-1}\Psi_{k-1}$  می تواند محاسبه شود. بنابراین، قانون کنترل مقاوم به صورت زیر پیشنهاد می شود:

$$\mathbf{B}_k \mathbf{U}_{2,k} = -\mathbf{B}_{k-1}\Psi_{k-1} \quad (22-5)$$

به وسیله جایگزینی (۲۱-۵) در (۲۲-۵)، ترم دوم قانون کنترل به صورت کنترل تأخیر زمانی مقاوم [۱۹] نتیجه می شود:

$$\mathbf{B}_k \mathbf{U}_{2,k} = -\mathbf{E}_k + \mathbf{A}_{k-1}\mathbf{E}_{k-1} + \mathbf{B}_{k-1}\mathbf{U}_{1,k-1} + \mathbf{B}_{k-1}\mathbf{U}_{2,k-1} \quad (23-5)$$

با جایگزینی (۲۲-۵) در (۱۸-۵) معادله زیر نتیجه می شود:

$$\mathbf{E}_{k+1} = \mathbf{A}_k \mathbf{E}_k + \mathbf{B}_k \mathbf{U}_{1,k} + \mathbf{B}_k \Psi_k - \mathbf{B}_{k-1}\Psi_{k-1} \quad (24-5)$$

به منظور به کار بردن کنترل DLQ، یک مدل نامی به فرم سیستم خطی گسسته از معادله (۲۴-۵) به صورت زیر پیشنهاد می شود:

$$\mathbf{E}_{k+1} = \mathbf{A}_k \mathbf{E}_k + \mathbf{B}_k \mathbf{U}_{1,k} \quad (25-5)$$

سپس، کنترل کننده DLQ به صورت زیر به کار برده می شود:

$$\mathbf{U}_{1,k} = -\mathbf{K}_k \mathbf{E}_k \quad (26-5)$$

ماتریس بهره  $\mathbf{K}_k$  بوسیله مینیمم کردن تابع هزینه زیر

$$L = 0.5\mathbf{E}_N^* \mathbf{S} \mathbf{E}_N + \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{N-1} \left\{ \begin{aligned} & \left( \mathbf{E}_k^* \mathbf{Q} \mathbf{E}_k + \mathbf{U}_{1,k}^* \mathbf{R} \mathbf{U}_{1,k} \right) + \lambda_{k+1}^* \left( \mathbf{A}_k \mathbf{E}_k + \mathbf{B}_k \mathbf{U}_{1,k} - \mathbf{E}_{k+1} \right) \\ & + \left( \mathbf{A}_k \mathbf{E}_k + \mathbf{B}_k \mathbf{U}_{1,k} - \mathbf{E}_{k+1} \right)^* \lambda_{k+1} \end{aligned} \right\} \quad (27-5)$$

نسبت به  $\mathbf{E}_k$ ،  $\mathbf{U}_{1,k}$  و ضرب کننده لاگرانژ  $\lambda_k$  بدست می آید [۲۴].  $\mathbf{Q}$ ،  $\mathbf{R}$  و  $\mathbf{S}$  ماتریس های مثبت معین

مقتارن است. در نتیجه

$$\mathbf{K}_k = [\mathbf{R} + \mathbf{B}_k^* \mathbf{p}_k \mathbf{B}_k]^{-1} \mathbf{B}_k^* \mathbf{p}_k \mathbf{A}_k \quad (28-5)$$

که در آن  $\mathbf{p}_k$  به صورت زیر محاسبه می شود:

$$\mathbf{p}_k = \mathbf{Q} + \mathbf{A}_k^* \mathbf{p}_{k-1} \mathbf{A}_k - \mathbf{A}_k^* \mathbf{p}_{k-1} \mathbf{B}_k [\mathbf{R} + \mathbf{B}_k^* \mathbf{p}_{k-1} \mathbf{B}_k]^{-1} \mathbf{B}_k^* \mathbf{p}_{k-1} \mathbf{A}_k \quad (29-5)$$

الگوریتم از (29-5) با  $k=0$  وقتی که  $\mathbf{p}_{-1} = \mathbf{0}$  است، شروع می‌کند و سپس  $\mathbf{K}_k$  از (28-5) نتیجه می‌شود و در آخر  $\mathbf{U}_{1,k}$  از (26-5) حاصل می‌شود.

قانون کنترل درجه دو خطی گسسته مقاوم از (23-5) و (26-5) به صورت زیر بیان می‌شود:

$$\mathbf{B}_k \mathbf{U}_k = -(\mathbf{I} + \mathbf{B}_k \mathbf{K}_k) \mathbf{E}_k + \mathbf{A}_{k-1} \mathbf{E}_{k-1} + \mathbf{B}_{k-1} (\mathbf{U}_{1,k-1} + \mathbf{U}_{2,k-1}) \quad (30-5)$$

با گسسته سازی معادله (16-5) بوسیله استفاده از بلوک نگهدارنده مرتبه صفر معادله زیر بدست می‌آید:

$$\mathbf{U}_k = \mathbf{T}_{mdk} - \mathbf{T}_{mk}^* \quad (31-5)$$

با گسسته سازی (11-5) بوسیله استفاده از بلوک نگهدارنده مرتبه صفر و استفاده از (31-5)،  $\mathbf{T}_{mk}^*$  به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$\mathbf{T}_{mk}^* = \hat{\mathbf{M}}(\mathbf{q}_{dk}) \ddot{\mathbf{q}}_{dk} + \hat{\mathbf{N}}(\mathbf{q}_{dk}, \dot{\mathbf{q}}_{dk}) \dot{\mathbf{q}}_{dk} + \hat{\mathbf{W}}(\mathbf{q}_{dk}) - \mathbf{U}_k \quad (32-5)$$

که  $\mathbf{U}_k$  از (30-5) محاسبه می‌شود.  $\mathbf{q}_{dk}$ ،  $\dot{\mathbf{q}}_{dk}$  و  $\ddot{\mathbf{q}}_{dk}$  مقادیر گسسته  $\mathbf{q}_d$ ،  $\dot{\mathbf{q}}_d$  و  $\ddot{\mathbf{q}}_d$  هستند. گشتاور موتور طبق معادله زیر با جریان آرمیچر متناسب است:

$$\mathbf{T}_{mk} = \mathbf{K}_m \mathbf{I}_k \quad (33-5)$$

که در آن  $\mathbf{K}_m$  ماتریس ثابت گشتاور با بعد  $n \times n$  است،  $\mathbf{I}$  برداری از جریان آرمیچر است و  $\mathbf{I}_k$  مقدار گسسته  $\mathbf{I}$  است. در نتیجه

$$\mathbf{T}_{mk}^* = \mathbf{K}_m \mathbf{I}_{d,k} \quad (34-5)$$

$\mathbf{I}_d$  جریان مطلوب آرمیچر و  $\mathbf{I}_{dk}$  مقدار گسسته  $\mathbf{I}_d$  است. به آسانی می‌توان نشان داد که:

$$\mathbf{I}_{d,k} = \mathbf{K}_m^{-1} \mathbf{T}_{mk}^* \quad (35-5)$$

برای تنظیم جریان موتور یک کنترل کننده تناسبی انتگرالی (PI)<sup>1</sup> به صورت زیر طراحی می‌شود:

---

1-Proportional integral

$$\mathbf{V}_k = \mathbf{K}_p (\mathbf{e}_k - \mathbf{e}_{k-1}) + \sigma \mathbf{K}_I \mathbf{e}_k + \mathbf{V}_{k-1} \quad (36-5)$$

که  $\mathbf{V} \in R^n$  برداری از ولتاژهای موتور به عنوان ورودی سیستم رباتیک است.  $\mathbf{K}_I$  و  $\mathbf{K}_p$  ماتریس های مثبت معین قطری هستند.

### ۳-۵ آنالیز پایداری

به منظور آنالیز پایداری فرضیات زیر را در نظر می گیریم:

فرض اول: مسیر مطلوب  $\mathbf{q}_d$  باید پیوسته و مشتق پذیر باشد، از آن جهت که  $\mathbf{q}_d$  و مشتقات آن لازم است که در دسترس و محدود باشند.

پیوسته و مشتق پذیر بودن خط سیر مطلوب می تواند بوسیله طراحی خط سیر مناسب تضمین شود. به منظور یک شرط لازم برای طراحی کردن کنترل کننده مقاوم، عدم قطعیت باید از کانال های مشابه ورودی کنترل به سیستم وارد شود. از آن جهت که عدم قطعیت  $\psi$  از کانال مشابه ورودی کنترل به سیستم (۵-۱۵) وارد شده است، شرایط تطبیق اجرا شده است.

به عنوان یک شرط لازم برای طراحی کردن کنترل مقاوم، اغتشاش خارجی در (۵-۲) باید محدود باشد.

فرض دوم: اغتشاش خارجی  $\xi$  به صورت زیر محدود است:

$$\|\xi\| \leq \xi_{\max} \quad (37-5)$$

که  $\xi_{\max}$  ثابت مثبت است.

ولتاژ هر موتور باید به دلیل حفاظت موتور در مقابل ولتاژهای بالا محدود باشد. به منظور این هدف، هر موتور با یک محدود کننده ولتاژ مجهز است.

بنابراین فرض زیر را معرفی می کنیم:

فرض سوم: ولتاژ موتورها به صورت زیر محدود هستند:

$$\|\mathbf{V}\| \leq V_{\max} \quad (38-5)$$

که  $V_{\max}$  ثابت مثبت است.

قانون کنترل درجه دو خطی گسسته مقاوم با استفاده کردن (۲۳-۵) و (۲۶-۵) به صورت زیر بیان می شود:

$$\mathbf{B}_k \mathbf{U}_k = -(\mathbf{I} + \mathbf{B}_k \mathbf{K}_k) \mathbf{E}_k + \mathbf{A}_k \mathbf{E}_{k-1} + \mathbf{B}_k (\mathbf{U}_{1,k-1} + \mathbf{U}_{2,k-1}) \quad (۳۹-۵)$$

با به کار گیری قانون کنترل (۳۹-۵) به روی سیستم (۱۷-۵) و استفاده از (۲۱-۵)، سیستم حلقه بسته به صورت زیر نتیجه خواهد شد:

$$\mathbf{E}_{k+1} = (\mathbf{A}_k - \mathbf{B}_k \mathbf{K}_k) \mathbf{E}_k + \mathbf{B}_k \boldsymbol{\psi}_k - \mathbf{B}_{k-1} \boldsymbol{\psi}_{k-1} \quad (۴۰-۵)$$

تحت فرضیات ۱-۳ و شرط تطبیق، بردار حالت  $\mathbf{E}$  در سیستم (۱۵-۵) و کل عدم قطعیت  $\boldsymbol{\psi}$  در (۱۴-۵) طبق تحقیقات انجام شده در [۲۰] محدود هستند. بنابراین  $\boldsymbol{\psi}$  محدود است:

$$\|\boldsymbol{\psi}\| \leq \psi_{\max} \quad (۴۱-۵)$$

که  $\psi_{\max}$  اسکالر مثبت است.

از آن جایی که کنترل کننده DLQ،  $\mathbf{K}_k$  را به گونه ای محاسبه می کند که  $\mathbf{A}_k - \mathbf{B}_k \mathbf{K}_k$  هریتز باشد، بنابراین سیستم (۴۰-۵) پایدار است. به علاوه، ترم  $\mathbf{B}_k \boldsymbol{\psi}_k - \mathbf{B}_{k-1} \boldsymbol{\psi}_{k-1}$  به عنوان ورودی سیستم (۴۰-۵) محدود است. از آن جایی که کل عدم قطعیت  $\boldsymbol{\psi}$  در (۴۱-۵) محدود است و  $\mathbf{B}_k$  ماتریس محدود است، بنابراین سیستم خطی گسسته (۴۰-۵) خروجی محدود  $\mathbf{E}_{k+1}$ ، تحت ورودی محدود  $\mathbf{B}_k \boldsymbol{\psi}_k - \mathbf{B}_{k-1} \boldsymbol{\psi}_{k-1}$  را تولید می کند.

قانون کنترل تأخیر زمانی مقاوم (۲۳-۵) نقش اصلی را در جبران کردن عدم قطعیت بازی می کند. اگر تفاوت بین مدل نامی (۲۵-۵) و سیستم حقیقی (۲۴-۵) زیاد باشد، سیستم حلقه بسته (۴۰-۵) در معرض عدم قطعیت بزرگ قرار می گیرد.

عدم قطعیت باقی مانده در سیستم حلقه بسته (۴۰-۵) به دلیل استفاده کردن از قانون کنترل تأخیر

زمانی مقاوم (۲۳-۵)، از مقدار بزرگ  $B_k \psi_k$  به مقدار کوچکتر  $B_k \psi_k - B_{k-1} \psi_{k-1}$  می رسد.

در نتیجه، عملکرد سیستم کنترل بوسیله کاهش دادن عدم قطعیت باقی مانده پیشرفت می کند. در صورتی که عدم قطعیت پیوسته و مشتق پذیر باشد و دوره نمونه برداری خیلی کوچک باشد، عدم قطعیت باقی مانده خیلی کوچک خواهد شد.

#### ۴-۵ نتایج شبیه سازی

الگوریتم کنترل پیشنهاد شده به نام ROC که در (۳۰-۵) بیان شده است بر روی ربات هنرمند به کار می رود. پارامترهای موتور در جدول ۱-۵ داده شده است و هر سه موتور مشابه هستند.

جدول ۱-۵ - پارامترهای موتورها

موتور	$K_m$	$J_m$	$B_m$	$1/r$	$R_a$	$L_a$
۱ و ۲ و ۳	۰/۲۶	۰/۰۰۰۲	۰/۰۰۱	۱۰۰	۱/۲۶	۰/۰۰۱

مسیر مطلوب به صورت زیر داده شده است:

$$\mathbf{q}_d = [\cos(0.1\pi t) \quad \cos(0.1\pi t) \quad \cos(0.1\pi t)]^T \quad (۴۲-۵)$$

که برداری از موقعیت های مطلوب مفاصل با دوره ۲۰ ثانیه است.

به منظور نمایش عملکرد قانون های کنترل پیشنهاد شده ROC در (۳۰-۵) و DLQ در (۲۶-۵) تعدادی شبیه سازی ارائه خواهد شد.

مسیر مطلوب به اندازه کافی پیوسته و مشتق پذیر است و موتورها به اندازه کافی قدرت دارند که ربات بتواند مسیر مطلوب را ردگیری کند. شبیه سازی برای مدت زمان دو دوره به منظور نمایش حرکت تکراری اجرا خواهد شد.

ممکن است عدم قطعیت شامل اغتشاشات خارجی، دینامیک های مدل نشده و عدم قطعیت پارامتری باشد. بنابراین، به منظور بررسی عملکرد سیستم کنترل در حضور عدم قطعیت پارامتری، تمامی



پارامترهای مدل نامی که در قانون کنترل به کار رفته اند، برابر ۹۵٪ مقادیر حقیقی آن ها در نظر گرفته شده اند. اغتشاش خارجی برابر  $N.m$  ۱۰۰ به گشتاور بار مفصل دوم اعمال شده است. اگرچه در این بخش مثال هایی از عدم قطعیت محدود برای چک کردن عملکرد کنترل به کار می بریم، در واقع عدم قطعیت نامعلوم است. ماتریس های  $Q$ ،  $R$  در (۲۸-۵) و (۲۹-۵) با استفاده از متد آزمون و خطا به منظور دست یابی به عملکرد مطلوب برابر  $Q = 10^{-6} I_{6 \times 6}$  و  $R = 10^{-3} I_{3 \times 3}$  که ماتریس واحد  $n \times n$  است، قرار داده شده اند. ماتریس های  $K_I$  و  $K_p$  در (۳۶-۵) برابر  $K_p = I_{3 \times 3}$  و  $K_I = I_{3 \times 3}$  قرار داده شده اند. زمان نمونه برداری برابر  $\sigma = 0.001 \text{ sec}$  است.

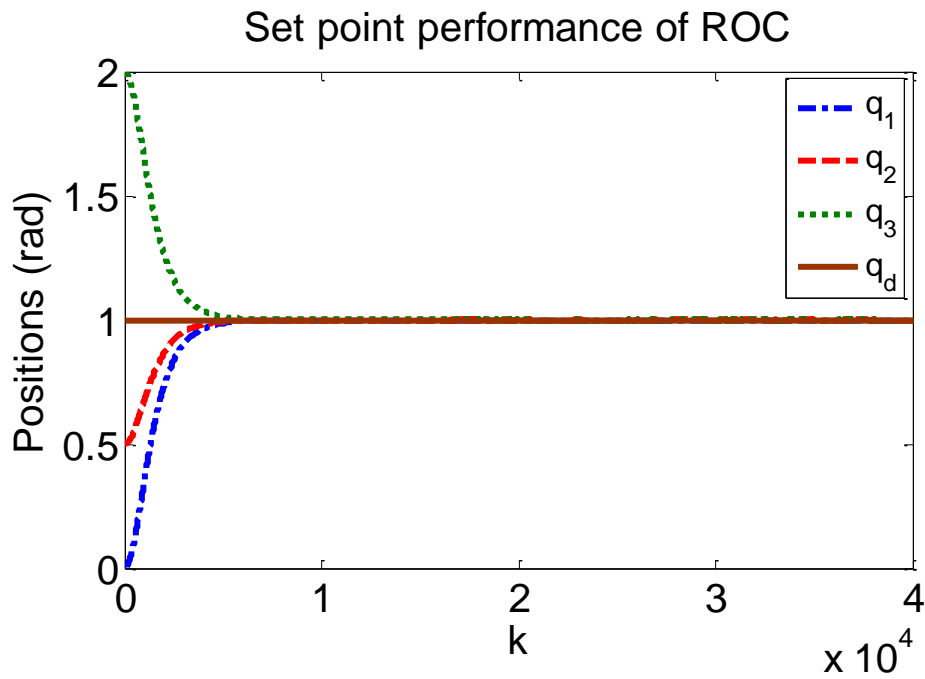
شبیه سازی اول: قانون کنترل ROC که در (۳۰-۵) بیان شد را به منظور کنترل عملکرد تنظیم به کار می بریم. موقعیت های اولیه زاویه مفاصل برابر  $q(0) = [0 \quad 0.5 \quad 2]^T \text{ rad}$  قرار داده می شود در حالی که موقعیت مسیر مطلوب مفاصل برابر  $q_d = [1 \quad 1 \quad 1]^T \text{ rad}$  است. خطای اولیه به صورت  $e(0) = q_d(0) - q(0) = [1 \quad 0.5 \quad -1]^T \text{ rad}$  محاسبه می شود. به منظور کاربدهای عملی ولتاژهای موتورها به مقدار ماکزیمم ۴۰۷ محدود شده اند. مطابق شکل ۵-۱ عملکرد تنظیم خیلی مطلوب است و اندازه خطا بعد از ۵ ثانیه کاهش می یابد و در آخر ماکزیمم خطا برابر  $1/76 \times 10^{-7} \text{ rad}$  است. همان طور که در شکل ۲-۵ نمایش داده خواهد شد، ولتاژهای موتور در محدوده مجاز کم تر از ۴۰۷ هستند، در ابتدا به دلیل جبران گشتاور بار افزایش می یابند و سپس کاهش یافته و بدون هیچ مشکلی در طول ۴۰ ثانیه به موتورها اعمال می شوند. در نتیجه، عدم قطعیت ها به خوبی جبران شده اند. تفاوت مقادیر انتهایی ولتاژ به دلیل بار متفاوتی است که هر موتور تحمل می کند.

شبیه سازی دوم: قانون کنترل ROC در (۳۰-۵) را به منظور کنترل ردگیری با خطا اولیه صفر به کار می بریم. همانطور که در شکل (۳-۵) نمایش داده خواهد شد، عملکرد ردگیری مطلوب است و ماکزیمم

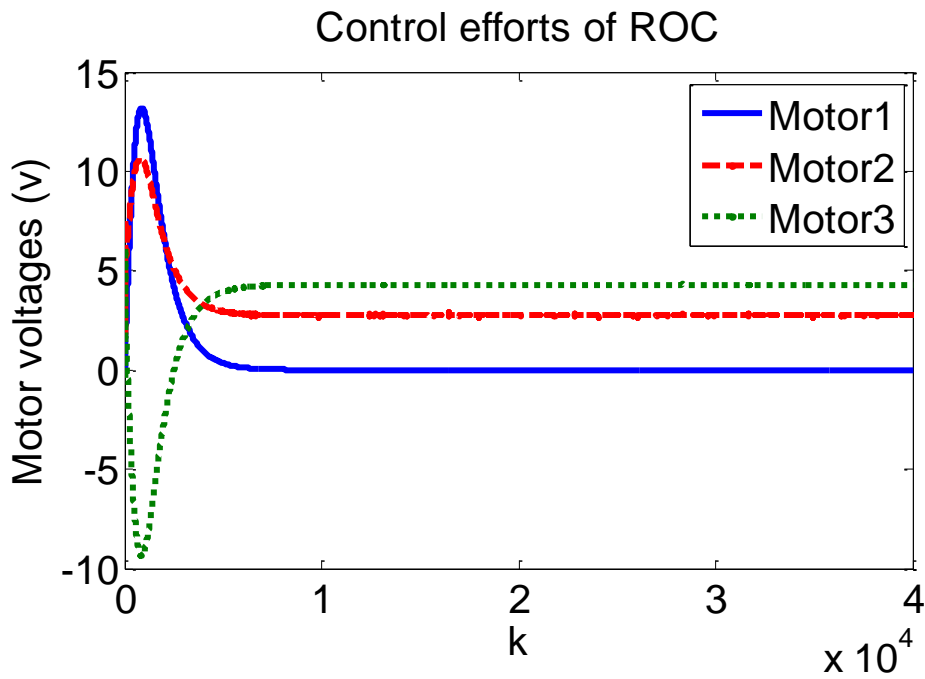
اندازه خطای ردگیری برابر  $8/96 \times 10^{-5} rad$  است. مطابق شکل (۴-۵) ولتاژها به خوبی در محدوده مجاز به موتورها اعمال می‌شوند.

شبیه سازی سوم: عملکرد تنظیم کنترل کننده DLQ (۲۶-۵) شبیه سازی شده است. خطاهای اولیه و مسیره‌های مطلوب مشابه ROC است. به منظور کاربردهای عملی ولتاژ موتورها به ماکزیمم ۴۰۷ محدود شده اند. همان طور که در شکل ۵-۵ نمایش داده شده است، خطاها به خوبی بعد از ۵ ثانیه کاهش می‌یابد و در آخر ماکزیمم اندازه خطا برابر  $0/03 rad$  است. با مقایسه با شکل ۵-۱ اثر کنترل تأخیر زمانی مقاوم به خوبی دیده می‌شود و حضور عدم قطعیت های جبران نشده خطا تنظیم را به مقدار زیادی افزایش می‌دهند. مطابق شکل ۶-۵ ولتاژهای موتور در محدوده مجاز کم تر از ۴۰۷ هستند، در ابتدا به دلیل جبران گشتاور بار به طور ناگهانی افزایش می‌یابند و سپس کاهش یافته و بدون هیچ مشکلی در طول ۴۰ ثانیه به موتورها اعمال می‌شوند. تفاوت مقادیر انتهایی ولتاژ به دلیل بار متفاوتی است که هر موتور تحمل می‌کند.

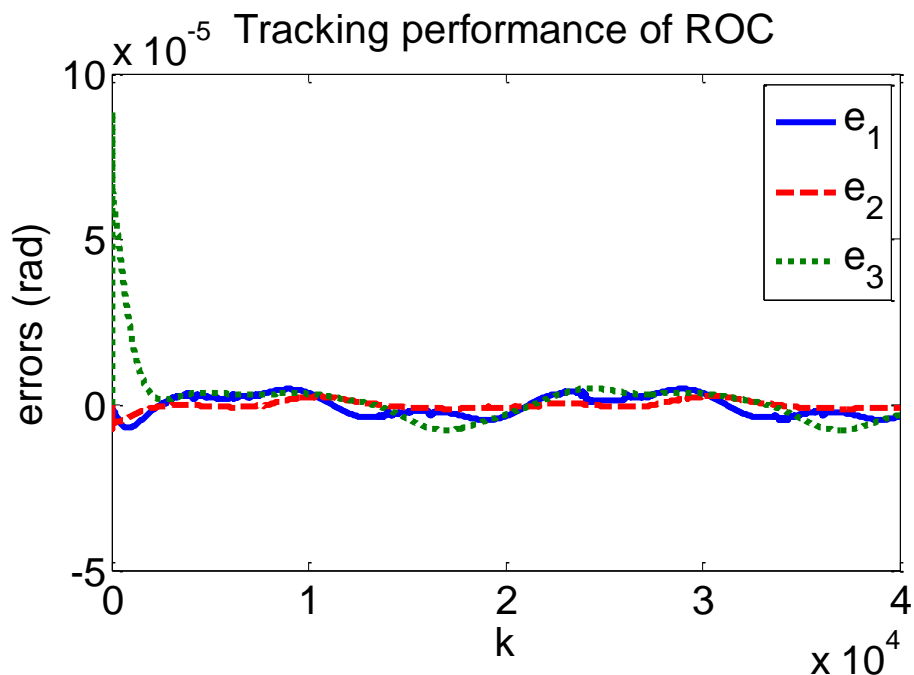
شبیه سازی چهارم: کنترل DLQ که در (۲۶-۵) بیان شد را به منظور کنترل ردگیری با خطای اولیه صفر به کار می‌بریم. مطابق شکل ۷-۵ ماکزیمم اندازه خطاهای ردگیری برابر  $0/053 rad$  است و با مقایسه با شکل ۳-۵ اثر کنترل تأخیر زمانی مقاوم به خوبی دیده می‌شود و حضور عدم قطعیت های جبران نشده خطا ردگیری را به مقدار زیادی افزایش می‌دهند. مطابق شکل ۸-۵ ولتاژها به خوبی و در محدوده مجاز کم تر از ۴۰۷ به موتورها اعمال می‌شوند.



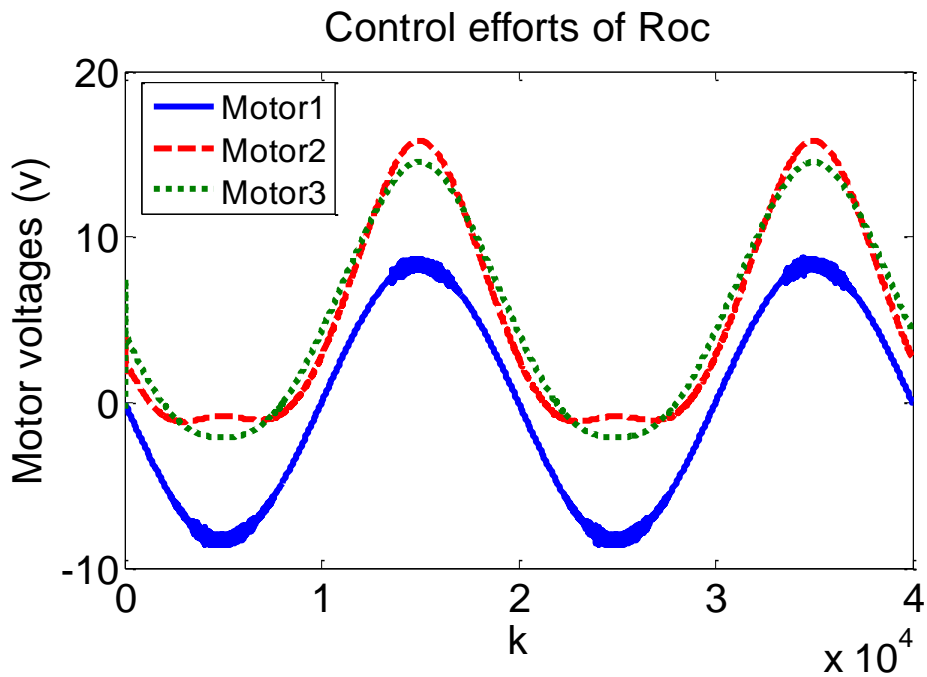
شکل ۵-۱- عملکرد تنظیم کنترل کننده بهینه تکراری (ROC) با استراتژی گشتاور



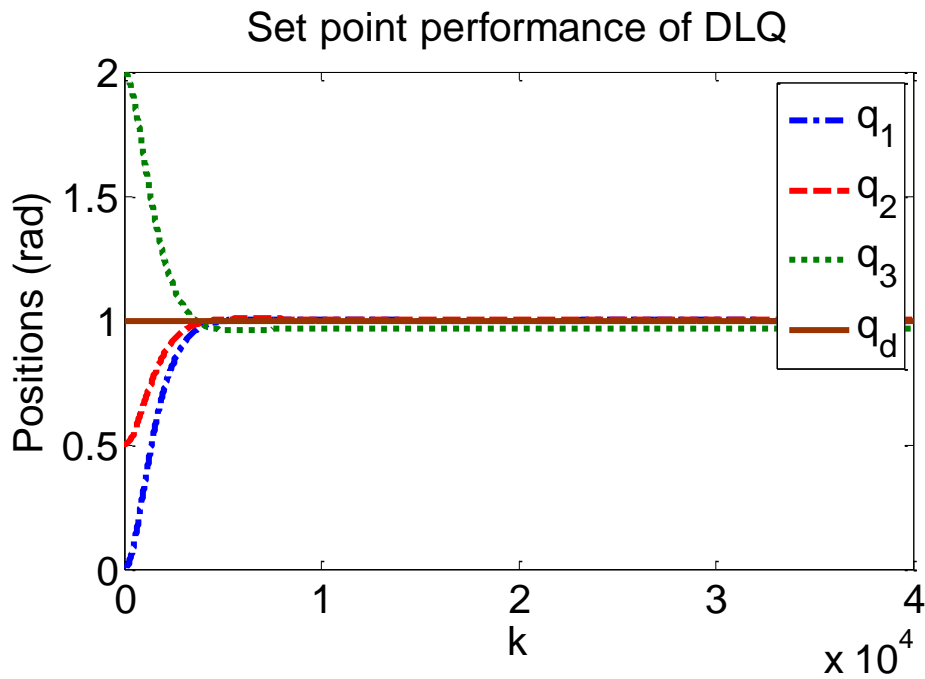
شکل ۵-۲- سیگنال کنترل بهینه تکراری (ROC) با استراتژی گشتاور در عملکرد تنظیم



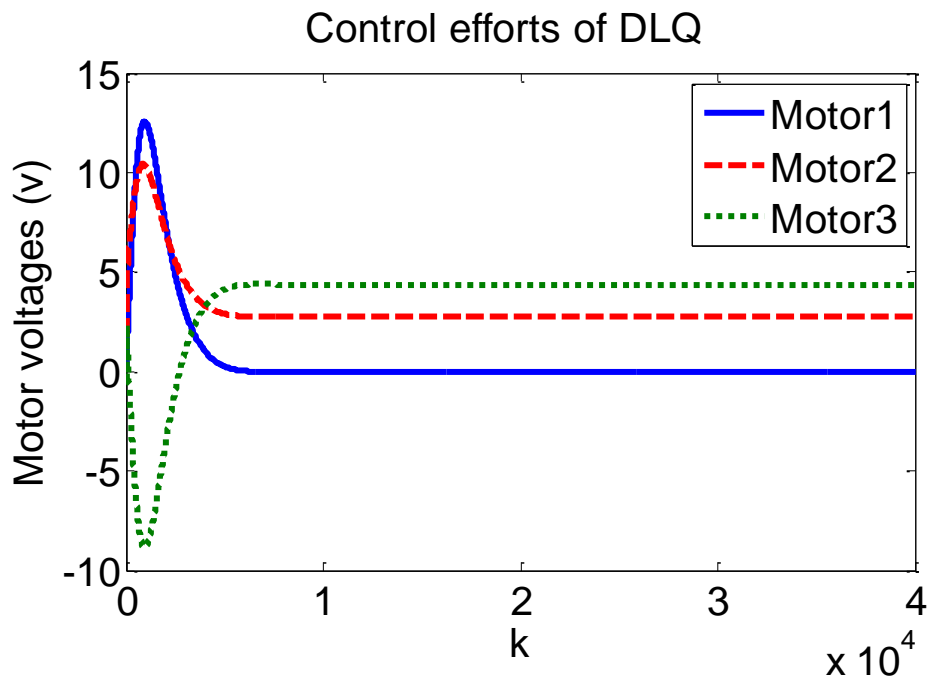
شکل ۳-۵- عملکرد ردگیری کنترل کننده بهینه تکراری (ROC) با استراتژی گشتاور



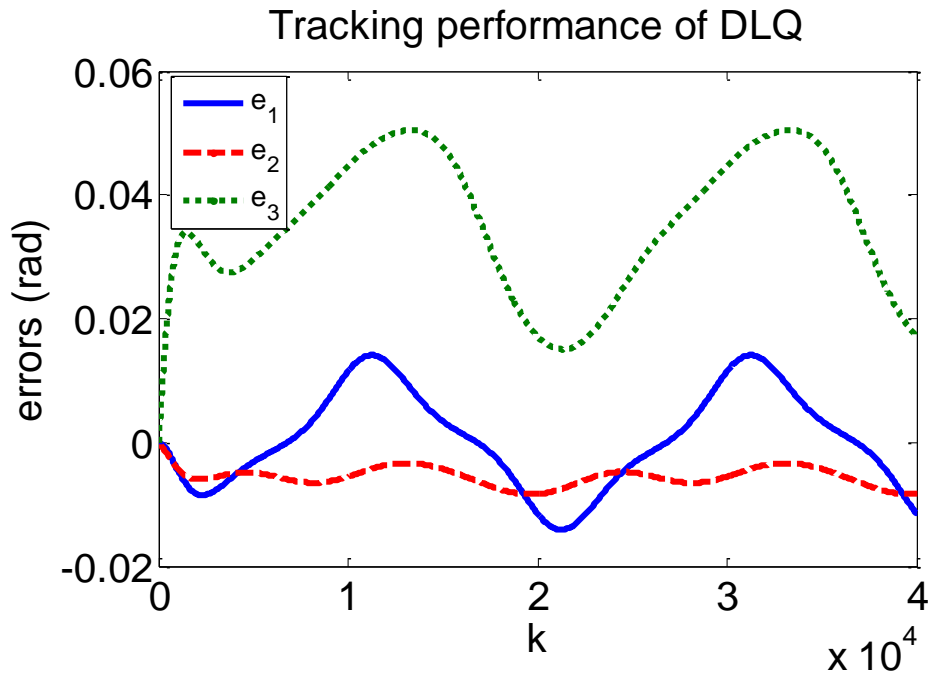
شکل ۴-۵- سیگنال کنترل بهینه تکراری (ROC) با استراتژی گشتاور در عملکرد ردگیری



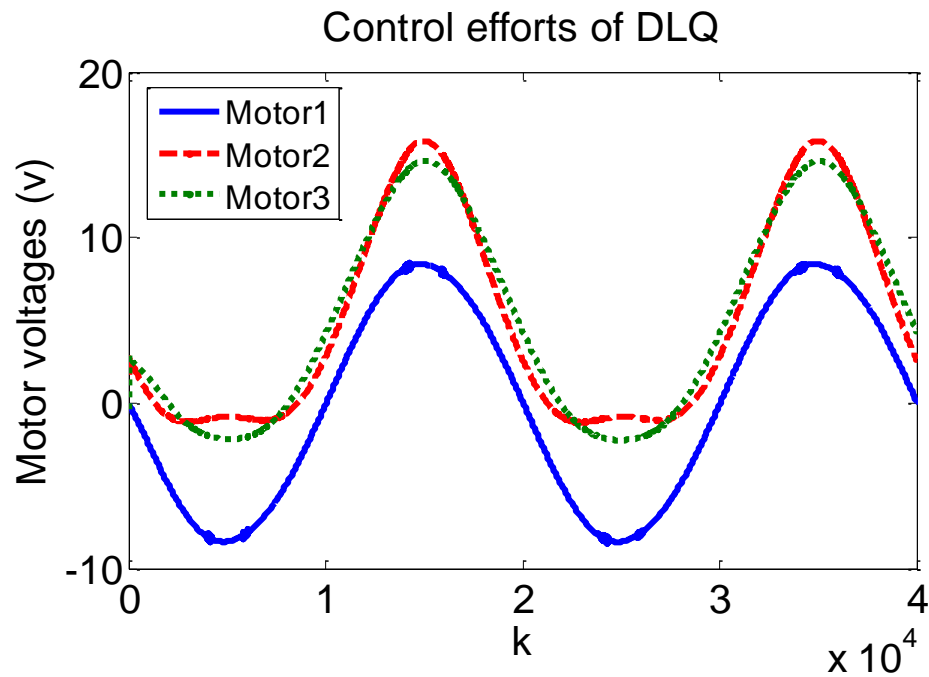
شکل ۵-۵- عملکرد تنظیم کنترل بهینه درجه دو خطی گسسته (DLQ) با استراتژی گشتاور



شکل ۵-۶- سیگنال کنترل بهینه درجه دو خطی گسسته (DLQ) با استراتژی گشتاور در عملکرد تنظیم



شکل ۵-۷- عملکرد ردگیری کنترل بهینه درجه دو خطی گسسته (DLQ) با استراتژی گشتاور



شکل ۵-۸- سیگنال کنترل بهینه درجه دو خطی گسسته (DLQ) با استراتژی گشتاور در عملکرد ردگیری

## فصل ششم

### ۶- کنترل بهینه درجه دو خطی گسسته ربات با روش ولتاژ وابسته به دینامیک ربات

همان طور که در فصل قبل بیان شد، کنترل بهینه درجه دو خطی گسسته DLQ به منظور کنترل بهینه سیستم های خطی معین، به صورت مؤثری به کار برده می شود. به دلیل این که ربات به شدت غیر خطی، همراه با تزویج سنگین و چند متغیره است کنترل DLQ ربات نیز با چالش های مختلفی رو به رو است. با توجه به این مشکل، به عنوان یک راه حل می توان ربات را به فرم سیستم متغیر با زمان گسسته خطی همراه با عدم قطعیت های مدل ارائه کرد. به همین دلیل کنترل DLQ بازوی مکانیکی ربات الکتریکی را برای انجام کارهای تکراری توسط ربات به کار می گیریم، در حالی که عدم قطعیت توسط کنترل کننده تأخیر زمانی مقاوم جبران خواهد شد. کنترلی که پیشنهاد خواهد شد می تواند به عدم قطعیت های غیر تکراری شامل عدم قطعیت پارامتری، دینامیک های مدل نشده و اغتشاشات خارجی غلبه کند.

همان طور که در [۱۹] بیان شد ربات می تواند به خوبی به صورت سیستم متغیر با زمان گسسته خطی همراه با عدم قطعیت مدل، مدل شود. بنابراین، اگر عدم قطعیت های مدل جبران شود، روش های کنترل خطی می توانند به صورت مؤثری به منظور کنترل بازوی مکانیکی ربات به کار برده شوند.

در این بخش قانون کنترل دو ترمی پیشنهاد خواهد شد. ترم اول، کنترل کننده گسسته خطی درجه دو است، که پایداری را تضمین و عملکرد سیستم کنترل را بهینه می نماید و ترم دوم کنترل کننده تأخیر

زمانی مقاوم به منظور جبران عدم قطعیت به کار برده خواهد شد که عملکرد سیستم کنترل را بهبود خواهد داد. کنترل پیشنهاد شده بر اساس استراتژی ولتاژ طراحی خواهد شد.

### ۱-۶ مدل متغیر با زمان گسسته خطی

از آن جایی که ربات به شدت غیر خطی همراه با تزویج سنگین و چند متغیره است، به کار بردن کنترل کننده DLQ به منظور کنترل ربات با مشکلات فراوانی روبه رو است. اگرچه، ربات می تواند به فرم سیستم متغیر با زمان گسسته خطی [۱۹] مدل شود. دینامیک سیستم رباتیک بوسیله موتورهای DC مغناطیسی در زمان پیوسته [۱۰] می تواند به صورت زیر بیان شود:

$$\mathbf{R}_a \mathbf{K}_m^{-1} (\mathbf{J}_m \mathbf{r}^{-1} + \mathbf{r} \mathbf{D}(\mathbf{q})) \ddot{\mathbf{q}} + (\mathbf{R}_a \mathbf{K}_m^{-1} \mathbf{B}_m \mathbf{r}^{-1} + \mathbf{R}_a \mathbf{K}_m^{-1} \mathbf{r} \mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) + \mathbf{K}_b \mathbf{r}^{-1}) \dot{\mathbf{q}} + \mathbf{R}_a \mathbf{K}_m^{-1} \mathbf{r} \mathbf{g}(\mathbf{q}) + \xi = \mathbf{V} \quad (۱-۶)$$

که  $\mathbf{q} \in R^n$  برداری از موقعیت های مفاصل،  $\mathbf{D}(\mathbf{q})$  ماتریس اینرسی ربات با بعد  $n \times n$  است،  $\mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) \dot{\mathbf{q}} \in R^n$  گشتاورهای کوریولیس و گریز از مرکز،  $\mathbf{g}(\mathbf{q}) \in R^n$  برداری از گشتاورهای ثقلی هستند. ماتریس های ضرایب قطری مثبت معین  $\mathbf{J}_m, \mathbf{B}_m, \mathbf{r}, \mathbf{K}_m, \mathbf{K}_b, \mathbf{R}_a$  به ترتیب مقاومت موتورها، ثابت emf، ثابت گشتاور، ضریب چرخ دنده، دمپینگ، اینرسی هستند.  $\mathbf{V} \in R^n$  برداری از ولتاژهای موتور به عنوان ورودی سیستم رباتیک است.  $\xi \in R^n$  اغتشاشات خارجی است. این مدل کاملاً غیر خطی و با کوپلینگ پیچیده و چند متغیره و نامعین است.

معادله (۱-۶) می تواند به صورت زیر بازنویسی شود:

$$\mathbf{M}(\mathbf{q}) \ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{N}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) \dot{\mathbf{q}} + \mathbf{W}(\mathbf{q}) + \xi = \mathbf{V} \quad (۲-۶)$$

که در آن

$$\mathbf{M}(\mathbf{q}) = \mathbf{R}_a \mathbf{K}_m^{-1} (\mathbf{J}_m \mathbf{r}^{-1} + \mathbf{r} \mathbf{D}(\mathbf{q})) \quad (۳-۶)$$

$$\mathbf{N}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) = (\mathbf{R}_a \mathbf{K}_m^{-1} \mathbf{B}_m \mathbf{r}^{-1} + \mathbf{R}_a \mathbf{K}_m^{-1} \mathbf{r} \mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) + \mathbf{K}_b \mathbf{r}^{-1}) \dot{\mathbf{q}} \quad (۴-۶)$$



$$\mathbf{W}(\mathbf{q}) = \mathbf{R}_a \mathbf{K}_m^{-1} \mathbf{r} \mathbf{g}(\mathbf{q}) \quad (5-6)$$

به راحتی معادله زیر به دست خواهد آمد:

$$\ddot{\mathbf{q}} = -\mathbf{M}^{-1}(\mathbf{q})\mathbf{N}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})\dot{\mathbf{q}} - \mathbf{M}^{-1}(\mathbf{q})\mathbf{W}(\mathbf{q}) - \mathbf{M}^{-1}(\mathbf{q})\xi + \mathbf{M}^{-1}(\mathbf{q})\mathbf{V}(t) \quad (6-6)$$

با استفاده ترم های نامی در معادله (6-6) معادله زیر به دست خواهد آمد:

$$\ddot{\mathbf{q}} = -\hat{\mathbf{M}}^{-1}(\mathbf{q})\hat{\mathbf{N}}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})\dot{\mathbf{q}} - \hat{\mathbf{M}}^{-1}(\mathbf{q})\hat{\mathbf{W}}(\mathbf{q}) + \hat{\mathbf{M}}^{-1}(\mathbf{q})\mathbf{V}(t) + \boldsymbol{\varphi} \quad (7-6)$$

که  $\hat{\mathbf{M}}(\mathbf{q})$ ،  $\hat{\mathbf{N}}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})$  و  $\hat{\mathbf{W}}(\mathbf{q})$  به ترتیب ترم های نامی برای ترم های حقیقی  $\mathbf{M}(\mathbf{q})$ ،  $\mathbf{N}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})$  و  $\mathbf{W}(\mathbf{q})$  هستند و  $\boldsymbol{\varphi}$  عدم قطعیت است. ترم های نامی دینامیک های مشابه ترم های حقیقی با خطاهای پارامتری دارا هستند. ترم عدم قطعیت  $\boldsymbol{\varphi}$  از جایگزینی (6-6) در (7-6) به صورت زیر به دست خواهد آمد:

$$\boldsymbol{\varphi} = (\hat{\mathbf{M}}^{-1}(\mathbf{q})\hat{\mathbf{N}}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) - \mathbf{M}^{-1}(\mathbf{q})\mathbf{N}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}))\dot{\mathbf{q}} + \hat{\mathbf{M}}^{-1}(\mathbf{q})\hat{\mathbf{W}}(\mathbf{q}) - \mathbf{M}^{-1}(\mathbf{q})\mathbf{W}(\mathbf{q}) - \mathbf{M}^{-1}(\mathbf{q})\xi + (\mathbf{M}^{-1}(\mathbf{q}) - \hat{\mathbf{M}}^{-1}(\mathbf{q}))\mathbf{V}(t) \quad (8-6)$$

فرض می کنیم که  $\mathbf{V}(t) = \mathbf{V}_d(t)$  وجود دارد که معادله زیر برقرار خواهد شد:

$$\ddot{\mathbf{q}}_d = -\hat{\mathbf{M}}^{-1}(\mathbf{q}_d)\hat{\mathbf{N}}(\mathbf{q}_d, \dot{\mathbf{q}}_d)\dot{\mathbf{q}}_d - \hat{\mathbf{M}}^{-1}(\mathbf{q}_d)\hat{\mathbf{W}}(\mathbf{q}_d) + \hat{\mathbf{M}}^{-1}(\mathbf{q}_d)\mathbf{V}_d(t) \quad (9-6)$$

$\mathbf{q}_d$  مسیر مطلوب است. با کم کردن (7-6) از (9-6) معادله زیر نتیجه خواهد شد:

$$\ddot{\mathbf{q}}_d - \ddot{\mathbf{q}} = \hat{\mathbf{M}}^{-1}(\mathbf{q})\hat{\mathbf{N}}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})\dot{\mathbf{q}} - \hat{\mathbf{M}}^{-1}(\mathbf{q}_d)\hat{\mathbf{N}}(\mathbf{q}_d, \dot{\mathbf{q}}_d)\dot{\mathbf{q}}_d + \hat{\mathbf{M}}^{-1}(\mathbf{q}_d)\mathbf{V}_d(t) - \hat{\mathbf{M}}^{-1}(\mathbf{q})\mathbf{V}(t) + \hat{\mathbf{M}}^{-1}(\mathbf{q})\hat{\mathbf{W}}(\mathbf{q}) - \hat{\mathbf{M}}^{-1}(\mathbf{q}_d)\hat{\mathbf{W}}(\mathbf{q}_d) - \boldsymbol{\varphi} \quad (10-6)$$

می توان معادله (10-6) را به صورت زیر نوشت:

$$\ddot{\mathbf{q}}_d - \ddot{\mathbf{q}} = -\hat{\mathbf{M}}^{-1}(\mathbf{q}_d)\hat{\mathbf{N}}(\mathbf{q}_d, \dot{\mathbf{q}}_d)(\dot{\mathbf{q}}_d - \dot{\mathbf{q}}) + \hat{\mathbf{M}}^{-1}(\mathbf{q}_d)(\mathbf{V}_d(t) - \mathbf{V}(t)) + \hat{\mathbf{M}}^{-1}(\mathbf{q}_d)\boldsymbol{\rho} \quad (11-6)$$

که  $\boldsymbol{\rho}$  به صورت زیر بیان خواهد شد:

$$\boldsymbol{\rho} = (\hat{\mathbf{M}}(\mathbf{q}_d)\hat{\mathbf{M}}^{-1}(\mathbf{q})\hat{\mathbf{N}}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) - \hat{\mathbf{N}}(\mathbf{q}_d, \dot{\mathbf{q}}_d))\dot{\mathbf{q}} - (\hat{\mathbf{M}}(\mathbf{q}_d)\hat{\mathbf{M}}^{-1}(\mathbf{q}) - \mathbf{I})\mathbf{V}(t) - \hat{\mathbf{M}}(\mathbf{q}_d)\boldsymbol{\varphi} + \hat{\mathbf{M}}(\mathbf{q}_d)\hat{\mathbf{M}}^{-1}(\mathbf{q})\hat{\mathbf{W}}(\mathbf{q}) - \hat{\mathbf{W}}(\mathbf{q}_d) \quad (12-6)$$

عدم قطعیت  $\rho$  شامل عدم قطعیت پارامتری، دینامیک مدل نشده و اغتشاشات خارجی است.  $\mathbf{I}$  ماتریس واحد است. فضای حالت از (۱۱-۶) به صورت زیر به دست خواهد آمد:

$$\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}(\mathbf{q}_d, \dot{\mathbf{q}}_d)\mathbf{X} + \mathbf{B}(\mathbf{q}_d)\mathbf{u} + \mathbf{B}(\mathbf{q}_d)\rho \quad (۱۳-۶)$$

که  $\mathbf{X}$  بردار حالت است،  $\mathbf{u}$  بردار ورودی،  $\mathbf{A}(\mathbf{q}_d, \dot{\mathbf{q}}_d)$  ماتریس حالت است و  $\mathbf{B}(\mathbf{q}_d)$  ماتریس بهره است. جزئیات به صورت زیر است:

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} \mathbf{q}_d - \mathbf{q} \\ \dot{\mathbf{q}}_d - \dot{\mathbf{q}} \end{bmatrix} \quad \mathbf{A}(\mathbf{q}_d, \dot{\mathbf{q}}_d) = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{I} \\ \mathbf{0} & -\hat{\mathbf{M}}^{-1}(\mathbf{q}_d)\hat{\mathbf{N}}(\mathbf{q}_d, \dot{\mathbf{q}}_d) \end{bmatrix} \quad \mathbf{B}(\mathbf{q}_d) = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \hat{\mathbf{M}}^{-1}(\mathbf{q}_d) \end{bmatrix} \quad \mathbf{u} = \mathbf{V}_d - \mathbf{V} \quad (۱۴-۶)$$

اگرچه، مدل پیشنهاد شده (۱۳-۶) شامل عدم قطعیت  $\rho$  است ولی مزیت آن به دلیل از پیش معلوم بودن  $\mathbf{A}(\mathbf{q}_d, \dot{\mathbf{q}}_d)$  و  $\mathbf{B}(\mathbf{q}_d)$  است. مدل پیشنهاد شده (۱۳-۶) سیستم متغیر با زمان گسسته خطی نامعین با ضرایب پریودیک است.

یک مدل گسسته با استفاده از (۱۳-۶) و دوره نمونه برداری  $\sigma$  که ثابت مثبت کوچک است به صورت جایگزینی  $k\sigma$  در  $t$  برای  $k=1,2,\dots$  و تقریب زدن  $\dot{\mathbf{X}}$  به صورت  $\dot{\mathbf{X}} = (\mathbf{X}(t+\sigma) - \mathbf{X}(t))/\sigma$  به فرم زیر به دست خواهد آمد:

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{A}_k \mathbf{x}_k + \mathbf{B}_k \mathbf{u}_k + \mathbf{B}_k \rho_k \quad (۱۵-۶)$$

که  $\mathbf{x}_k = \mathbf{X}(k\sigma)$ ،  $\mathbf{A}_k = \mathbf{I} + \sigma \mathbf{A}(\sigma k)$ ،  $\mathbf{B}_k = \sigma \mathbf{B}(\sigma k)$ ،  $\mathbf{u}_k = \mathbf{u}(\sigma k)$  و  $\rho_k$  عدم قطعیت است. از آن جایی که  $\mathbf{A}_k$  و  $\mathbf{B}_k$  در دسترس هستند، آن ها می توانند از قبل محاسبه شوند.

## ۲-۶ قانون کنترل تأخیر زمانی مقاوم

کنترل گسسته خطی درجه دو (DLQ) به عنوان کنترل بهینه سیستم های خطی معین به کار برده می شود. برای به کار بردن کنترل DLQ به منظور کنترل بهینه سیستم رباتیک (۱۵-۶)، باید عدم قطعیت

$p_k$  جبران شود. برای رسیدن به این هدف، کنترل تأخیر زمانی مقاوم به منظور جبران کردن عدم قطعیت استفاده خواهد شد. این نوع از تخمین عدم قطعیت در کنترل امپدانس مقاوم سیستم تعلیق هیدرولیک [۲۷] و کنترل ربات های انعطاف پذیر [۲۰] و کنترل تکراری مینیمم زمان-مینیمم اندازه [۱۹] به صورت موفقیت آمیزی استفاده شده است.

به منظور آنالیز پایداری فرضیات زیر را در نظر می گیریم:

فرض اول: مسیر مطلوب  $q_d$  باید پیوسته و مشتق پذیر باشد از آن جهت که  $q_d$  و مشتقات آن لازم است که در دسترس و محدود باشد. پیوسته و مشتق پذیر بودن خط سیر مطلوب می تواند بوسیله طراحی کردن خط سیر مناسب تضمین شود. به منظور یک موقعیت لازم برای طراحی کردن کنترل کننده مقاوم، عدم قطعیت باید از کانال های مشابه ورودی کنترل به سیستم وارد شود. از آن جایی که در سیستم (۶-۱۳) عدم قطعیت  $p$  از کانال مشابه ورودی کنترل به سیستم وارد می شود، شرایط تطبیق برقرار است. به عنوان یک شرط لازم برای طراحی کردن کنترل مقاوم، اغتشاش خارجی  $\xi$  در (۶-۲) باید محدود باشد.

فرض دوم: اغتشاش خارجی  $\xi$  به صورت زیر محدود است:

$$\|\xi\| \leq \xi_{\max} \quad (۱۶-۶)$$

که  $\xi_{\max}$  ثابت مثبت است.

ولتاژ هر موتور باید به دلیل حفاظت موتور در مقابل ولتاژهای بالا محدود شود. بنابراین، هر موتور با یک محدود کننده ولتاژ مجهز خواهد شد. بنابراین فرض زیر را معرفی می کنیم:

فرض سوم: ولتاژهای موتور به صورت زیر محدود خواهد شد:

$$\|\mathbf{V}\| \leq V_{\max} \quad (۱۷-۶)$$

که  $V_{\max}$  ثابت مثبت است.

یک قانون کنترل دوترمی برای ردگیری مسیر تکراری پیشنهاد خواهد شد. ترم اول کنترل کننده DLQ به عنوان کنترل کننده بهینه است و ترم دوم یک کنترل کننده تأخیر زمانی مقاوم است. بنابراین، سیستم (۱۵-۶) به صورت زیر ارائه می شود:

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{A}_k \mathbf{x}_k + \mathbf{B}_k \mathbf{u}_{1,k} + \mathbf{B}_k \mathbf{u}_{2,k} + \mathbf{B}_k \boldsymbol{\rho}_k \quad (۱۸-۶)$$

که  $\mathbf{u}_{1,k}$  و  $\mathbf{u}_{2,k}$  ترم های اول و دوم قانون کنترل هستند. اگرکل عدم قطعیت  $\boldsymbol{\rho}_k$  جبران شود، عملکرد سیستم کنترل پیشرفت داده خواهد شد. عدم قطعیت به صورت کامل جبران خواهد شد اگر:

$$\mathbf{B}_k \mathbf{u}_{2,k} = -\mathbf{B}_k \boldsymbol{\rho}_k \quad (۱۹-۶)$$

از آن جایی که  $\boldsymbol{\rho}_k$  نامعلوم است، قانون کنترل (۱۹-۶) اجرا نمی شود. در نتیجه تخمین عدم قطعیت از معادله (۱۸-۶) به صورت زیر پیشنهاد می شود:

$$\mathbf{B}_k \boldsymbol{\rho}_k = \mathbf{x}_{k+1} - \mathbf{A}_k \mathbf{x}_k - \mathbf{B}_k \mathbf{u}_{1,k} - \mathbf{B}_k \mathbf{u}_{2,k} \quad (۲۰-۶)$$

از آن جایی که  $\mathbf{x}_{k+1}$  در مرحله  $k$  ام در دسترس نیست.  $\mathbf{B}_k \boldsymbol{\rho}_k$  نمی تواند محاسبه شود. بنابراین، به جای آن از مقدار قبلی  $\mathbf{B}_k \boldsymbol{\rho}_k$  به صورت زیر استفاده خواهد شد:

$$\mathbf{B}_{k-1} \boldsymbol{\rho}_{k-1} = \mathbf{x}_k - \mathbf{A}_{k-1} \mathbf{x}_{k-1} - \mathbf{B}_{k-1} \mathbf{u}_{1,k-1} - \mathbf{B}_{k-1} \mathbf{u}_{2,k-1} \quad (۲۱-۶)$$

ترم  $\mathbf{B}_{k-1} \boldsymbol{\rho}_{k-1}$  قابل محاسبه است. زیرا همه ترم ها در سمت راست معادله (۲۱-۶) معلوم و در دسترس هستند. بنابراین، قانون کنترل مقاوم به صورت زیر پیشنهاد داده خواهد شد:

$$\mathbf{B}_k \mathbf{u}_{2,k} = -\mathbf{B}_{k-1} \boldsymbol{\rho}_{k-1} \quad (۲۲-۶)$$

با جایگزینی (۲۱-۶) در (۲۲-۶) ترم دوم قانون کنترل به صورت زیر بیان خواهد شد:

$$\mathbf{B}_k \mathbf{u}_{2,k} = -\mathbf{x}_k + \mathbf{A}_{k-1} \mathbf{x}_{k-1} + \mathbf{B}_{k-1} \mathbf{u}_{1,k-1} + \mathbf{B}_{k-1} \mathbf{u}_{2,k-1} \quad (۲۳-۶)$$

### ۳-۶ کنترل کننده درجه دو خطی گسسته

اگر عدم قطعیت به خوبی جبران شود، کنترل کننده DLQ به عنوان کنترل بهینه به صورت مؤثری استفاده خواهد شد. با جایگزینی (۲۲-۶) در (۱۸-۶) معادله زیر نتیجه خواهد شد:

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{A}_k \mathbf{x}_k + \mathbf{B}_k \mathbf{u}_{1,k} - \mathbf{B}_{k-1} \mathbf{p}_{k-1} + \mathbf{B}_k \mathbf{p}_k \quad (۲۴-۶)$$

کنترل کننده تأخیر زمانی مقاوم به خوبی نقش خود را ایفا می‌کند، زیرا اثر آن به خوبی در معادله (۶-۲۴) نمایان است. عدم قطعیت  $\mathbf{B}_k \mathbf{p}_k$  در (۱۵-۶) به  $\mathbf{B}_k \mathbf{p}_k - \mathbf{B}_{k-1} \mathbf{p}_{k-1}$  در (۲۴-۶) کاهش یافته است. به منظور به کار بردن DLQ، مدل نامی به فرم سیستم خطی از (۲۴-۶) به صورت زیر پیشنهاد خواهد شد:

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{A}_k \mathbf{x}_k + \mathbf{B}_k \mathbf{u}_{1,k} \quad (۲۵-۶)$$

سپس کنترل کننده DLQ به صورت زیر به کار گرفته خواهد شد:

$$\mathbf{u}_{1,k} = -\mathbf{K}_k \mathbf{x}_k \quad (۲۶-۶)$$

ماتریس بهره  $\mathbf{K}_k$  به وسیله مینیمم کردن تابع هزینه زیر

$$L = \frac{1}{2} \mathbf{x}_N^* \mathbf{S} \mathbf{x}_N + \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{N-1} (\mathbf{x}_k^* \mathbf{Q} \mathbf{x}_k + \mathbf{u}_{1,k}^* \mathbf{R} \mathbf{u}_{1,k}) + \lambda_{k+1}^* (\mathbf{A}_k \mathbf{x}_k + \mathbf{B}_k \mathbf{u}_{1,k} - \mathbf{x}_{k+1}) + (\mathbf{A}_k \mathbf{x}_k + \mathbf{B}_k \mathbf{u}_{1,k} - \mathbf{x}_{k+1})^* \lambda_{k+1} \quad (۲۷-۶)$$

نسبت به  $\mathbf{x}_k$ ،  $\mathbf{u}_{1,k}$  و ضرب کننده لاگرانژ  $\lambda_k$  بدست می‌آید [۲۴].  $\mathbf{Q}$ ،  $\mathbf{R}$  و  $\mathbf{S}$  ماتریس‌های مثبت معین متقارن هستند. در نتیجه  $\mathbf{K}_k$  به صورت زیر بدست خواهد آمد:

$$\mathbf{K}_k = [\mathbf{R} + \mathbf{B}_k^* \mathbf{p}_k \mathbf{B}_k]^{-1} \mathbf{B}_k^* \mathbf{p}_k \mathbf{A}_k \quad (۲۸-۶)$$

که  $\mathbf{p}_k$  به صورت زیر محاسبه خواهد شد:

$$\mathbf{p}_k = \mathbf{Q} + \mathbf{A}_k^* \mathbf{p}_{k-1} \mathbf{A}_k - \mathbf{A}_k^* \mathbf{p}_{k-1} \mathbf{B}_k [\mathbf{R} + \mathbf{B}_k^* \mathbf{p}_{k-1} \mathbf{B}_k]^{-1} \mathbf{B}_k^* \mathbf{p}_{k-1} \mathbf{A}_k \quad (۲۹-۶)$$

الگوریتم از (۲۹-۶) با  $k=0$  که  $\mathbf{p}_{-1} = \mathbf{0}$  را در نظر می‌گیریم، شروع می‌شود. سپس  $\mathbf{K}_k$  در (۲۸-۶)

محاسبه می‌شود و سپس  $\mathbf{u}_{1,k}$  از (۲۶-۶) محاسبه خواهد شد.

## ۴-۶ آنالیز پایداری

قانون کنترل نهایی از (۲۳-۶) و (۲۶-۶) بدست خواهد آمد که به صورت زیر است:

$$\mathbf{B}_k \mathbf{u}_k = -(\mathbf{I} + \mathbf{B}_k \mathbf{K}_k) \mathbf{x}_k + \mathbf{A}_{k-1} \mathbf{x}_{k-1} + \mathbf{B}_{k-1} (\mathbf{u}_{1,k-1} + \mathbf{u}_{2,k-1}) \quad (۳۰-۶)$$

به کار بردن قانون کنترل (۳۰-۶) روی سیستم (۱۵-۶) و استفاده کردن (۲۱-۶) سیستم حلقه بسته زیر نتیجه خواهد شد:

$$\mathbf{x}_{k+1} = (\mathbf{A}_k - \mathbf{B}_k \mathbf{K}_k) \mathbf{x}_k + \mathbf{B}_k \boldsymbol{\rho}_k - \mathbf{B}_{k-1} \boldsymbol{\rho}_{k-1} \quad (۳۱-۶)$$

تحت فرضیات ۱-۳ و شرایط تطبیق، سرعت مفاصل  $\dot{\mathbf{q}}$ ، شتاب مفاصل  $\ddot{\mathbf{q}}$ ، سرعت های مطلوب مفاصل  $\dot{\mathbf{q}}_d$  و شتاب مطلوب مفاصل  $\ddot{\mathbf{q}}_d$ ، طبق تحقیقات انجام شده در [۲۰] محدود هستند. طبق مشخصات بازوی مکانیکی ربات [۳۱]، ماتریس اینرسی  $\mathbf{D}(\mathbf{q})$  و نیروهای ثقلی  $\mathbf{g}(\mathbf{q})$  محدود هستند، و گشتاورهای کوریولیس و گریز از مرکز  $\mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})$  محدود است، زیرا  $\dot{\mathbf{q}}$  محدود است. سپس از آن جایی که  $\mathbf{J}_m$ ،  $\mathbf{B}_m$ ،  $\mathbf{r}$ ،  $\mathbf{K}_m$ ،  $\mathbf{K}_b$  ثابت هستند و  $\mathbf{D}(\mathbf{q})$ ،  $\mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})$  و  $\mathbf{g}(\mathbf{q})$  محدود هستند، بنابراین  $\mathbf{N}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})$ ،  $\mathbf{M}(\mathbf{q})$  و  $\mathbf{W}(\mathbf{q})$  که در معادله های (۳-۶)، (۴-۶) و (۵-۶) بیان شده اند، محدود هستند.  $\hat{\mathbf{N}}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})$  و  $\hat{\mathbf{M}}(\mathbf{q})$  محدود هستند، زیرا ساختارهای مشابه به  $\mathbf{N}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})$ ،  $\mathbf{M}(\mathbf{q})$  و  $\mathbf{W}(\mathbf{q})$  دارند. با استفاده از محدود بودن  $\dot{\mathbf{q}}$ ،  $\ddot{\mathbf{q}}$ ،  $\dot{\mathbf{q}}_d$ ،  $\ddot{\mathbf{q}}_d$ ،  $\mathbf{N}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})$ ،  $\mathbf{M}(\mathbf{q})$ ،  $\mathbf{W}(\mathbf{q})$ ،  $\hat{\mathbf{N}}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})$ ،  $\hat{\mathbf{M}}(\mathbf{q})$ ،  $\hat{\mathbf{W}}(\mathbf{q})$ ،  $\hat{\mathbf{N}}(\mathbf{q}_d, \dot{\mathbf{q}}_d)$ ،  $\hat{\mathbf{M}}(\mathbf{q}_d)$ ،  $\hat{\mathbf{W}}(\mathbf{q}_d)$ ، محدود بودن  $\boldsymbol{\rho}$  در (۸-۶) نتیجه می شود و سپس کل عدم قطعیت بیان شده در (۱۲-۶) محدود است، بنابراین

$$\|\boldsymbol{\rho}\| \leq \rho_{\max} \quad (۳۲-۶)$$

که  $\rho_{\max}$  اسکالر مثبت است.

از آن جایی که کنترل کننده DLQ،  $\mathbf{K}_k$  را به گونه ای محاسبه می کند که  $\mathbf{A}_k - \mathbf{B}_k \mathbf{K}_k$  هرویتز باشد، بنابراین سیستم (۳۱-۶) پایدار است. به علاوه، ترم  $\mathbf{B}_k \boldsymbol{\rho}_k - \mathbf{B}_{k-1} \boldsymbol{\rho}_{k-1}$  به عنوان ورودی به سیستم (۳۱-۶)

محدود است. بنابراین، سیستم خطی گسسته (۳۱-۶) خروجی محدود  $\mathbf{x}_{k+1}$  تحت ورودی محدود  $\mathbf{B}_k \mathbf{p}_k - \mathbf{B}_{k-1} \mathbf{p}_{k-1}$  تولید می‌کند.

قانون کنترل تأخیر زمانی مقاوم (۲۳-۶) نقش اصلی را در جبران کردن عدم قطعیت بازی می‌کند. اگر تفاوت بین مدل نامی (۲۵-۶) و سیستم حقیقی (۲۴-۶) زیاد باشد، سیستم حلقه بسته (۳۱-۶) در معرض عدم قطعیت بزرگ قرار می‌گیرد. به دلیل استفاده کردن از قانون کنترل تأخیر زمانی مقاوم (۶-۲۳) عدم قطعیت باقی مانده در سیستم حلقه بسته (۳۱-۶)، از مقدار بزرگ  $\mathbf{B}_k \mathbf{p}_k$  به مقدار کوچکتر  $\mathbf{B}_k \mathbf{p}_k - \mathbf{B}_{k-1} \mathbf{p}_{k-1}$  می‌رسد.

در نتیجه، عملکرد سیستم کنترل بوسیله کاهش دادن عدم قطعیت باقی مانده پیشرفت می‌کند. در صورتی که عدم قطعیت پیوسته و مشتق پذیر باشد و دوره نمونه برداری خیلی کوچک باشد، عدم قطعیت باقی مانده خیلی کوچک خواهد شد.

## ۵-۶ نتایج شبیه سازی

ماتریس های  $\mathbf{J}_m, \mathbf{B}_m, \mathbf{r}, \mathbf{K}_m, \mathbf{R}_a$ ، ماتریس‌های مقاومت موتورها، ثابت گشتاور، ضریب چرخ دنده، دمپینگ و اینرسی هستند. در ماتریس های قطری، عناصر  $\lambda_m$  قطر اصلی، ضرایب موتور  $\lambda_m$  را نشان می‌دهد. پارامترهای موتورها مطابق جدول ۵-۱ هستند.

مدل گسسته (۱۸-۶) با استفاده از نظریه بیان شده در بخش ۶-۱ به صورت زیر بدست می‌آید:

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{A}_k \mathbf{x}_k + \mathbf{B}_k \mathbf{u}_{1,k} + \mathbf{B}_k \mathbf{u}_{2,k} + \mathbf{B}_k \mathbf{p}_k \quad (۳۳-۶)$$

کنترل DLQ بوسیله معادلات (۲۶-۶)، (۲۸-۶) و (۲۹-۶) به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$\mathbf{u}_{1,k} = -([\mathbf{R} + \mathbf{B}_k^* \mathbf{p}_k \mathbf{B}_k]^{-1} \mathbf{B}_k^* \mathbf{p}_k \mathbf{A}_k) \mathbf{x}_k \quad (۳۴-۶)$$

$$\mathbf{p}_k = \mathbf{Q} + \mathbf{A}_k^* \mathbf{p}_{k-1} \mathbf{A}_k - \mathbf{A}_k^* \mathbf{p}_{k-1} \mathbf{B}_k [\mathbf{R} + \mathbf{B}_k^* \mathbf{p}_{k-1} \mathbf{B}_k]^{-1} \mathbf{B}_k^* \mathbf{p}_{k-1} \mathbf{A}_k$$

کنترل تأخیر زمانی مقاوم بوسیله معادله (۲۳-۶) ارائه می‌شود:

$$\mathbf{B}_k \mathbf{u}_{2,k} = -\mathbf{x}_k + \mathbf{A}_{k-1} \mathbf{x}_{k-1} + \mathbf{B}_{k-1} \mathbf{u}_{1,k-1} + \mathbf{B}_{k-1} \mathbf{u}_{2,k-1} \quad (35-6)$$

کنترل پیشنهاد شده شامل دو ترم کنترل DLQ و کنترل تأخیر زمانی مقاوم بوسیله معادلات (30-6) به دست می‌آید.

مسیر مطلوب به صورت زیر در نظر گرفته خواهد شد:

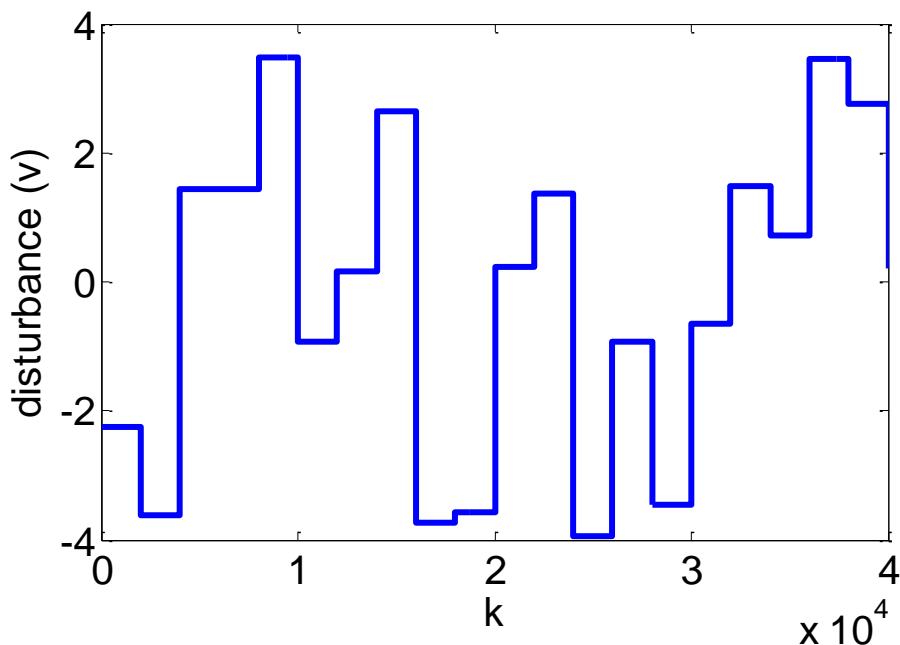
$$\mathbf{q}_d = [\cos(0.1\pi t) \quad \cos(0.1\pi t) \quad \cos(0.1\pi t)]^T \quad (36-6)$$

که برداری از موقعیت های مطلوب مفاصل با دوره ۲۰ ثانیه است.

به منظور نشان دادن عملکرد قانون های کنترل پیشنهاد شده (30-6) و (34-6)، تعدادی شبیه سازی ارائه خواهد شد. مسیر مرجع به اندازه کافی پیوسته و مشتق پذیر است و موتورها به اندازه کافی قوی هستند تا ربات بتواند مسیر مطلوب را ردگیری کند. شبیه سازی را به مدت دو دوره به منظور نمایش حرکت تکراری اجرا خواهیم کرد.

عدم قطعیت ممکن است شامل اغتشاشات خارجی، دینامیک های مدل نشده و عدم قطعیت پارامتری باشد. به منظور بررسی عدم قطعیت پارامتری، مقادیر پارامترهای نامی به کار برده شده در قانون کنترل برابر ۹۵٪ مقادیر حقیقی آن ها، قرار داده شده است. اغتشاش خارجی به صورت یک سیگنال رندم با مقادیر ماکزیمم +۴۷ و مقدار مینیمم -۴۷ با پریود ۲ ثانیه مطابق شکل ۶-۱ به ورودی هر موتور داده شده است. عدم قطعیت نامعلوم است، اگرچه در این شبیه سازی ها اغتشاش های محدود به منظور چک کردن عملکرد سیستم کنترل به کار گرفته خواهد شد. ماترسی های  $\mathbf{Q}$  و  $\mathbf{R}$  در معادلات (28-6) و (6-29) بوسیله متد آزمایش و خطا به منظور دستیابی به عملکرد مطلوب برابر  $\mathbf{Q} = 10^4 \mathbf{I}_{6 \times 6}$  و  $\mathbf{R} = \mathbf{I}_{3 \times 3}$  لحاظ شده است، که  $\mathbf{I}_{n \times n}$  ماتریس واحد  $n \times n$  است.



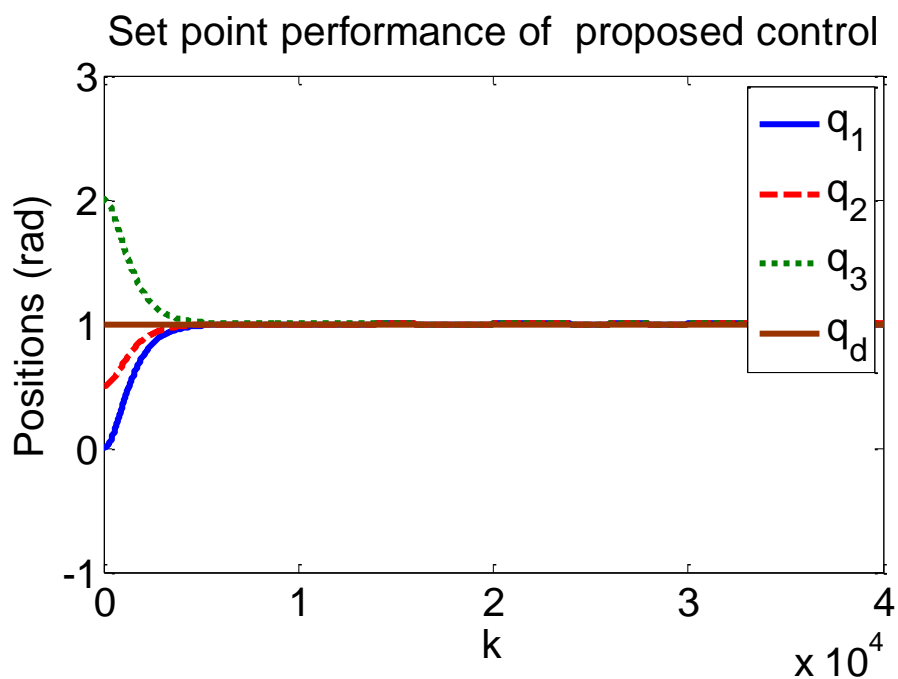


شکل ۶-۱- اغتشاش وارد شده به سیستم

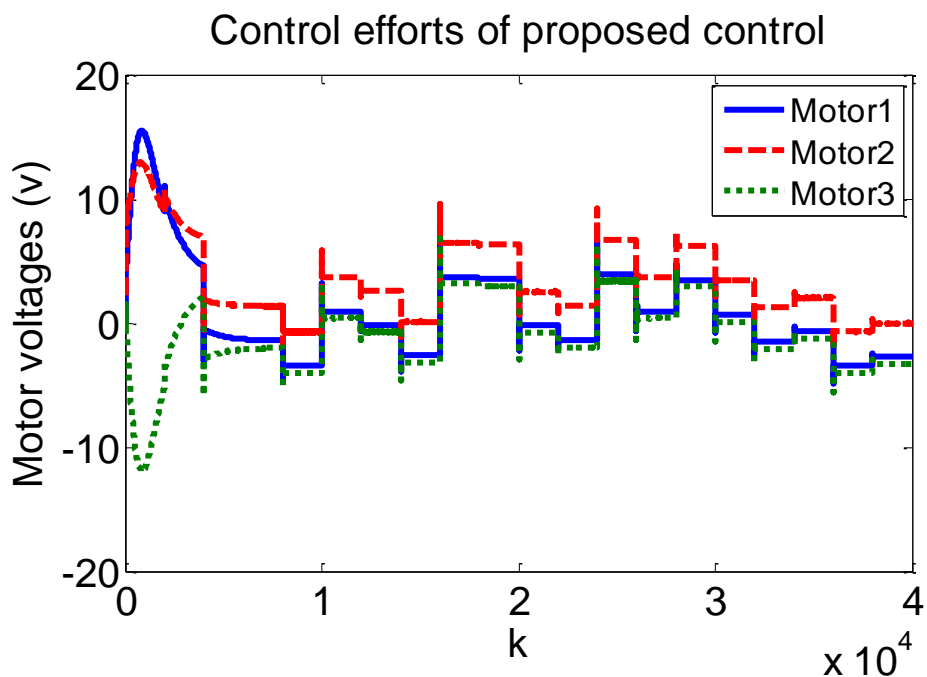
شبه سازی اول: در این قسمت سیستم کنترل به منظور بررسی عملکرد تنظیم شبه‌سازی می‌شود. موقعیت های اولیه زاویه مفاصل برابر  $\mathbf{q}(0) = [0 \quad 0/5 \quad 2] \text{rad}$  قرار داده شده اند. در حالی که مسیر مطلوب برابر  $\mathbf{q}_d(0) = [1 \quad 1 \quad 1] \text{rad}$  است. خطا اولیه به صورت  $\mathbf{q}_d(0) - \mathbf{q}(0) = [1 \quad 0/5 \quad -1] \text{rad}$  است. به منظور ملاحظات موتورها در مقابل ولتاژهای بالا، ولتاژ موتورها به ماکزیمم ولتاژ  $40\text{V}$  محدود شده اند. همان طور که در شکل ۶-۲ نمایش داده خواهد شد، اندازه خطا تنظیم بعد از ۵ ثانیه به خوبی کاهش می‌یابد و در پایان ماکزیمم خطا برابر  $2/3 \times 10^{-7}$  است. همان طور که در شکل ۶-۳ نشان داده خواهد شد ولتاژهای موتور در محدوده مجاز کم تر از  $40\text{V}$  است، در ابتدا به دلیل جبران گشتاور بار به طور ناگهانی افزایش می‌یابند و سپس کاهش یافته و بدون هیچ مشکلی در طول ۴۰ ثانیه به موتورها اعمال می‌شوند. در نتیجه، عدم قطعیت ها به خوبی جبران شده اند. تفاوت مقادیر انتهایی ولتاژ به دلیل بار متفاوتی است که هر موتور تحمل می‌کند. پرش های سیگنال کنترل در لحظات اعمال اغتشاش خارجی رندم به وجود می‌آیند.

شبه سازی دوم: در این قسمت سیستم کنترل با خطا اولیه صفر شبه سازی می شود. مطابق شکل ۴-۶ خطا ردگیری جبران می شود و در طول زمان ۴۰ ثانیه ماکزیمم خطاها  $5 \times 10^{-5} rad$  هستند. مطابق شکل ۵-۶ ورودی کنترل به خوبی و کم تر از ۴۰۷ به موتورها اعمال می شوند و عدم قطعیت ها به خوبی جبران می شوند. پرش های سیگنال کنترل در لحظات اعمال اغتشاش خارجی رندم به وجود می آیند.

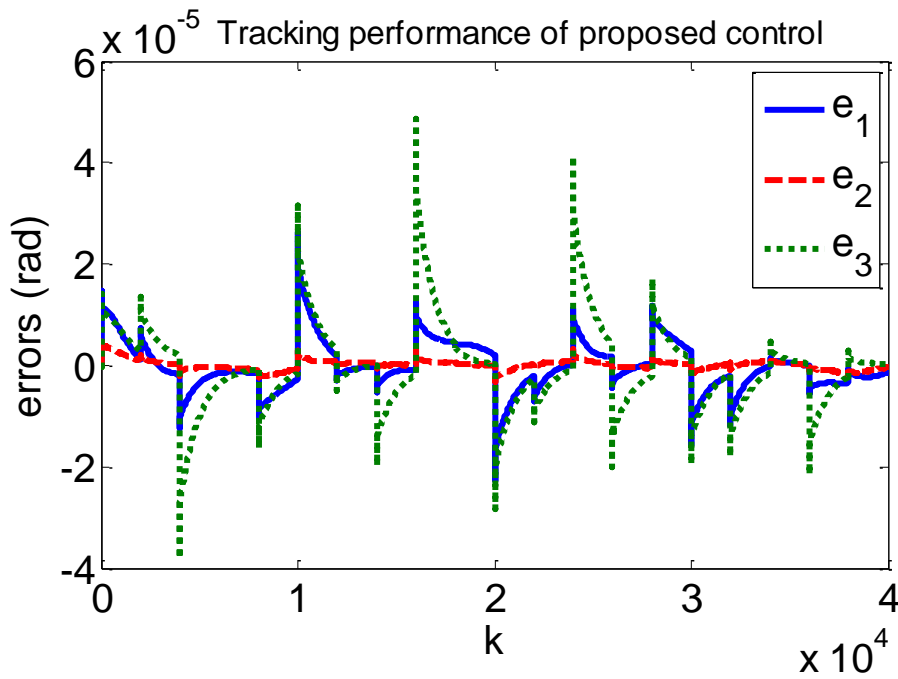
شبه سازی سوم: در این قسمت مقایسه ای بین متد پیشنهاد شده (۶-۳۰) و کنترل کننده DLQ (۶-۳۴) بدون کنترل کننده تأخیر زمانی مقاوم به منظور جبران عدم قطعیت ها به منظور عملکرد ردگیری ارائه شده است. خطا اولیه صفر در نظر گرفته شده است. خطاهای ردگیری کنترل DLQ بدون کنترل کننده تأخیر زمانی در شکل ۶-۶ نمایش داده می شود. همان طور که در شکل ۶-۶ نمایش داده شده است ماکزیمم خطاهای ردگیری برابر  $1/9 \times 10^{-2} rad$  است. با مقایسه با شکل ۴-۶ اثر کنترل تأخیر زمانی مقاوم به خوبی دیده می شود و حضور عدم قطعیت های جبران نشده خطا ردگیری را به مقدار زیادی افزایش می دهند. مقایسه شکل ۴-۶ و شکل ۶-۶ برتری قانون کنترل (۶-۳۰) را نسبت به قانون کنترل (۶-۳۴) نشان می دهد. مطابق شکل ۶-۷ ولتاژها در محدوده مجاز به موتورها اعمال می شوند. پرش های سیگنال کنترل در لحظات اعمال اغتشاش خارجی رندم به وجود می آیند.



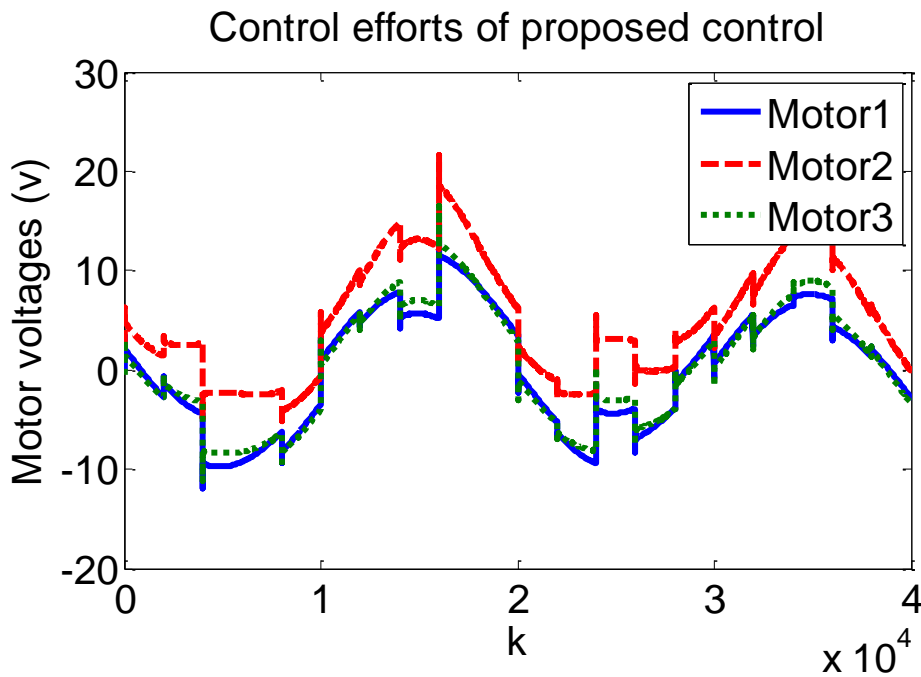
شکل ۶-۲- عملکرد تنظیم کنترل بهینه درجه دو خطی گسسته ربات با روش ولتاژ وابسته به دینامیک ربات



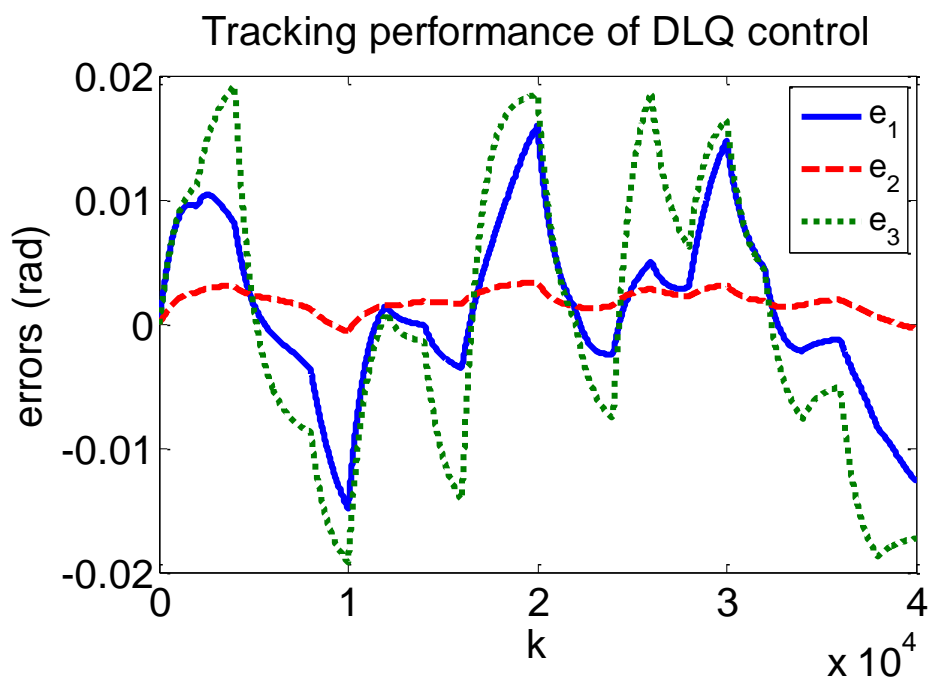
شکل ۶-۳- سیگنال کنترل بهینه درجه دو خطی گسسته ربات با روش ولتاژ وابسته به دینامیک ربات در عملکرد تنظیم



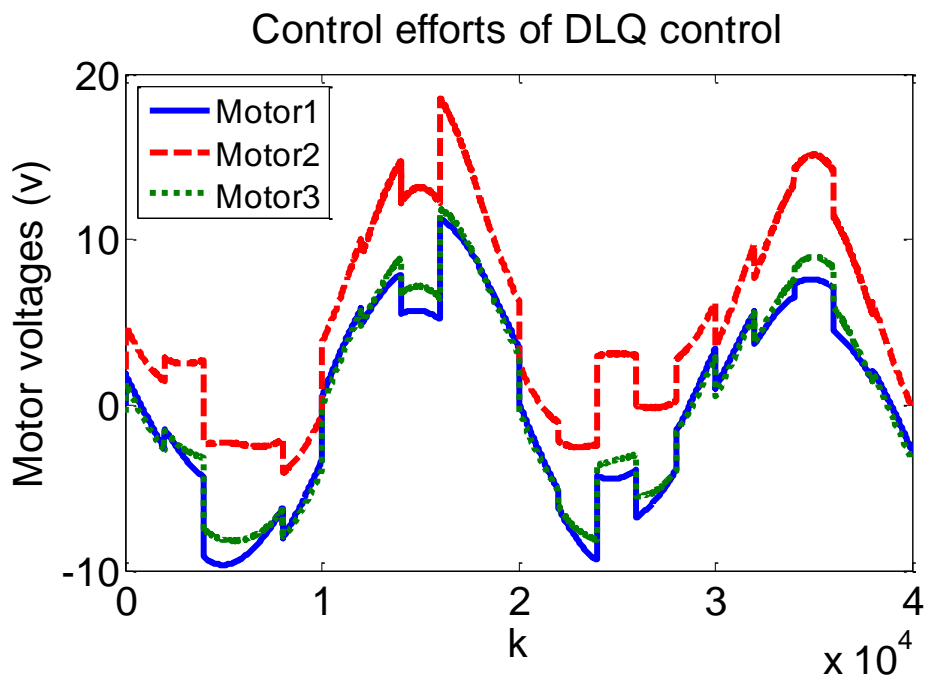
شکل ۶-۴- عملکرد ردگیری کنترل بهینه درجه دو خطی گسسته ربات با روش ولتاژ وابسته به دینامیک ربات



شکل ۶-۵- سیگنال کنترل بهینه درجه دو خطی گسسته ربات با روش ولتاژ وابسته به دینامیک ربات در عملکرد ردگیری



شکل ۶-۶- عملکرد ردگیری کنترل بهینه درجه دو خطی گسسته (DLQ) وابسته به دینامیک ربات



شکل ۶-۷- سیگنال کنترل بهینه درجه دو خطی گسسته (DLQ) وابسته به دینامیک ربات در عملکرد ردگیری

## فصل هفتم

### ۷- کنترل بهینه تکراری درجه دو خطی گسسته ربات با استراتژی ولتاژ آزاد از مدل ربات

کنترل درجه دو خطی گسسته (DLQ) به عنوان کنترل بهینه در سیستم های معین خطی به طور مؤثری استفاده می شود. از آن جایی که ربات به شدت غیر خطی همراه با تزویج سنگین و چند متغیره است، کنترل DLQ ربات نیز با چالش های مختلفی روبرو است. در این فصل، کنترل تکراری گسسته بهینه مقاوم (RODR)<sup>۱</sup> بازوی مکانیکی ربات الکتریکی با استفاده از کنترل درجه دو خطی گسسته که عملکردش با کنترل تأخیر زمانی مقاوم بهبود داده شده است، به منظور ردگیری مسیر مرجع پرپودیک ارائه خواهد شد. به منظور به کار بردن کنترل DLQ یک مدل نا متغیر با زمان گسسته خطی همراه با عدم قطعیت برای سیستم رباتیک پیشنهاد شده است، در حالی که همه ترم های غیر خطی و عدم قطعیت های سیستم رباتیک بوسیله کنترل کننده تأخیر زمانی مقاوم جبران می شود. کنترل کننده RODR مبتنی بر استراتژی ولتاژ و مستقل از مدل دینامیکی ربات است. در نتیجه، عملکرد ردگیری دقیق و بهینه و مقاوم حاصل می شود.

کنترل تکراری، کنترلی مطمئن برای ردگیری سیگنال پرپودیک محسوب می شود. ربات ها در اتوماسیون صنعتی برای انجام کارهای تکراری استفاده می شوند. بنابراین، این امکان وجود دارد که کنترل مدل بیس در ردگیری مسیرهای تکراری مفید باشد. اگر چه، عملکرد سیستم کنترل به دقت مدل وابسته است که

---

1-Robust optimal discrete repetitive

مخصوصاً نقش مهمی در کاربردهای سرعت بالا و دقت بالا دارد. دینامیک های مدل نشده با مرتبه های بالا، عملکرد سیستم کنترل را در سرعت بالا تنزل می دهد. کاملاً واضح است که بازوی مکانیکی ربات به دلیل حضور عدم قطعیت ها، کاملاً غیر خطی و با کوپلینگ پیچیده و چند متغیره و غیر دقیق است. بنابراین طراحی روش کنترلی که به مدل وابستگی کمتری دارد و یا مستقل از مدل است، بسیار مفید است. متدهای کنترل تطبیقی و مقاوم به منظور جبران عدم قطعیت ها به کار می روند.

کنترل یادگیرنده تکراری می تواند به طور مؤثری خطای تکراری را حذف کند [۳۲]. اگرچه خطاهای غیر تکراری عملکرد آن را تضعیف می کند. به علاوه، ممکن است قانون های یادگیرنده در مراحل اولیه آموزش عملکرد نامطلوب و سرعت کم همگرایی را در پی داشته باشند. سیستم کنترل بوسیله موقعیت های اولیه [۳۳]، اغتشاشات [۳۴]، یادگیری حالت گذرا [۳۵] و سیستم های غیر مینیمم فاز [۳۶] تحت تأثیر است. عملکرد کنترل تکراری با استفاده از کنترل تطبیقی به صورت مؤثری پیشرفت داده شده است

[۳۷-۳۸-۳۹].

اگرچه ممکن است کنترل تطبیقی با پیچیدگی محاسبات، مطلوب نبودن در مراحل اولیه آموزش و پیچیدگی های اجرا درگیر شود. کنترل یادگیرنده تکراری تطبیقی برای جبران بعضی از کمبودهای ذکر شده پیشنهاد شده است [۲]. یک ترم تکراری برای مقابله با پارامترهای نامعلوم و اغتشاشات استفاده شده است. اگرچه سرعت همگرایی کم و عملکرد در مراحل اولیه آموزش، نامطلوب است ولی از مزیت طراحی کنترل ساده و مقاوم برخوردار است. تاکنون استراتژی کنترل گشتاور، استراتژی کنترل رایج برای کنترل بازوهای مکانیکی ربات بوده است. اگرچه، کاربرد استراتژی گشتاور مشکلاتی دارد، زیرا قانون های کنترل گشتاور بوسیله دینامیک های بازوی مکانیکی تحت تأثیر است. از طرفی دینامیک های بازوی مکانیکی کاملاً غیر خطی، با کوپلینگ پیچیده و محاسبات پیچیده است.

در مقابل آن، استراتژی کنترل ولتاژ [۲۱] می تواند مستقل از دینامیک های بازوی مکانیکی باشد. در حقیقت، کنترل ربات به صورت کنترل موتور در استراتژی کنترل ولتاژ در می آید. این مزیت، یک طراحی کنترل ساده در ساختار غیر متمرکز را فراهم می کند، بنابراین استراتژی کنترل ولتاژ نسبت به استراتژی کنترل گشتاور برتر است. در مقایسه با کنترل ولتاژ در [۲۱] ، در این روش پیشنهاد شده خطی سازی فیدبکی به کار برده نشده است. قانون کنترل پیشنهاد شده به دلیل استفاده نکردن از جریان موتور مشتق جریان موتور، ساده است. قانون های کنترل ولتاژ مقاوم ربات های الکتریکی در فرم های مختلف کنترل فازی [۱۱] ، کنترل در فضای وظیفه [۴۰]، کنترل تأخیر زمانی [۲۰]، کنترل تطبیقی [۴۱]، کنترل تکراری گسسته مینیمم زمان و مینیمم اندازه مقاوم [۱۹] و تخمین فازی تطبیقی عدم قطعیت ها [۲۸] ارائه شده است.

بر اساس استراتژی کنترل ولتاژ، در این فصل یک کنترل تکراری مقاوم جدید برای بازوهای مکانیکی ربات الکتریکی ارائه خواهد شد. با وجود عدم قطعیت های ناشی از دینامیک های بازوی مکانیکی، یک مدل نامتغیر با زمان گسسته خطی برای سیستم رباتیک معرفی خواهد شد. همه عدم قطعیت ها شامل دینامیک های مدل نشده، عدم قطعیت پارامتری و اغتشاشات خارجی در سیستم رباتیک به عنوان کل عدم قطعیت در مدل در نظر گرفته شده است. سپس یک قانون کنترل دو ترمی به صورتی ارائه شده است که ترم اول کنترل کننده گسسته خطی درجه دو به منظور کنترل کننده بهینه و ضمانت پایداری سیستم است و ترم دوم یک کنترل کننده تأخیر زمانی مقاوم برای جبران کردن کل عدم قطعیت به منظور پیشرفت عملکرد سیستم کنترل است.

#### ۷-۱ مدل نامتغیر با زمان گسسته خطی

دینامیک های بازوی مکانیکی ربات در [۲۳] به صورت زیر بیان می شود:

$$D(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + g(q) = T \quad (1-7)$$



که  $\mathbf{q} \in R^n$  برداری از موقعیت های مفاصل،  $\mathbf{D}(\mathbf{q})$  ماتریس اینرسی ربات با بعد  $n \times n$ ،  $\mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) \in R^n$  برداری از گشتاورهای کوریولیس و گریز از مرکز،  $\mathbf{g}(\mathbf{q}) \in R^n$  برداری از گشتاورهای ثقلی و  $\mathbf{T} \in R^n$  برداری از گشتاورهای مفاصل هستند. فرض شده است که بازوی مکانیکی ربات بوسیله موتورهای dc مغناطیس دائم گردانده می شود. بردارها و ماتریس ها در فرم bold هستند. دینامیک های سیستم رباتیک شامل بازوهای مکانیکی ربات و موتورهای الکتریکی [۱۰] به صورت زیر بیان شده است:

$$\mathbf{R}_a \mathbf{K}_m^{-1} (\mathbf{J}_m \mathbf{r}^{-1} + \mathbf{r} \mathbf{D}(\mathbf{q})) \ddot{\mathbf{q}} + (\mathbf{R}_a \mathbf{K}_m^{-1} \mathbf{B}_m \mathbf{r}^{-1} + \mathbf{R}_a \mathbf{K}_m^{-1} \mathbf{r} \mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) + \mathbf{K}_b \mathbf{r}^{-1}) \dot{\mathbf{q}} + \mathbf{R}_a \mathbf{K}_m^{-1} \mathbf{r} \mathbf{g}(\mathbf{q}) + \mathbf{d} + \xi = \mathbf{V} \quad (۲-۷)$$

ماتریس های ضرایب قطری مثبت معین  $n \times n$ ،  $\mathbf{J}_m$ ،  $\mathbf{B}_m$ ،  $\mathbf{r}$ ،  $\mathbf{K}_m$ ،  $\mathbf{K}_b$ ،  $\mathbf{R}_a$ ، به ترتیب مقاومت موتورها، ثابت emf، ثابت گشتاور، ضریب چرخ دنده، دمپینگ، اینرسی هستند.  $\mathbf{V} \in R^n$  برداری از ولتاژهای موتور به عنوان ورودی سیستم رباتیک است.  $\mathbf{d} \in R^n$  اثر اندوکتانس موتور را نشان می دهد و  $\xi \in R^n$  اغتشاشات خارجی است. مدل ارائه شده در (۲-۷) کاملاً غیر خطی و با کوپلینگ پیچیده و چند متغیره و نامعین است. به منظور بدست آوردن یک مدل نامتغیر با زمان گسسته خطی، همه دینامیک های مدل نشده و غیر خطی و عدم قطعیت های پارامتری و اغتشاشات خارجی در سیستم رباتیک به عنوان عدم قطعیت در نظر گرفته شده است. بنابراین معادله (۲-۷) را می توان به صورت زیر نوشت:

$$\mathbf{R}_a \mathbf{K}_m^{-1} \mathbf{J}_m \mathbf{r}^{-1} \ddot{\mathbf{q}} + (\mathbf{R}_a \mathbf{K}_m^{-1} \mathbf{B}_m \mathbf{r}^{-1} + \mathbf{K}_b \mathbf{r}^{-1}) \dot{\mathbf{q}} + \boldsymbol{\varphi} = \mathbf{V} \quad (۳-۷)$$

$\boldsymbol{\varphi}$  عدم قطعیت است که به صورت زیر بیان می شود:

$$\boldsymbol{\varphi} = \mathbf{R}_a \mathbf{K}_m^{-1} \mathbf{r} \mathbf{D}(\mathbf{q}) \ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{R}_a \mathbf{K}_m^{-1} \mathbf{r} \mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) \dot{\mathbf{q}} + \mathbf{R}_a \mathbf{K}_m^{-1} \mathbf{r} \mathbf{g}(\mathbf{q}) + \mathbf{d} + \xi \quad (۴-۷)$$

با استفاده کردن ترم های نامی در (۳-۷) معادله زیر بدست خواهد آمد:

$$\hat{\mathbf{R}}_a \hat{\mathbf{K}}_m^{-1} \hat{\mathbf{J}}_m \hat{\mathbf{r}}^{-1} \ddot{\mathbf{q}} + (\hat{\mathbf{R}}_a \hat{\mathbf{K}}_m^{-1} \hat{\mathbf{B}}_m \hat{\mathbf{r}}^{-1} + \hat{\mathbf{K}}_b \hat{\mathbf{r}}^{-1}) \dot{\mathbf{q}} + \boldsymbol{\psi} = \mathbf{V} \quad (۵-۷)$$

$\boldsymbol{\psi}$  کل عدم قطعیت است که به صورت زیر بیان می شود:

$$\left(\mathbf{R}_a \mathbf{K}_m^{-1} \mathbf{J}_m \mathbf{r}^{-1} - \hat{\mathbf{R}}_a \hat{\mathbf{K}}_m^{-1} \hat{\mathbf{J}}_m \hat{\mathbf{r}}^{-1}\right) \ddot{\mathbf{q}} + \left(\mathbf{R}_a \mathbf{K}_m^{-1} \mathbf{B}_m \mathbf{r}^{-1} + \mathbf{K}_b \mathbf{r}^{-1} - \hat{\mathbf{R}}_a \hat{\mathbf{K}}_m^{-1} \hat{\mathbf{B}}_m \hat{\mathbf{r}}^{-1} - \hat{\mathbf{K}}_b \hat{\mathbf{r}}^{-1}\right) \dot{\mathbf{q}} + \varphi = \psi \quad (6-7)$$

که  $\hat{\mathbf{R}}_a$ ،  $\hat{\mathbf{K}}_m$ ،  $\hat{\mathbf{J}}_m$ ،  $\hat{\mathbf{r}}$  و  $\hat{\mathbf{K}}_b$ ، به ترتیب ماتریس های ضرایب نامی برای ماتریس های ضرایب حقیقی  $\mathbf{R}_a$ ،  $\mathbf{K}_m$ ،  $\mathbf{J}_m$ ،  $\mathbf{r}$  و  $\mathbf{K}_b$  هستند.  $\psi$  کل عدم قطعیت شامل دینامیک های مدل نشده و عدم قطعیت های پارامتری و اغتشاشات خارجی است. معادلات فضای حالت از (7-5) به سادگی به صورت زیر بدست خواهد آمد:

$$\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{M}\mathbf{X} + \mathbf{N}\mathbf{V} - \mathbf{N}\psi \quad (7-7)$$

ماتریس حالت  $\mathbf{M}$ ، ماتریس بهره ورودی  $\mathbf{N}$  و بردار حالت  $\mathbf{X}$  به صورت زیر بیان می شود:

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} \mathbf{q} \\ \dot{\mathbf{q}} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{M} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{I} \\ \mathbf{0} & -\hat{\mathbf{r}} \hat{\mathbf{J}}_m^{-1} \hat{\mathbf{K}}_m \hat{\mathbf{R}}_a^{-1} \left( \hat{\mathbf{R}}_a \hat{\mathbf{K}}_m^{-1} \hat{\mathbf{B}}_m \hat{\mathbf{r}}^{-1} + \hat{\mathbf{K}}_b \hat{\mathbf{r}}^{-1} \right) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{N} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \hat{\mathbf{r}} \hat{\mathbf{J}}_m^{-1} \hat{\mathbf{K}}_m \hat{\mathbf{R}}_a^{-1} \end{bmatrix} \quad (8-7)$$

که  $\mathbf{I}$  ماتریس واحد است.

$\mathbf{V}_d$  به گونه ای محاسبه می شود که معادله زیر حاصل شود:

$$\dot{\mathbf{X}}_d = \mathbf{M}\mathbf{X}_d + \mathbf{N}\mathbf{V}_d \quad (9-7)$$

که  $\mathbf{X}_d = \begin{bmatrix} \mathbf{q}_d \\ \dot{\mathbf{q}}_d \end{bmatrix}$  و  $\mathbf{q}_d$  بردار موقعیت مطلوب مفاصل است و  $\mathbf{V}_d$  به صورت زیر محاسبه می شود:

$$\left(\mathbf{N}^T \mathbf{N}\right)^{-1} \mathbf{N}^T \left(\dot{\mathbf{X}}_d - \mathbf{M}\mathbf{X}_d\right) = \mathbf{V}_d \quad (10-7)$$

با کم کردن (7-7) از (9-7) معادله فضای حالت زیر در فضای ردگیری حاصل می شود:

$$\dot{\mathbf{E}} = \mathbf{M}\mathbf{E} + \mathbf{N}\mathbf{U} + \mathbf{N}\psi \quad (11-7)$$

که  $\mathbf{E}$  و  $\mathbf{U}$  به صورت زیر هستند:

$$\mathbf{E} = \mathbf{X}_d - \mathbf{X} \quad (12-7)$$

$$\mathbf{U} = \mathbf{V}_d - \mathbf{V} \quad (13-7)$$

مزیت مدل پیشنهاد شده (۷-۱۱) در این است که  $\mathbf{M}$  و  $\mathbf{N}$  تنها به پارامترهای موتور وابسته هستند و مستقل از پارامترهای بازوی مکانیکی هستند. از آن جهت که این مدل شامل عدم قطعیت  $\Psi$  است، مدل پیشنهاد شده یک سیستم نامتغیر با زمان خطی نامعین است.

مدل نامتغیر با زمان گسسته خطی با استفاده کردن دوره نمونه برداری  $\sigma$  به صورت جایگزینی  $k\sigma$  در  $t$  و تقریب زدن  $\dot{\mathbf{E}}$  در (۷-۱۱) به صورت  $\dot{\mathbf{E}} = (\mathbf{E}(t + \sigma) - \mathbf{E}(t)) / \sigma$ ، مطابق زیر حاصل می‌شود:

$$\mathbf{E}_{k+1} = \mathbf{A}\mathbf{E}_k + \mathbf{B}\mathbf{U}_k + \mathbf{B}\Psi_k \quad (۷-۱۴)$$

که  $\mathbf{E}_k = \mathbf{E}(k\sigma)$ ،  $\mathbf{A} = \mathbf{I} + \sigma\mathbf{M}$ ،  $\mathbf{B} = \sigma\mathbf{N}$ ،  $\mathbf{U}_k = \mathbf{U}(\sigma k)$  و  $\Psi_k = \Psi(k\sigma)$ .

## ۷-۲ قانون کنترل تأخیر زمانی مقاوم

به منظور آنالیز پایداری فرضیات زیر را در نظر می‌گیریم:

فرض اول: مسیر مطلوب  $\mathbf{q}_d$  باید پیوسته و مشتق پذیر باشد از آن جهت که  $\mathbf{q}_d$  و مشتقات آن لازم است که در دسترس و محدود باشند. پیوسته و مشتق پذیر بودن خط سیر مطلوب می‌تواند بوسیله طراحی خط سیر مناسب تضمین شود. به منظور یک موقعیت لازم برای طراحی کردن کنترل کننده مقاوم، عدم قطعیت باید از کانال های مشابه ورودی کنترل به سیستم وارد شود. از آن جایی که در سیستم (۷-۱۱) عدم قطعیت  $\Psi$  از کانال مشابه ورودی کنترل به سیستم وارد می‌شود، شرایط تطبیق برقرار است. به عنوان یک شرط لازم برای طراحی کردن کنترل مقاوم، اغتشاش خارجی  $\xi$  در (۷-۲) باید محدود باشد.

فرض دوم: اغتشاش خارجی  $\xi$  به صورت زیر محدود است:

$$\|\xi\| \leq \xi_{\max} \quad (۷-۱۵)$$

که  $\xi_{\max}$  ثابت مثبت است.

ولتاژ هر موتور باید به دلیل حفاظت موتور در مقابل ولتاژهای بالا محدود شود. بنابراین، هر موتور با یک محدود کننده ولتاژ مجهز خواهد شد. بنابراین فرض زیر را معرفی می‌کنیم:

فرض سوم: ولتاژهای موتور به صورت زیر محدود خواهند شد:

$$\|\mathbf{V}\| \leq V_{\max} \quad (16-7)$$

که  $V_{\max}$  ثابت مثبت است.

یک قانون کنترل دوترمی برای ردگیری مسیر تکراری پیشنهاد خواهد شد. ترم اول کنترل کننده DLQ به عنوان کنترل کننده بهینه است و ترم دوم یک کنترل کننده تأخیر زمانی مقاوم است. بنابراین، سیستم (14-7) به صورت زیر ارائه می‌شود:

$$\mathbf{E}_{k+1} = \mathbf{A}\mathbf{E}_k + \mathbf{B}\mathbf{U}_{1,k} + \mathbf{B}\mathbf{U}_{2,k} + \mathbf{B}\boldsymbol{\psi}_k \quad (17-7)$$

که  $\mathbf{U}_{1,k}$  و  $\mathbf{U}_{2,k}$  ترم های اول و دوم ورودی کنترل هستند. عملکرد کنترل تکراری در صورتی پیشرفت داده خواهد شد که  $\boldsymbol{\psi}_k$  جبران شود. عدم قطعیت به صورت کامل جبران خواهد شد اگر:

$$\mathbf{B}\mathbf{U}_{2,k} = -\mathbf{B}\boldsymbol{\psi}_k \quad (18-7)$$

از آن جایی که  $\boldsymbol{\psi}_k$  نامعلوم است، قانون کنترل (18-7) اجرا نمی‌شود. در نتیجه تخمین عدم قطعیت از معادله (17-7) به صورت زیر پیشنهاد می‌شود:

$$\mathbf{B}\boldsymbol{\psi}_k = \mathbf{E}_{k+1} - \mathbf{A}\mathbf{E}_k - \mathbf{B}\mathbf{U}_{1,k} - \mathbf{B}\mathbf{U}_{2,k} \quad (19-7)$$

از آن جایی که  $\mathbf{E}_{k+1}$  در مرحله  $k$  در دسترس نیست،  $\mathbf{B}\boldsymbol{\psi}_k$  نمی‌تواند محاسبه شود. بنابراین از مقادیر قبلی آن به صورت زیر استفاده می‌شود:

$$\mathbf{B}\boldsymbol{\psi}_{k-1} = \mathbf{E}_k - \mathbf{A}\mathbf{E}_{k-1} - \mathbf{B}\mathbf{U}_{1,k-1} - \mathbf{B}\mathbf{U}_{2,k-1} \quad (20-7)$$

ترم  $\mathbf{B}\boldsymbol{\psi}_{k-1}$  می‌تواند محاسبه شود زیرا همه ترم ها در سمت راست معادله (20-7) معلوم و در دسترس هستند. بنابراین قانون کنترل مقاوم به صورت زیر پیشنهاد داده خواهد شد:

$$\mathbf{BU}_{2,k} = -\mathbf{B}\boldsymbol{\psi}_{k-1} \quad (21-7)$$

با جایگزینی (۲۰-۷) در (۲۱-۷)، ترم دوم قانون کنترل به صورت زیر به دست خواهد آمد:

$$\mathbf{BU}_{2,k} = -\mathbf{E}_k + \mathbf{AE}_{k-1} + \mathbf{BU}_{1,k-1} + \mathbf{BU}_{2,k-1} \quad (22-7)$$

این نوع از تخمین عدم قطعیت برای تخمین عدم قطعیت در کنترل امپدانس سیستم تعلیق هیدرولیک [۲۷]، کنترل ربات های انعطاف پذیر [۲۰]، کنترل تکراری گسسته مینیمم زمان و مینیمم اندازه مقاوم [۱۹] به کار برده شده است.

### ۳-۷ کنترل کننده درجه دو خطی گسسته (DLQ)

کنترل کننده درجه دو خطی گسسته به عنوان کنترل کننده بهینه در سیستم های خطی گسسته به صورت مؤثری به کار برده می شود. با جایگزینی (۲۱-۷) در (۱۷-۷) معادله زیر نتیجه خواهد شد:

$$\mathbf{E}_{k+1} = \mathbf{AE}_k + \mathbf{BU}_{1,k} + \mathbf{B}(\boldsymbol{\psi}_k - \boldsymbol{\psi}_{k-1}) \quad (23-7)$$

به منظور به کار بردن DLQ یک مدل نامی به فرم سیستم خطی گسسته از (۲۳-۷) به صورت زیر پیشنهاد خواهد شد:

$$\mathbf{E}_{k+1} = \mathbf{AE}_k + \mathbf{BU}_{1,k} \quad (24-7)$$

سپس کنترل کننده DLQ به صورت زیر به کار گرفته خواهد شد:

$$\mathbf{U}_{1,k} = -\mathbf{K}_k \mathbf{E}_k \quad (25-7)$$

ماتریس بهره  $\mathbf{K}_k$  به وسیله مینیمم کردن تابع هزینه زیر

$$L = 0.5\mathbf{E}_N^* \mathbf{S} \mathbf{E}_N + 0.5 \sum_{k=0}^{N-1} \left\{ \left( \mathbf{E}_k^* \mathbf{Q} \mathbf{E}_k + \mathbf{U}_{1,k}^* \mathbf{R} \mathbf{U}_{1,k} \right) + \lambda_{k+1}^* \left( \mathbf{AE}_k + \mathbf{BU}_{1,k} - \mathbf{E}_{k+1} \right) + \left( \mathbf{AE}_k + \mathbf{BU}_{1,k} - \mathbf{E}_{k+1} \right)^* \lambda_{k+1} \right\} \quad (26-7)$$

نسبت به  $\mathbf{E}_k$ ،  $\mathbf{U}_{1,k}$  و ضرب کننده لاگرانژ  $\lambda_k$  بدست می آید [۲۴].  $\mathbf{Q}$ ،  $\mathbf{R}$  و  $\mathbf{S}$  ماتریس های مثبت معین متقارن هستند. در نتیجه  $\mathbf{K}_k$  به صورت زیر بدست خواهد آمد:

$$\mathbf{K}_k = [\mathbf{R} + \mathbf{B}^* \mathbf{p}_k \mathbf{B}]^{-1} \mathbf{B}^* \mathbf{p}_k \mathbf{A} \quad (27-7)$$

که  $\mathbf{p}_k$  به صورت زیر محاسبه خواهد شد:

$$\mathbf{p}_k = \mathbf{Q} + \mathbf{A}^* \mathbf{p}_{k-1} \mathbf{A} - \mathbf{A}^* \mathbf{p}_{k-1} \mathbf{B} [\mathbf{R} + \mathbf{B}^* \mathbf{p}_{k-1} \mathbf{B}]^{-1} \mathbf{B}^* \mathbf{p}_{k-1} \mathbf{A} \quad (28-7)$$

الگوریتم از (28-7) با  $k=0$  که  $\mathbf{p}_{-1} = \mathbf{0}$  در نظر می‌گیریم، شروع می‌شود، سپس  $\mathbf{K}_k$  از (27-7) محاسبه می‌شود و سپس  $\mathbf{U}_{1,k}$  از (25-7) به دست خواهد آمد.

#### ۴-۷ آنالیز پایداری

قانون کنترل نهایی از (22-7) و (25-7) بدست خواهد آمد که به صورت زیر است:

$$\mathbf{B} \mathbf{U}_k = -(\mathbf{I} + \mathbf{B} \mathbf{K}_k) \mathbf{E}_k + \mathbf{A} \mathbf{E}_{k-1} + \mathbf{B} (\mathbf{U}_{1,k-1} + \mathbf{U}_{2,k-1}) \quad (29-7)$$

به کار بردن قانون کنترل (29-7) بر روی سیستم (14-7) و استفاده کردن (20-7) سیستم حلقه بسته به صورت زیر در می‌آید:

$$\mathbf{E}_{k+1} = (\mathbf{A} - \mathbf{B} \mathbf{K}_k) \mathbf{E}_k + \mathbf{B} (\boldsymbol{\psi}_k - \boldsymbol{\psi}_{k-1}) \quad (30-7)$$

تحت فرضیات ۱-۳ و شرایط تطبیق، بردار حالت  $\mathbf{X}$  در سیستم (7-7) و کل عدم قطعیت  $\boldsymbol{\psi}$  طبق تحقیقات انجام شده توسط [20] محدود هستند. بنابراین  $\boldsymbol{\psi}$  محدود است:

$$\|\boldsymbol{\psi}\| \leq \psi_{\max} \quad (31-7)$$

که  $\psi_{\max}$  اسکالر مثبت است.

از آن جایی که کنترل کننده DLQ،  $\mathbf{K}_k$  را به گونه ای محاسبه می‌کند که  $\mathbf{A} - \mathbf{B} \mathbf{K}_k$  هرویتز باشد، بنابراین سیستم (30-7) پایدار است. به علاوه، ترم  $\mathbf{B} (\boldsymbol{\psi}_k - \boldsymbol{\psi}_{k-1})$  به عنوان ورودی به سیستم (30-7) محدود است، زیرا کل عدم قطعیت  $\boldsymbol{\psi}$  در (31-7) محدود است و  $\mathbf{B}$  ماتریس ثابت است. بنابراین، سیستم خطی گسسته (30-7) خروجی محدود  $\mathbf{E}_{k+1}$  تحت ورودی محدود  $\mathbf{B} (\boldsymbol{\psi}_k - \boldsymbol{\psi}_{k-1})$  تولید می‌کند.

قانون کنترل تأخیر زمانی مقاوم (۲۲-۷) نقش اصلی را در جبران کردن عدم قطعیت بازی می‌کند. اگر تفاوت بین مدل نامی (۲۴-۷) و سیستم حقیقی (۲۳-۷) زیاد باشد، سیستم حلقه بسته (۳۰-۷) در معرض عدم قطعیت بزرگ قرار می‌گیرد. به دلیل استفاده کردن از قانون کنترل تأخیر زمانی مقاوم (۷-۲۲) عدم قطعیت باقی مانده در سیستم حلقه بسته (۳۰-۷) از مقدار بزرگ  $B\psi_k$  به مقدار کوچکتر  $B(\psi_k - \psi_{k-1})$  می‌رسد.

در نتیجه، عملکرد سیستم کنترل بوسیله کاهش دادن عدم قطعیت باقی مانده پیشرفت می‌کند. در صورتی که عدم قطعیت پیوسته و مشتق پذیر باشد و دوره نمونه برداری خیلی کوچک باشد، عدم قطعیت باقی مانده خیلی کوچک خواهد شد.

#### ۵-۷ نتایج شبیه سازی

ماتریس های  $J_m, B_m, r, K_m, R_a$ ، ماتریس های مقاومت موتورها، ثابت گشتاور، ضریب چرخ دنده، دمپینگ و اینرسی هستند. در ماتریس های قطری، عناصر  $\lambda_m$  قطر اصلی، ضرایب موتور  $\lambda_m$  را نشان می‌دهد. پارامترهای موتورها مطابق جدول ۵-۱ هستند.

مدل گسسته (۱۷-۷) با استفاده از نظریه بیان شده در بخش ۷-۱ به صورت زیر بدست می‌آید:

$$E_{k+1} = AE_k + BU_{1,k} + BU_{2,k} + B\psi_k \quad (۳۲-۷)$$

کنترل DLQ بوسیله معادلات (۲۵-۷)، (۲۷-۷) و (۲۸-۷) به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$U_{1,k} = -([R + B^* p_k B]^{-1} B^* p_k A) E_k \quad (۳۳-۷)$$

$$p_k = Q + A^* p_{k-1} A - A^* p_{k-1} B [R + B^* p_{k-1} B]^{-1} B^* p_{k-1} A$$

کنترل تأخیر زمانی مقاوم بوسیله معادله (۲۲-۷) ارائه می‌شود:

$$BU_{2,k} = -E_k + AE_{k-1} + BU_{1,k-1} + BU_{2,k-1} \quad (۳۴-۷)$$

کنترل پیشنهاد شده شامل دو ترم کنترل DLQ و کنترل تأخیر زمانی مقاوم بوسیله معادلات (۲۹-۷) به دست می‌آید.

مسیر مطلوب به صورت زیر در نظر گرفته خواهد شد:

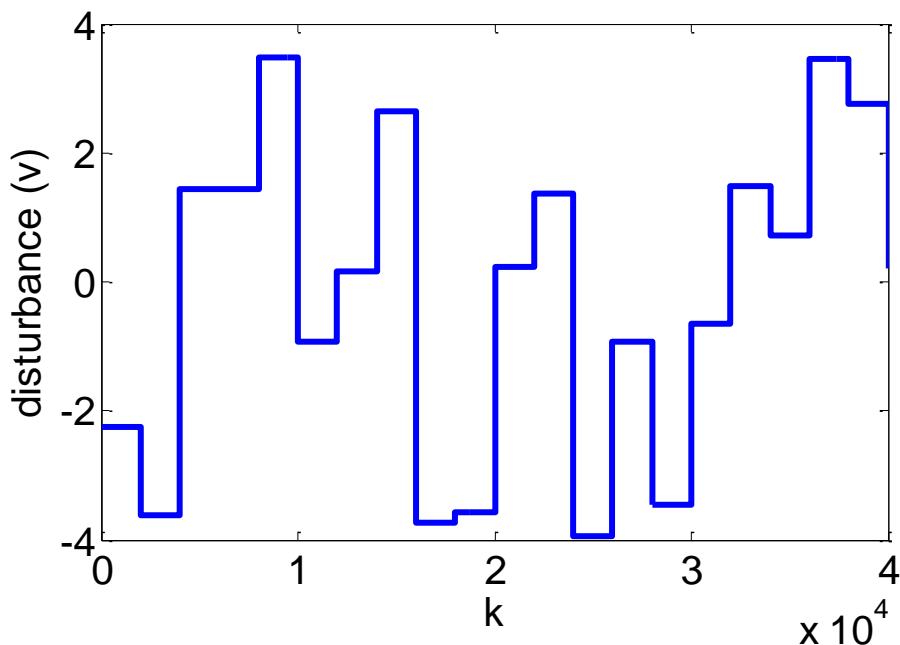
$$\mathbf{q}_d = [\cos(0.1\pi t) \quad \cos(0.1\pi t) \quad \cos(0.1\pi t)]^T \quad (۳۵-۷)$$

که برداری از موقعیت های مطلوب مفاصل با دوره ۲۰ ثانیه است.

به منظور نشان دادن عملکرد قانون کنترل پیشنهاد شده (۲۹-۷) ، تعدادی شبیه سازی ارائه خواهد شد. مسیر مرجع به اندازه کافی پیوسته و مشتق پذیر است و موتورها به اندازه کافی قوی هستند تا ربات بتواند مسیر مطلوب را ردگیری کند. شبیه سازی را به مدت دو دوره به منظور نمایش حرکت تکراری اجرا خواهیم کرد.

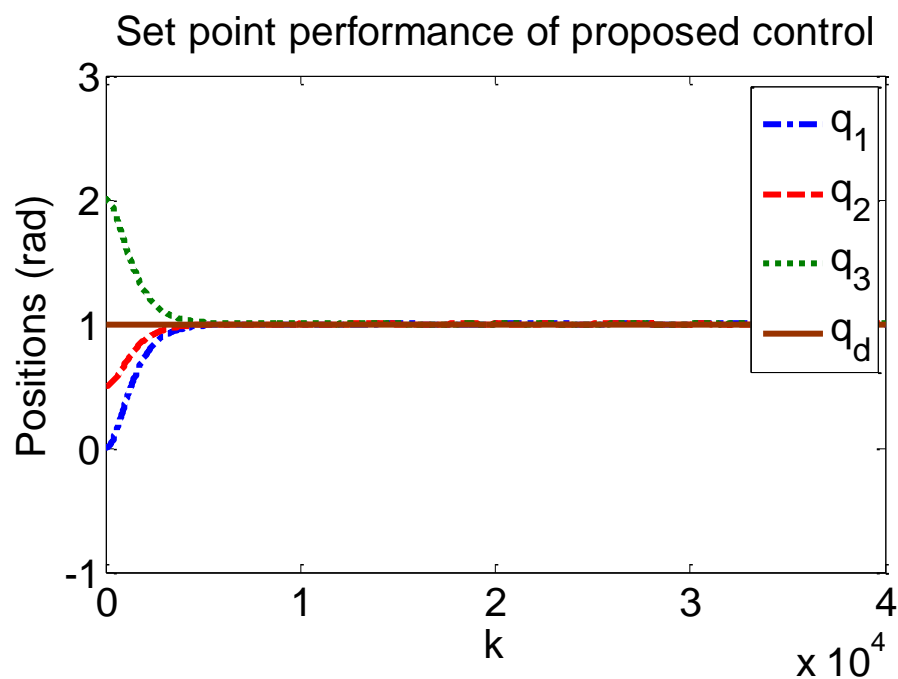
عدم قطعیت ممکن است شامل اغتشاشات خارجی، دینامیک های مدل نشده و عدم قطعیت پارامتری باشد. به منظور بررسی عدم قطعیت پارامتری، مقادیر پارامترهای نامی به کار برده شده در قانون کنترل برابر ۹۵٪ مقادیر حقیقی آن ها، قرار داده شده است. اغتشاش خارجی به صورت یک سیگنال رندم با مقادیر ماکزیمم +۴۷ و مقدار مینیمم -۴۷ با پریود ۲ ثانیه مطابق شکل ۷-۱ به ورودی هر موتور داده شده است. عدم قطعیت نامعلوم است، اگرچه در این شبیه سازی ها اغتشاش های محدود به منظور چک کردن عملکرد سیستم کنترل به کار گرفته خواهد شد. ماترسی های  $\mathbf{Q}$  و  $\mathbf{R}$  در معادلات (۲۷-۷) و (۲۸-۷) بوسیله متد آزمایش و خطا به منظور دست یابی به عملکرد مطلوب برابر  $\mathbf{Q} = 10^4 \mathbf{I}_{6 \times 6}$  و  $\mathbf{R} = \mathbf{I}_{3 \times 3}$  لحاظ شده اند، که  $\mathbf{I}_{n \times n}$  ماتریس واحد  $n \times n$  است.



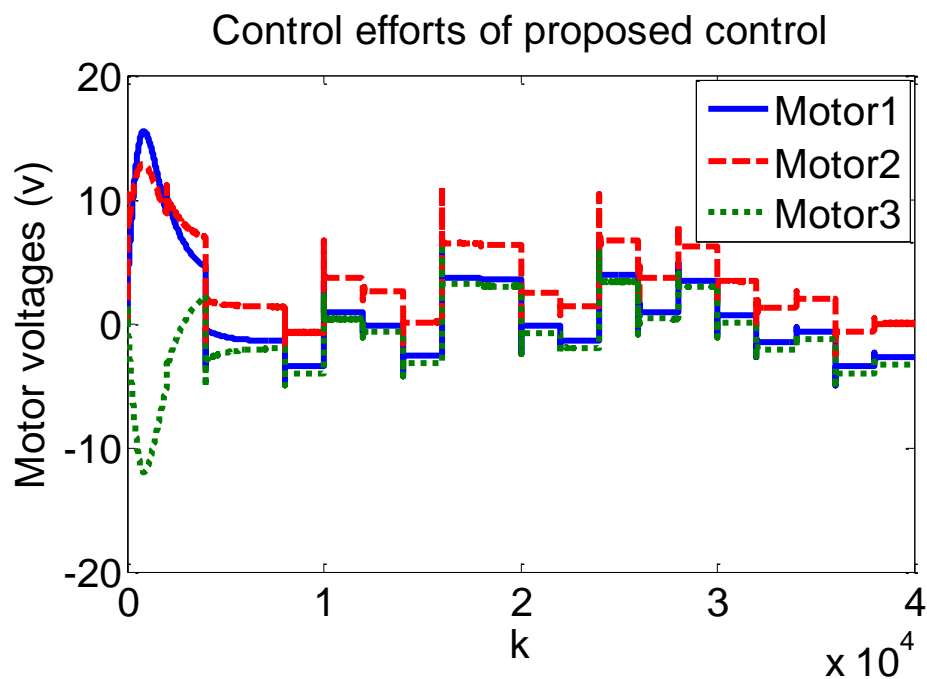


شکل ۷-۱- اغتشاش وارد شده به سیستم

شبه سازی اول: در این قسمت عملکرد تنظیم قانون کنترل پیشنهاد شده را بررسی می‌کنیم. موقعیت های اولیه زاویه مفاصل برابر  $rad [2 \quad 0.5 \quad 0] = \mathbf{q}(0)$  قرار داده شده اند. در حالی که مسیر مطلوب برابر  $rad [1 \quad 1 \quad 1] = \mathbf{q}_d(0)$  است. خطا اولیه به صورت  $rad [-1 \quad 0.5 \quad 1] = \mathbf{q}_d(0) - \mathbf{q}(0)$  است. به منظور ملاحظات موتورها در مقابل ولتاژهای بالا، به ماکزیمم ولتاژ  $40 \text{ V}$  محدود شده اند. همان طور که در شکل ۷-۲ نمایش داده خواهد شد، اندازه خطا تنظیم بعد از  $5$  ثانیه به خوبی کاهش می‌یابد و در پایان ماکزیمم خطا برابر  $10^{-5} \times 3/5$  است. همان طور که در شکل ۷-۳ نشان داده خواهد شد، ولتاژ موتورها کم تر از  $40 \text{ V}$  و بدون هیچ مشکلی در زمان  $40$  ثانیه به سیستم رباتیک اعمال می‌شوند. به منظور جبران گشتاور بار، ولتاژ موتورها در ابتدا به طور ناگهانی افزایش می‌یابند و سپس کاهش می‌یابند. در نتیجه، عدم قطعیت‌ها به خوبی جبران خواهند شد. پرش های سیگنال کنترل در لحظات اعمال اغتشاش خارجی رندم به وجود می‌آیند. تفاوت مقادیر انتهایی ولتاژ به دلیل بار متفاوتی است که هر موتور تحمل می‌کند.



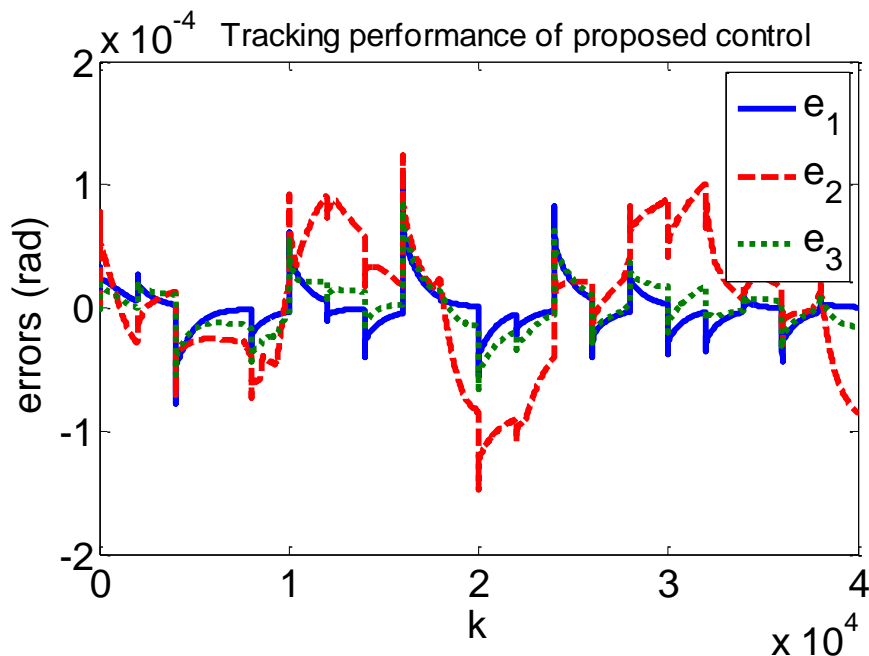
شکل ۷-۲- عملکرد تنظیم کنترل تکراری گسسته بهینه مقاوم (RODR) با استراتژی ولتاژ آزاد از مدل ربات



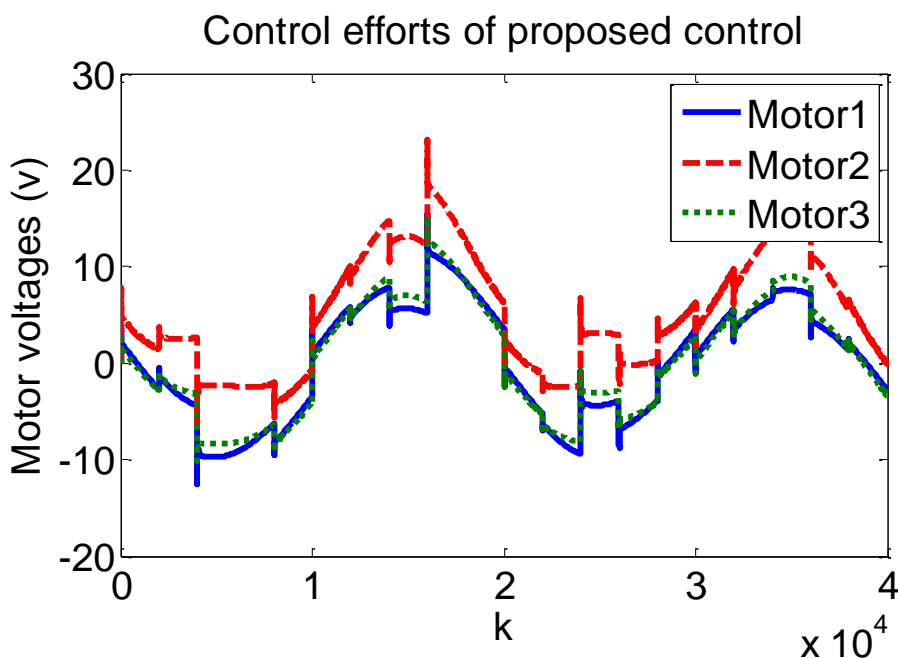
شکل ۷-۳- سیگنال کنترل تکراری گسسته بهینه مقاوم (RODR) با استراتژی ولتاژ آزاد از مدل ربات در عملکرد تنظیم

شبه سازی دوم: در این قسمت سیستم کنترل به منظور عملکرد ردگیری با خطا اولیه صفر به کار گرفته شده و شبه سازی می شود. مطابق شکل ۷-۴ خطا ردگیری جبران می شود و در طول زمان ۴۰ ثانیه

ماکزیمم خطا برابر  $1/5 \times 10^{-5}$  هستند. مطابق شکل ۵-۷ ورودهای کنترل به خوبی و کم تر از ۴۰۷ به موتورها اعمال می‌شوند و عدم قطعیت‌ها به خوبی جبران می‌شوند. پرش‌های سیگنال کنترل در لحظات اعمال اغتشاش رندم به وجود می‌آیند.



شکل ۷-۴- عملکرد ردگیری کنترل تکراری گسسته بهینه مقاوم (RODR) با استراتژی ولتاژ آزاد از مدل ربات



شکل ۷-۵- سیگنال کنترل تکراری گسسته بهینه مقاوم (RODR) با استراتژی ولتاژ آزاد از مدل ربات در عملکرد ردگیری

## فصل هشتم

### ۸ - کنترل بهینه توسط الگوریتم بهینه سازی پرندگان

در عمل کنترل ربات به صورت گسسته انجام می‌شود. پس بهتر است به جای طراحی کنترل پیوسته از کنترل گسسته استفاده نماییم.

در این فصل، به منظور توسعه دادن کنترل گسسته بهینه بازوی مکانیکی ربات، PSO [۱۳] را روی قانون کنترل ولتاژ که در [۲۱] ارائه شده است، به کار می‌بریم که کنترل PSO نامیده می‌شود. پارامترهای طراحی کنترل به منظور مینیمم کردن خطا ردگیری، بهینه می‌شوند. اخیراً PSO را به منظور حل کردن مسائل بهینه سیستم‌های بسیار پیچیده که چندمتغیره با کوپلینگ پیچیده و کاملاً غیر خطی هستند، به صورت موفقیت آمیزی به کار برده شده است. الگوریتم PSO در زمینه‌هایی از شناسایی [۴۲] و کنترل [۴۳] به کار برده شده است. الگوریتم PSO از متدهای ریاضی در سیستم‌های پیچیده بهتر عمل می‌کند زیرا متدهای ریاضی نیاز به مدل مستقل دارند در حالی که PSO مستقل از مدل است. اگرچه، PSO به مدل معین و تکراری نیاز دارد و طراحی کنترل بهینه از نوع برون خطی است.

الگوریتم PSO به صورت موفقیت آمیزی به منظور مسائل بهینه سازی در سیستم‌های پیچیده به کار برده می‌شود. اگر PSO را در سیستم کنترل به کار ببریم، کنترل بهینه توسعه داده خواهد شد. در واقع، پارامترهای طراحی کنترل، بهینه خواهند شد زیرا عملکرد کنترل بهینه بر اساس تابع هزینه بدست خواهد آمد. به منظور به کار بردن PSO نیاز به یک مدل تکراری از سیستم است. بنابراین اغتشاشات خارجی

متغیر با زمان یا پارامترهای متغیر در مدل نمی توانند حضور داشته باشند. الگوریتم PSO به منظور طراحی کنترل بهینه بوسیله پیدا کردن پارامترهای طراحی کنترل بهینه استفاده می شود.

### ۸-۱ طراحی کنترل کننده

معادله الکتریکی موتور به صورت زیر است:

$$u_i = L_{ai} \dot{I}_{ai} + R_{ai} I_{ai} + k_{bi} r_i^{-1} \dot{q}_i \quad (1-8)$$

که برای موتور  $I_{ai}$ ،  $u_i$ ،  $R_{ai}$ ،  $L_{ai}$ ،  $k_{bi}$ ،  $r_i$  و  $q_i$  به ترتیب ولتاژ ورودی، جریان، مقاومت، اندوکتانس، ثابت emf، ضریب چرخ دنده و موقعیت های حقیقی مفاصل هستند. قانون کنترل ولتاژ بر اساس استراتژی کنترل ولتاژ [۲۱] به صورت زیر پیشنهاد شده بود:

$$u_i = L_{ai} \dot{I}_{ai} + R_{ai} I_{ai} + \beta_i (\dot{q}_{di} + k_{pi} (q_{di} - q_i)) \quad (2-8)$$

که  $q_{di}$  موقعیت های مطلوب مفاصل،  $\dot{q}_{di}$  سرعت های مطلوب مفاصل و  $k_{pi}$  پارامتر طراحی کنترل و  $\beta_i = k_{bi} r_i^{-1}$  است.

با جایگزاری (۲-۸) در (۱-۸) دینامیک های خطا به صورت زیر بیان می شود:

$$\dot{q}_{di} - \dot{q}_i + k_{pi} (q_{di} - q_i) = 0 \quad (3-8)$$

بنابراین برای  $k_{pi} > 0$  اگر  $t \rightarrow \infty$  آنگاه  $q_i \rightarrow q_{di}$  نتیجه می شود.

از آن جایی که ثابت زمانی الکتریکی  $R_{ai} / L_{ai}$  خیلی کوچکتر از ثابت زمانی مکانیکی سیستم رباتیک است و  $\dot{I}_{ai}$  نویزی است، می توان  $L_{ai} \dot{I}_{ai}$  را در (۲-۸) حذف کرد و قانون ولتاژ را به صورت زیر ارائه کرد:

$$u_i = R_{ai} I_{ai} + \beta_i (\dot{q}_{di} + k_{pi} (q_{di} - q_i)) \quad (4-8)$$

فرم گسسته (۴-۸) به صورت زیر است:

$$u_{i,s} = R_{ai} I_{ai,s} + \beta_i (\dot{q}_{di,s} + k_{pi} (q_{di,s} - q_{i,s})) \quad (5-8)$$

که  $s$  شماره نمونه با دوره نمونه برداری  $\sigma$  که  $t = s\sigma$  است.  $u_{i,s}$ ،  $I_{ai,s}$ ،  $q_{i,s}$ ،  $q_{di,s}$  و  $\dot{q}_{di,s}$  به ترتیب مقادیر گسسته  $u_i$ ،  $I_{ai}$ ،  $q_i$ ،  $q_{di}$  و  $\dot{q}_{di}$  هستند.

## ۸-۲ الگوریتم بهینه سازی پرندگان

با توجه به معادله (۸-۵)، قانون کنترل گسسته به صورت زیر برای به کار بردن PSO پیشنهاد می‌شود:

$$u_{i,s}(k) = \hat{R}_{ai} I_{ai,s}(k) + \hat{\beta}_i \left( \dot{q}_{di,s}(k) + \hat{k}_{pi} (q_{di,s}(k) - q_{i,s}(k)) \right) \quad (۶-۸)$$

که  $k$  مرحله آموزش است که هر مرحله آموزش یک اجرا سیستم کنترل با پارامترهای داده شده است. پارامترهای  $\hat{R}_{ai}$ ،  $\hat{\beta}_i$  و  $\hat{k}_{pi}$  بوسیله الگوریتم PSO در طول فرایند بهینه سازی محاسبه می‌شوند. تابع هزینه به منظور بهینه سازی به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$f_i(k) = \sum_{s=1}^N \left[ \mu_1 e_{i,s}^2(k) + \mu_2 u_{i,s}^2(k) \right] \quad (۷-۸)$$

پارامترهای  $\mu_1$  و  $\mu_2$  وزن هستند.

در PSO [۱۳]، هر پرنده از مقادیر اولیه شروع می‌کند و به منظور تنظیم کردن موقعیتش  $x_j \in R^p$  و سرعت آن  $v_j \in R^p$ ، طبق تجربه قبلی خودش و محدوده اش حرکت میکند تا زمانی که شرط توقف الگوریتم برقرار شود. در PSO استاندارد، پرنده ها در فضای جستجو که دارای بعد  $P$  به صورت  $R^p$  است، حرکت می‌کند، که  $P$  شماره ی پارامترها است. در این مسیر از معادلات زیر استفاده می‌کنیم:

$$v_j(k+1) = w(k)v_j(k) + c_1 r_1(k)(x_{pbest,j}(k) - x_j(k)) + c_2 r_2(k)(x_{gbest}(k) - x_j(k)) \quad (۸-۸)$$

$$x_j(k+1) = x_j(k) + v_j(k+1) \quad (۹-۸)$$

که  $k$  شماره مراحل آموزش را مشخص می‌کند.  $r_1(k)$  و  $r_2(k)$  مقادیر تصادفی در بازه ی  $[0, 1]$  و  $c_1$  و  $c_2$  ضرایب یادگیرنده است.  $x_{pbest,j}$  بهترین موقعیت در سابقه پرنده  $j$  ام و  $x_{gbest}$  بهترین موقعیت در بین تمامی موقعیت پرنده ها است.  $x_{pbest,j}$  طبق معادله زیر محاسبه می‌شود:

$$x_{pbest,j}(k) = \begin{cases} x_{pbest,j}(k-1) & \text{if } f_i(x_j(k)) \geq f_i(x_{pbest,j}(k-1)) \\ x_j(k) & \text{if } f_i(x_j(k)) < f_i(x_{pbest,j}(k-1)) \end{cases} \quad (10-8)$$

سپس  $x_{gbest}$  طبق معادله زیر محاسبه می‌شود:

$$x_{gbest}(k) \in \{x_{pbest,1}(k), x_{pbest,2}(k), \dots, x_{pbest,m}(k)\} \quad (11-8)$$

$$f_i(x_{gbest}(k)) = \min \{f_i(x_{pbest,1}(k)), f_i(x_{pbest,2}(k)), \dots, f_i(x_{pbest,m}(k))\}$$

که  $m$  تعداد پرنده ها است. چنان که تعداد پرنده ها افزایش یابد، فضای جستجو بهتر پوشش داده می‌شود اما محاسبات پیچیده تر می‌شود. بنابراین تعداد پرنده ها توسط متد آزمایش و خطا تعیین می‌شود. وزن اینرسی  $w(k)$  اثر سرعت قبلی را تعیین می‌کند.  $w(k)$  از  $w_{max}$  شروع می‌کند و به صورت خطی تا پایان در  $w_{min}$  کاهش می‌یابد، به صورت معادله زیر محاسبه می‌شود:

$$w(k) = w_{max} - (w_{max} - w_{min})k / k_{max} \quad (12-8)$$

که  $w_{max}$  مقدار ماکزیمم و  $w_{min}$  مقدار مینیمم و  $k_{max}$  ماکزیمم مرحله آموزش است. وزن اینرسی از  $w_{max}$  با بیشترین شتاب شروع می‌کند و به  $w_{min}$  در پایان با شتاب کم تر هنگام رسیدن به هدف ختم می‌شود.  $w_{min}$  و  $w_{max}$  به صورت  $0 < w_{min} < w_{max} < 1$  انتخاب می‌شوند. به عنوان شرط توقف الگوریتم PSO می‌توان ماکزیمم مرحله آموزش یعنی  $k_{max}$  را تعیین کرد. همچنین می‌توان یک مقدار مشخص برای خطا  $x_j(k+1) - x_j(k)$  تعیین کرد. انتخاب یک مقدار بزرگ برای  $k_{max}$  دقت را افزایش می‌دهد، اگرچه محاسبات بیش تری نیاز دارد.

به منظور پیشرفت همگرایی، می‌توان محدودیت‌هایی برای موقعیت‌های پرنده ها قرار دهیم. اگر آن‌ها از آن محدوده خارج شدند، مقادیر قبلی سرعت و موقعیت برای آن‌ها لحاظ شود.

الگوریتم PSO به صورت زیر استفاده خواهد شد:

مرحله اول: شماره مرحله آموزش ( $k$ ) در ابتدا مقدار یک را می‌گیرد. در ابتدا موقعیت‌های همه پرنده‌ها در محدوده مناسب و سرعت‌های آن‌ها برابر مقدار صفر انتخاب می‌شوند.

مرحله دوم: تابع هزینه هر پرنده در هر مفصل محاسبه می‌شود.

مرحله سوم:  $x_{pbest,j}(k)$  و  $x_{gbest}(k)$  به ترتیب طبق معادله های (۸-۱۰) و (۸-۱۱) تعیین خواهند شد.

مرحله چهارم: سرعت و موقعیت پرنده ها به ترتیب طبق معادله های (۸-۸) و (۸-۹) مقادیر جدید را اختیار خواهند کرد.

مرحله پنجم:  $k = k + 1$  قرار داده خواهد شد.

مرحله ششم: به مرحله ۲ رفته و الگوریتم را تا زمانی که شرط های لازم برقرار شوند، ادامه خواهیم داد.

### ۸-۳ نتایج شبیه سازی

پارامترهای موتورهای مطابق جدول ۵-۱ هستند. مسیر مطلوب به صورت زیر در نظر گرفته خواهد شد:

$$\mathbf{q}_d = [\cos(0.1\pi t) \quad \cos(0.1\pi t) \quad \cos(0.1\pi t)]^T \quad (۸-۱۳)$$

که  $\mathbf{q}_d$  برداری از موقعیت های مطلوب مفاصل با دوره ۲۰ ثانیه است.

به منظور نشان دادن عملکرد قانون کنترل پیشنهاد شده تعدادی شبیه سازی ارائه خواهد شد. مسیر مرجع به اندازه کافی پیوسته و مشتق پذیر است و موتورها به اندازه کافی قوی هستند تا ربات بتواند مسیر مطلوب را ردگیری کند. شبیه سازی را به مدت دو دوره به منظور نمایش حرکت تکراری اجرا خواهیم کرد.

مدل سیستم به منظور اجرا PSO باید تکرار شود. بنابراین، الگوریتم PSO را بر روی سیستم بدون حضور عدم قطعیت ها به کار برده خواهد شد.

سپس به منظور ارزیابی عملکرد کنترل PSO، آن را با حضور عدم قطعیت به کار می‌بریم. عدم قطعیت ممکن است شامل اغتشاشات خارجی، دینامیک های مدل نشده و عدم قطعیت پارامتری باشد. به منظور بررسی عدم قطعیت پارامتری، مقادیر پارامترهای نامی برابر ۹۵٪ مقادیر حقیقی آن ها، قرار داده شده است. اغتشاش خارجی به صورت یک سیگنال تصادفی با مقادیر ماکزیمم +۴۷ و مقدار مینیمم -۴۷ با



پریود ۲ ثانیه مطابق شکل ۸-۱ به ورودی هر موتور داده شده است. عدم قطعیت نامعلوم است، اگرچه در این شبیه سازی ها اغتشاش های محدود به منظور چک کردن عملکرد سیستم کنترل به کار گرفته خواهد شد. به منظور ملاحظات موتورها در مقابل ولتاژهای بالا به ماکزیمم ۴۰۷ محدود شده اند.

شبیه سازی اول: در این قسمت عملکرد تنظیم کنترل PSO شبیه سازی شده است. موقعیت های اولیه زاویه مفاصل برابر  $\mathbf{q}(\cdot) = [0 \quad 0.5 \quad 2] \text{rad}$  قرار داده شده اند. در حالی که مسیر مطلوب برابر

$\mathbf{q}_d(\cdot) = [1 \quad 1 \quad 1] \text{rad}$  است. خطا اولیه به صورت  $\mathbf{q}_d(\cdot) - \mathbf{q}(\cdot) = [1 \quad 0.5 \quad -1] \text{rad}$  است. پارامترهای

الگوریتم PSO برابر  $c_1 = 2$ ،  $c_2 = 2$ ،  $w_{\min} = 0.4$ ،  $w_{\max} = 0.9$ ،  $\mu_1 = 300$ ،  $\mu_2 = 1$ ،  $k_{\max} = 100$  و  $m = 5$

هستند. پارامترهای طراحی کنترل  $\hat{R}_{ai}$ ،  $\hat{\beta}_i$  و  $\hat{k}_{pi}$  برای هر مفصل به کار برده شده است یعنی  $P = 3$

است. پارامترها به صورت  $1 \leq \hat{R}_{ai} \leq 1/26$ ،  $23 \leq \hat{\beta}_i \leq 29$  و  $0.001 \leq \hat{k}_{pi} \leq 30$  برای  $i = 1, 2, 3$  محدود شده اند.

پارامترهای بهینه که با استفاده از الگوریتم PSO بدست آمده اند در جدول ۸-۱ داده شده است.

همگرایی تابع هزینه مفصل دوم در طول فرایند بهینه سازی در شکل ۸-۲ نمایش داده شده است. همان

طور که در شکل ۸-۳ عملکرد تنظیم سیستم حقیقی نمایش داده خواهد شد، خطاها بعد از ۵ ثانیه

کاهش می یابند و در پایان، ماکزیمم خطا تنظیم برابر ۰/۲ است.

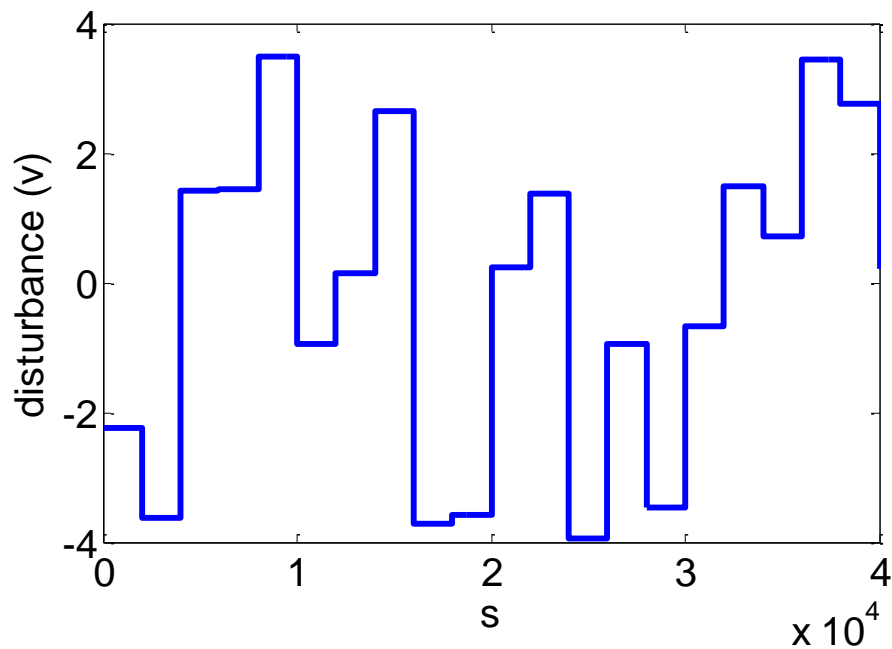
مطابق شکل ۸-۴ ولتاژ موتورها کم تر از ۴۰۷ و بدون هیچ مشکلی در زمان ۴۰ ثانیه به سیستم رباتیک

اعمال می شوند. ولتاژ موتورهای سیستم حقیقی در ابتدا به منظور جبران گشتاور بار به صورت ناگهانی

افزایش می یابند و سپس کاهش می یابند و در طول زمان شبیه سازی ۴۰ ثانیه به خوبی و در محدوده

مجاز به موتورها اعمال می شوند. پرش های سیگنال کنترل در لحظات اعمال اغتشاش خارجی تصادفی به

وجود می آیند. تفاوت مقادیر انتهایی ولتاژ به دلیل بار متفاوتی است که هر موتور تحمل می کند.



شکل ۸-۱- اغتشاش وارد شده به سیستم

جدول ۸-۱- پارامترهای بهینه بدست آمده برای عملکرد تنظیم

مفصل	$\hat{R}_{ii}$	$\hat{\beta}_i$	$\hat{k}_{pi}$
۱	۱/۰۴۴	۲۵/۵۹	۱/۱۰۴
۲	۱/۲۴	۲۸/۶۶	۰/۴۸۶
۳	۱	۲۳	۰/۸۳

همان طور که در شکل ۸-۵ عملکرد تنظیم سیستم نامی نمایش داده خواهد شد، خطاها بعد از ۵ ثانیه کاهش می‌یابند و در پایان، ماکزیمم خطا تنظیم برابر ۰/۰۰۷ است.

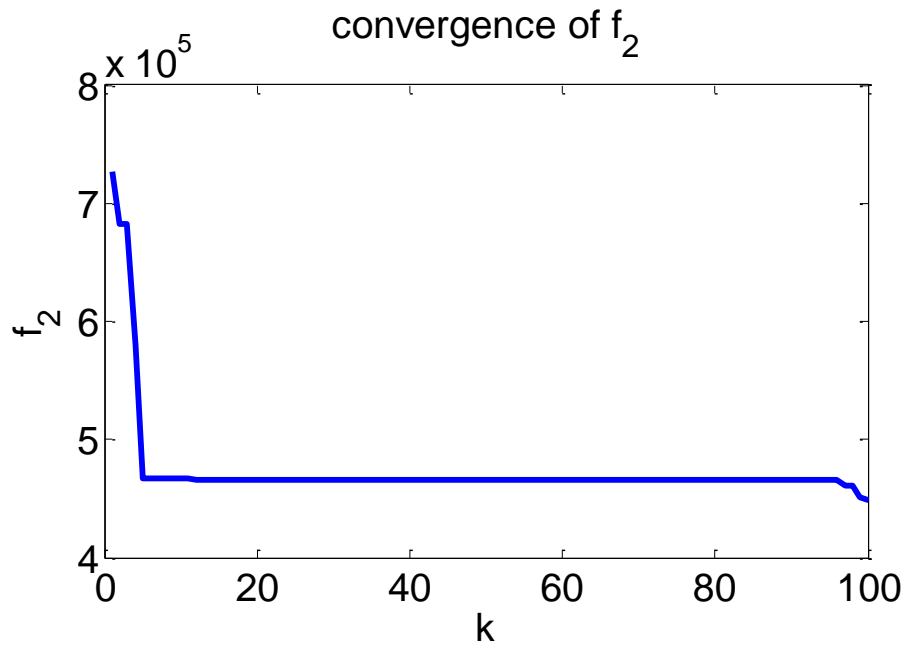
مطابق شکل ۸-۶ ولتاژ موتورها کم تر از ۴۰۷ و بدون هیچ مشکلی در زمان ۴۰ ثانیه به سیستم رباتیک اعمال می‌شوند. ولتاژ موتورهای سیستم نامی در ابتدا به منظور جبران گشتاور بار به صورت ناگهانی افزایش و سپس کاهش می‌یابد و در طول زمان شبیه سازی ۴۰ ثانیه در محدوده مجاز به موتورها اعمال می‌شوند. تفاوت مقادیر انتهایی ولتاژ به دلیل بار متفاوتی است که هر موتور تحمل می‌کند. مقایسه شکل ۸-۳ و ۸-۵ نشان می‌دهد که هنگامی که کنترل بهینه بدست آمده توسط الگوریتم PSO بر روی سیستم حقیقی به کار می‌بریم عملکرد آن به مقدار زیادی تنزل می‌یابد.

شبه سازی دوم: در این قسمت عملکرد ردگیری کنترل PSO با خطای اولیه صفر ارزیابی شده است. پارامترهای الگوریتم  $c_1=2$  ،  $c_2=2$  ،  $w_{max}=0.4$  ،  $w_{min}=0.9$  ،  $\mu_1=5000$  ،  $\mu_2=1$  ،  $k_{max}=100$  و  $m=5$  هستند. پارامترهای بهینه که با الگوریتم PSO بدست آمده اند در جدول ۸-۲ داده شده اند. همگرایی تابع هزینه مفصل دوم در طول فرایند بهینه سازی مطابق شکل ۸-۷ نمایش داده شده است. که همان طور که ملاحظه می شود از مرحله ۱۲ به بعد تغییری در مقدار تابع هزینه ایجاد نشده است و اما به دلیل شرط توقف که  $k_{max}=100$  بود الگوریتم تا مرحله ۱۰۰ اجرا شده است.

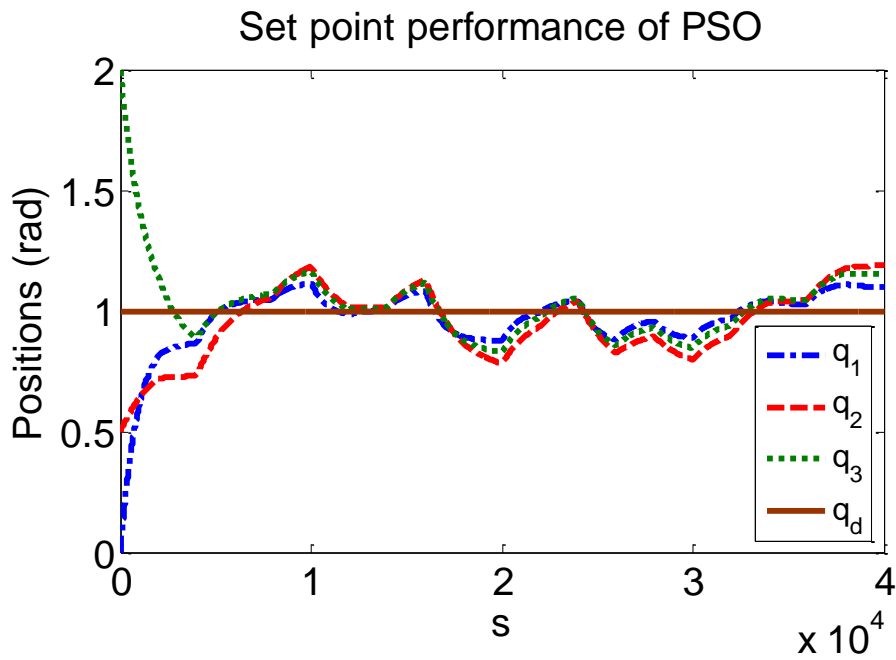
عملکرد ردگیری سیستم حقیقی در شکل ۸-۸ نمایش داده شده است که ماکزیمم خطا ردگیری برابر ۰/۲۶ است. مطابق شکل ۸-۹ ولتاژ موتورهای سیستم حقیقی در محدوده مجاز به موتورها اعمال می شوند. پرش های سیگنال کنترل در لحظات اعمال اغتشاش تصادفی به وجود می آید. عملکرد ردگیری سیستم نامی در شکل ۸-۱۰ نمایش داده شده است که ماکزیمم خطا ردگیری برابر ۰/۰۰۹۵ است. مطابق شکل ۸-۱۱ ولتاژ موتورها در سیستم نامی به خوبی در محدوده مجاز به سیستم رباتیک اعمال شده اند.

جدول ۸-۲- پارامترهای بهینه بدست آمده برای عملکرد ردگیری

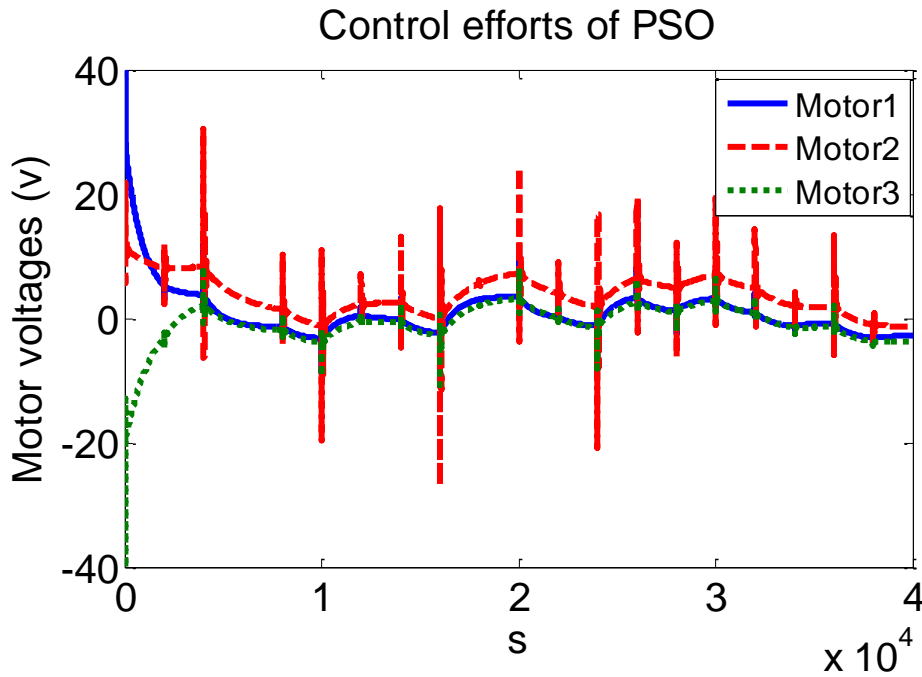
مفصل	$\hat{R}_{ai}$	$\hat{\beta}_i$	$\hat{k}_{pi}$
۱	۱/۲۲	۲۵/۶۳	۰/۳۵
۲	۱/۱۸	۲۵/۶۶	۲۶/۲
۳	۱/۲۲	۲۵/۷۵	۱۷/۱۲



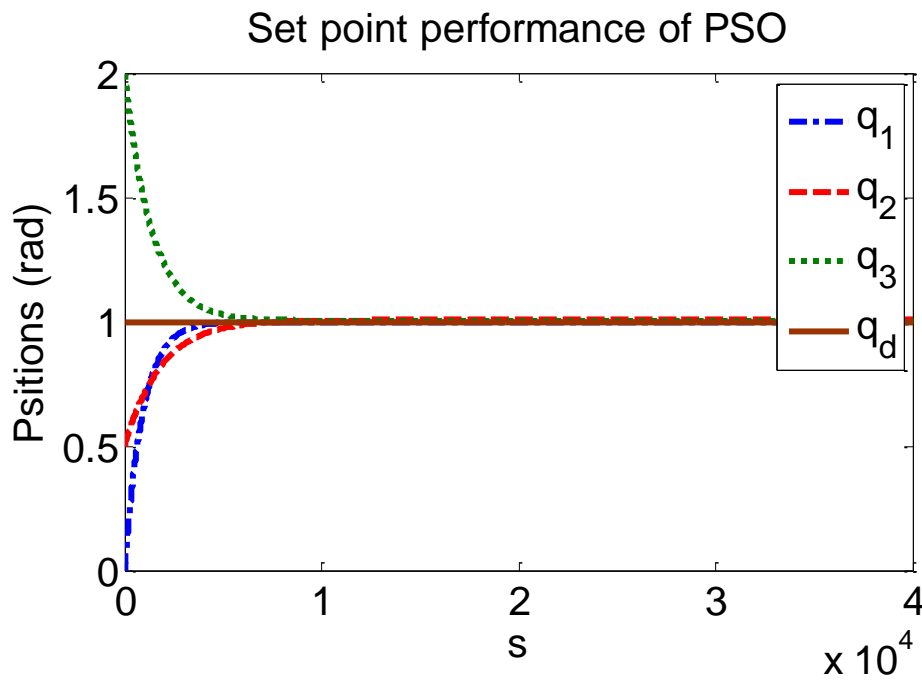
شکل ۸-۲- همگرایی تابع هزینه مفصل دوم در عملکرد تنظیم



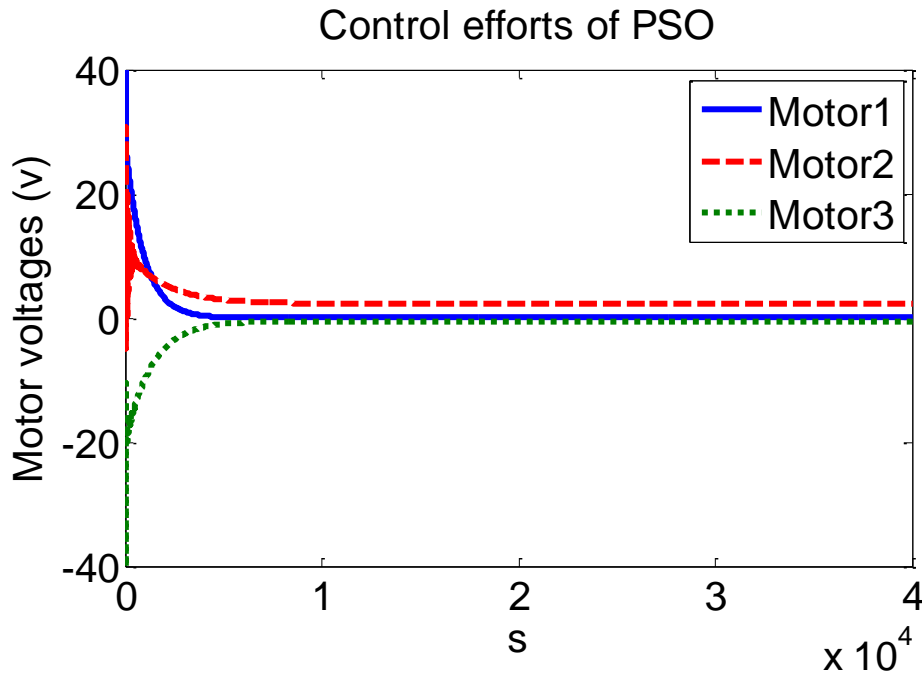
شکل ۸-۳- عملکرد تنظیم کنترل بهینه توسط الگوریتم بهینه سازی پرندگان (PSO) بر روی سیستم حقیقی



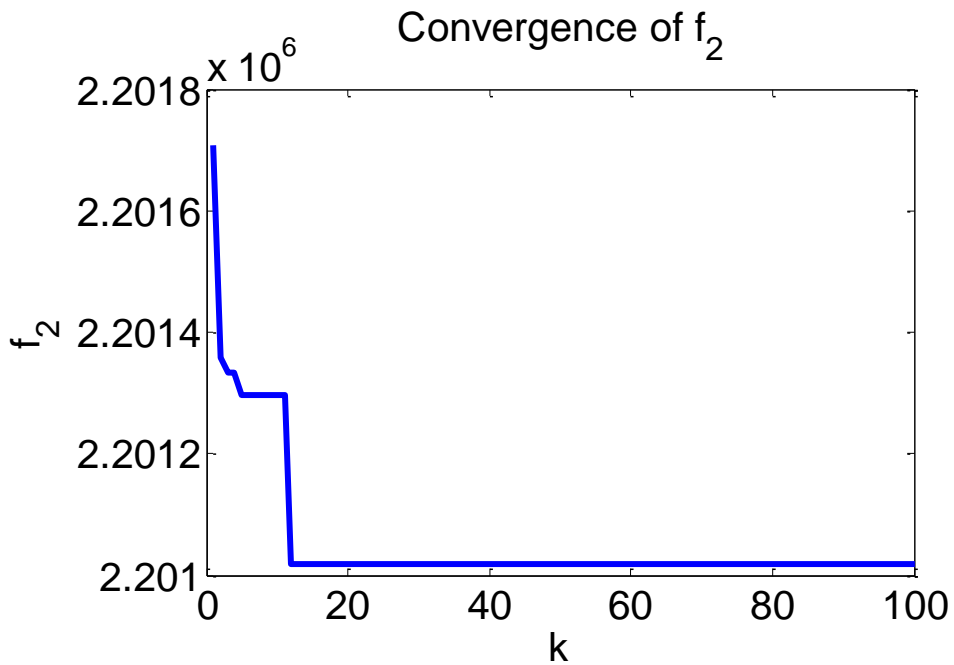
شکل ۸-۴- سیگنال کنترل بهینه توسط الگوریتم بهینه سازی پرندگان (PSO) بر روی سیستم حقیقی در عملکرد تنظیم



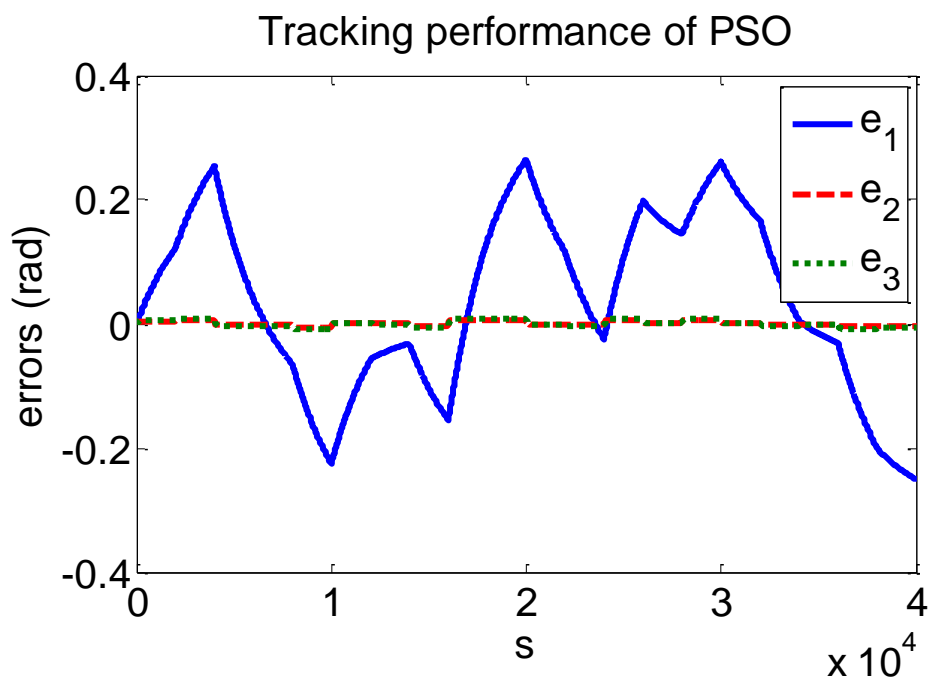
شکل ۸-۵- عملکرد تنظیم کنترل بهینه توسط الگوریتم بهینه سازی پرندگان (PSO) بر روی سیستم نامی



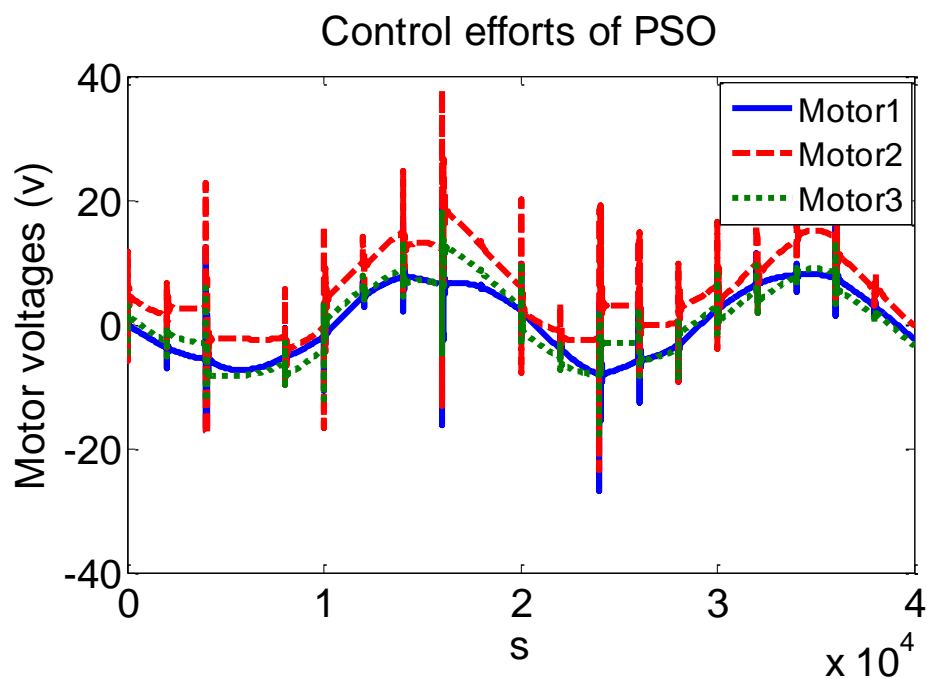
شکل ۸-۶- سیگنال کنترل بهینه توسط الگوریتم بهینه سازی پرندگان (PSO) بر روی سیستم نامی در عملکرد تنظیم



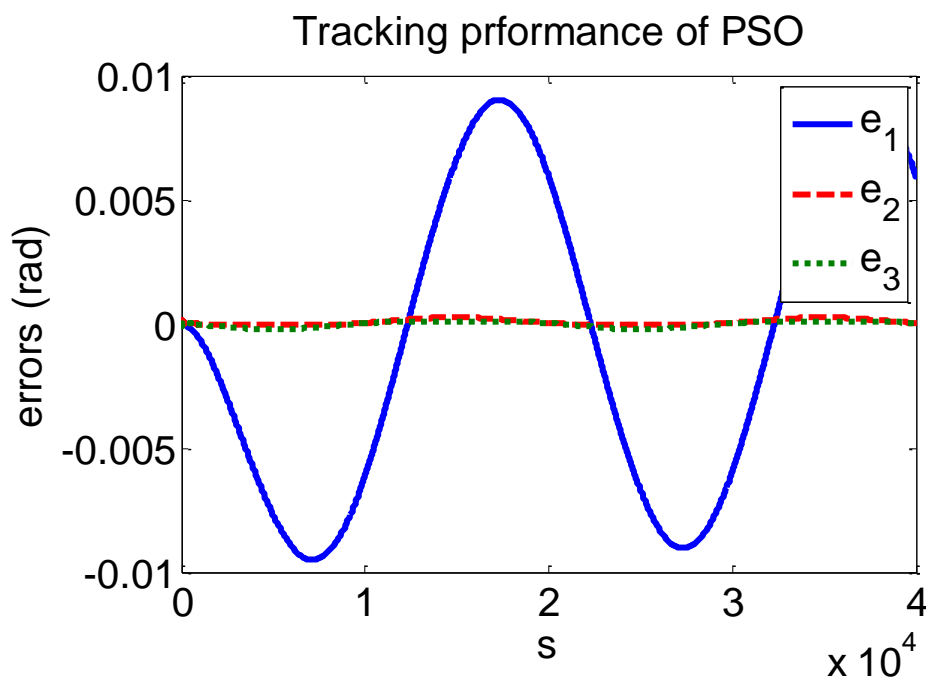
شکل ۸-۷- همگرایی تابع هزینه مفصل دوم در عملکرد ردگیری



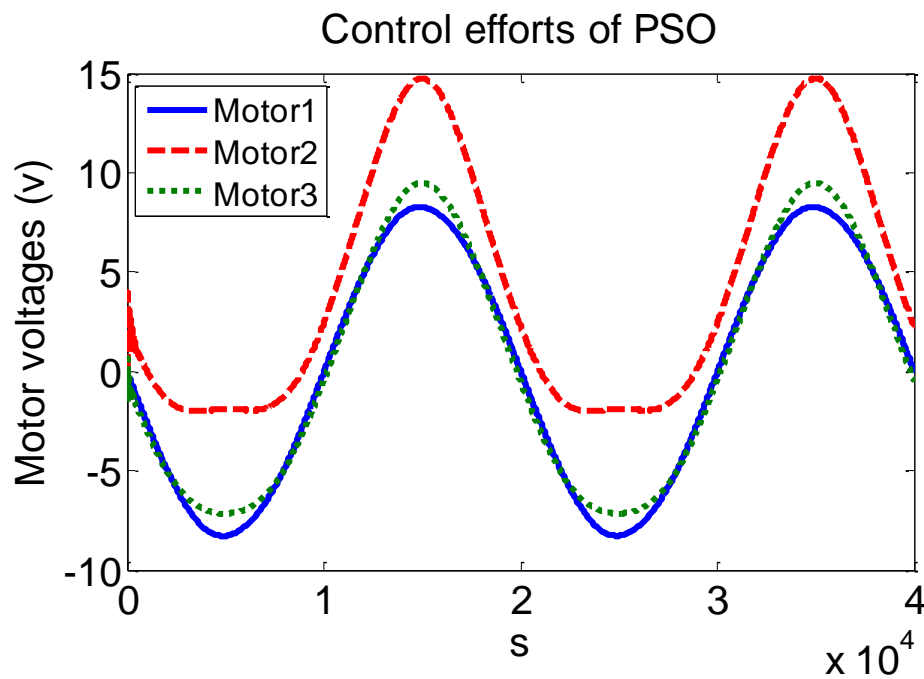
شکل ۸-۸- عملکرد ردگیری کنترل بهینه توسط الگوریتم بهینه سازی پرندگان (PSO) بر روی سیستم حقیقی



شکل ۸-۹- سیگنال کنترل بهینه توسط الگوریتم بهینه سازی پرندگان (PSO) بر روی سیستم حقیقی در عملکرد ردگیری



شکل ۸-۱۰- عملکرد ردگیری کنترل بهینه توسط الگوریتم بهینه سازی پرندگان (PSO) بر روی سیستم نامی



شکل ۸-۱۱- سیگنال کنترل بهینه توسط الگوریتم بهینه سازی پرندگان (PSO) بر روی سیستم نامی در عملکرد ردگیری



## فصل نهم

### ۹- نتیجه گیری و پیشنهادات

در فصل سوم بر اساس استراتژی گشتاور، کنترلی بر مبنای مدل مطرح شده است. از طرفی به دلیل آنکه حضور محرکه ها معادلات سیستم رباتیک را پیچیده می نماید در روش مرسوم استراتژی گشتاور از حضور محرکه ها در معادلات سیستم رباتیک صرفنظر می شود که این ضعف استراتژی گشتاور است. تاکنون استراتژی کنترل گشتاور، استراتژی کنترل رایج برای کنترل بازوهای مکانیکی ربات بوده است. اگرچه، کاربرد استراتژی گشتاور مشکلاتی دارد، زیرا قانون های کنترل گشتاور بوسیله دینامیک های بازوی مکانیکی تحت تأثیر است. از طرفی دینامیک های بازوی مکانیکی کاملاً غیر خطی، با کوپلینگ پیچیده و محاسبات پیچیده است. این کنترل بر اساس مدل به دینامیک ربات وابسته است.

در فصل چهارم روش کنترل درجه دو خطی گسسته سیستم های خطی و الگوریتم آن بیان شد. به دلیل آنکه ربات به شدت غیر خطی همراه با تزویج سنگین و چندمتغیره و همراه با عدم قطعیت است، کنترل DLQ ربات نیز با چالش های مختلفی روبرو است. به همین دلیل در فصل های پنجم و ششم و هفتم مدل های گسسته خطی سیستم رباتیک ارائه شده و کنترل آن فرموله شد.

در فصل پنجم کنترل بهینه درجه دو خطی گسسته ربات با استراتژی گشتاور بیان شد. قانون کنترل به صورت گشتاور تولید شده توسط موتورهای DC مغناطیسی در وضعیت کنترل جریان است. جریان موتور توسط کنترل کننده تناسبی انتگرالی (PI) تنظیم می شود. قانون کنترل شامل دو ترم کنترل کننده DLQ و کنترل کننده تأخیر زمانی مقاوم است. به منظور به کار بردن کنترل DLQ مدل متغیر با زمان گسسته خطی همراه با عدم قطعیت طراحی شد. مدل پیشنهاد شده با سیستم حقیقی کاملاً

متفاوت است. به منظور جبران کردن عدم قطعیت مدل، کنترل کننده تأخیر زمانی مقاوم به کار بردیم. همچنین به آنالیز پایداری کنترل پیشنهاد شده پرداختیم. نتایج شبیه سازی، مفید بودن روش کنترل پیشنهادی را نشان می‌دهد. کنترل کننده تأخیر زمانی عدم قطعیت‌ها و ترم های غیرخطی را به خوبی جبران می‌کند.

در فصل ششم کنترل بهینه درجه دو خطی گسسته ربات با روش ولتاژ وابسته به دینامیک ربات طراحی شد. کنترل ولتاژ سیستم رباتیک شامل بازوی مکانیکی ربات و موتورهای مفصل آن را در نظر می‌گیرد. در مقابل آن کنترل گشتاور دینامیک های موتور را در نظر نمی‌گیرد. همچنین به منظور به کار بردن DLQ، یک مدل متغیر با زمان گسسته خطی همراه با عدم قطعیت برای سیستم رباتیک طراحی و به کار بردیم. سپس عدم قطعیت مدل با به کار بردن کنترل کننده تأخیر زمانی مقاوم جبران شد. کنترل کننده مقاوم به تخمین و جبران عدم قطعیت می‌پردازد. در نتیجه توانستیم از مدل نامی برای طراحی کنترل DLQ استفاده کنیم. بنابراین به کنترل بهینه سیستم غیر خطی رباتیک دست پیدا کردیم. کنترل کننده مقاوم بوسیله کاهش عدم قطعیت باقی مانده در سیستم حلقه بسته، نقش مهمی در در پیشرفت عملکرد سیستم کنترل بازی می‌کند. نتایج شبیه سازی نقش مهم کنترل کننده مقاوم را در ردگیری دقیق نشان می‌دهد. کنترل پیشنهاد شده برای جبران خطاهای غیر تکراری و رنج وسیعی از عدم قطعیت ها شامل خطای پارامتری، دینامیک مدل نشده و اغتشاشات خارجی به خوبی عمل می‌کند

مطابق آن چه در فصل هفتم بیان شد، به کار بردن کنترل DLQ به دلیل وجود غیر خطی ها و کوپلینگ و عدم قطعیت در دینامیک های ربات، با مشکلاتی روبرو می‌شود. در این فصل کنترل بهینه تکراری درجه دو خطی گسسته ربات با استراتژی ولتاژ آزاد از مدل ربات فرموله شد. با استفاده از استراتژی کنترل ولتاژ به مدل نامتغیر با زمان گسسته خطی همراه با عدم قطعیت دست پیدا کردیم. همه ترم‌های غیر خطی ها و عدم قطعیت ها به صورت یک عدم قطعیت کلی در مدل در نظر گرفته شده است. سپس

کنترل کننده تأخیر زمانی مقاوم به منظور جبران کل عدم قطعیت به کار برده شد. در نتیجه، کنترل DLQ به راحتی و بدون هیچ مشکلی بر روی مدل نا متغیر با زمان گسسته خطی عمل می کند. سیستم حلقه بسته طبق آنالیز پایداری مفید است در حالی که عملکرد بهینه سیستم رباتیک توسط کنترل DLQ و مقاومت سیستم کنترل در حضور عدم قطعیت ها توسط کنترل کننده تأخیر زمانی مقاوم تضمین شده است. سیستم کنترل توانست به رنج وسیعی از عدم قطعیت ها شامل اغتشاشات خارجی، عدم قطعیت پارامتری و دینامیک های مدل نشده غلبه کند. در صورتی که عدم قطعیت پیوسته و مشتق پذیر باشد و دوره نمونه برداری به اندازه کافی کوچک باشد، عملکرد کنترل تأخیر زمانی مقاوم پیشرفت می کند.

در بخش هشتم الگوریتم PSO را برای طراحی کنترل کننده بهینه به کار بردیم. به کار بردن PSO در مسائل بهینه سازی در سیستم های بسیار پیچیده مفید است. زیرا PSO مستقل از مدل است. الگوریتم PSO بر اساس بهینه سازی پارامترهای کنترل، کنترل بهینه را نتیجه می دهد. از آن جایی که اجرا PSO به روی سیستم حقیقی به دلیل وجود مشکلات زیاد برای اجرای مداوم سیستم حقیقی، کاربردی نیست و با توجه به اینکه PSO به یک سیستم تکرارپذیر نیاز دارد، اغتشاشات خارجی متغیر با زمان، پارامترهای متغیر و اصطکاک عملکرد PSO را تنزل می دهد بنابراین PSO را به روی مدل تکرار پذیر به کار بردیم. از آن جایی که مدل با سیستم حقیقی متفاوت است، کنترلی که توسط اجرا الگوریتم PSO بر روی سیستم نامی بدست آمد، نمی توانست کنترلی بهینه برای سیستم حقیقی باشد.

پیشنهادات به صورت زیر ارائه می شود:

۱- اجرای عملی قوانین کنترلی

۲- توسعه روش های کنترل گسسته سیستم های خطی

۳- مقایسه روش های مختلف بهینه سازی هوشمند

## پیوست-الف

### معادلات دینامیکی ربات هنرمند

معادله دینامیکی ربات به صورت زیر است:

$$\mathbf{D}(\mathbf{q})\ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})\dot{\mathbf{q}} + \mathbf{g}(\mathbf{q}) = \mathbf{T}$$

ماتریس های  $\mathbf{D}(\mathbf{q})$ ،  $\mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})$ ،  $\mathbf{g}(\mathbf{q})$  به صورت زیر هستند:

$$\mathbf{D}(\mathbf{q}) = \begin{bmatrix} D11 & D12 & D13 \\ D21 & D22 & D23 \\ D31 & D32 & D33 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) = \begin{bmatrix} C11 & C12 & C13 \\ C21 & C22 & C23 \\ C31 & C32 & C33 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{g} = \begin{bmatrix} g1 \\ g2 \\ g3 \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned} D11 = & m_3 a_3 x_3 - 0.5 I x_2 \cos(2q_2) + I x_2 \sin(2q_2) + 0.5 m_3 a_2^2 \cos(2q_2) + 0.5 m_3 x_3^2 \cos(2q_3 + 2q_2) + I y y_1 + \\ & 0.5 I y y_2 \cos(2q_2) - m_3 a_3 y_3 \sin(2q_3 + 2q_2) + m_3 a_3 x_3 \cos(2q_3 + 2q_2) + 0.5 I x x_3 + 0.5 m_3 a_3^2 \cos(2q_3 + 2q_2) + \\ & m_3 a_3 a_2 \cos(2q_2 + q_3) - m_3 a_2 y_3 \sin(2q_2 + q_3) - m_3 x_3 y_3 \sin(2q_3 + 2q_2) - m_3 a_2 y_3 \sin(q_3) + m_3 \cos(q_3) a_3 a_2 + \\ & m_3 a_2 x_3 \cos(q_3) + 0.5 m_2 x_2^2 + m_3 a_2 x_3 \cos(2q_2 + q_3) + 0.5 I y y_3 \cos(2q_3 + 2q_2) + 0.5 m_2 y_2^2 + 0.5 m_3 y_3^2 + \\ & 0.5 I y y_2 - 0.5 m_3 y_3^2 \cos(2q_3 + 2q_2) - 0.5 I x x_3 \cos(2q_3 + 2q_2) + I x y_3 \sin(2q_3 + 2q_2) + 0.5 I x x_2 + m_2 z_2^2 + m_1 z_1^2 + \\ & m_1 x_1^2 + m_2 a_2 x_2 + 0.5 m_3 a_3^2 + m_3 z_3^2 + 0.5 I y y_3 + 0.5 m_3 x_3^2 + 0.5 m_2 a_2^2 + 0.5 m_3 a_2^2 + 0.5 m_2 x_2^2 \cos(2q_2) - \\ & 0.5 m_2 y_2^2 \cos(2q_2) + 0.5 m_2 a_2^2 \cos(2q_2) + m_2 a_2 x_2 \cos(2q_2) - m_2 a_2 y_2 \sin(2q_2) - m_2 x_2 y_2 \sin(2q_2) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} D12 = & I y z_3 \cos(q_3 + q_2) + I x z_3 \sin(q_3 + q_2) - m_3 z_3 a_3 \sin(q_3 + q_2) - m_3 z_3 \sin(q_3 + q_2) x_3 + \sin(q_2) I x z_2 + \\ & \cos(q_2) I y z_2 - m_3 z_3 \cos(q_3 + q_2) y_3 - m_2 z_2 \cos(q_2) y_2 - m_2 z_2 \sin(q_2) x_2 - m_2 z_2 \sin(q_2) a_2 - m_3 z_3 \sin(q_2) a_2 \end{aligned}$$

$$D13 = Iyz_3 \cos(q_3 + q_2) + Ixz_3 \sin(q_3 + q_2) - m_3 z_3 a_3 \sin(q_3 + q_2) - m_3 z_3 \sin(q_3 + q_2) x_3 - m_3 z_3 \cos(q_3 + q_2) y_3$$

$$D22 = Izz_2 + 2m_3 a_3 x_3 + m_2 x_2^2 + m_2 y_2^2 + m_3 y_3^2 + Izz_3 - 2m_3 a_2 y_3 \sin(q_3) + 2m_3 \cos(q_3) a_3 a_2 + 2m_2 a_2 x_2 + m_3 a_3^2 + m_3 x_3^2 + 2m_3 a_2 x_3 \cos(q_3) + m_2 a_2^2 + m_3 a_2^2$$

$$D23 = 2m_3 a_3 x_3 + m_3 y_3^2 + Izz_3 - m_3 a_2 y_3 \sin(q_3) + m_3 \cos(q_3) a_3 a_2 + m_3 a_3^2 + m_3 x_3^2 + m_3 a_2 x_3 \cos(q_3)$$

$$D33 = 2m_3 a_3 x_3 + m_3 y_3^2 + Izz_3 + m_3 a_3^2 + m_3 x_3^2, \quad D21 = D12, \quad D31 = D13, \quad D32 = D23$$

$$C11 = \left( \begin{aligned} & -m_2 a_2 x_2 \sin(2q_2) - m_2 a_2 y_2 \cos(2q_2) - m_2 x_2 y_2 \cos(2q_2) - m_3 a_3 y_3 \cos(2q_3 + 2q_2) - \\ & m_3 a_2 x_3 \sin(2q_2 + q_3) - m_3 x_3 y_3 \cos(2q_2 + 2q_3) - m_3 a_3 x_3 \sin(2q_2 + 2q_3) - m_3 a_2 y_3 \cos(2q_2 + q_3) - \\ & m_3 a_3 a_2 \sin(2q_2 + q_3) + 0.5 Ixx_3 \sin(2q_2 + 2q_3) - 0.5 Iyy_2 \sin(2q_2) + Ixy_2 \cos(2q_2) + Ixy_3 \cos(2q_2 + 2q_3) - \\ & 0.5 m_3 a_2^2 \sin(2q_2) + 0.5 m_2 y_2^2 \sin(2q_2) - 0.5 m_2 a_2^2 \sin(2q_2) - 0.5 m_2 x_2^2 \sin(2q_2) - 0.5 m_3 a_3^2 \sin(2q_3 + 2q_2) + \\ & 0.5 m_3 y_3^2 \sin(2q_2 + 2q_3) - 0.5 m_3 x_3^2 \sin(2q_3 + 2q_2) - 0.5 Iyy_3 \sin(2q_3 + 2q_2) + 0.5 Ixx_2 \sin(2q_2) \end{aligned} \right) \dot{q}_2$$

$$+ \left( \begin{aligned} & -0.5 m_3 a_2 y_3 \cos(q_3) - 0.5 m_3 a_2 x_3 \sin(q_3) - m_3 a_3 y_3 \cos(2q_2 + 2q_3) - 0.5 m_3 a_2 x_3 \sin(2q_2 + q_3) - \\ & m_3 x_3 y_3 \cos(2q_2 + 2q_3) - m_3 a_3 x_3 \sin(2q_2 + 2q_3) - 0.5 m_3 a_2 y_3 \cos(2q_2 + q_3) - 0.5 m_3 a_3 a_2 \sin(2q_2 + q_3) - \\ & 0.5 m_3 \sin(q_3) a_3 a_2 + 0.5 Ixx_3 \sin(2q_2 + 2q_3) + Ixy_3 \cos(2q_2 + 2q_3) - 0.5 m_3 a_3^2 \sin(2q_2 + 2q_3) + \\ & 0.5 m_3 y_3^2 \sin(2q_2 + 2q_3) - 0.5 m_3 x_3^2 \sin(2q_2 + 2q_3) - 0.5 Iyy_3 \sin(2q_2 + 2q_3) \end{aligned} \right) \dot{q}_3$$

$$C12 = \left( \begin{aligned} & -m_2 a_2 x_2 \sin(2q_2) - m_2 a_2 y_2 \cos(2q_2) - m_2 x_2 y_2 \cos(2q_2) - m_3 a_3 y_3 \cos(2q_3 + 2q_2) - \\ & m_3 a_2 x_3 \sin(2q_2 + q_3) - m_3 x_3 y_3 \cos(2q_2 + 2q_3) - m_3 a_3 x_3 \sin(2q_2 + 2q_3) - m_3 a_2 y_3 \cos(2q_2 + q_3) - \\ & m_3 a_3 a_2 \sin(2q_2 + q_3) + 0.5 Ixx_3 \sin(2q_2 + 2q_3) - 0.5 Iyy_2 \sin(2q_2) + Ixy_2 \cos(2q_2) + Ixy_3 \cos(2q_2 + 2q_3) - \\ & 0.5 m_3 a_2^2 \sin(2q_2) + 0.5 m_2 y_2^2 \sin(2q_2) - 0.5 m_2 a_2^2 \sin(2q_2) - 0.5 m_2 x_2^2 \sin(2q_2) - 0.5 m_3 a_3^2 \sin(2q_3 + 2q_2) + \\ & 0.5 m_3 y_3^2 \sin(2q_2 + 2q_3) - 0.5 m_3 x_3^2 \sin(2q_3 + 2q_2) - 0.5 Iyy_3 \sin(2q_3 + 2q_2) + 0.5 Ixx_2 \sin(2q_2) \end{aligned} \right) \dot{q}_1$$

$$+ \left( \begin{aligned} & -m_2 z_2 \cos(q_2) x_2 - m_3 z_3 a_3 \cos(q_3 + q_2) - m_3 z_3 \cos(q_3 + q_2) x_3 + m_3 z_3 \sin(q_3 + q_2) y_3 - Iyz_3 \sin(q_3 + q_2) + \\ & Ixz_3 \cos(q_3 + q_2) + m_2 z_2 \sin(q_2) y_2 - m_3 z_3 \cos(q_2) a_2 + \cos(q_2) Ixz_2 - \sin(q_2) Iyz_2 - m_2 z_2 \cos(q_2) a_2 \end{aligned} \right) \dot{q}_2$$

$$+ \left( \begin{aligned} & -m_3 z_3 a_3 \cos(q_3 + q_2) - m_3 z_3 \cos(q_3 + q_2) x_3 + m_3 z_3 \sin(q_3 + q_2) y_3 - Iyz_3 \sin(q_3 + q_2) + Ixz_3 \cos(q_3 + q_2) \end{aligned} \right) \dot{q}_3$$

$$C13 = \left( \begin{array}{l} -0.5m_3a_2y_3 \cos(q_3) - 0.5m_3a_2x_3 \sin(q_3) - m_3a_3y_3 \cos(2q_3 + 2q_2) - 0.5m_3a_2x_3 \sin(2q_2 + q_3) - \\ m_3x_3y_3 \cos(2q_3 + 2q_2) - m_3a_3x_3 \sin(2q_3 + 2q_2) - 0.5m_3a_2y_3 \cos(2q_2 + q_3) - 0.5m_3a_3a_2 \sin(2q_2 + q_3) - \\ 0.5m_3 \sin(q_3)a_3a_2 + 0.5Ixx_3 \sin(2q_3 + 2q_2) + Ixy_3 \cos(2q_3 + 2q_2) - 0.5m_3a_3^2 \sin(2q_3 + 2q_2) + \\ 0.5m_3y_3^2 \sin(2q_3 + 2q_2) - 0.5m_3x_3^2 \sin(2q_3 + 2q_2) - 0.5Iyy_3 \sin(2q_3 + 2q_2) \end{array} \right) \dot{q}_1$$

$$+ (-m_3z_3a_3 \cos(q_3 + q_2) - m_3z_3 \cos(q_3 + q_2)x_3 + m_3z_3 \sin(q_3 + q_2)y_3 - Iyz_3 \sin(q_3 + q_2) + Ixz_3 \cos(q_3 + q_2)) \dot{q}_2$$

$$+ (-m_3z_3a_3 \cos(q_3 + q_2) - m_3z_3 \cos(q_3 + q_2)x_3 + m_3z_3 \sin(q_3 + q_2)y_3 - Iyz_3 \sin(q_3 + q_2) + Ixz_3 \cos(q_3 + q_2)) \dot{q}_3$$

$$C21 = \left( \begin{array}{l} m_2a_2x_2 \sin(2q_2) + m_2a_2y_2 \cos(2q_2) + m_2x_2y_2 \cos(2q_2) + m_3a_3y_3 \cos(2q_2 + 2q_3) + \\ m_3a_2x_3 \sin(2q_2 + q_3) + m_3x_3y_3 \cos(2q_2 + 2q_3) + m_3a_3x_3 \sin(2q_2 + 2q_3) + m_3a_2y_3 \cos(2q_2 + q_3) + \\ m_3a_3a_2 \sin(2q_2 + q_3) - 0.5Ixx_3 \sin(2q_2 + 2q_3) + 0.5Iyy_2 \sin(2q_2) - Ixy_2 \cos(2q_2) - Ixy_3 \cos(2q_2 + 2q_3) + \\ 0.5m_3a_2^2 \sin(2q_2) - 0.5m_2y_2^2 \sin(2q_2) + 0.5m_2a_2^2 \sin(2q_2) + 0.5m_2x_2^2 \sin(2q_2) + 0.5m_3a_3^2 \sin(2q_3 + 2q_2) - \\ 0.5m_3y_3^2 \sin(2q_3 + 2q_2) + 0.5m_3x_3^2 \sin(2q_3 + 2q_2) + 0.5Iyy_3 \sin(2q_3 + 2q_2) - 0.5Ixx_2 \sin(2q_2) \end{array} \right) \dot{q}_1$$

$$C22 = (-m_3 \sin(q_3)a_3a_2 - m_3a_2y_3 \cos(q_3) - m_3a_2x_3 \sin(q_3)) \dot{q}_3$$

$$C23 = (-m_3 \sin(q_3)a_3a_2 - m_3a_2y_3 \cos(q_3) - m_3a_2x_3 \sin(q_3)) \dot{q}_2 + (-m_3 \sin(q_3)a_3a_2 - m_3a_2y_3 \cos(q_3) - m_3a_2x_3 \sin(q_3)) \dot{q}_3$$

$$C31 = \left( \begin{array}{l} 0.5m_3a_2y_3 \cos(q_3) + 0.5m_3a_2x_3 \sin(q_3) + m_3a_3y_3 \cos(2q_3 + 2q_2) + 0.5m_3a_2x_3 \sin(2q_2 + q_3) + \\ m_3x_3y_3 \cos(2q_3 + 2q_2) + m_3a_3x_3 \sin(2q_3 + 2q_2) + 0.5m_3a_2y_3 \cos(2q_2 + q_3) + 0.5m_3a_3a_2 \sin(2q_2 + q_3) + \\ 0.5m_3 \sin(q_3)a_3a_2 - 0.5Ixx_3 \sin(2q_3 + 2q_2) - Ixy_3 \cos(2q_3 + 2q_2) + 0.5m_3a_3^2 \sin(2q_3 + 2q_2) - \\ 0.5m_3y_3^2 \sin(2q_3 + 2q_2) + 0.5m_3x_3^2 \sin(2q_3 + 2q_2) + 0.5Iyy_3 \sin(2q_3 + 2q_2) \end{array} \right) \dot{q}_1$$

$$C32 = (m_3 \sin(q_3)a_3a_2 + m_3a_2y_3 \cos(q_3) + m_3a_2x_3 \sin(q_3)) \dot{q}_2, \quad C33 = 0$$

$$G1 = 0, \quad G2 = g \left( \begin{array}{l} m_2 \cos(q_2)a_2 + m_2 \cos(q_2)x_2 - m_2 \sin(q_2)y_2 + m_3a_3 \cos(q_3 + q_2) + m_3 \cos(q_2)a_2 + \\ m_3 \cos(q_3 + q_2)x_3 - m_3 \sin(q_3 + q_2)y_3 \end{array} \right)$$

$$G3 = gm_3 (a_3 \cos(q_3 + q_2) + \cos(q_3 + q_2)x_3 - \sin(q_3 + q_2)y_3)$$

## منابع و مراجع

- [1] S. Liuzzo and P. Tomei, "Global adaptive learning control of robotic manipulators output error feedback", *International Journal of Adaptive Control*, vol. 23, no. 1, pp. 97-109, 2009.
- [2] A. Tayebi, "Adaptive iterative learning control for robot manipulators", *Automatica*, vol. 40, no. 7, pp. 1195-1203, 2004.
- [3] T.Y. Doh, J.H. Moon, K.B. Jin and M.J. Chung, "Robust iterative Learning control with current feedback for uncertain linear systems", *International Journal of Systems science*, vol. 30, no. 1, pp. 39-47, 1999.
- [4] X. Tang, k.M. Tsang and W.L. Chan, "Active power filter using nonlinear repetitive controller", *International Journal of Control, Automation and Systems*, vol. 9, no. 1, pp. 132-138, 2011.
- [5] M.C. Tsai, and M. Tomizuka, "Model reference adaptive control and repetitive control for robot manipulators", *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, vol. 3, 1650-1655, 1989.
- [6] W.E. Dixon, E. Zergeroglu, D.M. Dawson, and B.T. Costic, "Repetitive learning Control: A Lyapunov-based Approach", *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part B: Cybernetics*, vol. 32, no. 4, pp. 538-545, 2002.
- [7] M. Sun, S.S. Ge, and I.M.Y. Moreels, "Adaptive repetitive learning control of robotic manipulators without the requirement for initial repositioning", *IEEE Transactions On Robotics*, vol. 22, no. 3, pp. 563-568, 2006.
- [8] M.M. Fateh and M.R. Soltanpour, "Robust task-space control of robot manipulators under imperfect transformation of control space", *International Journal of Innovative Computing, Information and Control*, vol. 5, no. 11, pp. 3949-3960, 2009.

- [9] M.M. Fateh, "Robust control of electrical manipulators by joint acceleration", *International Journal of Innovative Computing , Information and Control*, vol. 6, no. 12, pp. 5501-5510, 2010.
- [10] M.M. Fateh, "Proper uncertainty bound parameter to robust control of electrical manipulators using nominal model", *Nonlinear Dynamics*, vol. 61, no. 4, pp. 655-666, 2010.
- [11] M.M. Fateh, "Robust fuzzy control of electrical manipulators", *Journal of Intelligent and Robotic Systems*, vol. 60, no. 3-4, pp. 415-434, 2010.
- [12] Y. oh, Y.H. Chang, B.J. you, "Walking pattern generation for humanoid robots with LQR and feedforward control method", *Industrial Electronics IEEE*, pp. 1698-1703, 2008.
- [13] J. Kenndy and R. Eberhart, "Particle swarm optimization", *Proc. IEEE Int. Conf. Neural Networks*, vol. 4, pp. 1942-1948, 1995.
- [14] S. Naka, T. Genji, T. Yura, and Y. Fukuyama, "A hybrid particle swarm optimization for distribution state estimation", *IEEE Trans. Power Systems*, vol. 18, no. 1, pp. 60-68, 2003.
- [15] A. Ratnaweera, S.K. Hagamuge, and H.C. Watson, "Self organizing hierarchical particle Swarm optimizer with time-varying acceleration coefficient", *IEEE Trans. Evol. Comput.* Vol. 8, no. 3, pp.240-255, 2004.
- [16] Y. Shi and R.C. Eberhart, "A modified particle swarm optimizer", *Proceedings of the IEEE International Conference on Evolutionary Computation*, Anchorage, Alaska, May 4-9, 1998.
- [17] M. Clerc, "The swarm and the queen: towards the deterministic and adaptive particle swarm optimization", *Proceedings of the Congress on Evolutionary Computation*, Washington, DC, USA, IEEE Service Center, Piscataway, NJ, pp. 1951-1957, 1999.
- [18] M. Senthil Arumugam , M.V.C. Rao, and A.W.C. Tan, "A novel and effective particle swarm optimization like algorithm with extrapolation technique", *Appl. Soft Comput.* vol. 9, no. 1, pp. 308-320, 2009.
- [19] M.M. Fateh, H. Ahsani Tehrani, and S.M. Karbassi, "Repetitive control of electrically driven robot manipulators", *Int. J. Systems Science*, DOI: 10.1080/00207721.2011.625478, 2011.



- [20] M.M. Fateh, "Robust control of flexible-joint robots using voltage control strategy", *Nonlinear Dynamics*, vol. 6, no. 2, pp. 1525–1537, 2012.
- [21] M.M. Fateh, "On the voltage-based control of robot manipulators", *Int. J. Control Autom.* vol. 6, no. 5, pp. 702–712, 2008.
- [22] Mark W. Spong, M. Vidyasagar, "Robot dynamics and control", 1989.
- [23] M.W. Spong, S. Hutchinson and M. Vidyasagar, *Robot Modelling and Control*, John Wiley & Sons, Inc. 2006.
- [24] K. Ogata, "Discrete time control systems", Prentice-Hall, 1987.
- [25] K. Youcef-Toumi, and C. Shortlidge, "Control of robot manipulators using time delay", *Proc. IEEE Int. Conf. on Robotics and Automation*, 2391-2398, 1991.
- [26] S.E. Talole, and S.B. Phadke, "Model following sliding mode control based on uncertainty and disturbance estimator", *ASME J. Dyn. Syst. Meas. Control*, vol. 130, no. 1-5, 2008.
- [27] M.M. Fateh, "Robust impedance control of a hydraulic suspension system", *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, vol. 2, no. 8, pp. 858-872, 2009.
- [28] M. M. Fateh, S. Khorashadizadeh, "Robust control of electrically Driven Robots by adaptive fuzzy estimation of uncertainty", *Nonlinear Dynamics*, vol. 69, no. 3, pp. 1465-1477, 2012.
- [29] C.P. Neuman, and V.D Tourassis, "Discrete dynamic robot models", *IEEE Trans Syst Man Cybern*, vol. 15, no. 2, pp. 193–204, 1985.
- [30] I.M.Y. Mareels, H.B. Penfold and R.J. Evans, "Controlling nonlinear time-varying systems via Euler approximations", *Automatica*, vol. 28, no. 4, pp. 681–696, 1992.
- [31] Z. Qu and D.M. Dawson, *Robust tracking control of robot manipulators*, *IEEE Press, Inc.*, New York, 1996.
- [32] S. Arimoto, "Learning control theory for robotic motion", *International Journal of Adaptive Control*, vol. 4, no. 6, pp. 543-564, 1990.
- [33] M. Sun, and D. Wang, "Initial condition issues on iterative learning control for nonlinear systems time delay", *International Journal of Systems Science*, vol. 32, no. 11, pp. 1365-1375, 2001.

- [34]C. Wen, and L. Deman, “Learning control for a class of nonlinear systems with exogenous disturbances”, *International Journal of Systems Science*, vol. 27, no. 12, pp. 1453-1459, 1996.
- [35]B. Zhang, D. Wang, and Y. Ye, “On learning transient, auto-tuning of learnable bandwidth and lead step in iterative learning control”, *International Journal of Systems Science*, vol. 41, no. 4, pp. 353-363, 2010.
- [36]C.L.Roh, M.N. Lee, and M.J. Chung, “ILC for non-minimum phase systems”, *International Journal of Systems Science*, vol. 27, no. 4, pp. 419-424, 1996.
- [37]N. Sadegh, R. Horowitz, W.W. Kao, and M. Tomizuka, “A united approach to the design of adaptive and repetitive controllers for robotic manipulators”, *ASME Journal of Dynamic System, Measurement and Control*, vol. 112, no. 4, pp. 618-629, 1990.
- [38]W. Messener, R. Horowitz, W.W. Kao, and M. Boals, “A new adaptive learning rule”, *IEEE Transaction on Automatic Control*, vol. 36, no. 2, pp. 188-197, 1991.
- [39]K. Kaneko, and R. Horowitz, “Repetitive and adaptive control of robot manipulators with velocity estimation”, *IEEE Transaction on Robotics and Automation*, vol. 13, no. 2, pp. 204-217, 1997.
- [40]M.M. Fateh, “Robust voltage control of electrical manipulators in task-space”, *Int. J. Innovative Computing, Information and Control*, vol. 6, no. 6, pp. 2691-2700, 2010.
- [41]M.M. Fateh, “Nonlinear control of electrical flexible-joint robots”, *Nonlinear Dynamics*, vol. 67, no. 4, pp. 2549-2559, 2012.
- [42]H. Modares, A. Alfi, , M.M. Fateh, “Parameter identification of chaotic dynamic systems through an improved particle swarm optimization”, *Expert Syst. Appl.* vol. 37, no. 5, pp. 3714–3720, 2010.
- [43]M.M. Fateh and M. Moradi Zirkohi, “Adaptive impedance control of a hydraulic suspension system using particle swarm optimization”, *Vehicle Syst. Dyn.* vol. 49, no. 12, pp. 1951-1965. DOI: 10.1080/00423114.2011.564289, 2011.

## **Abstract**

The discrete linear quadratic control has been efficiently used as an optimal control in linear certain systems. There would seem to be some difficulties to apply the discrete linear quadratic control to a robotic system which is highly nonlinear, heavily coupled and relatively uncertain. To overcome the problems, this thesis presents a novel optimal repetitive control of electrically driven robots using voltage control strategy. To apply the repetitive optimal control, a control-oriented discrete linear model for the robotic system with model uncertainty is introduced. The nonlinearities and uncertainties of the robotic system are compensated by the robust time-delay controller and the discrete linear quadratic control is performed. The control approaches are proposed in both torque control strategy and voltage control strategy. The torque control strategy is a commonly used strategy in the robotic system whereas voltage control strategy is recently developed. The robust optimal discrete repetitive control is free from manipulator dynamics using the voltage control strategy. Compared with the torque control strategy, it provides a better tracking performance. Then, the particle swarm optimization is used to design the optimal control and the obtained optimal control is compared with the proposed optimal control. The simulation results show that the proposed optimal control has a superior tracking performance to the particle swarm optimization control in the presence of uncertainties.

**Keywords:** Robust optimal discrete repetitive control, Discrete linear quadratic control, Voltage control strategy, Torque control strategy, Electrically driven robot manipulator, Robust time delay control, Particle swarm optimization.



**Shahrood University of Technology**

**Department of Electrical and Robotic Engineering**

**Optimal repetitive control of robot manipulators using  
voltage control strategy**

**Maryam Baluchzadeh**

**Supervisor  
Dr. M.M. Fateh**

**September 2012**