



## کنترل گشتاور یک عملگر ترکیبی با حضور نامعینی‌های پارامتری و قيود فیزیکی

وحید آبرومند<sup>1</sup>، رسول فشارکی فرد<sup>2\*</sup>، علی کمالی ایگلی<sup>2</sup>

1- دانشجوی کارشناسی ارشد، مهندسی رباتیک، دانشگاه صنعتی امیرکبیر، تهران

2- استادیار، مهندسی مکانیک، دانشگاه صنعتی امیرکبیر، تهران

\* fesharaki@aut.ac.ir, 1591633311، تهران، کدپستی

## اطلاعات مقاله

مقاله پژوهشی کامل

دریافت: 20 مرداد 1395

پذیرش: 08 آبان 1395

ارائه در سایت: 21 آذر 1395

کلید واژگان:

عملگر ترکیبی

واسط هپتیکی

کنترل گشتاور موتور جریان مستقیم

کنترل مقاوم

نامعینی پارامتری

## چکیده

در موتورهای الکترومغناطیسی، برای افزایش گشتاور قابل اعمال توسط موتور به خروجی، نیاز است از یک روتور با ممان اینرسی بیشتر استفاده شود. درحالی که در اغلب کاربردهای رباتیکی، به خصوص واسط‌های هپتیکی، موتورهای الکترومغناطیسی در وضعیت دینامیکی بوده که نیروی اینرسی در آن تاثیر عمده‌ای دارد. در این مقاله یک روش کنترلی مقاوم برای نوعی عملگر ترکیبی ویسکوز پیشنهاد شده است که ویژگی بارز آن را می‌توان قدرت تامین گشتاور متغیر مطلوب با حفظ ممان اینرسی کم عنوان کرد. این عملگر ترکیبی شامل دو موتور جریان مستقیم می‌باشد که شفت‌های آن‌ها با یک کوپلر ویسکوز غیرتماسی به‌طور دورانی به یکدیگر متصل شده‌اند. این روش اتصال براساس جریان‌گردابی می‌باشد تا ویژگی‌های مورد نظر را تامین نماید. موتور دور وظیفه حذف و یا کاهش نیروهای اینرسی و همچنین نیروهای دینامیکی وارد شده به عملگر را دارد. وظیفه موتور نزدیک تامین گشتاور مطلوب در خروجی می‌باشد. از آنجایی که ذات این سیستم خطی می‌باشد، روش کنترلی مقاوم خطی پیشنهاد شده، اج-اینفینیتی ( $H_{\infty}$ ) بوده و در طراحی آن قيود فیزیکی مانند اشباع ولتاژ موتور، اشباع سرعت دمپر دورانی، بیشترین سرعت و شتاب وارد شده به عملگر از طرف کاربر و همچنین نویز سنسور نیرو در نظر گرفته شده‌اند. همچنین روش کنترل مقاوم سنتز میو ( $\mu$ -synthesis) برای سیستم با حضور نامعینی‌های پارامتری و سایر قيود فیزیکی بررسی شده است. در نهایت عملکرد سیستم کنترلی پیشنهادی این مقاله (کنترلر اج-اینفینیتی) با کنترلر کار قبلی انجام شده توسط [1] در حضور کلیه قيود فیزیکی مقایسه شده است که نتایج حاصله نشان از برتری عملکرد این روش را دارد. پیاده‌سازی کنترلر طراحی شده بر روی مدل یک واسط هپتیکی یک درجه آزادی، دستیابی به ویژگی‌های مورد نظر را تأیید می‌نماید.

## Torque Control of a Hybrid Actuator in the Presence of Parametric Uncertainties and Physical Constraints

Vahid Aberoomand<sup>1</sup>, Rasul Fesharakifard<sup>2\*</sup>, Ali Kamali Eigoli<sup>2</sup>

1- Department of Robotic Engineering, Amirkabir University of Technology, Tehran

2- Department of Mechanical Engineering, Amirkabir University of Technology, Tehran

\*, P.O.B. 1591633311, Tehran, Iran, fesharaki@aut.ac.ir

## ARTICLE INFORMATION

Original Research Paper  
Received 10 August 2016  
Accepted 29 October 2016  
Available Online 11 December 2016

## Keywords:

Hybrid Actuator  
Haptic Interface  
DC Motor Torque Control  
Robust Control  
Parametric Uncertainty

## ABSTRACT

In electromagnetic motors, increase in output torque leads to increase in rotor inertia. Various robotics applications, especially haptic interfaces, necessitate convenient dynamic performances of electromagnetic motors which are in turn strongly influenced by the rotor's inertia. In the present paper, a robust control method for a viscous hybrid actuator is developed which supplies a desired varying torque while maintaining a constant low inertia. This hybrid actuator includes two dc motors with the shafts coupled through a rotational damper using a viscous non-contact coupler. This coupling method is based on Eddy current to provide the required performances. The large far motor eliminates or reduces the inertial forces and external dynamics effects on the actuator. The small near motor provides the desired output torque. Since the system is essentially linear, the applied robust control method is based on  $H_{\infty}$  and parametric uncertainties and physical constraints including motors' voltages saturation, rotary damper's speed saturation, fastest user's speed and acceleration applied to the actuator and force sensor noise are considered in its design. Also, the robust method of  $\mu$ -synthesis for the system in presence of parametric uncertainties and other physical constraints is studied. At the end, the proposed control system's performance ( $H_{\infty}$  optimal control) is compared to the previous controller [1] with whole physical constraints and the results indicate the performance improvement. The implementation of the controller on a 1 dof haptic interface model validates the achievement of the desired performances.

## 1- مقدمه

است از یک روتور با ممان اینرسی بیشتر استفاده شود. تا زمانی که موتور در سرعت نسبتاً ثابتی حرکت می‌کند این محدودیت کمتر مشکل ساز می‌شود. ولی موتورهای الکترومغناطیسی در کاربردهای رباتیکی، اغلب در وضعیت

در موتورهای الکترومغناطیسی تناسب بین ممان اینرسی و گشتاور مستقیم می‌باشد. یعنی برای افزایش گشتاور قابل اعمال توسط موتور به خروجی، نیاز

Please cite this article using:

V. Aberoomand, R. Fesharakifard, A. Kamali Eigoli, Torque Control of a Hybrid Actuator in the Presence of Parametric Uncertainties and Physical Constraints, *Modares Mechanical Engineering*, Vol. 16, No. 12, pp. 227-238, 2016 (in Persian)

برای ارجاع به این مقاله از عبارت ذیل استفاده نمایید:

در نظر گرفتن نامعینی‌های پارامتری و قیود فیزیکی انجام شده است. همه این موارد ساده‌کننده باعث می‌شود که محدوده عملکرد مطلوب سیستم به شدت کاهش یابد.

در این مقاله سعی بر آن است که عملگر معرفی شده که قبلاً به‌منظور تماس مستقیم انگشتان کاربر (با سرعت خروجی ناچیز) با عملگر طراحی و اجرا شده بود را به عنوان یک واسطه هپتیکی 1 درجه آزادی با توانایی تامین گشتاور با پهنای باند بالا و محدوده نیروی 2N در شرایطی که دست انسان بتواند بیشترین سرعت و شتاب خود را در انتهای عملگر داشته باشد و در عین حال عملگر بتواند امیدانس خروجی کمی داشته باشد، بازطراحی کنیم. در این طراحی روش کنترلی مقاومی اعمال می‌شود که قیود فیزیکی این عملگر را مانند اشباع عملگرها (ولتاژ)، اشباع سرعت دمپر دورانی، بیشترین سرعت و شتاب حرکتی وارد شده به عملگر از جانب کاربر، نویز سنسور نیرو و همچنین نامعینی‌های پارامتری سیستم را در نظر بگیرد.

علاوه بر نوآوری‌های ذکر شده در پاراگراف قبل، چند مورد نوآوری دیگر که منجر به افزایش عملکرد سیستم می‌شود، در نظر گرفته شده است. رابطه میان گشتاور و سرعت کوپلر به صورت یک رابطه خطی مرتبه اول (که ناشی از اندوکتانس روتور دمپر جریان گردابی است) در نظر گرفته شده است. همچنین یک گیربکس با نسبت تبدیل بهینه مابین دمپر و موتور دور در نظر گرفته شده است. این کار به‌منظور بیشینه کردن شتاب خروجی موتور بزرگ و در نتیجه بیشینه کردن نسبت توان خروجی به تلاش کنترلی آن استفاده می‌گردد. کنترل ولتاژ بجای کنترل جریان که بیشتر مورد استفاده قرار گرفته بود، پیشنهاد شده است.

در بخش‌های پیش رو، ابتدا فیزیک سیستم بیان و معادلات حاکم بر آن و استخراج شده، سپس ساختار کنترلی پیشنهادی برای این کار تشریح می‌گردد. بعد از آن ساختار کنترلی مقاوم، محدودیت‌ها و مطلوبیت‌های حاکم بر مساله و حساسیت سیستم به نامعینی پارامتری شرح داده می‌شود. سپس برای سیستم نامی کنترلر بهینه بر مبنای نرم بی‌نهایت (اچ-اینفینیتی) طراحی می‌شود و همچنین برای سیستم دارای نامعینی پارامتری، با یک فرض ساده‌کننده در سیستم کنترلی، کنترلر مقاوم بر اساس روش سنتز میو طراحی و بررسی می‌شود. در نهایت عملکرد سیستم کنترلی پیشنهادی این مقاله (کنترلر بهینه اچ-اینفینیتی) با کنترلر کار قبلی انجام شده توسط [19] در حضور کلیه قیود فیزیکی مقایسه خواهد شد.

## 2- معرفی ساختار سیستم

تصویر شماتیک عملگر ترکیبی دمپری مورد مطالعه مطابق "شکل 2" می‌باشد. این عملگر ترکیبی شامل 2 موتور جریان مستقیم می‌باشد که شفت‌هایشان با یک دمپر دورانی جریان گردابی به یکدیگر متصل شده‌اند. ورودی‌های موتورها، ولتاژ می‌باشند.

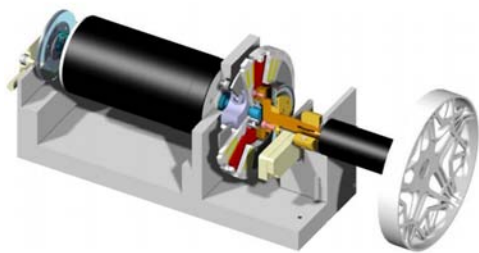


Fig.1 3D model of a viscous hybrid actuator [1]

شکل 1 مدل 3 بعدی یک عملگر ترکیبی دمپری [1]

دینامیکی بوده که نیروی اینرسی در آن تاثیر عمده‌ای دارد. یکی از کاربردهای رباتیکی که کاهش نیروی اینرسی عملگر در آن بسیار سودمند است، واسطه‌های هپتیکی می‌باشند و در این راه، هر چه موتوری با قدرت تامین گشتاور بیشتر انتخاب شود، نیروی اینرسی نیز بیشتر خواهد بود که اساساً باعث کاهش شفافیت در سیستم‌های هپتیکی می‌شود.

واسطه‌های هپتیکی دستگاه‌هایی هستند که می‌توانند احساس تعامل حسی و حرکتی انسان را با یک محیط مجازی، تا حد امکان فراهم کنند. در واقع هدف از یک واسطه هپتیکی، تطبیق دادن نیروها و جابجایی‌های اعمال شده توسط کاربر، و نیروها و جابجایی‌های وارد شده به محیط مجازی می‌باشد. یک واسطه هپتیکی شفاف باید طوری باشد که در آن نیروی تولیدی عملگر و نیروی اعمالی توسط کاربر با هم برابر باشند و بقیه نیروهای مزاحم (مانند نیروهای اینرسی و اصطکاک لینک‌ها) قابل صرف‌نظر باشند. برای دسترسی به حداکثر شفافیت در یک واسطه هپتیکی لازم است که این نیروهای مزاحم به مقداری کمتر از کوچکترین نیروی قابل حس توسط انسان در هر شرایط کاری مطلوب، کاهش یابد. بنابراین به یک مبدل یا عملگری نیازمندیم که در عین حالی که می‌تواند نیروی مطلوب را به انسان منتقل کند بتواند این نیروهای مزاحم را حداقل کند [1].

تاکنون عملگرهای ترکیبی با ساختارهای مختلفی بر پایه اتصال فنری [2-7] و یا اتصال ویسکوز [8-13] برای کاربردهای مختلف پیشنهاد و ساخته شده‌اند. مزیت بارز این نوع عملگرهای ترکیبی نسبت موتورهای متداول dc را می‌توان کاهش امیدانس خروجی [14-16] و یا قدرت تامین گشتاور زیاد در عین حفظ امیدانس کم در دانست [17,18]. در [19] ویژگی‌ها و کاربردهای هر یک از این نوع عملگرها تشریح شده است. از میان ساختارهای مختلف عملگرهای ترکیبی، ساختار اتصال دمپری 2 موتور dc برای کاربردهای هپتیکی، به خاطر مزیت‌هایی که نسبت به سایرین دارد، بهترین انتخاب معرفی شده است. این مزایا را به طور خلاصه می‌توان موارد زیر عنوان کرد:

1- بیشتر بودن پهنای باند نیروی خروجی این نوع عملگر نسبت به عملگرهای با اتصال فنری [1,19,20].

2- داشتن خاصیت جذب ضربه به خاطر ویژگی دفع انرژی در دمپر نسبت به عملگرهای با اتصال فنری (که در واسطه‌های هپتیکی برای جلوگیری از آسیب رسیدن به سیستم در مواقعی که به سیستم ضربه وارد می‌شود، ویژگی مهمی محسوب می‌شود) [1,19,20].

3- فراهم کردن نیروی دقیق‌تر در خروجی نسبت به عملگرهای با اتصال فنری، چراکه اندازه‌گیری نیرو در فنرها به خاطر وجود مشکلاتی مانند اشباع و هیستریزس نیازمند کالیبراسیون دقیق می‌باشد در حالی که در کوپلرهای جریان گردابی، نیرو دقیقاً با اختلاف سرعت رابطه مستقیم دارد [20].

با توجه به مزایای ذکر شده از این نوع عملگر ترکیبی دمپری، تمرکز این مقاله بر روی افزایش کارایی آن می‌باشد. این نوع عملگر ترکیبی (شکل 1) برای اولین بار توسط گویلاهوم میل<sup>1</sup> به‌منظور واسطه هپتیکی برای ادراک در ابعاد نانو در سال 2009 پیشنهاد و ساخته شده است [19] و بعد از آن زمان بر روی مساله کنترلی آن کار نشده است. این عملگر، به‌منظور تماس مستقیم دست کاربر با آن، در شرایطی که سرعت دست ناچیز است طراحی و کنترل شده است. همچنین اشباع ورودی موتورها و نیز اشباع سرعت کاری کوپلر جریان گردابی در نظر گرفته نشده است. بنابراین در این کار قبلی، ساده سازی‌های زیادی در مدل آن صورت گرفته و همچنین طراحی کنترلی، بدون

<sup>1</sup> Guillaume Millet

در نهایت بلوک دیگرام این سیستم به‌مانند "شکل 3" خواهد شد که در آن  $V_1$  و  $V_2$  ولتاژ ورودی موتورها،  $T_{Load}$  (گشتاور وارد شده به کاربر) خروجی بوده و  $\theta_1$  (سرعت کاربر) اغتشاش معلوم در نظر گرفته می‌شود.

اغتشاش در نظر گرفتن  $\theta_2$  را به 2 جهت می‌توان توجیح کرد. اول این که از آن جایی که می‌خواهیم  $T_{Load}$  را کنترل کنیم، مجبور به ورودی گرفتن  $\theta_2$  می‌باشیم. از نگاه دیگر می‌توان گفت که  $\theta_2$  نماینده‌ای از دینامیک حرکتی کاربر است که به عملگر وارد شده و مستقیماً بر روند کنترل خروجی تاثیر منفی می‌گذارد. لذا می‌توان این نیروی‌های دینامیکی را با کنترلر پیش‌خورده مناسبی حذف نمود که البته در ادامه مقاله به این موضوع پرداخته شده است. همچنین ورودی گرفتن سرعت خروجی برای سیستم موتور-دمپر سری در مقاله [21] نیز استفاده شده است.

### 3- ساختار سیستم با عدم قطعیت پارامتری

به‌منظور طراحی ساختار کنترلی مقاومی برای این سیستم که نسبت به تغییرات و نامعینی‌های آن پایدار بوده و کارایی مطلوبی نیز داشته باشد، نامعینی‌های سیستم از نوع پارامتری در نظر گرفته می‌شود. در این صورت برای 14 پارامتر، نامعینی در نظر گرفته می‌شود. از این میان، 6 پارامتر برای هر موتور و 2 پارامتر برای دمپر اختصاص دارد. دیگرام بلوکی سیستم با نامعینی پارامتری در "شکل 3" نشان داده شده است.

در "شکل 4" همه بلوک‌ها بجز بلوک‌های حاوی  $N$  دارای پارامترهای نامعین بوده و هر کدام از آن‌ها به صورت فرم استاندارد  $M-\Delta$  درآمده‌اند.

به‌عنوان مثال بلوک  $K_{t1}/(L_1s + R_1)$  با فرض نامعین بودن پارامترها به فرم معادلات (9)، (10) و (11)، معادل با بلوک‌های "شکل 5" می‌باشد.

$$K_{t1} = \overline{K}_{t1}(1 + p_{K_{t1}} \delta_{K_{t1}}) \quad (9)$$

$$L_1 = \overline{L}_1(1 + p_{L_1} \delta_{L_1}) \quad (10)$$

$$R_1 = \overline{R}_1(1 + p_{R_1} \delta_{R_1}) \quad (11)$$

که در آن برای پارامتر  $X$  مقدار نامی پارامتر،  $100 \cdot p_X$  درصد نامعینی آن و  $|\delta_X| \leq 1$  متغیر تصادفی می‌باشد. مقدار  $\Delta_{g1}$  به صورت معادله (12) است.

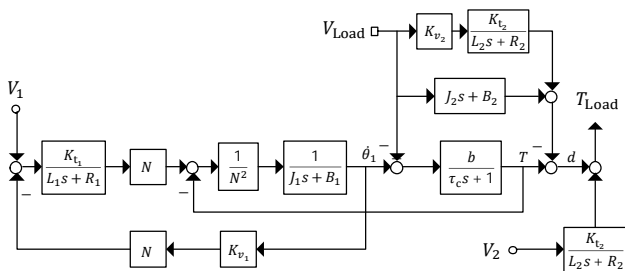


Fig. 3 Block diagram of the viscous hybrid actuator

شکل 3 دیگرام بلوکی عملگر ترکیبی دمپری

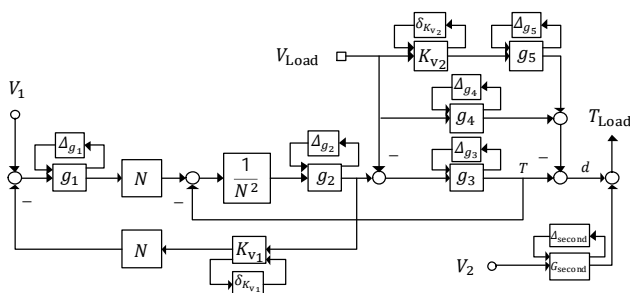


Fig. 4 Block diagram of the system with parametric uncertainty

شکل 4 دیگرام بلوکی سیستم با نامعینی پارامتری

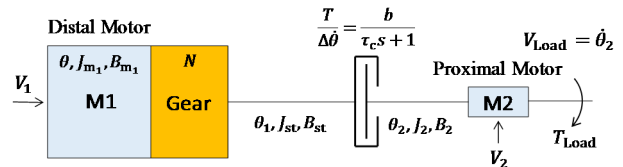


Fig. 2 Schema of the viscous hybrid actuator

شکل 2 شمای عملگر ترکیبی دمپری

گیربکس کاهنده‌ای با ضریب کاهنده  $N$  بین موتور دور و دمپر قرار گرفته است. هدف از این گیربکس کاهنده 2 مورد می‌باشد. اول اینکه سرعت کاری دمپرهای جریان گردابی معمولاً پایین‌تر سرعت کاری موتورهای جریان مستقیم می‌باشد، بنابراین به کاهش سرعت مابین موتور دور و دمپر نیاز است. دوم اینکه اگر ضریب کاهندگی گیربکس برابر با مجذور نسبت ممان اینرسی خروجی موتور (استاتور دمپر) به ممان اینرسی موتور باشد، موتور دور بیشترین بازدهی را خواهد داشت.

در این مقاله دمپر دورانی از نوع جریان گردابی می‌باشد. این نوع دمپرها نسبت به سایر دمپرها دارای کمترین نسبت ویسکوزیته به ممان اینرسی می‌باشند و اساس کار آن‌ها براساس القای جریان الکتریکی به روتور رسانا در اثر تغییرات در میدان مغناطیسی در آن‌ها می‌باشد که در نتیجه این عمل منجر خواهد شد که به نسبت اختلاف سرعت روتور و استاتور دمپر، انرژی به صورت گرما تلف شود. این رفتار دمپر تا سرعت‌هایی در حدود 200-2000rpm تقریباً رفتاری خطی (مرتبه اول) به مانند معادله (1) زیر دارد:

$$\frac{T}{\Delta\theta} = \frac{b}{\tau_c s + 1} \quad (1)$$

که در آن  $b$  ویسکوزیته دمپر و  $\tau_c$  ثابت زمانی الکتریکی دمپر می‌باشد. البته این معادله برای دمپر بدون جرم صادق می‌باشد. در این ساختار ممان اینرسی دمپر به ممان اینرسی موتورها منتقل می‌شود.

برای استخراج معادلات دینامیکی عملگر ترکیبی، دینامیک مربوط به هر یک از بخش چپ و راست کوپلر را جداگانه بررسی می‌کنیم. اجزاء سیستم مانند شفت‌ها و دمپر، صلب در نظر گرفته شده‌اند بنابراین از نیروهای داخلی اجزاء صرف‌نظر شده است. همچنین اصطکاک موجود در موتورها از نوع اصطکاک ویسکوز در نظر گرفته شده است. با در نظر گرفتن ضریب کاهنده گیربکس  $N$ ، معادلات مکانیکی بخش چپ و راست کوپلر را می‌توان به مانند معادلات (2) و (3) نوشت: (معادله 2) با توجه به نیروهای وارد شده به موتور دور، از دید موتور به دست آورده شده است که در آن سرعت دمپر  $N$  برابر و گشتاور دمپر، تقسیم به  $N$  می‌شود)

$$T_1 = (J_1 s + B_1) N \dot{\theta}_1 + T/N \quad (2)$$

$$T + T_2 = (J_2 s + B_2) \dot{\theta}_2 + T_{Load} \quad (3)$$

که در آن  $B_1$  و  $J_1$  به ترتیب ممان اینرسی و ویسکوزیته از دید موتور دور می‌باشند و  $J_2$  ممان اینرسی مجموع در بخش سمت راست دمپر هستند که مقادیر مطابق زیراند: (سایر پارامترها در فهرست علائم معرفی شده‌اند)

$$J_1 = J_{m1} + \frac{J_{st}}{N^2} \quad (4)$$

$$B_1 = B_{m1} + \frac{B_{st}}{N^2} \quad (5)$$

$$J_2 = J_{m2} + J_{r0} \quad (6)$$

و معادلات (7) و (8) معادلات الکتریکی موتورهای چپ و راست می‌باشند:

$$T_1 = (V_1 - K_{v1} N \dot{\theta}_1) \frac{K_{t1}}{L_1 s + R_1} \quad (7)$$

$$T_2 = (V_2 - K_{v2} \dot{\theta}_2) \frac{K_{t2}}{L_2 s + R_2} \quad (8)$$

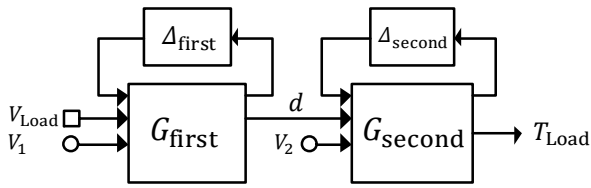


Fig. 8 Block diagram of the hybrid actuator in standard M-Δ format  
شکل 8 دیاگرام بلوکی عملگر ترکیبی به فرم استاندارد M-Δ

$$\Delta = \text{diag}(\Delta_{\text{first}}, \Delta_{\text{second}}) \quad (13)$$

$$\Delta_{\text{first}} = \text{diag}(\delta_{L_1}, \delta_{R_1}, \delta_{K_{t_1}}, \delta_{K_{v_1}}, \delta_{J_1}, \delta_{B_1}, \delta_{L_2}, \delta_{R_2}, \delta_{K_{t_2}}, \delta_{K_{v_2}}, \delta_{J_2}, \delta_{B_2}, \delta_b, \delta_{\tau_c}) \quad (14)$$

$$\Delta_{\text{second}} = \text{diag}(\delta_{L_1}, \delta_{R_1}, \delta_{K_{t_1}}) \quad (15)$$

#### 4- ساختار کنترلی پیشنهادی

هدف از این مقاله پیشنهاد و بررسی یک روش کنترلی مقاوم برای نوعی عملگر ترکیبی دمپری است که ویژگی بارز آن را می‌توان قدرت تامین گشتاور متغیر مطلوب با حفظ اینرسی کم عنوان کرد. این عملگر ترکیبی شامل 2 موتور جریان مستقیم می‌باشد که شفت‌هایشان با یک دمپر دورانی جریان گردابی به یکدیگر متصل شده‌اند. موتور دور وظیفه حذف و یا کاهش نیروهای اینرسی هر دو موتور و همچنین سرعت و شتاب وارد شده به عملگر از طرف کاربر را داشته و وظیفه موتور نزدیک تامین گشتاور مطلوب در خروجی می‌باشد. در واقع می‌توان گفت که موتور نزدیک تبدیل به موتوری خواهد شد که نیروی اینرسی آن توسط موتور دور تضعیف می‌شود و همچنین پاسخ آن (گشتاور خروجی) وابستگی به سرعت خروجی ندارد که در نتیجه، این کار باعث خواهد شد که موتور نزدیک سرعت پاسخ گویی بالایی داشته باشد.

برای رسیدن به این هدف، به ساختار "شکل 8" یک سری بلوک کنترلی اضافه شده‌اند (نامعینی‌های سیستم "شکل 8" برای سادگی در نمایش حذف شده‌اند) که این ساختار کنترلی در "شکل 9" نشان داده شده است.

بلوک‌های  $G_1$ ،  $G_2$  و  $K_t/(L_1s + R_1)$  مربوط به ذات سیستم بوده و به ترتیب توابع تبدیل ورودی‌های  $V_1$ ،  $\dot{\theta}_2$  و  $V_2$  به خروجی  $T_{\text{Load}}$  می‌باشند. همچنین بلوک‌های  $F_1$  و  $F_2$  کنترل‌کننده‌های پیشخورد  $K$  و کنترل‌کننده پس‌خورد 2 ورودی-1 خروجی می‌باشند.

هدف از کنترلر پیشخورد  $F_1$  حذف و یا کاهش نیروهای اینرسی هر دو موتور و همچنین نیروی‌های دینامیکی وارد شده به عملگر از طرف کاربر است که در نتیجه آن، سیگنال  $d$  که برای بخش دوم (موتور نزدیک بدون ممان اینرسی) نقش اغتشاش معلوم را دارد، کاهش می‌یابد. هرچه پهنای باند و

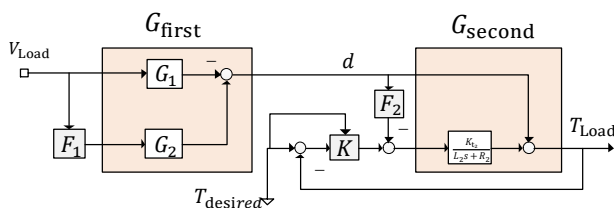


Fig. 9 Initial proposed controller structure  
شکل 9 ساختار کنترلی پیشنهادی اولیه

$$\Delta_{g_1} = \text{diag}(\delta_{L_1}, \delta_{R_1}, \delta_{K_{t_1}}) \quad (12)$$

همچنین بلوک‌های شکل 5 را می‌توان به کمک نمایش کانونی و استفاده از روش تبدیل کسری خطی بالایی<sup>1</sup> (LFT) به "شکل 6" درآورد که کاربرد زیادی در مسائل کنترل مقاوم دارد و نیز ماتریس  $g_1$  را می‌توان از روی آن به راحتی محاسبه کرد. بدین روش می‌توان سایر بلوک‌ها را نیز به فرم M-Δ به دست آورد.

در نهایت بلوک دیاگرام سیستم به شکل استاندارد M-Δ بمانند شکل 7 خواهد شد. البته از شکل 8 که معادل شکل 7 می‌باشد استفاده می‌شود. تفاوت نمایش این 2 شکل در این است که در شکل 8 بخش مربوط به موتور نزدیک  $G_{\text{second}}$  با بقیه بلوک دیاگرام  $G_{\text{first}}$  جدا شده و ارتباط آن‌ها با سیگنال  $d$  برقرار است. دلیل این کار این است که با استفاده از بخش موتور دور  $G_{\text{first}}$  سیگنال  $d$  را تا جایی که می‌شود تضعیف کنیم و سپس موتور نزدیک با دینامیک کمی  $(K_{t_1}/(L_1s + R_1))$  که دارد بتواند با سرعت بالا، خروجی مطلوب را تولید کند. مقادیر بلوک‌های نامعینی کلی به صورت معادلات (13)، (14) و (15) خواهند بود. این دینامیک‌ها را با کنترلر پیشخورد مناسبی می‌توان حذف نمود که البته در ادامه مقاله به این موضوع پرداخته شده است.

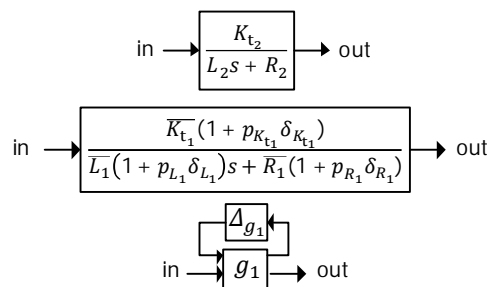


Fig. 5 A sample of block diagrams with parametric uncertainty (Blocks are equivalent)

شکل 5 یک نمونه دیاگرام بلوکی حاوی نامعینی پارامتری (بلوک‌ها معادل هم هستند)

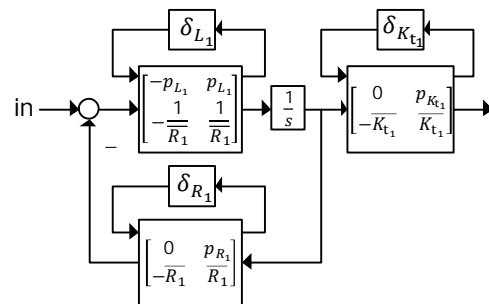


Fig. 6 Canonical-LFT representation of  $G_{\text{second}}$  transfer function

شکل 6 ارائه تبدیل کسری خطی-کانونی تابع تبدیل  $G_{\text{second}}$

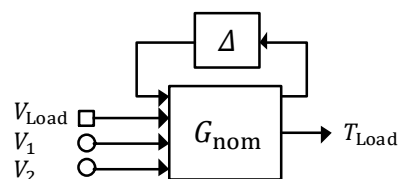


Fig.7 Block diagram of a system in standard M-Δ format

شکل 7 دیاگرام بلوکی سیستم به شکل استاندارد M-Δ

<sup>1</sup> Linear Fractional Transformation

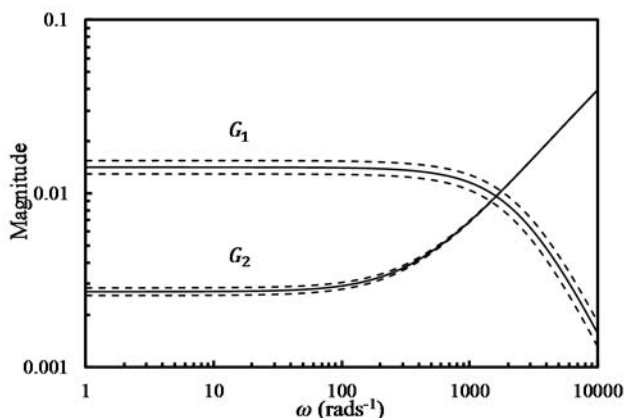


Fig. 10 System sensitivity for 10% uncertainty of each parameter

شکل 10 حساسیت سیستم به ازاء 10 درصد نامعینی برای هر پارامتر

موارد زیر می‌باشد:

1- اشباع در ولتاژ ورودی موتورها: برای جلوگیری از آسیب دیدن موتورها و همچنین اطمینان از کارکرد آن‌ها در ناحیه کاری خطی، لحاظ کردن قید اشباع ورودی موتور در رنج فرکانس‌های مختلف، ضروری می‌باشد.  
2- اشباع در اختلاف سرعت زاویه‌ای دمپر: دمپر دورانی در نظر گرفته شده برای این مساله به دلایلی که قبلاً گفته شد، از نوع الکترومغناطیسی (جریان گردابی) می‌باشد. این دمپرها دارای محدوده سرعت کاری خطی در حدود 200-2000rpm می‌باشند. یعنی در این نواحی مقدار ویسکوزیته تقریباً ثابت می‌باشد اما بعد از یک سرعت کاری خاص، رفتاری غیرخطی از خود نشان می‌دهد.

3- بیشترین مقدار سرعت و شتاب کاربر: از آنجایی که سرعت و شتاب کاربر محدود می‌باشد، در نظر گرفتن بیشترین مقدار سرعت و شتاب کاربر می‌تواند بسیار در روند طراحی راه‌گشا و کلیدی باشد. اهمیت و تاثیر محدود در نظر گرفتن سرعت و شتاب کاربر در ادامه مقاله بیان شده است.

4- بیشترین مقدار نویز در سنسور نیروی خروجی: نویز سنسورها یکی از عوامل کاهنده دقت در سیستم‌ها و حتی ناپایداری آن‌ها می‌باشند. بدین منظور در نظر گرفتن آن برای دستیابی به دقت بیشتر و سیستمی پایدار، ضروری است. در بخش بعدی هر یک از این هدف‌ها و قیدها به صورت تابعی برحسب فرکانس (که در روش طراحی مقاوم خطی با اسم تابع وزنی شناخته شده‌اند) مشخص خواهند شد.

#### 5- ساختار مساله مقاوم

به‌منظور در نظر گرفتن هدف‌ها و همچنین قيود سیستم در مساله کنترل مقاوم خطی، لازم است که هر یک از آن‌ها را به صورت یک تابع وزنی معادل، به دیاگرام بلوکی کنترلی سیستم اضافه نمود. بلوک دیاگرام کنترلی مقاوم سیستم کلی بمانند "شکل 11" در نظر گرفته شده‌است. در این‌جا تمام محدودیت‌ها و مطلوبیت‌ها به 8 تابع وزنی تبدیل شده‌اند که با بلوک‌های سبز رنگ و با نماد  $W_x$  در "شکل 11" مشخص شده‌اند.

مقادیر این توابع وزنی نیز در جدول 1 معرفی شده و نمودار آن‌ها در "شکل- های 12 و 13" نشان داده شده‌اند. لازم به ذکر است که مقادیر گفته شده برای هر تابع وزنی (محدودیت یا مطلوبیت)، بیشترین مقدار ممکن است که می‌تواند در سیستم پیدا کند. توابع وزنی  $W_{\dot{\theta}_1}^{-1}$  و  $W_{\dot{\theta}_2}^{-1}$  فیلترهای پایین‌گذری انتخاب شده‌اند که در آن، فرکانس‌های بالا (100-1000) نسبت به فرکانس‌های پایین‌تر، بهره بیشتری دارند.

دامنه ورودی موتور دور بیشتر باشد، نیروی‌های دینامیکی وارد شده به عملگر (سرعت و شتاب) از طرف کاربر کمتر باشد و همچنین ممان اینرسی موتورها و دمپر کمتر باشد، اندازه سیگنال  $d$  در فرکانس‌های مختلف کمتر خواهد بود که در نتیجه موتور نزدیک سرعت پاسخ و رنج خروجی بالاتری خواهد داشت.

هدف از کنترلر پیش‌خور  $F_2$ ، حذف یا کاهش اثر سیگنال اغتشاش  $d$  بر روی خروجی می‌باشد. هرچه پهنای باند و دامنه ورودی موتور نزدیک بیشتر باشد، توانایی خنثی‌سازی سیگنال اغتشاش  $d$  بیشتر بوده و در نتیجه رنج گشتاور خروجی بیشتر خواهد بود.

هدف از کنترلر پس‌خور  $K$  پایداری بخش دوم و همچنین افزایش کیفیت ردیابی می‌باشد. این کنترلر کننده 2 ورودی-1 خروجی بوده و ورودی- هایش را از سیگنال خطای خروجی و سیگنال گشتاور مطلوب می‌گیرد.

لازم به ذکر است که طراحی کنترلرهای  $F_1$ ،  $F_2$  و  $K$  در 2 مرحله صورت می‌گیرد. در مرحله اول ابتدا  $F_1$  به گونه‌ای طراحی می‌شود که سیگنال  $d$  در فرکانس‌های مختلف کمینه شود. سپس کنترلر  $F_2$  به گونه‌ای انتخاب می‌شود که تا حد فرکانس دلخواهی، سیگنال  $d$  وارد شده به بخش دوم تقریباً ناچیز شود. در نهایت کنترلر طراحی خواهد شد.

در این مقاله ابتدا برای سیستم نامی (بدون نامعینی پارامتری) اما در حضور کلیه قیدهای فیزیکی، به روش اچ-اینفینیتی کنترلرهای مذکور طراحی خواهند شد. سپس با روش سنتز میو برای سیستم دارای نامعینی کنترلرهای مذکور دوباره طراحی می‌شوند.

#### 1-4- تفاوت کنترل پیش‌خور عملگر ترکیبی و یک موتور جریان مستقیم

یکی از روش‌های متداول برای افزایش سرعت پاسخ موتورهای جریان مستقیم استفاده از کنترلی پیش‌خور (براساس دینامیک معکوس مدل) به‌منظور حذف نیروی اینرسی موتور می‌باشد. این روش 2 عیب دارد. اول این‌که عملگر زودتر به اشباع رفته و در نتیجه رنج خروجی کمتر می‌شود. عیب دوم مربوط به مدل دینامیک معکوس می‌باشد که اگر این مدل با مدل واقعی برابر نباشد ممکن است کارایی لازم را نداشته باشد. در این عملگر ترکیبی تقریباً مشکل اول بهبود یافته است اما مشکل دوم همچنان باقی می‌باشد. چرا که قرار است که با کنترلی پیش‌خور برای موتور دور، تمام نیروهای دینامیکی داخلی و خارجی سیستم حذف شود و عملاً موتور نزدیک در حذف نیروی اینرسی خود بی‌تاثیر بوده و در نتیجه رنج گشتاور خروجی کاهش نمی‌یابد و با محدوده گشتاور قابل تامین توسط موتور نزدیک برابر خواهد بود.

#### 2-4- حساسیت سیستم به ازاء 10 درصد نامعینی برای هر پارامتر

مشخصات موتورها و دمپر مشابه [1] انتخاب شده است. در "شکل 10" حساسیت سیستم به ازاء 10 درصد نامعینی برای هر پارامتر برای دو تابع  $G_1$  و  $G_2$  رسم شده است.

#### 3-4- اهداف طراحی و قيود فیزیکی

در این بخش به معرفی خواسته‌های مساله و همچنین قیدهای فیزیکی حاکم بر سیستم می‌پردازیم. هدف از این سیستم و کنترل آن، ردیابی گشتاور مطلوب در خروجی (شفت موتور نزدیک) با رنج 0.14Nm و پهنای باند  $1000\text{rads}^{-1}$  در حضور درصدی از نامعینی‌های پارامتری و همچنین با در نظر گرفتن قيود فیزیکی موجود در سیستم می‌باشد. منظور از قيود فیزیکی، دقیقاً

جدول 1 مشخصات توابع وزنی (کمترین کران بالا برای هر محدودیت)

محدودیت یا مطلوبیت	نماد	واحد	تابع وزنی (برحسب فرکانس)
سرعت کاربر	$W_{V_{Load}}$	$ms^{-1}$	$\frac{28 \left(\frac{s}{450} + 1\right)^3}{\left(\frac{s}{180} + 1\right)^2 \left(\frac{s}{700} + 1\right)^6}$
گشتاور مطلوب	$W_{T_d}$	Nm	$\frac{0.05}{\left(\frac{s}{1100} + 1\right)^2}$
اشباع دمپر	$W_{\Delta\theta}$	$rads^{-1}$	$\frac{1}{104}$
اشباع موتور دور	$W_{V_1}$	Volt	$\frac{36 \left(\frac{s}{220} + 1\right)^2 \left(\frac{s}{1500} + 1\right)^6}{\left(\frac{s}{120} + 1\right)^2 \left(\frac{s}{4000} + 1\right)^6}$
اشباع موتور نزدیک	$W_{V_2}$	Volt	$\frac{24 \left(\frac{s}{150} + 1\right)^2 \left(\frac{s}{800} + 1\right)^6}{\left(\frac{s}{100} + 1\right)^2 \left(\frac{s}{1800} + 1\right)^6}$
نویز در سنسور نیرو	$W_n$	Nm	$\frac{35 \left(\frac{s}{100} + 1\right)}{10^7 \left(\frac{s}{1000} + 1\right)}$
سیگنال $d$	$W_d$	Nm	$\frac{35 \left(\frac{s}{200} + 1\right) \left(\frac{s}{2000} + 1\right)}{10^4 \left(\frac{s}{70} + 1\right) \left(\frac{s}{1000} + 1\right)}$
خطای ردیابی	$W_e$	Nm	$\frac{10^6 \left(\frac{s}{1000} + 1\right)}{35 \left(\frac{s}{100} + 1\right)}$

فرکانس متداول در هپتیک است [24,19] می‌باشد) را تولید کند. تابع وزنی خطای ردیابی  $W_e^{-1}$  به صورت فیلتر پایین‌گذر انتخاب شده که تا فرکانس‌های پایین‌تر از  $1000rads^{-1}$  دارای خطای ردیابی گشتاوری معادل نیروی  $0.001N$  بوده و در فرکانس‌های بالاتر از آن دارای بیشترین مقدار خطای  $0.01N$  باشد (کمترین نیروهای قابل حس توسط دست انسان در حالت  $0.001N$  و  $0.01N$  استاتیکی می‌باشد [25,19]). تابع وزنی نویز سنسور  $W_n$  به صورت فیلتر بالاگذر فرض شده که تا فرکانس‌های پایین‌تر از  $100rads^{-1}$  دارای دامنه نویزی معادل  $0.0005N$  بوده و در فرکانس‌های بالا این مقدار به  $10$  برابر افزایش یابد. در واقع فرض شده است دقت سنسور نیرو  $2$  برابر کمترین نیروی قابل حس توسط دست انسان در حالت دینامیکی است. و در نهایت تابع وزنی اشباع دمپر  $W_{\Delta\theta}^{-1}$  نیز طوری در نظر گرفته شده که سرعت اشباع آن  $1000rads^{-1}$  باشد. لازم به ذکر است که سیگنال  $\Delta\theta$  در "شکل 11" (که در دورن بلوک  $G_{first}$  نشان داده شده)، به‌طور دقیق در "شکل 4" مشخص شده است.

### 5-1- طراحی کنترلر بهینه (برای سیستم نامی)

طراحی کنترلر در کل براساس کمینه کردن نرم بی‌نهایت سیستم حلقه بسته مطلوب به فرم معادله (16) می‌باشد:

$$\|F_1(M \cdot K)\|_{\infty} = \sup_{\omega} \bar{\sigma}(F_1(M \cdot K)(j\omega)) \quad (16)$$

که در آن  $\bar{\sigma}$  مقادیر تکین تابع  $F_1(M \cdot K)$  و کنترلر  $K$  می‌باشد. عبارت  $F_1(M \cdot K)$  تبدیل کسری پایینی نامیده می‌شود که به صورت رابطه (17) تعریف می‌شود [26].

$$F_1(M \cdot K)(j\omega) = M_{11} + M_{12}K(I - M_{22}K)^{-1}M_{21} \quad (17)$$

کنترلر  $K$  نیز براساس حل نامعادلات LMI که به‌عنوان قیودی در حل مساله بهینه‌سازی مورد استفاده قرار می‌گیرند به‌دست می‌آید [27]. این روند بسیار

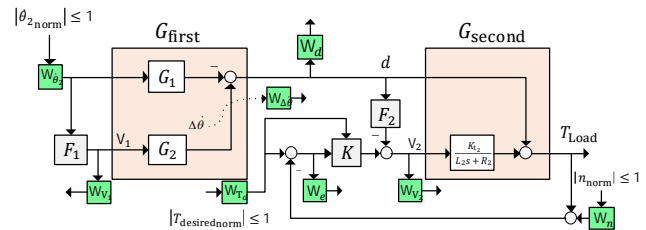
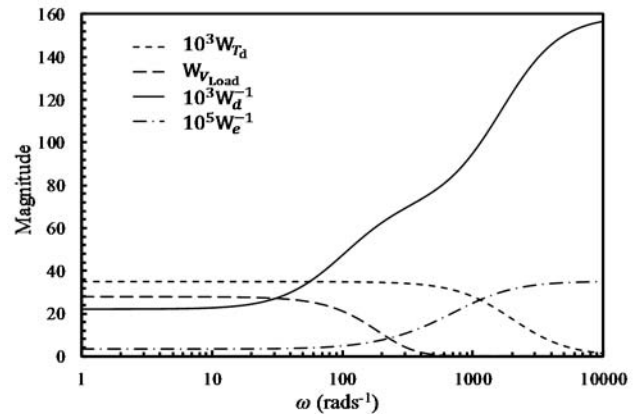
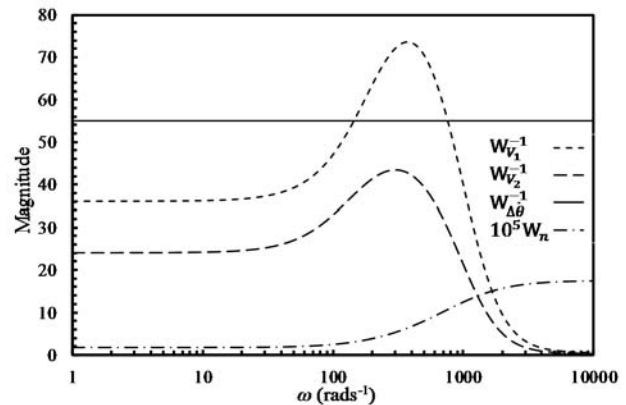


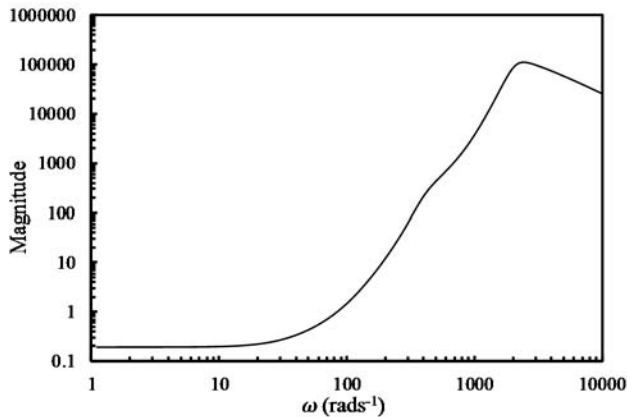
Fig. 11 Block diagram of robust control

شکل 11 دیاگرام بلوکی کنترلی مقاوم

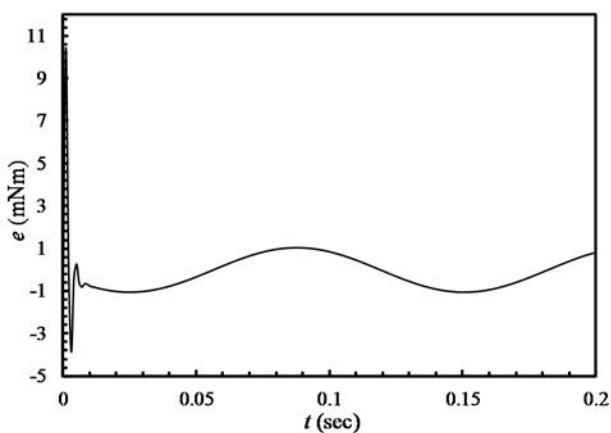
Fig. 12 Magnitude of  $W_e^{-1}$ ,  $W_{V_{Load}}$ ,  $W_{T_d}$  and  $W_d^{-1}$  weight functionsشکل 12 مقادیر توابع وزنی  $W_e^{-1}$  و  $W_{T_d}$ ،  $W_{V_{Load}}$  و  $W_d^{-1}$ Fig. 13 Magnitude of  $W_{V_1}^{-1}$ ,  $W_{V_2}^{-1}$ ,  $W_{\Delta\theta}^{-1}$  and  $W_n$  weight functionsشکل 13 مقادیر توابع وزنی  $W_{V_1}^{-1}$ ،  $W_{V_2}^{-1}$ ،  $W_{\Delta\theta}^{-1}$  و  $W_n$ 

این طرز انتخاب بدین دلیل می‌باشد اولاً موتورهای dc دارای پهنای‌باند محدودی در حدود  $1000rads^{-1}$  هستند [22] دوماً طبق دستورالعمل این موتورها [23]، در زمان‌های کوتاه لحظه‌ای (یعنی در فرکانس‌های بالا)، قادر به تحمل ورودی‌های بیشتر از مقدار نامی می‌باشد به طوری که در درازمدت آسیب نخواهند دید. تابع وزنی سرعت کاربر  $W_{V_{Load}}$  مشخص‌کننده بیشترین میزان سرعت (دامنه و فرکانس) کاربر بوده که مطابق با [24] در محدوده پهنای‌باند حرکتی دست انسان یعنی  $10Hz$  در نظر گرفته شده است.

تابع وزنی  $W_{T_d}$  بیانگر بیشترین مقدار دامنه و فرکانس ورودی مطلوب است که به‌منظور توانایی این عملگر برای تولید نیروی نسبتاً مطلوب در خروجی، دامنه و پهنای‌باند آن به ترتیب  $1.5N$  و  $100Hz$  در نظر گرفته شده است. این بدین معناست که خروجی می‌تواند نیرویی با دامنه  $1.5N$  و فرکانس  $100Hz$  (که در هپتیک بسیار مناسب می‌باشد زیرا بیشتر از  $30Hz$  که

Fig. 16  $F_1$  Controller achieved through  $H_\infty$ 

شکل 16 کنترلر  $F_1$  به دست آورده شده با روش مقاوم خطی اچ-اینفینیتی

Fig. 17 Output of  $d$  vs. time

شکل 17 خروجی  $d$  بر حسب زمان

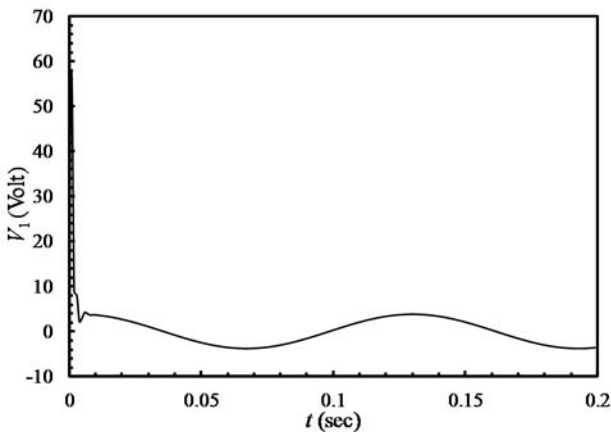


Fig. 18 Control effort of the far motor vs. Second

شکل 18 تلاش کنترلی موتور دور بر حسب زمان

کنترلر پیشخور  $F_2$  اثر سیگنال تضعیف شده  $d$  را بر خروجی حذف نموده و کنترلر  $K$  پایداری و کیفیت ردیابی در خروجی را تضمین کند. ساختار این قسمت در "شکل 19" نشان داده شده است.

منحنی مقادیر تکین سیستم حلقه بسته و پاسخ فرکانسی اجزای آن در شکل 20 و کنترلر  $K$  به دست آورده شده در "شکل 21" نمایش داده شده است. همچنین کنترلر پیشخور  $F_2$  مطابق رابطه (18) می‌باشد به طوری که اثر سیگنال تضعیف شده  $d$  در مرحله قبل را بر خروجی خنثی کند.

$$F_2 = \left( \frac{K_{12}}{L_2 s + R_2} \right)^{-1} \quad (18)$$

پیچیده می‌باشد و بنابراین با استفاده از جعبه ابزار کنترل مقاوم در نرم‌افزار متلب و با برخی روش‌های عددی، کنترلر نهایی بدست آورده می‌شود.

طراحی کنترلرهای  $F_1$ ،  $F_2$  و  $K$  در 2 مرحله صورت می‌گیرد. در مرحله اول ابتدا  $F_1$  به گونه‌ای طراحی می‌شود که سیگنال  $d$  در فرکانس‌های مختلف کمینه شود. سپس کنترلر  $F_2$  به گونه‌ای انتخاب می‌شود که تا حد فرکانس دلخواهی، سیگنال  $d$  وارد شده به بخش دوم تقریباً ناچیز شود. در نهایت کنترلر  $K$  طراحی خواهد شد.

#### 5-1-1-1 مرحله اول: طراحی کنترلر $F_1$

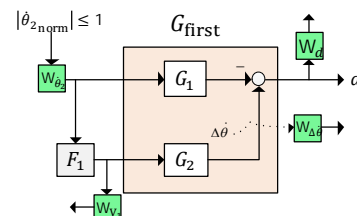
هدف از این مرحله تضعیف سیگنال  $d$  تا حد امکان، با استفاده از بخش موتور دور ( $G_{\text{first}}$ ) و در شرایطی است که 4 خواسته ما از مساله (توابع وزنی سبز رنگ در "شکل 14") برآورده شود، می‌باشد (شکل 14). این طراحی با استفاده از دستور "hinfsys" نرم‌افزار متلب صورت می‌گیرد.

منحنی مقادیر تکین سیستم حلقه بسته و پاسخ فرکانسی اجزای آن در "شکل 15" و کنترلر به دست آورده شده  $F_1$  در "شکل 16" نمایش داده شده است.

همان‌طور که در "شکل 15" مشخص است بیشینه مقدار تکین سیستم حلقه بسته برای این بخش نزدیک به 1 بوده که نشان می‌دهد که کنترلر  $F_1$  به گونه‌ای طراحی شده که پایداری و کارایی برای سیستم نامی برآورده شود. پاسخ زمانی خروجی سیستم  $d$  و تلاش کنترلی به ازاء ورودی سرعت کاربر  $25\sin(50t)$  به صورت "اشکال 17 و 18" شده است که نشان‌دهنده برآورده شدن خواسته‌های ما از مساله می‌باشد.

#### 5-2-1-2 مرحله دوم: طراحی کنترلرهای $F_2$ و $K$

بعد از طراحی کنترلر  $F_1$  در مرحله اول که وظیفه تضعیف سیگنال را داشت، در این مرحله کنترلرهای  $F_2$  و  $K$  به گونه‌ای انتخاب و طراحی می‌شوند که

Fig. 14 First step controller structure to obtain  $F_1$ 

شکل 14 ساختار کنترلی بخش اول برای به دست آوردن  $F_1$

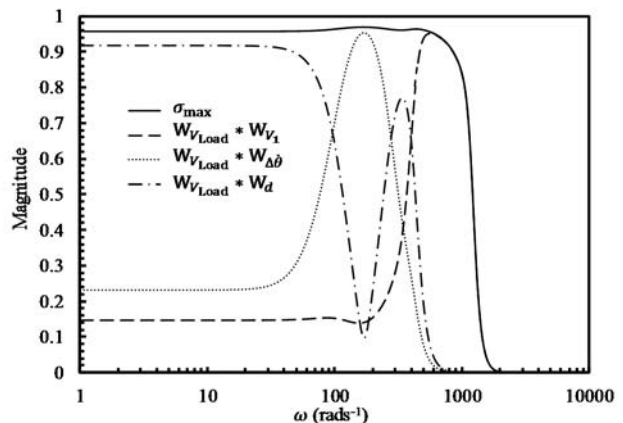


Fig. 15 Eigenvalues diagram of closed-loop system and its parts frequency responses

شکل 15 منحنی مقادیر تکین سیستم حلقه بسته و پاسخ فرکانسی اجزای آن

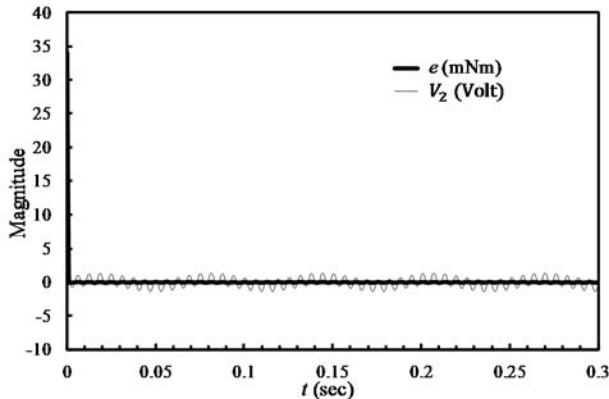


Fig. 22 System output time-domain response and control effort vs. input

شکل 22 خطای پاسخ زمانی خروجی سیستم و تلاش کنترلی به ازاء ورودی

## 5-2- بررسی و طراحی سیستم به روش سنتز میو (برای سیستم دارای نامعینی پارامتری)

### 5-2-1- تاثیر عدم قطعیت پارامتری بر سیگنال $d$

از آنجایی که در عمل، پارامترهای سیستم می‌تواند با مدل ریاضی تفاوت داشته باشد، بررسی و طراحی کنترلی که در حضور نامعینی پارامتری بتواند پایداری و کارایی لازم را داشته باشد، حائز اهمیت است. در حالت کلی، طراحی به روش کنترل مقاوم [چ-اینفینیتی] نمی‌تواند کارایی سیستم در حضور نامعینی‌ها را تضمین کند. روش مقاوم سنتز میو قادر به تضمین پایداری و نه افزایش دقت (در حضور نامعینی‌ها) می‌باشد. لذا با وجود کارایی روش ارائه شده در بخش دوم، در بخش اول بهتر است از روش‌های تطبیقی نیز استفاده شود.

هدف اصلی از طرح چنین عملگر ترکیبی، دستیابی به عملگری است که بتواند دارای دقت یا سرعت بیشتر در خروجی نسبت به یک موتور جریان مستقیم باشد. در ساختار کنترلی پیشنهادی برای این سیستم از 2 کنترلر پیشخور  $F_1$  و  $F_2$  برای حذف نیروهای دینامیکی مزاحم داخلی و خارجی استفاده شده است چرا که کنترلر پیشخور یکی از روش‌های شناخته شده برای حذف نیروهای دینامیکی مزاحم داخلی سیستم‌ها و در نتیجه افزایش کارایی آن‌ها می‌باشند. از معایب این روش این است که اگر پارامترها عدم قطعیت داشته باشند، از کارایی و دقت سیستم به شدت کم می‌شود.

مصادیق این واقعیت در این مقاله تاثیر عدم قطعیت پارامتری بر سیگنال  $d$  می‌باشد. از آنجایی که  $d$  سیگنالی غیرقابل اندازه‌گیری می‌باشد (در این ساختار کنترلی)، اگر سیستم در بخش اول نامعینی داشته باشد، سیگنال  $d$  نادقیق شده و نمی‌توان آن را در مرحله 2 حذف کرد و در نتیجه مقداری از خطا به خروجی رفته و بدین ترتیب دقت سیستم در ردیابی گشتاور ورودی کاهش می‌یابد. کاهش سیگنال  $d$  در بخش اول و در نهایت حذف آن در بخش دوم نکته کلیدی و بخش اصلی در این ساختار کنترلی می‌باشد، چرا که  $d$  نماینده نیروهای دینامیکی مزاحم داخلی و خارجی می‌باشد. هرچه  $d$  کمتر باشد، به معنی بیشتر حذف شدن این دینامیک‌ها و در نتیجه افزایش دقت و سرعت در خروجی می‌باشیم.

در نتیجه کنترل مقاوم برای بخش اول مناسب نمی‌باشد بلکه روش‌های تطبیقی که بتواند تخمینی از سیگنال  $d$  را به‌دست دهد یا روشی که بتواند کنترلر  $F_1$  را طوری تطابق دهد که سیگنال  $d$  ناچیز شود انتظار می‌رود. مقاله‌های [29,28] روش‌هایی مانند کنترلر پیشخور با تخمین پارامترها به

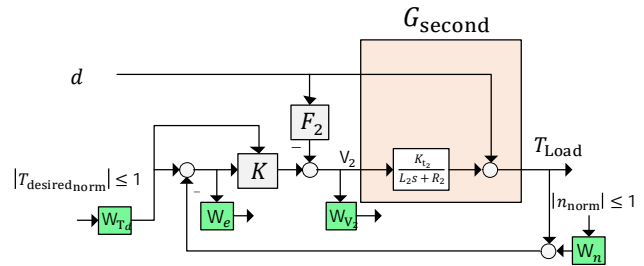


Fig. 19 First step controller structure to obtain  $F_2$  and  $K$

شکل 19 ساختار کنترلی بخش دوم برای بدست آوردن کنترلهای  $F_2$  و  $K$

همان‌طور که در "شکل 20" مشخص است بیشینه مقدار تکین سیستم حلقه بسته برای این بخش کمتر از 1 بوده که نشان می‌دهد که کنترلر  $K$  به گونه‌ای طراحی شده که پایداری و کارایی برای سیستم نامی برآورده شود. خطای پاسخ زمانی خروجی سیستم و تلاش کنترلی به ازاء ورودی سرعت کاربرد  $27\sin(100t)$ ، نویز سنسور  $1.75 \times 10^{-5}\sin(100t)$ ، گشتاور ورودی مطلوب  $0.035\sin(1000t)$  و اغتشاش در موتور نزدیک  $0.001\sin(70t)$  به صورت "شکل 22" شده است که نشان می‌دهد خطای خروجی و تلاش کنترلی در محدوده در نظر گرفته شده بوده و بنابراین برآورده شدن خواسته‌های تعیین شده از مساله را تضمین می‌کند.

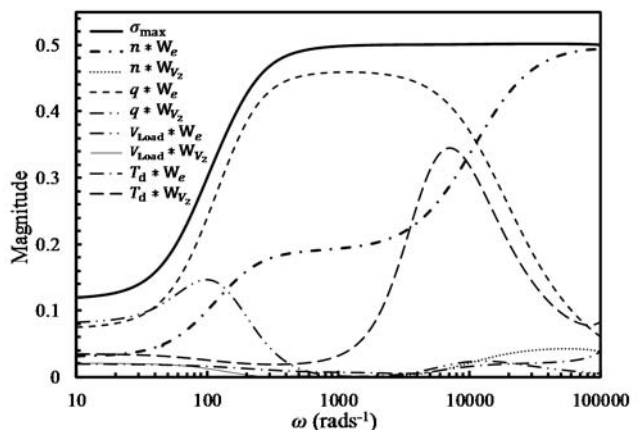


Fig. 20 Eigenvalues diagram of closed-loop system and its parts

شکل 20 منحنی مقادیر تکین سیستم حلقه بسته و پاسخ فرکانسی اجزای آن

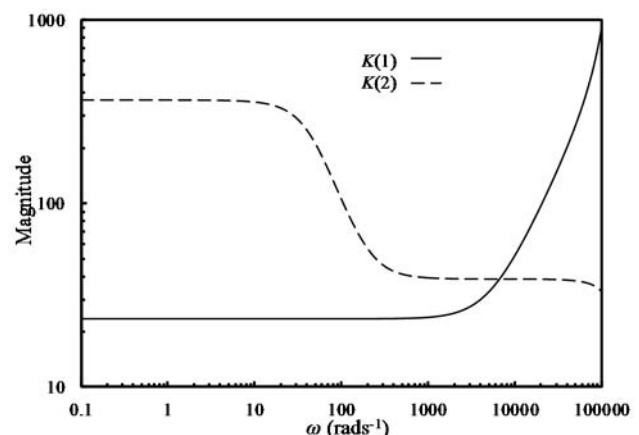


Fig. 21  $K$  Controller achieved through  $H_\infty$

شکل 21 کنترلر  $K$  بدست آورده شده با روش مقاوم خطی [چ-اینفینیتی]



روش کمترین مربعات و یا روش‌های مبتنی بر مشاهده‌گر را برای موتور جریان مستقیم پیشنهاد داده‌اند که در این زمینه سودمند به نظر می‌رسند. پس از آن می‌توان برای بخش دوم، کنترلر مقاومی طراحی کرد که در سایر محدودیت‌ها، کارایی مقاوم داشته باشد.

با این حال یک بار کنترلر  $F_1$  را در حضور عدم قطعیت پارامتری با مقادیر نامعینی (برای هر پارامتر بین 5-10%) و با روش سنتز میو طراحی کرده و نتیجه را برای سیستم نامی و سیستم دارای نامعینی بررسی می‌شود. "شکل 23" مشخصات کارایی سیستم حلقه بسته بخش اول را نشان داده است که در آن خط‌های ضخیم‌تر نشان‌دهنده بیشترین مقدار در نظر گرفته شده برای هر سیگنال و خط‌های نازک‌تر بیشترین مقدار قابل دستیابی در سیستم می‌باشند. البته هدف از این نمودار فقط توجه به این نکته است که سیگنال  $d$  برای سیستم دارای نامعینی، حاوی مقداری می‌شود که در بخش دوم قابل حذف نبوده است. بیشترین مقدار فرکانسی سیگنال  $d$  در این حالت، با خط ممتد نازک (که در "شکل 23" به علامت  $10^3 d_{max}$  نشان داده شده است) مشخص شده است.

بنابراین برای ادامه کار فرض می‌کنیم که سیگنال  $d$  تقریباً معلوم است (یا این که توسط بخش اول تا حدود زیادی تضعیف یافته است) و نیز با کنترلر پیش‌خور  $F_2$  مقدار باقیمانده آن توسط موتور دوم حذف خواهد شد. بنابراین در این قسمت از اثر سیگنال  $d$  بر سیستم صرف‌نظر می‌کنیم.

بنابراین برای ادامه کار فرض می‌کنیم که سیگنال  $d$  تقریباً معلوم است (یا این که توسط بخش اول تا حدود زیادی تضعیف یافته است) و نیز با کنترلر پیش‌خور  $F_2$  مقدار باقیمانده آن توسط موتور دوم حذف خواهد شد. بنابراین در این قسمت از اثر سیگنال  $d$  بر سیستم صرف‌نظر می‌کنیم.

#### 5-2-2- طراحی کنترلر مقاوم برای بخش دوم

از آنجایی که فرض شده که سیگنال  $d$  در بخش 1 تضعیف یافته و مقدار آن ناچیز است، بنابراین در این قسمت از کنترلر  $F_2$  صرف‌نظر کرده و فقط به طراحی کنترلر  $K$  با روش سنتز میو در حضور قیود مربوط به بخش دوم پرداخته می‌شود. شمای کنترلی این قسمت در "شکل 24" نشان داده شده است.

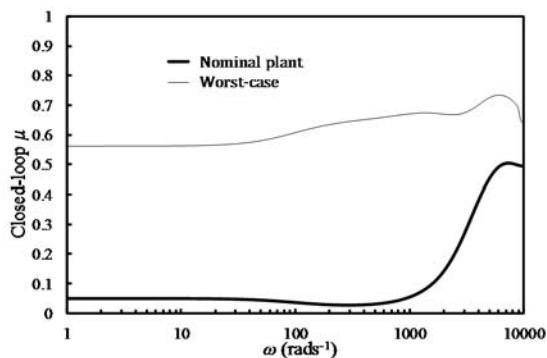


Fig. 25 Closed-loop system's performance characteristics of first part through  $\mu$ -synthesis

شکل 25 مشخصات کارایی سیستم حلقه بسته بخش دوم به روش سنتز میو

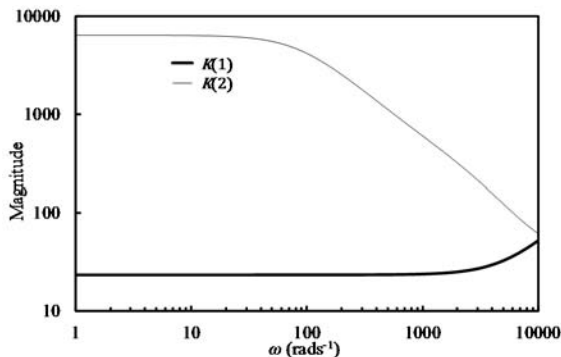


Fig. 26  $K$  controller achieved by  $\mu$ -synthesis

شکل 26 کنترلر  $K$  به دست آورده شده با روش سنتز میو

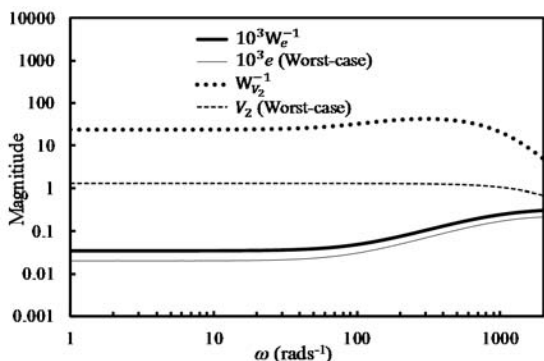


Fig. 27 Maximum output error and control effort in design (Thick curves) and maximum error of the real system (Thin curves)

شکل 27 بیشترین مقادیر خطای خروجی و تلاش کنترلی در طراحی (خطوط ضخیم) و بیشترین مقادیر ممکن در سیستم (خطوط نازک)

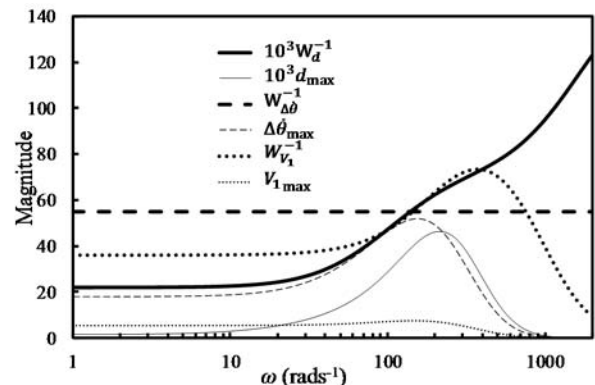


Fig. 23 Closed-loop system's performance characteristics of first part through  $\mu$ -synthesis

شکل 23 مشخصات کارایی سیستم حلقه بسته بخش اول به روش سنتز میو

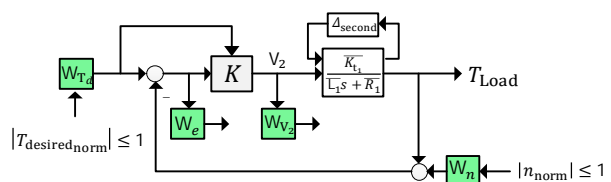


Fig. 24 Second part controller structure to design  $K$  through  $\mu$ -synthesis with 5% of parametric uncertainties

شکل 24 ساختار کنترلی بخش دوم برای طراحی کنترلر  $K$  به روش سنتز میو که نامعینی در نظر گرفته شده برای هر پارامتر 5% می‌باشد

نهایی با شعاع 35mm است) می‌باشد با همان ورودی پله بررسی شده است. شکل خروجی گشتاور برای این حالت نیز در "شکل 31" نشان داده شده است. (در این مقایسه، نویز و اغتشاش به میزان نصف مقادیر گفته شده در بخش 1-2-5 و اشباع دمپر و موتورهای نیز در نظر گرفته شده‌اند.) نتیجه این قسمت نیز نشان می‌دهد که سیستم کنترلی در [19] که سرعت خروجی را در نظر نگرفته بود، بر خلاف سیستم کنترلی در این مقاله نتوانسته در حضور حرکت دست کاربر، نیروی مطلوب در خروجی را تولید کند.

این نکته قابل ذکر است که مشخصات موتورها و دمپر مورد بررسی در این مقاله دقیقاً با کار قبلی یکسان است. همچنین دامنه گشتاور ورودی مطلوب 2 برابر گشتاور اشباع موتور نزدیک (5mNm) انتخاب شده است تا در حضور این قید مهم، عملکرد سیستم ارزیابی شود.

### 7- نتیجه گیری

در این مقاله روش کنترل مقاوم برای عملگرهای ترکیبی که به‌منظور تامین همزمان گشتاور زیاد و نیروی اینرسی کم استفاده می‌شوند، بررسی شد. در بسیاری از کاربردهای رباتیک، به‌خصوص در واسط‌های هپتیک، نیاز به مقابله با نیروهای تعاملی زیاد در عین حفظ شفافیت سیستم، تناقض‌آمیز است. یک راه حل، استفاده از نوعی عملگر ترکیبی ویسکوز متشکل از دو موتور جریان مستقیم دور (قوی) و نزدیک (ضعیف) بوده‌است که شفت‌های آن‌ها با یک دمپر دورانی جریان‌گردابی به یکدیگر متصل شده‌اند. پژوهش‌های قبلی در مورد این عملگر، پیچیدگی‌های ذاتی سیستم مانند نامعینی‌های پارامتری و قیود فیزیکی، شامل مانند اشباع ولتاژ موتورها، اشباع سرعت دمپر دورانی،

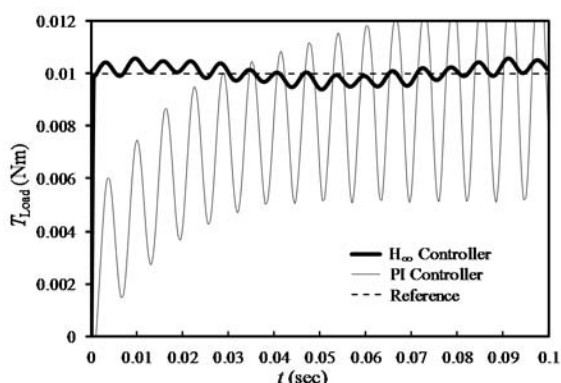


Fig. 30 System output time-domain response in the case of user inactivity

شکل 30 پاسخ زمانی خروجی سیستم در حالت سکون کاربر

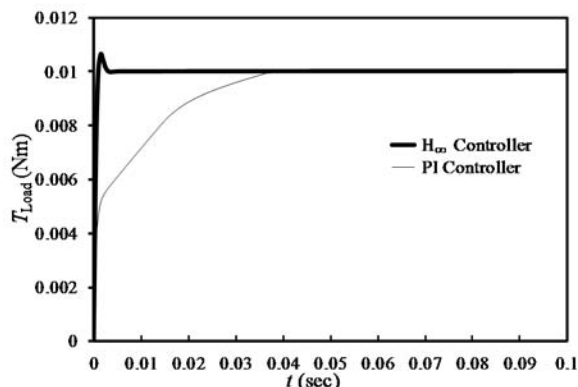


Fig. 31 System output time-domain response with presence of velocity in output

شکل 31 پاسخ زمانی خروجی سیستم با حضور سرعت در خروجی

همچنین خطای پاسخ زمانی خروجی سیستم و تلاش کنترلی به ازاء نویز سنسور  $0.035\sin(1000t)$ ، گشتاور ورودی مطلوب  $1.75 \times 10^{-5}\sin(100t)$  به صورت "شکل 28" شده است که نشان می‌دهد خطای خروجی و تلاش کنترلی در محدوده در نظر گرفته شده قرار دارد.

### 6- مقایسه عملکرد سیستم با کار قبلی

در این بخش عملکرد سیستم کنترلی پیشنهادی در این مقاله (کنترلر بهینه مقاوم اچ-اینفینیتی) با کنترلر کار قبلی انجام شده توسط [19] در حضور کلیه قیود فیزیکی مقایسه خواهد شد.

سیستم کنترلی کار قبلی در "شکل 29" نشان داده شده است. همان‌طور که قبلاً گفته شد در آن، سرعت دست کاربر ناچیز فرض شده‌است. در این نحوه کنترل خطای خروجی با یک بلوک PI به موتور بزرگ فیدبک داده شده و نیز همان خطای خروجی مستقیماً به موتور کوچک داده شده است. در واقع فرض شده است که نیروی اعمالی در خروجی دقیقاً با نیروی تولیدی دمپر برابر است (که این فرض فقط زمانی درست است که خروجی ساکن باشد!).

عملکرد این 2 سیستم کنترلی را در شرایطی که سرعت خروجی (کاربر) صفر است، با ورودی پله مقایسه شده‌است. شکل خروجی گشتاور برای این حالت در "شکل 30" نشان داده شده است. همان‌طور که در این شکل مشخص است، این سیستم با کنترلر پیشنهادی در این مقاله، با حذف نیروهای مزاحم دینامیکی توانسته‌است با سرعت پاسخ زیاد به ورودی مطلوب، پاسخ دهد. که نسبت با سیستم کنترلی پیشنهادی در [19] نتیجه بسیار مناسب‌تری دارد.

بار دیگر این 2 سیستم کنترلی را در شرایطی که سرعت خروجی (کاربر) برابر با  $8\sin(30t)$  (که دارای دامنه‌ی سرعت خطی در حدود  $25\text{ms}^{-1}$  با دسته

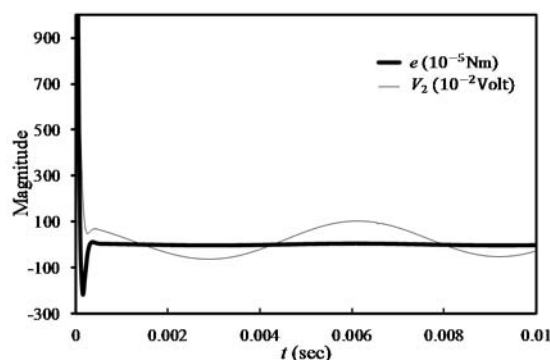


Fig. 28 System output time-domain response and control effort vs. input

شکل 28 پاسخ زمانی خروجی سیستم و تلاش کنترلی به ازاء ورودی

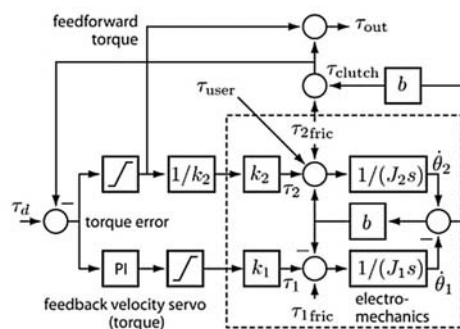


Fig. 29 Control system in [19]

شکل 29 سیستم کنترلی در [19]

$T_{desired}$	گشتاور مطلوب ورودی (Nm)
$T_{Load}$	گشتاور ورودی از جانب کاربر (Nm)
$V_{Load}$	سرعت زاویه‌ای کاربر ( $\text{rads}^{-1}$ )
$V_i$	ولتاژ ورودی به موتور (Volt)
$W_X$	تابع وزنی بر حسب فرکانس
$\bar{X}$	مقدار نامی پارامتر $X$
$G_{first}$	تابع تبدیل بخش اول
$G_{second}$	تابع تبدیل بخش دوم
$F_i$	تابع تبدیل کنترلر پیشخورد بخش $i$ ام
$K$	تابع تبدیل کنترلر پس‌خورد
$M$	تابع تبدیل یک سیستم خطی
$t$	زمان (sec)
$j$	یکه موهومی
$e$	خطای ردیابی (Nm)
$n$	نویز (Nm)

## علائم یونانی

$\theta_i$	زاویه موتور (rad)
$\tau_c$	ثابت لختی الکتریکی دمپر (sec)
$\delta_X$	متغیر تصادفی
$\Delta_X$	ماتریس نامعینی
$\omega$	فرکانس ( $\text{rads}^{-1}$ )
$\sigma$	مقدار تکین
$\mu$	مشخصه کارایی سنتز میو

## بالانویس‌ها

- مقدار نامی

## زیرنویس‌ها

$i$	عدد 1 یا 2
$st$	استاتور دمپر
$ro$	روتور دمپر
$norm$	نرمالایزه شده
$nom$	نامی
$r$	روتور دمپر
$s$	استاتور دمپر
$c$	دمپر
$first$	اول
$second$	دوم
$desired$	مطلوب
$Load$	بار خروجی
$l$	پایینی
$d$	مطلوب
$max$	بیشترین مقدار

## 9- مراجع

- [1] M. Ousaid, A. Millet, G. Régnier, S. Haliyo, V. Hayward, Haptic Interface Transparency Achieved Through Viscous Coupling, *The International Journal of Robotics Research*, Vol. 31, No. 3, pp. 319-329, 2012.

بیشترین دینامیک حرکتی وارد شده به عملگر از طرف کاربر و همچنین نویز سنسور نیرو، را در نظر نگرفته‌اند. در این مقاله یک روش کنترلی مقاوم اچ-اینفینیتی و سنتز میو پیشنهاد شد.

با معرفی مدل عملگر یک درجه آزادی و فیزیک کوپلر، حد معقولی از نامعینی روی پارامترها فرض شد و اثر آن با انتخاب دو کنترلر پیشخورد حداقل شد. همچنین تمام محدودیت‌ها و مطلوبیت‌ها توسط 8 تابع وزنی معرفی شده‌اند. سپس طراحی کنترلر اچ-اینفینیتی در دو مرحله طراحی شد: در مرحله اول کنترلر پیشخوردی برای موتور دور و به منظور حذف یا تضعیف دینامیک آن قسمت در حضور کلیه قیود فیزیکی ارائه شد و در مرحله دوم یک کنترلر پیشخورد برای موتور نزدیک و یک کنترلر که پایداری و کیفیت ردیابی را تامین می‌کند طراحی شد. در انتها تضمین کارایی موردنظر سیستم در حضور نامعینی‌ها به روش سنتز میو و با فرض ناچیز بودن سیگنال  $d$  بررسی گردید. از آنجا که در بخش دوم دینامیک سیستم بسیار ناچیز است، به روش سنتز میو نتایج خروجی در حالت نامی و نیز در حالت بدترین وضعیت حضور نامعینی‌ها در سیستم، نشانگر صحت عملکرد کنترلر پیشنهادی را دارد.

در نهایت عملکرد سیستم کنترلی پیشنهادی این مقاله (کنترلر بهینه اچ-اینفینیتی) با کنترلر کار قبلی انجام شده توسط [19] در حضور کلیه قیود فیزیکی مقایسه شد که با مشاهده نحوه ردیابی خروجی این سیستم به وسیله این 2 سیستم کنترلی، برتری کنترلر این مقاله در عملکرد پاسخ سیستم به وضوح مشخص است.

از آنجا که در این پژوهش، تنها پایداری کنترلر و نه دقت آن در بخش اول حاصل شد، فرض بر این بوده است که نیروهای دینامیکی مزاحم داخلی و خارجی محدوده مشخصی دارد و خطا در بخش اول کاهش می‌یابد و در بخش دوم حذف می‌گردد. برای گسترش کارایی به محدوده نامشخصی از نامعینی‌های پارامتری، برای پژوهش‌های آینده، توسعه یک کنترلر تطبیقی-مقاوم پیشنهاد می‌شود.

## 8- فهرست علائم

در این قسمت،  $i$  نشان‌دهنده موتور اول یا دوم و  $X$  نشان‌دهنده بخش یا ویژگی و یا متغیر خاصی می‌باشد.

$b$	ویسکوزیته دمپر ( $\text{Nms}^{-1}\text{rad}$ )
$B_i$	ویسکوزیته ( $\text{Nms}^{-1}\text{rad}$ )
$d$	سیگنال نیروهای دینامیکی مزاحم (Nm)
$K_{t_i}$	ثابت گشتاور موتور ( $\text{NmAmp}^{-1}$ )
$J_i$	ممان اینرسی ( $\text{Kgm}^2$ )
$J_{m_i}$	ممان اینرسی روتور موتور ( $\text{Kgm}^2$ )
$J_r$	ممان اینرسی روتور دمپر ( $\text{Kgm}^2$ )
$J_s$	ممان اینرسی استاتور دمپر ( $\text{Kgm}^2$ )
$K_{v_i}$	ثابت سرعت موتور ( $\text{Volts}^{-1}\text{rad}$ )
$L_i$	اندوکتانس موتور (H)
$N$	ضریب چرخنده
$p_X$	درصد نامعینی پارامتر
$s$	متغیر لاپلاس
$T$	گشتاور تولیدی دمپر (Nm)
$T_i$	گشتاور ورودی به موتور (Nm)

- design, modeling, control, *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, Vol. 7, No. 3, pp. 320-332, 1991.
- [16] C. Rossa, J. Lozada, A. Micaelli, Design and Control of a Dual Unidirectional Brake Hybrid Actuation System for Haptic Devices, *IEEE Transactions on Haptics*, Vol. 7, No. 4, pp. 442-453, 2014.
- [17] H. Henry, T. A. Kern, M. Matysek, S. Sindlinger, *Actuator Design*, pp. 253-371, Springer: London, 2014.
- [18] A. Weill-Duflos, A. Mohand-Ousaid, S. Haliyo, S. Regnier, V. Hayward, Optimizing transparency of haptic device through velocity estimation, *IEEE International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics (AIM)*, Busan: IEEE, pp. 529-534, 2015.
- [19] G. Millet, S. Haliyo, S. Regnier, V. Hayward, The ultimate haptic device: First step, *World Haptics 2009 - Third Joint EuroHaptics conference and Symposium on Haptic Interfaces for Virtual Environment and Teleoperator Systems*, Salt Lake City: IEEE, pp. 273-278, 2009.
- [20] C. M. Chew, G. S. Hong, W. Zhou, Series damper actuator: a novel force/torque control actuator, *4th IEEE/RAS International Conference on Humanoid Robots*, Santa Monica: IEEE, Vol. 2, pp. 533-546, 2004.
- [21] P. Fauteux, M. Lauria, B. Heintz, F. Michaud, Dual-differential rheological actuator for high-performance physical robotic interaction, *IEEE Transactions on Robotics*, Vol. 26, No. 4, pp. 607-618, 2010.
- [22] B. Lukáš, T. Březina, H-Infinity controller design for a DC motor model with uncertain parameters, *engineering mechanics*, Vol. 18, No. 5, pp. 271-279, 2011.
- [23] H. J. Radcliffe, B. N. Ga, H. Z. Tan, B. Eberman, et al, Human factors for the design of force-reflecting haptic interfaces, *Dynamic Systems and Control*, Vol. 55, No. 1, pp. 353-359, 1994.
- [24] M. Meier, F. Patzelt, R. Haschke, H. J. Ritter, Tactile convolutional networks for online slip and rotation detection, *International Conference on Artificial Neural Networks*, Barcelona: Springer, pp. 12-19, 2016.
- [25] M. G. Safonov, Stability margins of diagonally perturbed multivariable feedback systems, *IEE Proceedings D-Control Theory and Applications*, Vol. 129, No. 6, pp. 1-3, 1982.
- [26] M. Morari, E. Zafiriou, *Robust process control*, pp. 151-173, Prentice hall: New Jersey, 1989.
- [27] S. Zhao, K. K. Tan, Adaptive feedforward compensation of force ripples in linear motors, *Control Engineering Practice*, Vol. 13, No. 9, pp. 1081-1092, 2005.
- [28] W. Wu, Disturbance compensation for DC motor mechanism low speed regulation: A feedforward and feedback implementation, *Proceeding of the 50th IEEE Conference on Decision and Control and European Control Conference*, Orlando: IEEE, pp. 1614-1619, 2011.
- [2] G. Pratt, M. Williamson, Series elastic actuators, *Proceedings 1995 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems*, Pittsburgh: IEEE, pp. 399-406, 1995.
- [3] M. Lauria, M. A. Legault, M. A. Lavoie, F. Michaud, Differential elastic actuator for robotic interaction tasks, *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, California: IEEE, pp. 3606-3611, 2008.
- [4] A. Sharon, N. Hogan, D. Hardt, High bandwidth force regulation and inertia reduction using a macro/micro manipulator system, *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, Philadelphia: IEEE, pp. 126-132, 1988.
- [5] J. B. Morrell, J. K. Salisbury, *In pursuit of dynamic range: Using parallel coupled actuators to overcome hardware limitations*, pp. 263-273, Berlin: Springer, pp. 263-273, 1997.
- [6] F. Conti, O. Khatib, C. Baur, A hybrid actuation approach for haptic devices, *Second Joint EuroHaptics Conference and Symposium on Haptic Interfaces for Virtual Environment and Teleoperator Systems (WHC'07)*, Tsukuba: IEEE, pp. 367-372, 2007.
- [7] H. Y. Yao, V. Hayward, Design and analysis of a recoil-type vibrotactile transducer, *The Journal of the Acoustical Society of America*, Vol. 128, No. 2, pp. 619-627, 2010.
- [8] B. Vanderborght, A. Albu-Schaeffer, A. Bicchi, E. Burdet, et al, Variable impedance actuators: A review, *Robotics and Autonomous Systems*, Vol. 61, No. 12, pp. 1601-1614, 2013.
- [9] G. Campion, A. H. C. Gosline, V. Hayward, Passive viscous haptic textures, *Symposium on Haptic Interfaces for Virtual Environment and Teleoperator Systems*, Virginia: IEEE, pp. 379-380, 2008.
- [10] M. Zinn, O. Khatib, B. Roth, J. K. Salisbury, A New Actuation Approach for Human Friendly Robot Design, *The international journal of robotics research*, Vol. 23, No. 4, pp. 379-398, 2004.
- [11] G. Pratt, M. Williamson, Series elastic actuators, *Proceedings 1995 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems*, Pittsburgh: IEEE, pp. 399-406, 1995.
- [12] N. Takesue, H. Asaoka, J. Lin, M. Sakaguchi, et al, Development and experiments of actuator using MR fluid, *26th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Nagoya: IEEE, pp. 1838-1843, 2000.
- [13] M. R. Tucker, R. Gassert, Differential-damper topologies for actuators in rehabilitation robotics, *Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, San Diego: IEEE, pp. 3081-3085, 2012.
- [14] W. Yim, S. Singh, Trajectory control of flexible manipulator using macro-micro manipulator system, *Proceedings of 34th IEEE Conference on Decision and Control*, Louisiana: IEEE, Vol. 3, pp. 2841-2846, 1995.
- [15] R. Hollis, S. Salcudean, A. Allan, A six-degree-of-freedom magnetically levitated variable compliance fine-motion wrist: