

طراحی کنترل کننده مقاوم مبتنی بر شناسایی سیستم شبیه‌ساز بار آرودینامیکی با موتور سنکرون مغناطیس دائم برای استفاده در شبیه‌سازی سخت‌افزار در حلقه

عبداله شمیسا^۱

۱- استادیار- گروه مهندسی برق، دانشکده فنی و مهندسی- دانشگاه خاتم- تهران- ایران

a.shamisa@khatam.ac.ir

چکیده: شبیه‌سازهای بار آرودینامیکی، بار متغیر با زمان مورد نیاز برای آزمودن کارآیی عملگرها در محیط آزمایشگاهی را فراهم می‌کنند. شبیه‌ساز بار الکتریکی به عنوان یکی از انواع شبیه‌سازهای بار دینامیکی، باید همزمان با دنبال کردن چرخش محور عملگر تحت آزمایش، یک گشتاور مطلوب را روی شافت آن اعمال کند. در چنین شرایطی، یک گشتاور خیلی بزرگ از طرف عملگر تحت آزمایش روی شبیه‌ساز بار اعمال می‌شود. اخیراً موتورهای سنکرون مغناطیس دائم برای ساخت شبیه‌ساز بار الکتریکی مورد استفاده قرار گرفته‌اند. در عمل ترکیب موتور سنکرون مغناطیس دائم و درایو آن یک پروسه غیرخطی ناشناخته است. روش‌های مبتنی بر مدل طراحی شبیه‌ساز بار الکتریکی یک مدل ساده شده از موتور سنکرون مغناطیس دائم و درایو آن را مورد استفاده قرار می‌دهند. در این مقاله یک روش مستقل از مدل برای طراحی کنترل کننده شبیه‌ساز بار پیشنهاد شده است. ابتدا دو آزمایش کاربردی و جدید برای شناسایی مدل‌های شبیه‌ساز بار الکتریکی و اغتشاش تنظیم می‌شود. سپس مدل‌های شناسایی شده برای طراحی کنترل کننده مقاوم مبتنی بر تئوری فیدبک کمی مورد استفاده قرار می‌گیرند. روش پیشنهاد شده شبیه‌ساز بار را به عنوان یک جعبه سیاه در نظر گرفته و اغتشاش بزرگ را فقط بر اساس مدل شناسایی شده پروسه غیرخطی نامشخص تضعیف می‌کند. محدودیت‌های تلاش کنترل در مرحله طراحی در نظر گرفته شده و در چنین شرایطی یک پهنای باند بزرگ برای سیستم غیرمینیم فاز بدست آمده است. کارآیی مقاوم کنترل کننده روی اتصال شبیه‌ساز بار الکتریکی و عملگر تحت بررسی مورد ارزیابی قرار گرفته است.

واژه‌های کلیدی: شبیه‌ساز بار آرودینامیکی، موتور سنکرون مغناطیس دائم، شناسایی سیستم، کنترل مقاوم، تئوری فیدبک کمی

نوع مقاله: پژوهشی

DOI: 10.52547/jiaeee.20.1.163

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۰/۹/۱۵

تاریخ پذیرش مشروط مقاله: ۱۴۰۱/۰۳/۰۱

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۱/۴/۴

نام نویسنده‌ی مسئول: دکتر عبدالله شمیسا

نشانی نویسنده‌ی مسئول: ایران- تهران- خیابان ملاصدرا- خیابان شیرازی شمالی- خیابان حکیم اعظم- پلاک ۳۰- دانشگاه خاتم- گروه

مهندسی برق

۱- مقدمه

نیروهای آئرو دینامیکی در طول پرواز به طور پیوسته روی سطوح کنترلی هواپیما اعمال می‌شوند. عملگرهایی که این سطوح کنترلی را می‌چرخانند، باید در برابر این نیروها ایستادگی کرده و همزمان عمل کنترلی مناسب را انجام دهند. سروسیستم‌های موتوردار کنترل موقعیت/سرعت در بسیاری از صنایع مانند رباتیک، هوافضا، ماشین ابزارها و سیستم‌های آسانسور و ... مورد استفاده قرار گرفته‌اند [۱]. وقتی که سروموتور در یک شرایط واقعی بارگذاری می‌شود، کارایی آن ممکن است به طور جدی کاهش یابد. شبیه‌ساز بار الکتریکی^۱ (ELS) یک گشتاور دلخواه را در آزمایشگاه روی شافت چرخان عملگرها برای ارزیابی کارایی سروسیستم آن‌ها تولید می‌کند. بنابراین، ELS یک دستگاه ضروری برای شبیه‌سازی‌های سخت‌افزار در حلقه^۲ (HILS) است [۲].

در بررسی ارزیابی کارایی، عملگر تحت آزمایش^۳ (UTA) در سناریوهای مختلفی مانور می‌دهد و ELS چرخش UTA را دنبال کرده و همزمان گشتاور مطلوب را روی شافت عملگر تولید می‌کند. چرخش عملگر یک گشتاور اضافی را روی ELS اعمال کرده که به آن گشتاور افزونه یا خارجی می‌گویند. این گشتاور خیلی بزرگ به صورت یک اغتشاش نامشخص بزرگ روی ELS عمل کرده و باید در یک سناریوی کنترل حلقه‌بسته حذف شود.

محققین زیادی جبران‌ساز پیش‌خورد را برای کاهش اثر گشتاور افزونه مورد استفاده قرار داده‌اند [۱، ۳]. البته این روش‌ها فرضیات محدودکننده‌ای مثل اندازه‌گیری و مشتق‌گیری مرتبه بالای موقعیت/سرعت UTA را نیاز دارند، که کارایی ELS را در عمل کاهش می‌دهد [۴]. تلاش‌های زیادی برای غلبه بر این محدودیت‌ها انجام شده است [۱، ۵]، ولی در مرحله طراحی کنترل‌کننده به مدل‌های دقیق UTA و ELS نیاز ضروری است.

در تحقیقات مختلفی از انواع روش‌های طراحی کنترل تطبیقی برای غلبه بر نامعینی مدل ELS و اغتشاش نامعلوم استفاده شده است [۶، ۷]. این روش‌ها از نظر تئوری کارایی ELS را بهتر کرده‌اند، ولی پهنای باند کم و محدودیت تلاش کنترل، موثر بودن آن‌ها را در کاربردهای عملی زیر سوال برده است.

کنترل‌کننده مقاوم برای غلبه بر نامعینی‌های سیستم شبیه‌ساز بار الکتریکی مورد استفاده قرار گرفته‌اند. در [۸] کنترل‌کننده H_{∞} مبتنی بر شبکه‌های عصبی و مدل شمول دیفرانسیل خطی^۴ برای تضعیف اغتشاش افزونه ارائه شده است. در [۹] برای غلبه بر نامعینی پارامتری و دینامیک مدل نشده شبیه‌ساز بار الکترو هیدرولیکی از کنترل رد اغتشاش سطح دینامیکی با جبران‌ساز سنکرون برای بهبود عملکرد ردیابی گشتاور استفاده شده است. اثر اغتشاش غیرخطی و نامعینی مدل در [۱۰] با تحلیل مشخصه هیستریزیس و بکارگیری روش‌های بهینه‌سازی ابتکاری یک کنترل‌کننده مد لغزشی تطبیقی ارائه شده

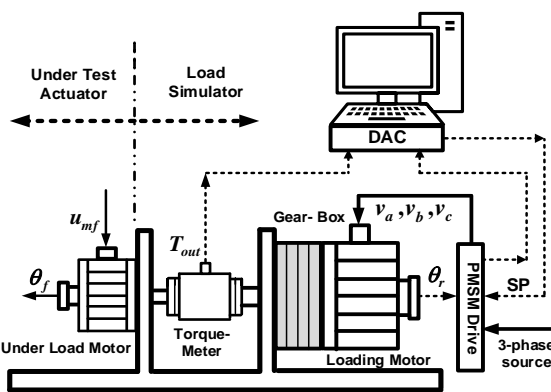
است. یک رویکرد حلقه قفل فاز در [۱۱] برای جبران خطای اندازه‌گیری حلقه داخلی و تضعیف اغتشاش افزونه طراحی شده است. کنترل مجزاسازی نیروها برای جبران لقی مکانیکی [۱۲]، تئوری انحراف تکین برای مجزاسازی دینامیک مکانیکی و هیدرولیکی [۱۳]، کنترل فازی برای جبران‌سازی اثر اغتشاش [۱۴] و جبران‌سازی پیش‌خورد سرعت عملگر تحت آزمایش در [۱۵] از دیگر روش‌های مورد استفاده در شبیه‌ساز بار آئرو دینامیکی هستند.

روش‌های کنترل هوشمند در حضور غیرخطی‌گری‌ها و نامعینی مدل می‌توانند کارایی تعقیب در ELS را افزایش دهند. روش‌های زیادی برای طراحی ELS ارائه شده‌اند که از شبکه‌های عصبی یا منطق فازی استفاده کرده‌اند [۱۶، ۱۷]. شبکه‌های عصبی موجک تطبیقی^۵ (AWNN) با کنترل ساختار متغیر در مراجع [۲، ۱۹، ۲۰] مورد استفاده قرار گرفته‌اند. منطق فازی برای کنترل‌کننده مفصل مدل مخچه‌ای در [۲۰، ۲۱] ارائه شده است. کنترل‌کننده PID مبتنی بر WNN در [۲۲] و کنترل مد لغزشی مرتبه کسری فازی تطبیقی در [۲۳، ۲۴] برای حل مسئله نامعینی‌های پارامتری و ساختاری در ELS ارائه شده است. این روش‌ها کارایی ELS را افزایش داده‌اند، ولی فرآیند آموزش/تطبیق آن‌ها به شرایط محدودکننده‌ای نیاز داشته و پهنای باند محدودی در شرایط محدودیت تلاش کنترل دارند. بنابراین در عمل بسیاری از روش‌های هوشمند طراحی ELS کارایی نامناسبی دارند [۲۵].

محققین زیادی روش‌های کنترل مقاوم را برای مواجهه صریح با نامعینی پارامتری و مدل‌سازی شبیه‌سازهای بار مورد استفاده قرار داده‌اند [۲۶-۲۸].

در سال‌های اخیر کنترل مقاوم و بهینه موتورهای مغناطیس دائم سنکرون (PMSM) و بدون جاروبک جریان مستقیم (BLDC) مورد توجه بسیاری از پژوهشگران قرار گرفته است [۲۹-۳۰]. استفاده از این نوع موتورها در صنایع مختلف روز به روز در حال گسترش است. اخیراً شبیه‌سازهای باری که با موتورهای سنکرون مغناطیس دائم ساخته شده‌اند مورد توجه قرار گرفته‌اند (از این به بعد این نوع شبیه‌سازهای بار الکتریکی PMSM-ELS نامیده می‌شوند). علیرغم مزایای عملی بسیار PMSM، به دلیل غیرخطی بودن مدل موتور و پیچیدگی مدل‌سازی تحلیلی درایو آن در حلقه کنترل گشتاور شبیه‌ساز بار، طراحی سیستم PMSM-ELS مشکل است. در [۱، ۳۱] از PMSM برای موتور بارگذار استفاده شده است. در مرحله طراحی یک مدل تحلیلی ساده از PMSM برای طراحی کنترل‌کننده مورد استفاده قرار گرفته شده تا بتواند پایداری مقاوم سیستم حلقه‌بسته را تضمین کند. در [۳۲] نویسندگان یک کنترل‌کننده فازی چنددقت WNN برای PMSM-ELS ارائه داده‌اند. طراحی لیاپانف برای مدل غیرخطی استفاده شده و پهنای باند 10Hz برای فرمان‌های سینوسی گشتاور بدست آمده است.

محکم شده‌اند. در سمت چپ شکل (۱)، UTA یا سروسیستم تحت آزمایش متصل می‌شود. هرچند در این مقاله مدل UTA در مرحله طراحی شبیه‌ساز بار مورد استفاده قرار نمی‌گیرد، در شبیه‌سازی‌های بررسی عملکرد ELS از یک موتور DC به همراه سروسیستم کنترل موقعیت آن به عنوان UTA استفاده می‌شود. سیستم کلی را می‌توان به صورت دو زیرسیستم در نظر گرفت که اثرات تداخلی \tilde{z}_1 و \tilde{z}_2 آن‌ها را به هم متصل می‌کند (شکل (۲) ملاحظه شود). برای ارزیابی عملکرد سرومکانیسم عملگر در شرایطی شبیه به محیط واقعی، شبیه‌ساز بار باید گشتاور مطلوب را روی شافت عملگر در سناریوهای از پیش تعیین شده مختلفی تولید کند. گشتاور بارگذاری تولید شده روی شافت عملگر که با گشتاورسنج اندازه‌گیری می‌شود، به عنوان خروجی زیرسیستم بارگذار در نظر گرفته می‌شود. ورودی زیرسیستم بارگذار نیز گشتاور مطلوب است که با کامپیوتر شبیه‌ساز پرواز تولید می‌شود.



شکل (۱): شبیه‌ساز بار الکتریکی که از یک PMSM برای منبع بار استفاده شده است

استاتور PMSM دارای سه سیم‌پیچ متقارن است و برای نوشتن معادلات الکتریکی آن از تبدیل پارک استفاده می‌شود. با فرض اینکه شار منتشر شده توسط عنصر مغناطیسی در استاتور سینوسی است، معادلات الکتریکی را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$\begin{aligned} v_d &= R_s i_d + d\lambda_d / dt - \omega_r \lambda_q \\ v_q &= R_s i_q + d\lambda_q / dt + \omega_r \lambda_d \\ \lambda_d &= L_d i_d + \lambda_m, \quad \lambda_q = L_q i_q \end{aligned} \quad (1)$$

فرآیند غیرفعال بارگذاری و چرخش فعال UTA گشتاور اضافی را افزایش داده و پهنای باند موثر ELS را کاهش می‌دهد [۳۳]. خطای تعقیب در هنگام تغییر جهت ناگهانی ELS یا چرخش فرکانس بالای آن خیلی زیاد می‌شود [۱۸]. برخی ویژگی‌های خاص ELS مانند تلاش کنترل و محدودیت پهنای باند آن همزمان با اعمال پیوسته گشتاور خیلی زیاد روی موتور بارگذار مورد بررسی قرار گرفته‌اند. برای غلبه بر این مشکلات یک مدل دقیق یا حداقل مدلی با ساختار مشخص و پارامترهای نامعین مورد نیاز است. در PMSM-ELS علاوه بر موتور یک درایو الکتریکی در حلقه قرار دارد، که معمولاً در عمل اطلاعات کافی از ساختار و پارامترهای آن در دسترس نیست. علاوه بر این، حرکت UTA به عنوان اغتشاش وارد شده به سیستم را نمی‌توان به سادگی مدل کرد.

در این مقاله یک طراحی کنترل کننده مقاوم مبتنی بر شناسایی مدل پیشنهاد شده است که پاسخی است به سوالاتی که قبلاً به آن‌ها اشاره شد. سیستم حلقه‌بسته PMSM-ELS در دو مرحله طراحی می‌شود. در فاز اول مدل‌های خانواده پروسه و اغتشاش بوسیله دو آزمایش کاربردی جدید شناسایی می‌شوند. سپس در فاز دوم یک کنترل کننده QFT برای مدل‌های شناسایی شده طراحی می‌شود. مهمترین دستاوردهای روش ارائه شده به صورت زیر هستند:

- تنظیم دو آزمایش جدید و کاربردی برای شناسایی مدل‌های خانواده پروسه و اغتشاش سیستم PMSM-ELS و بدست آوردن مدل‌های مورد نیاز برای طراحی کنترل کننده مقاوم
- طراحی کنترل کننده مقاوم با روش QFT برای مدل‌های شناسایی شده
- در نظر گرفتن محدودیت تلاش کنترل در مرحله طراحی برای سیستم غیرمینیمم فاز و همزمان رسیدن به پهنای باند بزرگ و تضعیف اغتشاش
- شبیه‌سازی روی سیستم چند ورودی - چند خروجی (MIMO) که شامل اتصال PMSM-ELS و یک سروسیستم کنترل موقعیت موتور DC به عنوان UTA است.

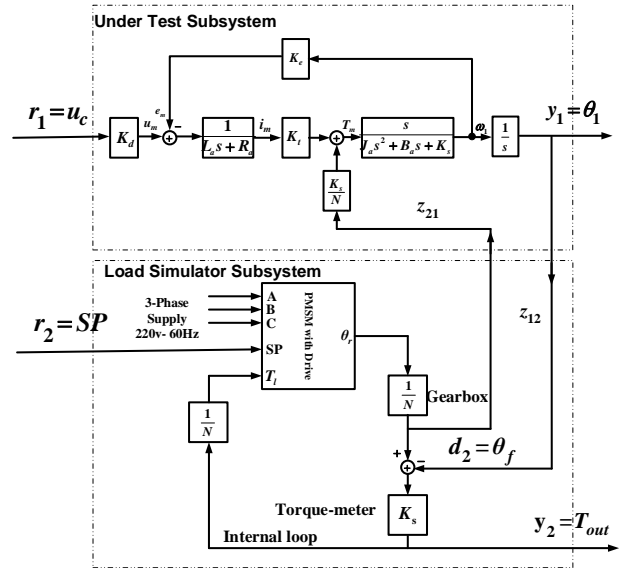
ادامه مقاله به صورت زیر سازماندهی می‌شود: در بخش ۲ مدل ریاضی PMSM-ELS تشریح می‌شود. در بخش ۳ دو آزمون برای شناسایی مدل‌های خانواده پروسه و اغتشاش طراحی می‌شود. روش طراحی کنترل کننده QFT در بخش ۴ بیان می‌شود. در بخش ۵ نتایج شبیه‌سازی تشریح می‌شود. سرانجام در بخش ۶ نتیجه‌گیری کلی انجام می‌شود.

۲- تشریح مدل ELS

شبیه‌ساز بار الکتریکی مکانیسمی متشکل از یک موتور الکتریکی و درایو آن به همراه یک گشتاورسنج است که بوسیله یک برد واسطه اکتساب داده به کامپیوتر متصل شده‌اند. همان‌طور که در سمت راست شکل (۱) نشان داده شده است، اجزای آن روی یک شاسی به خوبی

جدول (۱): تشریح پارامترها و متغیرهای شبیه‌ساز بار

پارامتر / متغیر	شرح	ابعاد
L_q, L_d	اندوکتانس‌های محورهای q و d	H
R_s	مقاومت سیم‌پیچ‌های استاتور	Ω
i_q, i_d	جریان‌های محورهای q و d	A
v_q, v_d	ولتاژهای محورهای q و d	V
P_m	تعداد زوج قطب موتور	-----
θ_r	زاویه روتور	rad
ω_r	سرعت زاویه‌ای روتور	rad / s
ω	فرکانس استاتور	rad / s
λ_m	دامنه شار القایی بوسیله مغناطیس دائم روتور در فازهای استاتور	Web
T_e	گشتاور الکترومغناطیسی موتور	Nm
T_ℓ	بار موتور	Nm
T_{out}	گشتاور خروجی شبیه‌ساز بار	Nm
J	اینرسی روتور	$kg \cdot m^2$
B	ثابت میرایی (اصططاک) روتور	$Nm / (rad / s)$
K_s	ثابت فنری گشتاورسنج	Nm / rad
N	نسبت گیربکس	-----



شکل (۲): ELS حلقه‌باز به صورت دو زیرسیستم تداخلی

آخرین بخش شبیه‌ساز بار که در شکل (۱) نشان داده شده است، گشتاورسنج است. در ساده‌ترین فرم سنسور گشتاورسنج به صورت یک فنر پیچشی بین گیربکس و موتور تحت بار فرض می‌شود. بنابراین، خروجی شبیه‌ساز بار T_{out} و گشتاور موتور بارگذار T_ℓ را می‌توان به صورت زیر بیان کرد:

$$T_{out} = K_s (\theta_r / N - \theta_f) \quad (5)$$

$$T_\ell = T_{out} / N$$

همانطور که در شکل (۲) نشان داده شده، زاویه θ_f UTA است که به عنوان اغتشاش روی ELS عمل می‌کند. در عمل مدل ELS دقیقاً در دسترس نیست. برای تعقیب کامل گشتاور نیاز به مدل دقیق شبیه‌ساز بار است. در این مقاله به دلیل استفاده از روش طراحی QFT، یک خانواده از مدل‌های خطی نامتغیر با زمان (LTI) به عبارتی $\{P_i(s)\}$ ، برای ELS غیرخطی در بخش بعدی شناسایی می‌شود.

۳- شناسایی مدل پروسه و اغتشاش

همانطور که قبلاً اشاره شد، زیرسیستم حلقه‌باز ELS شامل سه بخش است: PMSM، درایو و گشتاورسنج. این زیرسیستم دو ورودی (فرمان گشتاور و اغتشاش) و یک خروجی (گشتاور تولید شده) دارد. مدل غیرخطی ELS که در بخش قبل مورد بحث قرار گرفت، برای استفاده در روش‌های طراحی غیرخطی باید دقیق باشد. از طرفی دیگر، هدف این مقاله طراحی یک کنترل کننده مقاوم QFT بر اساس مدل خطی نامعین پروسه ELS است. در اینجا فرض می‌شود که هیچ اطلاعاتی در مورد مشخصات PMSM و درایو آن در دسترس نیست (این فرض تا حدودی برای کارهای عملی به دلیل مشخص نبودن پارامترهای دقیق

در جدول (۱) پارامترها و متغیرهای مورد استفاده در مدل شبیه‌ساز بار ارائه شده‌اند. علاوه بر این، معادله دینامیکی روتور به صورت زیر است:

$$T_e = J d\omega_r / dt + B\omega_r + T_\ell \quad (2)$$

که T_e گشتاور الکترومغناطیسی بوده و به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$T_e = 1.5 p_m (\lambda_m i_q - (L_q - L_d) i_d i_q) \quad (3)$$

با استفاده از معادلات فوق می‌توان معادلات حالت غیرخطی PMSM را به صورت زیر بیان کرد:

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{v_d}{L_d} - \frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q p_m}{L_d} \omega_r i_q$$

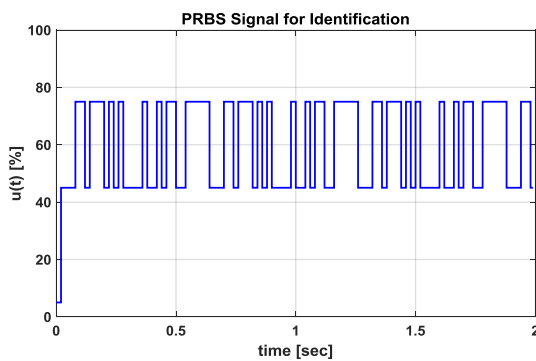
$$\frac{di_q}{dt} = \frac{v_q}{L_q} - \frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{L_d p_m}{L_q} \omega_r i_d - \frac{\lambda_m p_m}{L_q} \omega_r \quad (4)$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r$$

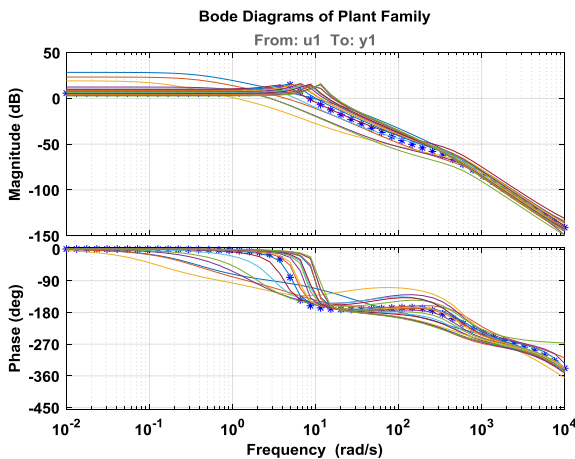
$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3 p_m \lambda_m}{2 J} i_q + \frac{3 p_m}{2 J} (L_q - L_d) i_d i_q - \frac{B}{J} \omega_r - \frac{1}{J} T_\ell$$

مدل فضای حالت (۴) مجموعه‌ای از معادلات دیفرانسیل غیرخطی به هم کوپل شده است که رفتار الکترومکانیکی روتور را تشریح می‌کند. هر PMSM در عمل با یک درایو همراه است که شامل چهار بخش اصلی است: یکسوساز سه‌فاز دبودی، اینورتر سه‌فاز، کنترل کننده‌های سرعت و برداری. در این مقاله جزئیات مدل موتور و درایو آن در مرحله طراحی کنترل کننده مورد استفاده قرار نمی‌گیرد. بجای معادلات غیرخطی فوق، از مدل خطی شناسایی شده به همراه نامعینی برای شبیه‌ساز بار و شناسایی مدل اغتشاش وارد بر آن استفاده خواهد شد. دلایل این تصمیم به طور مفصل در بخش‌های بعدی ارائه خواهد شد. البته در شبیه‌سازی‌های نهایی سیستم حلقه‌بسته، وقتی که کارایی کنترل کننده ارزیابی می‌شود، از مدل کامل غیرخطی موتور و درایو آن استفاده می‌شود.

PMSM در مد کنترل گشتاور تنظیم می‌شود (هر چند می‌توان آن را در مد کنترل سرعت نیز تنظیم کرد). لذا ورودی شناسایی، فرمان درایو یعنی گشتاور الکترومغناطیسی مطلوب PMSM است. در RLT یک سیگنال دنباله باینری شبه تصادفی (PRBS) به درایو اعمال می‌شود. فرمان درایو $u(t)$ در محدوده قابل قبول تا ۸۰٪ مقدار حداکثر آن تغییر می‌کند. یک سیگنال PRBS نوعی برای شناسایی سیستم در شکل (۴) نشان داده شده است. ورودی $u(t)$ و خروجی $T_{out}(t)$ با زمان نمونه‌برداری $T_{sam} = 1 \text{ msec}$ اندازه‌گیری می‌شوند. علاوه بر این، روش شناسایی زیرفضای فضای حالت (4SID) با مرتبه $n=4$ مورد استفاده قرار می‌گیرد. آزمایش ۲۰ مرتبه با ورودی‌های متفاوت تکرار شده و در نتیجه ۲۰ عضو خانواده $\{P_i(s)\}$ شناسایی می‌شوند. در شکل (۵) دیاگرام بُود پروسه‌های شناسایی شده نشان داده شده است.



شکل (۴): ورودی نوعی PRBS به درایو PMSM در آزمون روتور قفل شده



شکل (۵): دیاگرام بُود خانواده پروسه شناسایی شده برای ELS

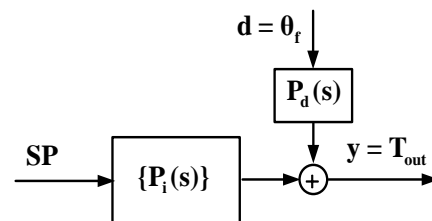
۳-۲- آزمون اغتشاش

دومین آزمایش برای شناسایی مدل اغتشاش تنظیم می‌شود. همانطور که قبلاً اشاره شده، موقعیت (زاویه) UTA یک اغتشاش بیرونی روی شبیه‌ساز بار است. بنابراین، سروو سیستم آن می‌تواند برای اعمال اغتشاش $d(t) = \theta_f(t)$ روی زیرسیستم بارگذار استفاده شود.

موتور و نیز ساختار درایو آن صحیح است). گشتاورسنج نیز دارای یک مدل غیرخطی بوده و مشخصات مدل آن در برگه داده سنسور کاملاً مشخص نیست. معمولاً برای سادگی گشتاورسنج به صورت یک فنر چرخشی خطی با ضریب سختی ثابت در نظر گرفته می‌شود. البته در عمل نیز این ثابت فنری یا بهره دقیقاً مشخص نیست. در اینجا فرض می‌شود که سنسور گشتاورسنج بهره نامعینی دارد که فقط کران‌های آن به صورت زیر مشخص است:

$$450 \leq K_s \leq 550 \quad (6)$$

بنابراین سیستم حلقه‌باز یک پروسه غیرخطی نامعین با پارامترهای نامشخص است. لذا در این مقاله طراحی کنترل کننده مقاوم بر اساس مدل شناسایی شده سیستم ELS انجام شده است و با استفاده از یک ساختار مناسب برای سیستم حلقه‌باز، سیستم مورد نظر شناسایی می‌شود. در شکل (۳) بلوک دیاگرام مدل حلقه‌باز استاندارد برای طراحی کنترل کننده QFT نشان داده شده است. شبیه‌ساز بار با خانواده پروسه $\{P_i(s)\}$ جایگزین می‌شود. تابع تبدیل‌ها از فرمان درایو تا خروجی گشتاورسنج تعریف می‌شوند و باید با آزمایش شناسایی شوند. علاوه بر این، باید مدل اغتشاش برای تعیین اثر آن بر پروسه شناسایی شود. لذا تابع تبدیل $P_d(s)$ از ورودی اغتشاش تا خروجی باید شناسایی شود. در ادامه این مدل‌ها برای طراحی کنترل کننده QFT مورد استفاده قرار می‌گیرند. برای شناسایی خانواده پروسه و مدل اغتشاش دو آزمون بر اساس مدل حلقه‌باز شکل (۱) تعریف می‌شود. این آزمون‌ها برای اولین بار و با هدف مدلسازی مبتنی بر شناسایی سیستم ELS طراحی شده‌اند و تاکنون در هیچ مرجعی معرفی نشده‌اند.



شکل (۳): سیستم حلقه‌باز استاندارد برای طراحی QFT

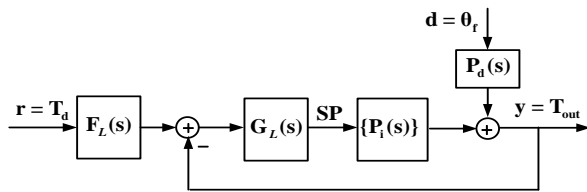
۳-۱- آزمون روتور قفل شده

در آزمایش اول اغتشاش صفر فرض شده و خانواده پروسه $\{P_i(s)\}$ با اعمال ورودی مناسب به فرمان درایو SP در شکل (۱) شناسایی می‌شود. برای تضعیف اثر اغتشاش، در این آزمون می‌توان فرمان موقعیت UTA را در مقدار صفر تنظیم کرده یا روتور عملگر تحت آزمایش را قفل کرد (به عبارتی $\theta_f = 0$). به همین دلیل این آزمایش را آزمون روتور قفل شده (RLT) می‌نامیم. در این آزمایش، شبیه‌ساز بار به صورت جعبه سیاه در نظر گرفته می‌شود، به صورتی که فرمان درایو، ورودی آن و سیگنال گشتاورسنج خروجی آن است. درایو

۴-۱- طراحی کنترل کننده مقاوم برای شبیه‌ساز بار

در بخش‌های قبل خانواده پروسه $\{P_i(s)\}$ و مدل اغتشاش $P_d(s)$ برای ELS شناسایی شدند. هدف از طراحی کنترل کننده QFT ایجاد یک جبران کننده $G_L(s)$ و پیش‌فیلتر $F_L(s)$ مانند شکل (۷) است. سیستم ELS باید مشخصات کارایی کنترل زیر را برآورده کند:

- ۱- پهنای باند حلقه‌بسته ۱۵ هرتز
- ۲- حد بهره 5dB و حدفاز 45°
- ۳- خطای حالت دائمی به اغتشاش پله واحد کمتر از ۱۰٪
- ۴- معیار کارایی دوگانه دهتایی^۶ برای تعقیب گشتاور (خطای تعقیب حداکثر $\pm 10\%$ درصد و پس‌فازی تعقیب حداکثر ۱۰ درجه)



شکل (۷): ساختار حلقه‌بسته طراحی کنترل کننده QFT

پایداری مقاوم (خواسته‌های حدفاز و حد بهره) وقتی برآورده می‌شود که چارت‌های نیکولز بهره‌های حلقه $(L(j\omega))$ برای تمام اعضای خانواده پروسه در بیرون M -دایره 2dB قرار گیرند. نیازهای پایداری مقاوم در ناحیه محدود شده زیر برآورده می‌شوند:

$$\left| \frac{L(j\omega)}{1+L(j\omega)} \right| \leq 1.26 \approx (2dB) \quad (8)$$

$$L(j\omega) = G_L(j\omega)P(j\omega)$$

کارایی تعقیب مطلوب نیز به کران‌های زیر روی تابع تبدیل حلقه‌بسته تبدیل می‌شوند:

$$\left| T_{RL}(j\omega) \right| \leq \left| \frac{PG_L F_L(j\omega)}{1+L(j\omega)} \right| \leq \left| T_{RU}(j\omega) \right| \quad (9)$$

که T_{RL} و T_{RU} به ترتیب کران‌های بالا و پایین تعقیب بوده و برای برآورده کردن اهداف طراحی به صورت زیر طراحی شده‌اند:

$$T_{RU}(s) = \frac{1.01(s/105+1)}{(s/175+1)(s/178+1)} \quad (10)$$

$$T_{RL}(s) = \frac{0.99}{(s^2/197^2 + 1.6s/197 + 1)(s/130 + 1)}$$

تضعیف اغتشاش خروجی به عنوان یک مسئله کاهش حساسیت می‌تواند وقتی برآورده شود که نامساوی‌های زیر برقرار باشند [۳۴]:

$$\left| \frac{Y}{D} \right| = \left| \frac{P_d(j\omega)}{1+L(j\omega)} \right| < \delta_s(j\omega), \text{ for all } P \in \{P_i(s)\} \quad (11)$$

که کران بالای $\delta_s(j\omega)$ به صورت زیر روی پهنای باند مطلوب در نظر گرفته شده است:

$$\delta_s(j\omega) = \frac{\Delta(200(j\omega)^2 + 500(j\omega) + 15)}{(j\omega)^2 + 5000(j\omega) + 150} \quad (12)$$

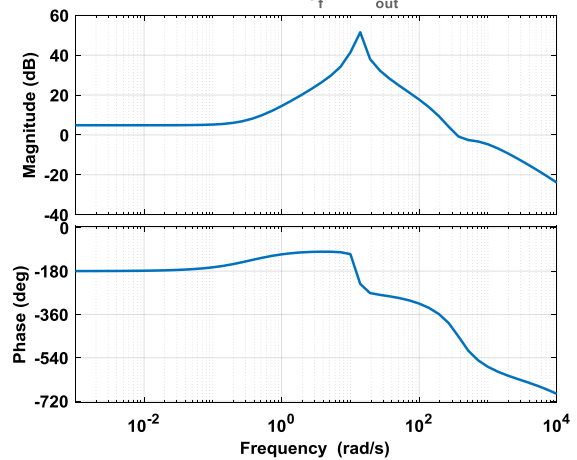
در این آزمایش ورودی $d(t)$ و خروجی $T_{out}(t)$ تعریف می‌شود. برای همین، آزمون اغتشاش (DT) نامیده می‌شود. در طول این آزمایش، فرمان درایو PMSM به مقدار صفر تنظیم می‌شود ($SP=0$). نتیجه فرآیند شناسایی تابع تبدیل $P_d(s)$ برای اغتشاش است. دوباره مانند RLT، یک سیگنال PRBS برای ورودی شناسایی $d(t)$ استفاده می‌شود. زمان نمونه‌برداری مانند قبل $T_{sam} = 1 \text{ msec}$ بوده و روش 4SID با $n=5$ برای مدل اغتشاش در نظر گرفته می‌شود. دیگر شرایط شناسایی مانند قبل هستند. آزمایش ۲۰ بار با ورودی‌های مختلف تکرار شده و یک مدل ادغامی برای $P_d(s)$ به صورت زیر بدست می‌آید:

$$P_d(s) = \frac{\left\{ \begin{array}{l} 92.4s^4 - 9.441 \times 10^6 s^3 + 3.14 \times 10^9 s^2 \\ -1.371 \times 10^{12} s - 4.818 \times 10^{11} \end{array} \right\}}{\left\{ \begin{array}{l} s^5 + 1.368 \times 10^4 s^4 + 9.183 \times 10^6 s^3 \\ +1.63 \times 10^9 s^2 + 4.127 \times 10^9 s + 2.752 \times 10^{11} \end{array} \right\}} \quad (7)$$

در شکل (۶) دیاگرام بود مدل شناسایی شده برای اغتشاش رسم شده است. همانطور که مشاهده می‌شود، مدل اغتشاش غیرمینیمم فاز بوده و یک پیک با دامنه زیاد در فرکانس حدود ۱۵ هرتز دارد. این مدل برای تعیین کران‌های اغتشاش در طراحی کنترل کننده به روش QFT (که در بخش بعد مطرح می‌شود) مورد استفاده قرار می‌گیرد.

Bode Diagram of Disturbance Model

From: $d = \theta_r$ To: T_{out}



شکل (۶): دیاگرام بود مدل شناسایی شده اغتشاش

۴-۲ طراحی کنترل کننده مقاوم

در این بخش، برای سیستم چند ورودی-چند خروجی MIMO نشان داده شده در شکل (۲)، یک کنترل کننده چند ورودی-تک خروجی MISO بر اساس روش طراحی QFT برای زیرسیستم ELS با تضعیف تداخل τ_{12} به عنوان ورودی اغتشاش مورد استفاده قرار می‌گیرد. علاوه بر این، یک فرآیند مشابه برای طراحی کنترل کننده UTA استفاده می‌شود، که در شبیه‌سازی‌ها مورد استفاده قرار می‌گیرد.

۴-۲- طراحی کنترل کننده برای سروو سیستم کنترل موقعیت UTA

اگر چه طراحی کنترل کننده ELS مستقل از نوع مدل UTA است، در این مقاله یک کنترل کننده QFT برای موتور DC به عنوان سروو سیستم کنترل موقعیت طراحی می شود. با دنبال کردن یک روش طراحی مشابه زیربخش قبلی، بلوک های جبران ساز و پیش فیلتر سیستم تحت آزمایش UTA به صورت زیر بدست می آیند:

$$G_d(s) = 13000 \frac{(s^2 / 340^2 + 0.7s / 340 + 1)}{(s / 70000 + 1)^2} \quad (16)$$

$$F_d(s) = \frac{(s / 250 + 1)}{(s / 300 + 1)(s / 420 + 1)} \quad (17)$$

۵- نتایج شبیه سازی ها

برای ارزیابی کارایی کنترل کننده در شرایط مختلف، سیستم دو ورودی- دو خروجی شکل (۹) در شبیه سازی ها مورد استفاده قرار گرفته است. که زیرسیستم بالا PMSM-ELS و زیرسیستم پایین سروو سیستم UTA است. PMSM و درایو آن بوسیله جعبه ابزار SIMULINK/Simscap نرم افزار MATLAB مدل شده اند [۳۵]. یک موتور DC کنترل شده با روش QFT به عنوان سروو سیستم کنترل موقعیت UTA استفاده شده است. پارامترهای PMSM و موتور DC در جدول (۲) ارائه شده اند.

در شرایط واقعی، گشتاور به صورت تابعی از شرایط کار روی سرعت/ موقعیت سروو سیستم کنترل موقعیت اثر می گذارد. در این مقاله، فرمان گشتاور متناسب با زاویه UTA به عبارتی $T_d(t) = K_f \theta_f(t)$ در نظر گرفته می شود که K_f بهره تناسب است.

در اولین شبیه سازی، یک سیگنال سینوسی ۱۰ هرتز برای ارزیابی کارایی سیستم حلقه بسته در نظر گرفته می شود و فرمان های زیر به سیستم MIMO اعمال می شود:

$$\theta_{fd}(t) = (15\pi / 180) \sin(20\pi t) \quad [rad.] \quad (18)$$

$$T_d(t) = 30 \sin(20\pi t) \quad [Nm]$$

کارایی تعقیب گشتاور سیستم حلقه بسته ELS در شکل (۱۰) نشان داده شده است. می توان مشاهده کرد که در این شکل در ابتدا حرکت معکوس اتفاق می افتد که به دلیل غیرمینیمم فاز بودن سیستم است. همچنین، معیار دوگانه ده تایی برای تعقیب گشتاور مطلوب برآورده شده است. به عبارتی خطای دائمی تعقیب گشتاور همانطور که در شکل (۱۰) مشخص است، طبق معیار دوگانه ده تایی کمتر از ۱۰ درصد ($3Nm$) است. علاوه بر این، در شروع مانور حرکت شبیه ساز بار، زاویه عملگر تحت آزمایش به ناگاه از مقدار صفر به یک شکل موج سینوسی تغییر وضعیت می دهد. در این لحظات اولیه، مشتق تغییرات زاویه عملگر تحت آزمایش به صورت یک گشتاور خیلی زیاد به شبیه ساز بار وارد می شود. در نتیجه این مسئله همراه با غیرمینیمم فاز

الگوهای خانواده $\{P_i(s)\}$ در شکل (۸) نشان داده شده اند، که فرکانس های طراحی برای سیستم به صورت $\omega_i = [0.1, 15, 85, 210, 400, 850, 1600, 2500]$ در نظر گرفته شده اند. پروسه نامی $P_0(s)$ به صورت ادغام تمام مدل های شناسایی شده پروسه در بخش های قبلی در نظر گرفته شده است (منحنی ستاره ای در شکل (۵)).

در سناریوی حلقه بسته، خروجی الگوریتم کنترل ورودی درایو PMSM است ($SP = u(t)$). بنابراین، وقتی درایو در مد کنترل گشتاور/ سرعت تنظیم می شود، دامنه فرمان آن محدود است ($|u(t)| \leq u_{max}$). تلاش کنترل یکی از مهمترین محدودیت ها در عمل است. برای تعقیب سیگنال مرجع، محدودیت کنترل را می توان به صورت زیر نوشت [۳۴] (شکل (۷) مشاهده شود):

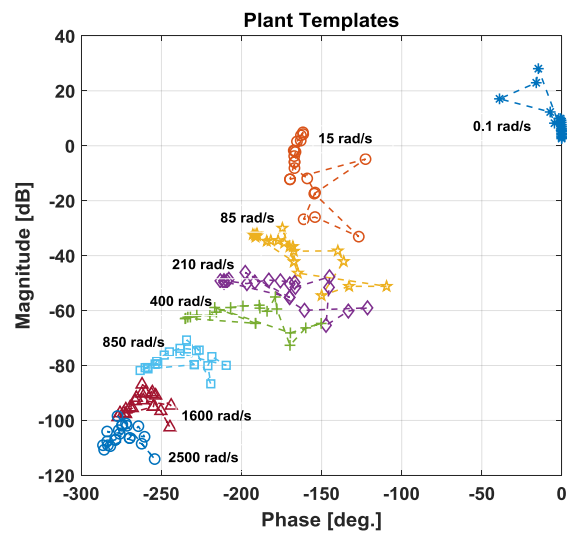
$$\left| \frac{G_L(j\omega)}{1 + L(j\omega)} \right| < u_{max}, \text{ for all } P \in \{P_i(s)\} \quad (13)$$

که u_{max} می تواند به طرز مناسبی روی محدوده پهنای باند تعریف شود.

حلقه فیدبکی که کران های طراحی را برآورده کند پس از ۵ گام فرمدهی حلقه ایجاد می شود. تابع تبدیل نهایی جبران ساز به صورت زیر بدست می آید:

$$G_L = 50 \frac{(s / 8 + 1)(s / 170 + 1)(s / 580 + 1)}{(s / 10 + 1)(s / 4286 + 1)(s / 80000 + 1)} \quad (14)$$

$$L(s) = G_L(s)P_0(s)$$



شکل (۸): الگوهای پروسه

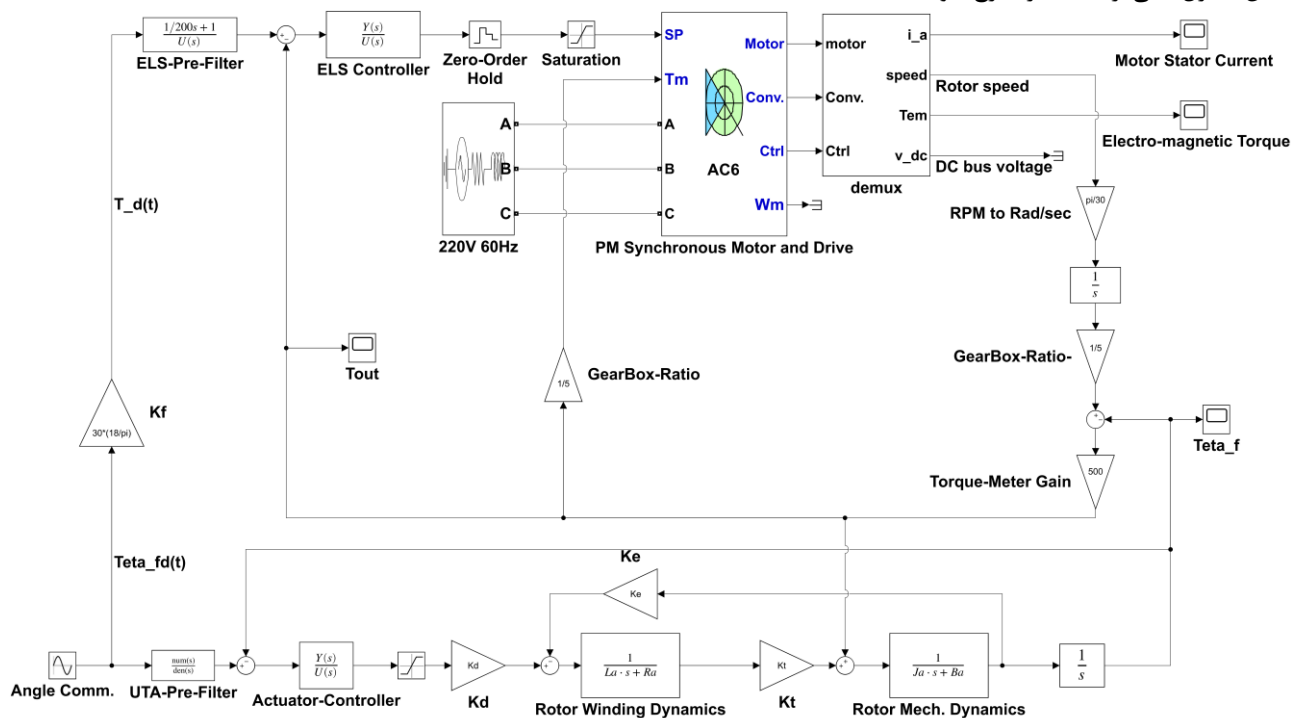
همچنین، برای فرمدهی پاسخ فرکانسی حلقه بسته و شیفیت آن به کران های طراحی، پیش فیلتر به صورت زیر طراحی می شود.

$$F_L(s) = \frac{(s / 200 + 1)}{(s / 250 + 1)(s / 340 + 1)} \quad (15)$$

از آنجایی که گشتاور PMSM به $\pm 70Nm$ محدود شده، یک عنصر اشباع غیرخطی بعد از کنترل کننده و قبل از درایو موتور برای محدود کردن فرمان درایو در محدوده از پیش تعیین شده اضافه می‌شود. گشتاور الکترومغناطیسی و جریان استاتور PMSM نیز در شکل (۱۲) نشان داده شده‌اند. کارایی تعقیب سیستم کنترل موقعیت UTA نیز در شکل (۱۳) نشان داده شده است. همانطور که مشاهده می‌شود، سروو سیستم عملگر تحت آزمایش، فرمان موقعیت را با دقت بالا و مطابق معیار عملکرد دوگانه دهتایی دنبال می‌کند.

باید توجه شود که در روش کنترل QFT خروجی فرم فیلتر شده فرمان اصلی ورودی را دنبال می‌کند. اثر فرکانس فرمان سینوسی روی خطای تعقیب در شکل (۱۴) نشان داده شده است. همانطور که مشاهده می‌شود، وقتی فرکانس افزایش می‌یابد، دامنه خطا نیز افزایش می‌یابد (مخصوصاً در شروع حرکت). هر چند پهنای باند ۱۵ هرتز بدست آمده است، زمان همگرایی گذرا برای فرمان گشتاور ۲۰ هرتز به طرز قابل توجهی افزایش می‌یابد. البته معیار کارایی دوگانه دهتایی تعقیب تقریباً پس از دو سیکل برآورده می‌شود. به دلیل غیرمینیمم فاز بودن سیستم اصلی، پهنای باند بدست آمده محدود خواهد بود.

بودن سیستم، یک شوک حرکتی به شبیه‌ساز بار وارد کرده و خطای اولیه تعقیب گشتاور را زیاد می‌کند (شکل (۱۰)). در ادامه حرکت، شبیه‌ساز بار خطای تعقیب را کم کرده و مطابق طراحی انجام شده، خطا وارد محدوده مشخص شده دوگانه دهتایی کمتر از ۰.۱۰٪ می‌شود. توجه شود که این پدیده در شبیه‌ساز بار معروف به تغییر مانور حرکت عملگر تحت آزمایش است. اختلاف مدل غیرخطی واقعی و مدل شناسایی شده خطی نیز در وجود خطای تعقیب گشتاور موثر است. در شکل (۱۱) دامنه خروجی کنترل کننده $u(t)$ به عنوان "تلاش کنترل" رسم شده است. همانطور که قبلاً گفته شده، جدای از لحظات شروع مانور حرکت عملگر تحت آزمایش (که دامنه تلاش کنترل خیلی زیاد است)، پس از گذشت زمان کمی خروجی کنترل کننده تقریباً وارد محدوده مجاز می‌شود. طراحی کنترل کننده مقاوم QFT بر اساس تضمین عملکرد کنترل کننده در محدوده پهنای باند طراحی است. محدودیت پهنای باند شبیه‌ساز بار طراحی شده، در لحظات اولیه تاثیر خود را بیشتر نشان می‌دهد. غیرخطی بودن کل پروسه ELS نیز باعث می‌شود که با وجود در نظر گرفتن کران بالا برای دامنه سیگنال کنترل در مرحله طراحی، در برخی لحظات نشان داده شده در شکل (۱۱)، تلاش کنترل کمی از حد مجاز خارج شود.



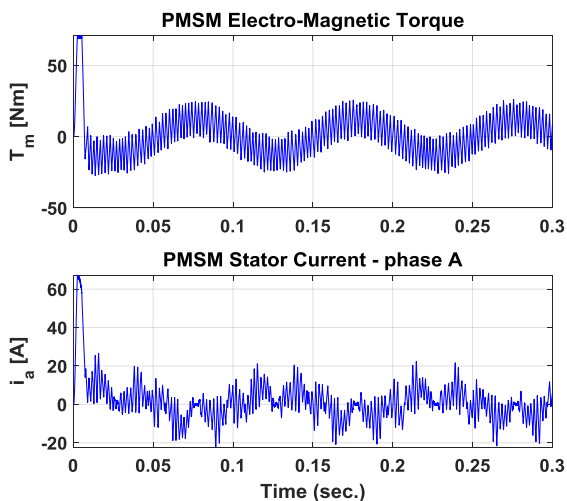
شکل (۹): سیستم کنترل MIMO (ELS متصل شده با UTA)

شده است که وقتی بهره گشتاورسنج ناگهانی جهش پیدا می‌کند، زاویه روتور PMSM به صورت معکوس تغییر کرده تا گشتاور مطلوب را تولید کند. همچنین، یک عنصر نگهدارنده مرتبه صفر (ZOH) قبل از ورودی درایو استفاده می‌شود، تا نوسانات سریع ورودی را قبل از درایو کاهش دهد.

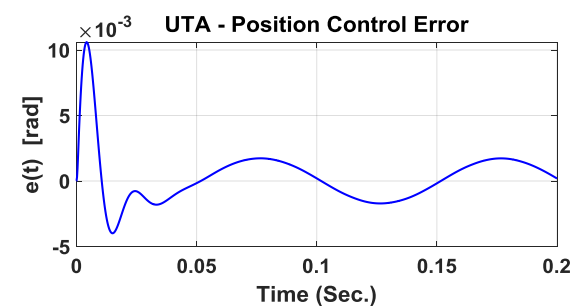
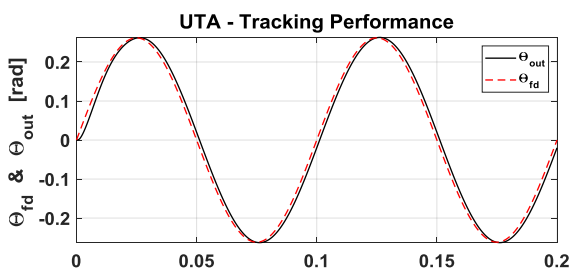
کنترل کننده‌های مبتنی بر QFT در برابر نامعینی مدل مقاوم هستند، کارایی تعقیب گشتاور در حضور یک جهش ناگهانی در بهره گشتاورسنج در شکل (۱۵) نشان داده شده است. همانطور که مشاهده می‌شود، تغییر پله‌ای در زمان‌های ۰/۱ و ۰/۲ ثانیه در بهره سنسور گشتاورسنج علیرغم اینکه فرکانس فرمان ورودی زیاد است (۱۵ هرتز)، به خوبی بوسیله کنترل کننده تحمل شده‌اند. در شکل (۱۶) نشان داده

جدول (۲): مقادیر پارامترهای شبیه‌ساز بار مورد مطالعه

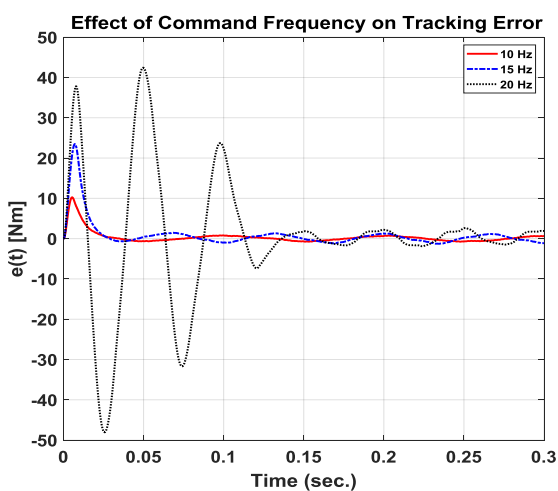
PMSM		DC motor	
L_q	$8.5e-3 H$	L_a	1.36
L_d	$8.5e-3 H$	R_a	0.0057
R_s	0.2Ω	K_d	5
p_m	4	K_e	0.602
λ_m	0.175 Web	K_t	0.602
J	$0.004 kg.m^2$	J_a	0.002147
B	0.005	B_a	0.0028
K_s	500	N	5



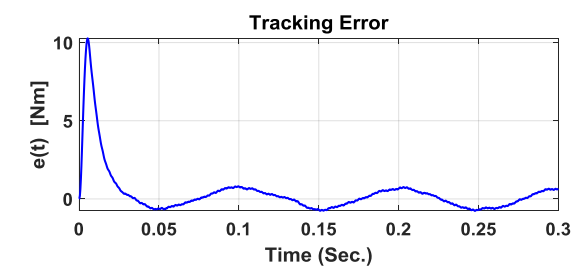
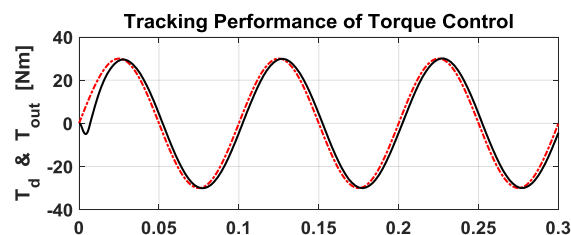
شکل (۱۲): گشتاور الکترومغناطیسی (بالا) و جریان استاتور (پایین) برای فرمان سینوسی ۱۰ هرتز



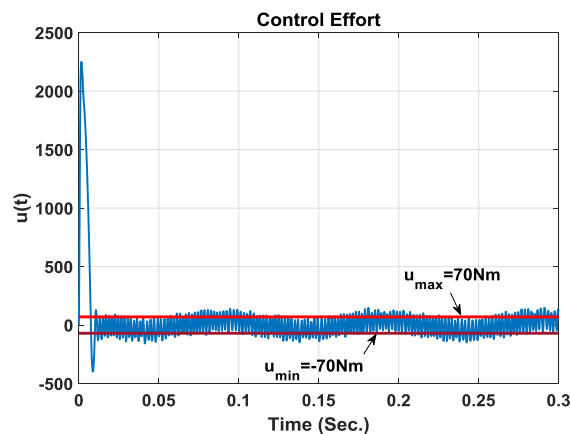
شکل (۱۳): کارایی تعقیب موقعیت در عملگر تحت آزمایش برای فرمان سینوسی ۱۰ هرتز



شکل (۱۴): اثر فرکانس فرمان ورودی گشتاور روی خطای تعقیب



شکل (۱۰): کارایی تعقیب برای فرمان سینوسی ۱۰ هرتز

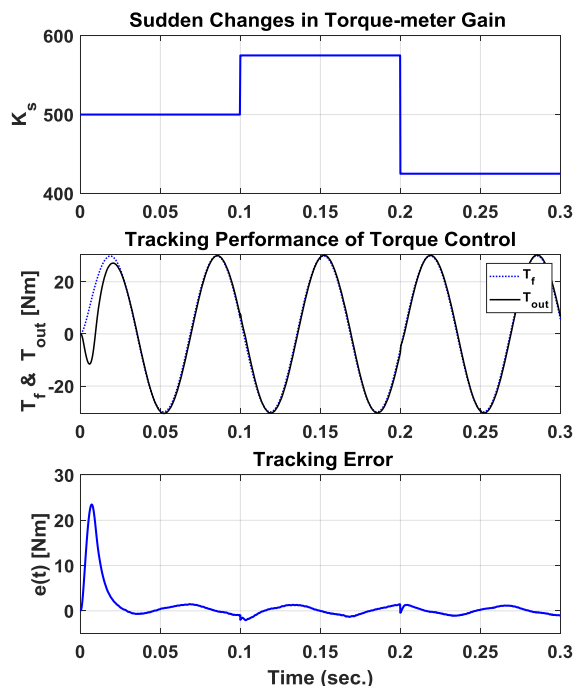


شکل (۱۱): دامنه سیگنال کنترل برای فرمان سینوسی ۱۰ هرتز

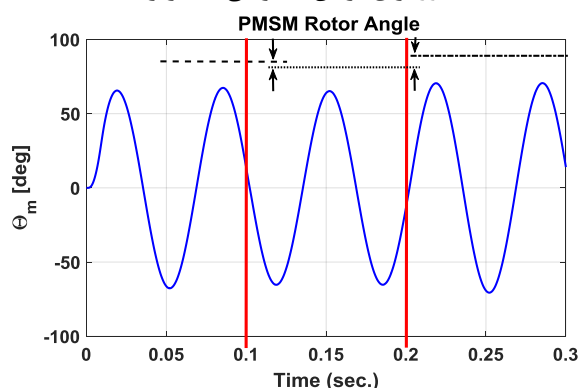
می توان به آسانی در عمل مورد استفاده قرار داد. اگر چه در این مقاله برای PMSM-ELS یک استراتژی طراحی MISO با حذف تداخل در سیستم غیرمینیمم فاز استفاده شد، نتایج شبیه سازی نشان داد که در سیستم MIMO اصلی معیار کارایی دوگانه دهتایی تعقیب قابل قبول است. بنابراین، این مقاله یک تعادل موثر بین اطلاعات مدل سیستم، پهنای باند، محدودیت های کنترل و کارایی مقاوم ارائه کرد.

مراجع

- [1] Lesan Wang, Mingyan Wang, Ben Guo, Zhe Wang, Di Wang, and Y. Li, "Analysis and Design of a Speed Controller for Electric Load Simulators," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 63, no. 12, pp. 7413 - 7422, 2016.
- [2] C. Wang, Y. Hou, Q. Gao, R. Hou, and T. Deng, "Electric load simulator system control based on adaptive particle swarm optimization wavelet neural network with double sliding modes," Advances in Mechanical Engineering, vol. 8, no. 8, 2016.
- [3] Lie-shu Lin, J. Tian, and Y. Chen, "The Compensation Strategy for Extraneous Torque of Electric Load Simulator," presented at the 2016 International Conference on Applied Mechanics, Electronics and Mechatronics Engineering (AMEME 2016) 2016.
- [4] B. Yang, R. Bao, M. Zhang, Q. Wei, and T. Gao, "A KCMAC-PD controller with reduced memory and optimized mapping for the torque control of electric load simulator," Transactions of the Institute of Measurement and Control, vol. 0, no. 0, p. 0142331217705708.
- [5] L. Xia, Y. Rui Feng, and J. Jianfang, "The Analysis and Research of Electric Dynamic Load Simulator," Applied Mechanics and Materials vol. 229-231 pp. 849-852, 2012.
- [6] X. Wang, S. Wang, and B. Yao, "Adaptive robust torque control of electric load simulator with strong position coupling disturbance," International Journal of Control, Automation and Systems, journal article vol. 11, no. 2, pp. 325-332, April 01 2013.
- [7] W. Xingjian, W. Shaoping, and Z. Pan, "Adaptive Fuzzy Torque Control of Passive Torque Servo Systems Based on Small Gain Theorem and Input-to-state Stability," Chinese Journal of Aeronautics, vol. 25, no. 6, pp. 906-916, 2012.
- [8] C. Li, Y. Li, G. Wang, "H ∞ output tracking control of Electric-motor-driven aerodynamic Load Simulator with external active motion disturbance and nonlinearity, Aerospace Science and Technology, Volumes 82-83, 2018, Pages 334-349
- [9] C. Jing, H. Xu, J. Jiang, "Dynamic surface disturbance rejection control for electro-hydraulic load simulator", Mechanical Systems and Signal Processing, Volume 134, 2019
- [10] H. Kang, H. Yan, L. Dong, C. Li, "Finite-time adaptive sliding mode force control for electro-hydraulic load simulator based on improved GMS friction model", Mechanical Systems and Signal Processing, Volume 102, 2018, Pages 117-138
- [11] Liu, H., Liu, H. & Shan, X. Linear active disturbance rejection control with torque compensation for electric load simulator. J. Power Electron. 21, 195-203, 2021
- [12] Shuo Kang, Ryoza Nagamune, Hao Yan, "Almost disturbance decoupling force control for the electro-hydraulic load simulator with mechanical backlash",



شکل (۱۵): اثر تغییر ناگهانی بهره گشتاورسنج روی کارایی تعقیب گشتاور برای فرمان سینوسی ۱۵ هرتز



شکل (۱۶): اثر تغییر ناگهانی بهره گشتاورسنج روی زاویه روتور PMSM برای فرمان سینوسی ۱۵ هرتز

۶- نتیجه گیری

در این مقاله یک کنترل کننده مقاوم مبتنی بر شناسایی مدل برای PMSM-ELS ارائه شد. بر خلاف روش های مبتنی بر مدل، روش ارائه شده نیازی به هیچگونه اطلاعاتی از مدل PMSM و درایو آن ندارد. دو آزمایش عملی تحقق پذیر برای شناسایی خانواده پروسه و مدل اغتشاش معرفی شد. مدل های شناسایی شده برای مراحل طراحی کنترل کننده QFT مورد استفاده قرار گرفتند. البته کنترل کننده بدست آمده روی سیستم غیرخطی اصلی ELS در شبیه سازی ها اعمال شد. علیرغم محدودیت روی دامنه کنترل (که در مراحل طراحی در نظر گرفته شد) و با وجود غیرمینیمم فاز بودن سیستم، روش ارائه شده دارای پهنای باند وسیعی بود و تغییرات ناگهانی بهره سنسور گشتاورسنج را به خوبی تحمل کرد. بنابراین، کنترل کننده ارائه شده را

- Symposium on System and Control in Aerospace and Astronautics, 2006, 2006.
- [27] K. K. Ahn, N. H. T. Chau, and D. Q. Truong, "Robust force control of a hybrid actuator using quantitative feedback theory," *Journal of Mechanical Science and Technology*, journal article vol. 21, no. 12, p. 2048, December 01 2007.
- [28] Kyoung Kwan Ahn and Q. T. Dinh, "Self-tuning of quantitative feedback theory for force control of an electro-hydraulic test machine," *Control Engineering Practice*, vol. 17, no. 11, pp. 1291-1306, 2009.
- [29] Fallah Ghavidel H, Mousavi Gazafroudi S M, Asad R. Thrust Control of BLDC Thruster Motors by Observer-Based Robust Adaptive Fuzzy Control. *Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers*. 2020; 17 (3) :109-118
- [30] Rahmani Fard J, Jamali Arand S. Optimal Vector Control of Compound Structure Permanent Magnet Motor for Hybrid Electric Vehicles. *Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers*. 2022; 19 (1) :353-365
- [31] L. Xia, Y. Ruifeng, and J. Jianfang, "Suppression of Superfluous Force of Electric Load Simulator," *Advanced Materials Research*, vol. 562-564, pp. 1483-1486, 2012.
- [32] C. Wang, Y. Hou, R. Liu, Q. Gao, and R. Hou, "Control of the Electric Load Simulator Using Fuzzy Multiresolution Wavelet Neural Network with Dynamic Compensation," *Shock and Vibration*, vol. 2016, p. 10, 2016, Art no. 3574214.
- [33] X. Wang, "Modeling and control of a torque load system with servo actuator's dynamics," *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part G: Journal of Aerospace Engineering*, vol. 231, no. 9, pp. 1676-1685, 2017.
- [34] Y. Oded, *Quantitative feedback design of linear and nonlinear control systems*, 1 ed. Kluwer Academic Publishers, 1999.
- [35] MATLAB and Simulink/Simscape Toolbox Release 2017B. Natick, Massachusetts: The MathWorks Inc., 2017.
- [13] Chenghu Jing, Hongguang Xu, Jihai Jiang, "Practical torque tracking control of electro-hydraulic load simulator using singular perturbation theory", *ISA Transactions*, Volume 102, 2020, Pages 304-313
- [14] Yang B, Liu F, Zhang M. A loading control strategy for electric load simulator based on new mapping approach and fuzzy inference in Cerebellar Model Articulation Controller. *Measurement and Control*. 2019;52(1-2):131-144
- [15] Li, Z., Shang, Y., Jiao, Z., Wu, S., and Yao, J., "Surplus Torque Elimination Control of Electro-Hydraulic Load Simulator Based on Actuator Velocity Input Feedforward Compensating Method." *ASME. J. Dyn. Sys., Meas., Control*. October 2018; 140(10): 101001
- [16] B. Guo, M. y. Wang, and J. Zhang, "A Dynamic Fuzzy Neural Networks Controller for Dynamic Load Simulator," in *International Conference on Machine Learning and Cybernetics*, 2006, pp. 375-379.
- [17] X. Wang, S. Wang, and X. Wang, "Electrical load simulator based on velocity-loop compensation and improved fuzzy-PID," in *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2009, pp. 238-243.
- [18] Chao Wang, Yuanlong Hou, RongzhongLiu, QiangGao, and RunminHou, "The identification of electric load simulator for gun control systemsbased on variable-structure WNN with adaptive differential evolution," *Applied Soft Computing*, vol. 38, no. January, pp. 164-175, 2016.
- [19] W. Chao, G. Qiang, H. Yuanlong, H. Runmin, and M. Hao, "Adaptive complementary fuzzy self-recurrent wavelet neural network controller for the electric load simulator system," *Advances in Mechanical Engineering*, vol. 8, no. 3, 2016.
- [20] M. Zhang and B. Yang, "A naive method of applying fuzzy logic to CMAC in electric load simulator," *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, vol. 39, no. 10, pp. 1590-1599, 2017.
- [21] Bo Yang, Ran Bao, and H. Han, "Robust Hybrid Control Based on PD and Novel CMAC With Improved Architecture and Learning Scheme for Electric Load Simulator," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 10, pp. 5271-5279, 2014.
- [22] C. Guo, R. Yang, P. Zhang, and M. Fu, "The control algorithm improving performance of electric load simulator," in *Seventh International Conference on Electronics and Information Engineering*, 2017, vol. 10322: SPIE, p. 11.
- [23] Nasim Ullah, Wang Shaoping, Muhammad Irfan Khattak, and M. Shafi, "Fractional order adaptive fuzzy sliding mode controller for a position servo system subjected to aerodynamic loading and nonlinearities," *Aerospace Science and Technology*, vol. 43, no. June, pp. 381-387, 2015.
- [24] N. Ullah, M. I. Khattak, and W. Khan, "Fractional order fuzzy terminal sliding mode control of aerodynamics load simulator," *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part G: Journal of Aerospace Engineering*, vol. 229, no. 14, pp. 2608-2619, 2015.
- [25] J. Xu, Y. Li, X. Pan, and G. Wang, "Adaptive Predicting Control for Electrical Load Simulator " presented at the 13th International Conference on Ubiquitous Robots and Ambient Intelligence (URAI) Xi'an, China 2016.
- [26] R. Yuan, J. Cao, G. Q. Li, and K. D. Zhao, "Torque control of electro-hydraulic servo system based on mu-synthesis theory," presented at the International

زیر نویس ها

¹ Electric Load Simulator

² Hardware-in-the-Loop Simulations

³ Under Test Actuator

⁴ Linear Difference Inclusions (LDI) model

⁵ Adaptive Wavelet Neural Network

⁶ Dual-Ten Performance Index

⁷ Loop Shaping

