



# طراحی کنترل کننده‌ی جدول‌بندی بهره‌ی کلیدزن مقاوم $H_2$ برای سیستم‌های LPV نامعین کلیدزن

رضا یاوری<sup>۱</sup>، سعید شمقدری<sup>۲\*</sup>، آرش صادق‌زاده<sup>۳</sup>

<sup>۱</sup> فارغ‌التحصیل دکتری، مهندسی برق، دانشگاه علم و صنعت ایران، تهران، ایران reza\_yavari@elec.iust.ac.ir

<sup>۲</sup> دانشیار، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه علم و صنعت ایران، تهران، ایران shamaghldari@iust.ac.ir

<sup>۳</sup> استادیار، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه شهید بهشتی، تهران، ایران a\_sadeghzadeh@sbu.ac.ir

پذیرش: ۱۴۰۰/۱۰/۱۷

ویرایش: ۱۴۰۰/۰۶/۰۶

دریافت: ۱۳۹۹/۱۲/۱۹

**چکیده:** در این مقاله، رویکردی جدید به منظور طراحی کنترل کننده‌ی جدول‌بندی پس خورد خروجی دینامیکی مرتبه کامل کلیدزن مقاوم  $H_2$  برای سیستم‌های پارامتر متغیر خطی (LPV) نامعین کلیدزن ارائه می‌شود. کنترل کننده‌های جدول‌بندی بهره‌ی کلیدزن مقاوم پیشنهادی (RSGSOF)، علاوه بر تضمین پایداری بهره‌ی  $H_2$  خروجی عملکردی سیستم حلقه‌بسته نامعین کلیدزن را کمینه می‌نماید. منطق کلیدزنی هیسترزیس که وابسته به پارامترهای جدول‌بندی است، در طراحی کنترل کننده مورد استفاده قرار می‌گیرد. وایستگی ماتریس‌های فضای حالت سیستم حلقه‌باز کلیدزن به پارامترهای جدول‌بندی و هم‌چنین متغیرهای نامعینی از نوع چندجمله‌ای در نظر گرفته شده است. هم‌چنین فرض بر آن است که محدوده‌ی تغییرات پارامترهای جدول‌بندی و نامعینی از پیش معین باشد. رویکرد طراحی به صورت بهینه‌سازی نامساوی‌های وابسته به پارامتر خطی به همراه جستجوی خطی دو مقدار عددی ارائه می‌شود. سرانجام روش فوق در طراحی کنترل کننده‌ی سیستم تعیق‌الکترومغناطیسی (EMS) مورد استفاده قرار گرفته است. بررسی و ارزیابی نتایج این طراحی، قابلیت‌های کاربردی رویکرد کنترلی پیشنهادی در این مقاله را تأیید می‌کند.

**کلمات کلیدی:** کنترل جدول‌بندی مقاوم، کنترل کلیدزن، سیستم پیوسته‌زمان، سیستم پارامتر متغیر خطی نامعین کلیدزن.

## Robust $H_2$ switching gain-scheduled controller design for switched uncertain LPV systems

Reza Yavari, Saeed Shamaghldari, and Arash Sadeghzadeh

**Abstract:** In this article, a new approach is proposed to design robust switching gain-scheduled dynamic output feedback (RSGSOF) control for switched uncertain continuous-time linear parameter varying (LPV) systems. The proposed robust switching gain-scheduled controllers are robustly designed so that the stability and  $H_2$ -gain performance of the switched closed-loop uncertain LPV system can be guaranteed even under controller switching determined by scheduling parameters. Hysteresis switching law is exploited for the switching controller synthesis. The system matrices are supposed to depend polynomially on both the scheduling and uncertain parameters which are assumed to belong to intervals with a priori known bounds. The proposed approach is formulated in terms of solutions to a set of parameter-dependent linear matrix inequalities (LMIs) using parameter searches for two scalar values. Finally, the method is applied to electromagnetic suspension (EMS) system to verify the applicability of the presented approach.

**Keywords:** Robust gain-scheduled control, switching control, continuous-time system, switched uncertain linear parameter-varying system.

## ۱- مقدمه

سیستم برای استفاده در محاسبه‌ی قانون کنترل موجود نباشد. با تکیه بر مطالعات پیشین و با توجه به نیازهای کنونی، رویکردی روشمند جهت انجام طراحی کنترل کننده‌ی جدول‌بندی بهره‌ی پس خورد خروجی دینامیکی برای سیستم‌های LPV نامعین کلیدزن پیوسته‌زمان با وابستگی از درجه‌ی چندجمله‌ای به پارامترهای جدول‌بندی و نامعینی ارائه نشده است و چالشی اساسی محضوب می‌شود.

بر همین اساس با توجه به فقدان تحقیقات مناسب در گذشته و نیاز جدی جامعه‌ی کنترلی، کنترل کننده‌ی جدول‌بندی بهره‌ی پس خورد خروجی دینامیکی کلیدزن مقاوم (RSGSOF) برای سیستم LPV نامعین دارای کلیدزنی در این مقاله در نظر گرفته شده است. ایده‌ی اصلی روش پیشنهادی این پژوهش بر دو نیاز عملی کنترلی استوار است که در مراجع پیشین مورد توجه نبوده است: یکی حضور نامعینی در مدل سیستم حلقه‌باز و دیگری داشتن مدل‌های متفاوت از سیستم LPV نامعین در نواحی مختلف پارامتری. فرض بر آن است که ماتریس‌های فضای حالت سیستم حلقه‌باز کلیدزن دارای وابستگی چندجمله‌ای به پارامترهای جدول‌بندی و نامعینی باشد که متغیر با زمان هستند. با تکیه بر مطق کلیدزنی هیسترزیس، یک سیستم کنترلی RSGSOF با هدف دست‌یابی به عملکرد مطلوب به دست آورده می‌شود. فرض بر آن است پارامترهای جدول‌بندی بتوانند با نرخ تغییرات زمانی دلخواه متغیر با زمان باشند. کنترل کننده‌ی مرتبه کامل پس خورد خروجی RSGSOF فقط به پارامترهای جدول‌بندی وابسته است؛ و از طرفی به مشتق زمانی آنها و هم‌چنین پارامترهای نامعینی وابسته نیست. این کنترل کننده طی فرایند بهینه‌سازی نامساوی‌های ماتریسی خطی (LMI) به کمک جستجوی خطی دو-بعدی به دست می‌آید. این سیستم کنترلی پایداری و حصول عملکرد خروجی مبتنی بر بهینه‌سازی (کمینه نمودن) نرم  $H_2$  را تضمین می‌نماید. برای استخراج روابط طراحی کنترل کننده، خانواده‌ای از متغیرهای کمکی در قالب یک تبدیل غیرخطی مورد استفاده قرار می‌گیرند که مستقل از متغیرهای لیپانوف هستند. روش بیان شده در طراحی سیستم کنترل مورد مطالعه‌ی عددی قرار گرفته است تا کاربرد پذیری و میزان مؤثر بودن این رویکرد طراحی نشان داده شود. ارزیابی نتایج ردیابی فرمان‌های اعمالی به سیستم حلقه‌بسته، عملکرد مناسب این روش را تأیید می‌کند.

ساختار مقاله به این صورت است که پس از بیان مقدمه، در بخش ۲ مقدمات ریاضی آورده شده است. در این قسمت، زیربخش‌های نمادگذاری، تعریف‌های ضروری و لم‌های مورد نیاز آورده می‌شود. سپس در بخش بعدی مسئله مورد نظر تشریح شده است. در ادامه، طراحی سیستم کنترل در بخش ۴ انجام می‌شود. تبدیل مسئله‌ی طراحی به فرایند بهینه‌سازی حل نامساوی‌های ماتریسی خطی موضوع اصلی بخش ۵ است. در بخش ۶، مثال‌های عددی جهت انجام مقایسه و قابلیت‌های کاربردی روش پیشنهادی بیان شده‌اند. در پایان نیز نتیجه‌گیری و منابع موجود در این تحقیق آورده می‌شوند. در پیوست این مقاله نیز مقادیر

در دهه‌های اخیر، رویکرد طراحی جدول‌بندی بهره با کاربردهای موفق به عنوان یکی از مشهورترین روش‌های کنترلی در سیستم‌های عملی مهندسی توجه زیادی را به سوی خود جلب نموده است [۱]. در این میان مدل‌سازی پارامتر متغیر خطی (LPV) با داشتن ظرفیتی مناسب در بیان مدل دینامیکی سیستم‌های غیرخطی و عملی توانسته است در رویکرد مدرن کنترل جدول‌بندی بهره که مبتنی بر تضمین پایداری و حصول عملکرد به صورت کاملاً تحلیلی است، نقش مهمی را ایفا نماید [۲، ۳ و ۴]. مدل‌سازی LPV و رویکرد جدول‌بندی بهره می‌تواند نسبت به روش‌های صرفاً مقاوم به کاهش محافظه کاری در نتایج طراحی منجر گردد. در این روش‌ها، محاسبه‌ی سیگنال کنترلی همانند مدل سیستم حلقه‌باز به پارامترهای جدول‌بندی از پیش نامشخص وابسته است. برای مشاهده‌ی نتایج آن می‌توان پژوهش‌های [۵، ۶، ۷، ۹، ۱۰، ۱۱ و ۱۲] را مشاهده نمود. در روش‌های معمول طراحی کنترل کننده‌ی جدول‌بندی بهره برای سیستم‌های LPV فرض بر آن است مدل سیستم و هم‌چنین پارامترهای جدول‌بندی به صورت دقیق در دسترس باشد [۱۲-۱].

اما وجود نامعینی در مدل سیستم و هم‌چنین حضور آن در اندازه‌گیری و یا تخمین پارامترهای جدول‌بندی بر اساس پژوهش‌های موجود [۱۳، ۱۴، ۱۵، ۱۶، ۱۷، ۱۸، ۱۹، ۲۰، ۲۱، ۲۲، ۲۳ و ۲۴] امری اجتناب‌ناپذیر است. در واقع محدودیت‌های فیزیکی، عملی و فناوری ممکن است باعث شود مقدار دقیق پارامترها و یا مدل واقعی سیستم در دسترس نباشد [۱۳]-[۲۲]. علاوه بر آن محدود کردن تعداد پارامترهای جدول‌بندی سیستم، می‌تواند استخراج یک مدل LPV در یک سیستم پیچیده‌ی غیرخطی عملی را با نامعینی همراه سازد [۲۳]-[۲۴]. از سوی دیگر، برای بازه‌ی وسیعی از پارامترهای جدول‌بندی یک کنترل کننده‌ی یکتا می‌تواند محافظه کاری جدی به نتایج طراحی تحمیل نماید و حتی به عدم جواب برای طراحی منجر شود. به همین علت کنترل کننده‌های کلیدزن برای سیستم‌های LPV گسترش داده شده‌اند [۲۵، ۲۶ و ۲۷]. اما باید توجه نمود که ممکن است در بازه‌ی وسیعی از تغییرات پارامترهای جدول‌بندی مدل‌های متفاوتی از سیستم حلقه‌باز استخراج شود. در حقیقت به دست آوردن یک مدل یکتا برای سیستم ممکن است شدنی نباشد یا به سخت‌گیری و حجم بالای نامعینی در مدل‌سازی بینجامد. واضح است هر چه مدل دقیق‌تری با کران نامعینی کوچک‌تری برای سیستم حلقه‌باز استخراج شود، میزان محافظه کاری و سخت‌گیری در طراحی کاهش می‌یابد و به عملکرد بهتری برای سیستم حلقة‌بسته منتهی می‌شود [۲۰ و [۲۳]. گرچه در پژوهش‌های [۲۶]-[۲۷] مدل LPV سیستم دارای کلیدزنی است؛ اما نامعینی به عنوان جز جدایی ناپذیر سیستم عملی مهندسی در نظر گرفته نشده است. از سوی دیگر این پژوهش‌ها به طراحی کنترل کننده با ساختار پس خورد حالت می‌پردازند؛ در حالی که به دلیل محدودیت‌های فیزیکی و عملی ممکن است کلیه‌ی حالت‌های

$$\begin{cases} \dot{x} = A^\sigma(\theta, \delta)x + B^\sigma(\theta, \delta)w \\ z = C^\sigma(\theta, \delta)x \end{cases} \quad (1)$$

که در آن فرض کنید متغیر جدول‌بندی  $\theta$  تابعی پیوسته و مشتق‌پذیر بر حسب زمان با کران از پیش‌معین زیر در ناحیه‌ی  $\mathcal{Z}$  است  $\theta \in \Theta^{(j)}$  باشد:

$$\Theta^{(j)} := \left\{ \theta \in \Re^s : \underline{\theta}_i^{(j)} \leq \theta_i(t) \leq \bar{\theta}_i^{(j)}, i = 1, \dots, s, j \in Z_N \right\} \quad (2)$$

علاوه بر آن، برای پارامترهای نامعینی  $\delta \in \Delta^{(j)}$  تصور نماید که:

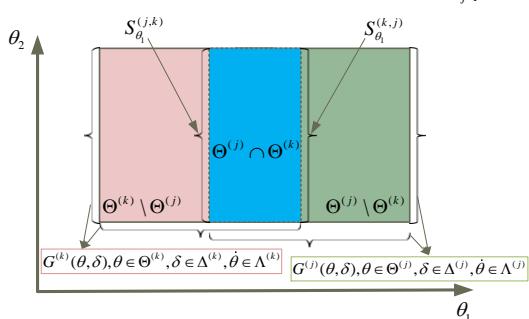
$$\Delta^{(j)} := \left\{ \delta \in \Re^{N_s} : \underline{\delta}_i^{(j)} \leq \delta_i(t) \leq \bar{\delta}_i^{(j)}, i = 1, \dots, N_\delta, j \in Z_N \right\} \quad (3)$$

همچنین برای محدوده‌ی تغییرات نرخ زمانی پارامترهای جدول‌بندی  $\dot{\theta} \in \Lambda^{(j)}$  در رابطه‌ی (4) به صورت زیر داریم:

$$\Lambda^{(j)} := \left\{ \dot{\theta} \in \Re^s : \underline{\dot{\theta}}_i^{(j)} \leq \dot{\theta}_i(t) \leq \bar{\dot{\theta}}_i^{(j)}, i = 1, \dots, s, j \in Z_N \right\} \quad (4)$$

از سوی دیگر،  $\sigma(\theta) \in Z_N$  سیگنال کلیدزنی با منطق کلیدزنی هیسترزیس است که دارای مقادیر گستته‌ی طبیعی (عدد صحیح مثبت) بر حسب پارامترهای جدول‌بندی است. برای درک چگونگی کارکرد قانون کلیدزنی زمانی هیسترزیس، می‌توان شکل ۱ و توضیحات مربوط به آن را در ادامه ملاحظه نمود. تصور نماید مجموعه‌ی  $\Theta$  توسط سطوح کلیدزنی  $S_{\theta_i}^{(j,k)}$  به تعداد  $N$  زیرناحیه  $\Theta^{(j,k)}$  تقسیم‌بندی شود که در آن  $\{1, 2, \dots, N-1, N\}$  است. این کار با تقسیم  $\Theta$  (تصویر  $N_i$  مجموعه‌ی  $\Theta$  روی محور مختصات  $i$ -امین پارامتر جدول‌بندی) به بازه‌ی ناواحی همپوشانی بین هر دو بازه‌ی مجاور صورت می‌گیرد که در

$$\Delta = \bigcup_{j=1}^N \left\{ \Delta^{(j)} \right\}_{j \in Z_N}, \quad \Theta = \bigcup_{j=1}^N \left\{ \Theta^{(j)} \right\}_{j \in Z_N}, \quad N = \prod_{i=1}^s N_i \quad \text{و} \quad \Lambda = \bigcup_{j=1}^N \left\{ \Lambda^{(j)} \right\}_{j \in Z_N}$$



شکل ۱: تقسیم‌بندی  $\Theta$  در قالب مجموعه‌ای دو-بعدی.

در شکل ۱  $S_{\theta_i}^{(j,k)}$  بیان گر سطح کلیدزنی بین دو ناحیه  $\Theta^{(j)}$  و  $\Theta^{(k)}$  در جهت پارامتر جدول‌بندی  $\theta_i$  است. اگر شرط (۵) برقرار بماند، آن‌گاه دو ناحیه  $\Theta^{(j)}$  و  $\Theta^{(k)}$  در جهت پارامتر جدول‌بندی  $\theta_i$  مجاور هم هستند.

$$\text{int}(\Theta^{(k)} \cap \Theta^{(j)}) \neq \emptyset, \quad \Theta_{\theta_i}^{(k)} \neq \Theta_{\theta_i}^{(j)} \quad (5)$$

که در آن  $\Theta_{\theta_i}^{(j)}$  بیان گر تصویر ناحیه  $\Theta^{(j)}$  روی محور  $\theta_i$  و عملگر  $\text{int}(\cdot)$  ناحیه‌ی داخلی یک مجموعه است. به عنوان مثال شکل ۱ را در

عددی عناصر طراحی موجود در فضای حالت سیستم کنترلی در مثال عددی ۲ ارائه خواهند شد.

## ۲- معرفی مقدمات ریاضی

در این بخش ابتدا نمادهای مورد استفاده در این مقاله تعریف می‌شوند. سپس تعریف‌های مورد نیاز از جمله بهره‌ی عملکرد  $H_2$  بیان خواهند شد. در انتها هم ملمه‌ای مورد استفاده در طراحی ارائه می‌شوند.

### ۲-۱- نمادگذاری

نمادهای مورد استفاده در این پژوهش در زیر آورده شده است:

$\Re$	مجموعه اعداد حقیقی
$\Re_+$	مجموعه اعداد حقیقی مثبت
$\Re^n$	مجموعه بردارهای حقیقی با بعد $n$
$\Re^{n \times m}$	مجموعه ماتریس‌های با ابعاد $n \times m$
$S^n$	مجموعه ماتریس‌های متقابل $n \times n$
$S_+^n$	مجموعه ماتریس‌های متقابل مثبت معین $n \times n$
$X^T$	ترانهاده‌ی ماتریس $X$
$\langle X \rangle$	بیان کوتاه عبارت $X + X^T$
$X^{-1}$	معکوس ماتریس $X$
$X < Y (X > Y)$	منفی (مثبت) معین بودن ماتریس $X - Y$
$I$	ماتریس واحد با ابعاد مناسب
$0$	ماتریس صفر با ابعاد مناسب
$tr(X)$	مجموع عناصر قطری ماتریس $X$
$diag(\cdot)$	الحق قطری عناصر ورودی و غیرقطري صفر
$E\{\cdot\}$	عملگر امید ریاضی
$\delta_d$	تابع ضربه‌ی دلتای دیراک
$\min(\cdot)$	مقدار کمینه‌ی (بهینه‌سازی) متغیر ورودی
$\dot{x}(t)$	نرخ (مشتق) زمانی سیگنال $x(t)$
$x(t)$	بردار حالت‌های سیستم حلقه‌بسته
$x_p(t)$	بردار حالت‌های سیستم حلقه‌باز
$x_c(t)$	بردار حالت‌های سیستم کنترل
$u(t)$	بردار ورودی کنترل
$w(t)$	بردار اغشاش خارجی
$z(t)$	بردار خروجی عملکردی
$y(t)$	بردار خروجی اندازه‌گیری
$\delta(t)$	بردار پارامترهای نامعینی
$\theta(t)$	بردار پارامترهای جدول‌بندی
$\sigma(t)$	سیگنال کلیدزنی با مقادیر گستته‌ی طبیعی
$Z_N$	مجموعه اعداد طبیعی $\{1, 2, \dots, N\}$
$A \cup B, A \cap B, A \setminus B$	اجماع، اشتراک و تفاضل دو مجموعه

### ۲-۲- بیان تعریف‌ها

فضای حالت سیستم حلقه‌بسته‌ی LPV نامعین کلیدزن را (با در نظر گرفتن نمادگذاری بخش قبل) به صورت زیر در نظر بگیرید:

$$P(\theta) > 0, \forall \theta \in \Theta \quad (9)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{P}(\theta) - \langle A(\theta, \delta)P(\theta) \rangle & * \\ -C(\theta, \delta)P(\theta) & I_{n_z} \end{bmatrix} > 0, \forall (\theta, \delta, \dot{\theta}) \in \Theta \times \Delta \times \Lambda \quad (10)$$

$$\begin{bmatrix} P(\theta) & * \\ B(\theta, \delta)^T & H(\theta) \end{bmatrix} > 0, \forall (\theta, \delta) \in \Theta \times \Delta \quad (11)$$

$$tr(H(\theta)) < v^2, \forall \theta \in \Theta \quad (12)$$

آن‌گاه سیستم حلقه‌بسته موجود در رابطه‌ی (۱) با  $\sigma = 1$  نوع غیرکلیدزن پایدار نمایی می‌شود و شرط بهره‌ی عملکردی  $H_2$  در قید (۶) با سطح کمینه  $v$  به ازای  $\forall (\theta, \delta, \dot{\theta}) \in \Theta \times \Delta \times \Lambda$  برقرار خواهد شد.

**لم ۳**- به ازای مقدار مثبت داده شده  $v$  و تمامی مقادیر  $j \neq k \in Z_N$ ، فرض کنید خانواده‌ای از ماتریس‌های پیوسته‌ی مشتق‌پذیر وابسته به پارامتر  $P^{(j)}(\theta) \in S^{2n}$ ، ماتریس‌های  $G^{(j)}(\theta) \in \mathbb{R}^{2n \times 2n}$  و  $H^{(j)}(\theta) \in S^{n_w}$  و همچنین مقدار عددی  $\lambda \in \mathbb{R}_+$  موجود باشد، به گونه‌ای که شرایط (۱۳)-(۱۷) در زیر برقرار گردند:

$$P^{(j)}(\theta) > 0, \forall \theta \in \Theta^{(j)} \quad (13)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{P}^{(j)}(\theta) - \langle A^{(j)}(\theta, \delta)F^{(j)}(\theta) \rangle & * & * \\ -C^{(j)}(\theta, \delta)F^{(j)}(\theta) & I_{n_z} & * \\ \left\{ G^{(j)}(\theta) - P^{(j)}(\theta) \right\} & -\lambda F^{(j)}(\theta)^T C^{(j)}(\theta, \delta)^T & \lambda \langle F^{(j)}(\theta) \rangle \end{bmatrix} > 0, \forall (\theta, \delta, \dot{\theta}) \in \Theta^{(j)} \times \Delta^{(j)} \times \Lambda^{(j)} \quad (14)$$

$$\begin{bmatrix} P^{(j)}(\theta) & * \\ B^{(j)}(\theta, \delta)^T & H^{(j)}(\theta) \end{bmatrix} > 0, \forall (\theta, \delta) \in \Theta^{(j)} \times \Delta^{(j)} \quad (15)$$

$$tr(H^{(j)}(\theta)) < v^2, \forall \theta \in \Theta^{(j)} \quad (16)$$

$$\begin{bmatrix} P^{(j)}(\theta) & * \\ P^{(k)}(\theta) & P^{(k)}(\theta) \end{bmatrix} \geq 0, \forall \theta \in S^{(j,k)}, j \neq k \in Z_N \quad (17)$$

آن‌گاه سیستم حلقه‌بسته در رابطه‌ی (۱) با قانون کلیدزنی هیسترزیس پایدار نمایی می‌شود و شرط بهره‌ی عملکردی  $H_2$  در قید (۶) با سطح کمینه  $v$  به ازای  $\forall (\theta, \delta, \dot{\theta}) \in \Theta \times \Delta \times \Lambda$  برقرار خواهد شد.

**اثبات لم ۱**- با ضرب نامساوی (۱۱) از سمت چپ در ماتریس غیرتکین (رتبه کامل ردیفی)

$$\begin{bmatrix} I_{2n+n_z} & \\ A^{(j)}(\theta, \delta)^T & C^{(j)}(\theta, \delta)^T \end{bmatrix}^T \quad (18)$$

و ترانهاده‌ی آن (رتبه کامل ستونی) از سمت راست داریم:

$$\begin{bmatrix} \dot{P}^{(j)}(\theta) - \langle A^{(j)}(\theta, \delta)P^{(j)}(\theta) \rangle & * \\ -C^{(j)}(\theta, \delta)P^{(j)}(\theta) & I_{n_z} \end{bmatrix} > 0, \quad \forall (\theta, \delta, \dot{\theta}) \in \Theta^{(j)} \times \Delta^{(j)} \times \Lambda^{(j)} \quad (19)$$

حال با تکیه بر نتیجه به دست آمده و در نظر گرفتن لم ۲ از پژوهش [۶] برای تضمین پایداری و عملکرد  $H_2$  در قالب حل LMI، با برقراری

نظر بگیرید. در این شکل، طبق این تعریف دو ناحیه  $\Theta^{(j)}$  و  $\Theta^{(k)}$  در جهت پارامتر جدول‌بندی  $\theta$  مجاوراند.

در ادامه در طراحی سیستم کنترل معمکردی بهره‌ی  $H_2$  به صورت تعریف ۱ بیان می‌شود [۶].

**تعریف ۱ (عملکرد  $H_2$ )**- برای تمامی مقادیر مجاز  $(\theta, \delta, \dot{\theta})$ ، قید بهره‌ی عملکردی  $H_2$  در سیستم حلقه‌بسته (۱) با خروجی عملکردی  $z(t) = w_0 \delta_d(t)$  برای مقدار مثبت  $v$  و ورودی اغتشاش  $w(t) = w_0 \delta_d(t)$  در رابطه‌ی (۶) تعریف می‌شود.

$$\sup_{\forall (\theta, \delta, \dot{\theta}) \in \Theta \times \Delta \times \Lambda} \left( E \left\{ \int_0^{\omega} z(t)^T z(t) dt \right\} \right) \leq v^2 \quad (6)$$

$$\text{که در آن داریم: } E \{ w_0 w_0^T \} = I_{n_w}$$

### ۲-۳- لم‌های اساسی

در این قسمت لم‌های اساسی مورد نیاز برای فرایند طراحی بیان می‌شوند. برای جلوگیری از ایجاد غیرخطی گری متغیرهای طراحی به دلیل ضرب شدن این عامل‌ها در یکدیگر، لم ۱ را در نظر گرفته شده است. سپس در حالت غیرکلیدزن ( $\sigma(t) \in Z_1$ ) مفاهیم تحلیل پایداری و تضمین قید عملکردی بهره‌ی  $H_2$  در مرجع [۶] برای سیستم LPV نامعین

بسط داده می‌شود. سپس به عنوان یکی از ابزارهای اساسی طراحی

کنترل کننده برای سیستم LPV نامعین کلیدزن، لم ۳ جهت تضمین پایداری و قید عملکردی تعریف ۱ ارائه خواهد شد.

**لم ۱۹**- برای ماتریس متقارن  $\Pi^\sigma(\theta, \delta)$  و ماتریس‌های  $\Psi_1^\sigma(\theta, \delta)$ ،  $\Psi_2^\sigma(\theta, \delta)$  و  $\Psi_3^\sigma(\theta, \delta)$  که دارای ابعاد متساوی هستند، اگر ماتریس مثبت معین

$\Sigma^\sigma(\theta, \delta)$  که دارای ابعاد سازگار است موجود باشد به گونه‌ای که

نامساوی (۸) برقرار بماند، آن‌گاه نامساوی (۷) برقرار می‌شود.

$$\Pi^\sigma(\theta, \delta) + \begin{bmatrix} 0 & * & * \\ -\Psi_2^\sigma(\theta, \delta)^T \Psi_1^\sigma(\theta, \delta) & 0 & * \\ 0 & -\Psi_3^\sigma(\theta, \delta)^T \Psi_2^\sigma(\theta, \delta) & 0 \end{bmatrix} > 0 \quad (7)$$

$$\begin{bmatrix} \Pi^\sigma(\theta, \delta) & * \\ [\Psi_1^\sigma(\theta, \delta) \quad \Sigma^\sigma(\theta, \delta) \Psi_2^\sigma(\theta, \delta)] & \Sigma^\sigma(\theta, \delta) \end{bmatrix} > 0 \quad (8)$$

**نکته ۱:** برای سیستم LPV نامعین غیرکلیدزن لم ۲ با استفاده از تحقیق [۶] بسط و توسعه می‌یابد. برای این حالت با در نظر گرفتن  $\sigma = 1$  فرض

نمایید در مدل فضای حالت (۱) ماتریس‌های سه‌گانه‌ی حلقه‌بسته ( $A^\sigma(\theta, \delta), B^\sigma(\theta, \delta), C^\sigma(\theta, \delta)$ ) با عناصر نوع غیرکلیدزن

( $A(\theta, \delta), B(\theta, \delta), C(\theta, \delta)$ ) در ناحیه‌ی یکتای  $\theta \in \Theta$  با تکیه بر مفاهیم لم ۲، برای بخش طراحی لم ۳ استخراج می‌گردد.

**لم ۲**- به ازای مقدار مثبت داده شده  $v$ ، فرض کنید ماتریس پیوسته‌ی مشتق‌پذیر وابسته به پارامتر  $P(\theta) \in S^{2n}$  و ماتریس

$H(\theta) \in S^{n_w}$  موجود باشد، به گونه‌ای که شرایط (۹)-(۱۲) در زیر برقرار گردند:

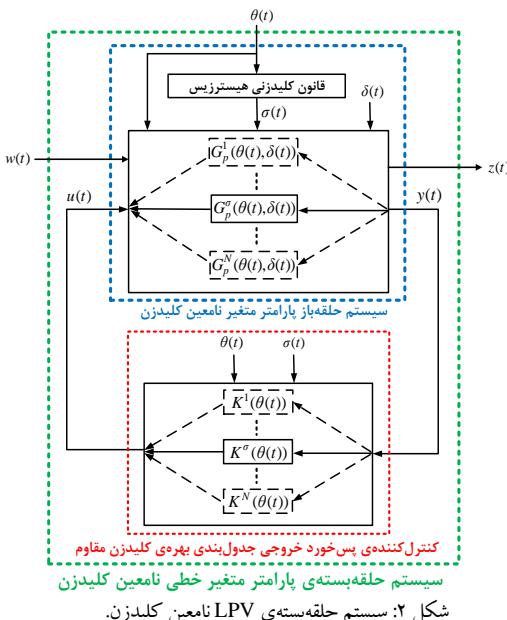
زیرسیستم حلقه‌باز فعال شده برای یک ناحیه‌ی جدول‌بندی محلی مفروض است که قبلاً معرفی شد.

در این مقاله، هدف طراحی کنترل کننده‌ی مرتبه کامل جدول‌بندی بهره‌ی پس خورد خروجی کلیدزن برای سیستم حلقه‌باز LPV نامعین کلیدزن (۲۱) است؛ به گونه‌ای که پایداری نمایی و سطح کمینه‌ی بهره‌ی عملکردی  $H_2$  طبق قید (۴) به ازای تمامی مقادیر مجاز پارامترهای جدول‌بندی و متغیرهای نامعین تضمین شود. ساختار کنترلی پس خورد خروجی کلیدزن RSGSOF، شامل خانواده‌ای از کنترل کننده‌های دینامیکی مرتبه کامل پس خورد خروجی (RGSOF) است. آرایش فضایی حالت دینامیکی مرتبه کامل آن در رابطه‌ی (۲۳) داده شده است.

$$K^\sigma(\theta(t)) : \begin{cases} \dot{x}_c = A_c^\sigma(\theta)x_c + B_c^\sigma(\theta)y \\ u = C_c^\sigma(\theta)x_c \end{cases} \quad (23)$$

که در آن  $x_c \in \mathbb{R}^n$ . همان‌گونه که ملاحظه می‌شود ماتریس‌های کنترل کننده  $\sigma \in Z_N$  برای هر مقدار  $(A_c^\sigma(\theta(t)), B_c^\sigma(\theta(t)), C_c^\sigma(\theta(t)))$  به پارامترهای جدول‌بندی اندازه‌گیری  $\theta(t)$  وابسته هستند و به مقادیر پارامترهای نامعین یعنی  $\delta(t)$  وابسته نیستند. سرانجام با اعمال کنترل کننده‌ی کلیدزن (۲۳)، یک سیستم حلقه‌بسته LPV نامعین کلیدزن در آرایش موجود در رابطه‌ی (۱) با قانون کلیدزنی هیسترزیس و سیگنال کلیدزنی  $\sigma$  به دست می‌آید که در آن  $x := [x_p^T \ x_c^T]^T \in \mathbb{R}^{2n}$ .

نمایی از سیستم حلقه‌بسته در شکل ۲ آورده شده است. ماتریس‌های سیستم حلقه‌بسته LPV نامعین کلیدزن (۱) در رابطه‌ی (۲۴) داده شده‌اند.



شکل ۲: سیستم حلقه‌بسته LPV نامعین کلیدزن.

شرایط موجود در (۱۳)–(۱۶)، پایداری نمایی و شرط بهره‌ی عملکردی (۶) برای سیستم حلقه‌بسته کلیدزن (۱) تضمین می‌شود. اما برای توابع چندگانه‌ی لیپانوف سیستم حلقه‌بسته  $V_{cl}^\sigma(x) = x^T P^\sigma(\theta)^{-1} x$  جهت تضمین پایداری باید شرط غیرافزایشی بودن آنها در لحظات کلیدزنی  $V_{cl}^{(k)}(x(t^+)) \leq V_{cl}^{(j)}(x(t))$  در سطوح  $S^{(j,k)}(\theta)$  تأیید گردد؛ یعنی  $(\text{سیگنال } \sigma(t^+) \text{ حد زمانی سمت راست } \sigma \text{ در لحظه } t \text{ است})$ . بنابراین در تغییر از مجموعه پارامترهای جدول‌بندی از  $\Theta^{(j)}$  به  $\Theta^{(k)}$  باید شرط  $P^{(k)}(\theta)^{-1} \leq P^{(j)}(\theta)$  با توجه به قانون کلیدزنی هیسترزیس برقرار بماند. به کمک لم مکمل شر داریم:

$$\begin{bmatrix} P^{(j)}(\theta)^{-1} & * \\ I & P^{(k)}(\theta) \end{bmatrix} \geq 0, \quad \forall \theta \in S^{(j,k)}, j \neq k \in Z_N \quad (20)$$

متعاقباً با ضرب رابطه‌ی (۲۰) از سمت چپ در  $\text{diag}(P^{(j)}(\theta), I)$  و از سمت راست در ترانهاده‌ی آن، در نهایت رابطه‌ی (۱۷) به دست می‌آید که متنهی به تأیید شرط  $V_{cl}^{(k)}(x(t^+)) \leq V_{cl}^{(j)}(x(t))$  در لحظات کلیدزنی  $S^{(j,k)}(\theta)$  خواهد شد و اثبات تکمیل می‌شود.

### ۳- بیان مسئله

مدل فضای حالت سیستم حلقه‌باز پارامتر متغیر خطی نامعین دارای کلیدزنی را به صورت زیر در نظر بگیرید:

$$G_p^\sigma(\theta(t), \delta(t)) : \begin{cases} \dot{x}_p = A_p^\sigma(\theta, \delta)x_p + B_w^\sigma(\theta, \delta)w + B_u^\sigma(\theta, \delta)u \\ z = C_z^\sigma(\theta, \delta)x_p + D_{zu}^\sigma(\theta, \delta)u \\ y = C_y^\sigma(\theta, \delta)x_p + D_{yw}^\sigma(\theta, \delta)w \end{cases} \quad (21)$$

که در آن  $y(t) \in \mathbb{R}^{n_y}$ ،  $w(t) \in \mathbb{R}^{n_w}$ ،  $u(t) \in \mathbb{R}^{n_u}$ ،  $x_p(t) \in \mathbb{R}^n$  و  $z(t) \in \mathbb{R}^{n_z}$  قبله در بخش نامگذاری معرفی شدند.  $\delta(t) := [\delta_1(t) \dots \delta_{N_\delta}(t)]^T \in \mathbb{R}^{N_\delta}$  بردار پارامترهای نامعین غیرقابل اندازه‌گیری متغیر با زمان،  $\theta(t) := [\theta_1(t) \dots \theta_s(t)] \in \mathbb{R}^s$  بردار پارامترهای جدول‌بندی در دسترس زمان-حقیقی هستند. ماتریس‌های فضای حالت سیستم حلقه‌باز با داشتن ابعاد مناسب دارای وابستگی چندجمله‌ای به پارامترهای جدول‌بندی و هم‌چنین متغیرهای نامعین هستند. برای ماتریس‌های فضای حالت  $M^\sigma(\theta, \delta)$  داریم:

$$M^\sigma(\theta, \delta) = \sum_{k=1}^{k_\sigma} \theta_1^{a_{k1}^\sigma} \dots \theta_s^{a_{ks}^\sigma} \delta_1^{b_{k1}^\sigma} \dots \delta_{N_\delta}^{b_{kN_\delta}^\sigma} M_k^\sigma \quad (22)$$

که در آن  $M_k^\sigma$  ماتریس‌های حقیقی مستقل از پارامتر و هم‌چنین  $a_{ki}^\sigma$  و  $b_{ki}^\sigma$  بیان‌گر مقادیر صحیح غیرمنفی هستند. در این مقاله جهت ایجاد سادگی در انجام فرایند طراحی، فرض بر آن است ماتریس‌های  $C_y^\sigma(\theta)$  در انتقام فرایند طراحی، فرض بر آن است ماتریس‌های  $M_k^\sigma$  مستقل از پارامترهای نامعین باشند؛ یعنی برای هر مقدار  $\sigma$ ،  $i$ ، و  $k$  داریم:  $a_{ki}^\sigma = 0$ . از سوی دیگر، سیگنال  $\sigma(\theta) \in Z_N$  تعیین کننده‌ی

$$\begin{aligned} \Pi_{11}^{(j)}(\theta, \delta) &:= \dot{P}_1^{(j)}(\theta) - \left\langle A_p^{(j)}(\theta, \delta)X^{(j)}(\theta) + B_u^{(j)}(\theta, \delta)L_3^{(j)}(\theta), \right\rangle, \\ \Pi_{21}^{(j)}(\theta, \delta) &:= \dot{P}_2^{(j)}(\theta) - L_1^{(j)}(\theta) - A_p^{(j)}(\theta, \delta)^T, \\ \Pi_{31}^{(j)}(\theta, \delta) &:= -C_c^{(j)}(\theta, \delta)X^{(j)}(\theta) - D_{zu}^{(j)}(\theta, \delta)L_3^{(j)}(\theta), \\ \Pi_{41}^{(j)}(\theta, \delta) &:= X^{(j)}(\theta) - P_1^{(j)}(\theta) - \lambda \left( A_p^{(j)}(\theta, \delta)X^{(j)}(\theta) + B_u^{(j)}(\theta, \delta)L_3^{(j)}(\theta) \right)^T, \\ \Pi_{51}^{(j)}(\theta, \delta) &:= W^{(j)}(\theta) - P_2^{(j)}(\theta) - \lambda A_p^{(j)}(\theta, \delta)^T, \\ \Pi_{22}^{(j)}(\theta, \delta) &:= \dot{P}_3^{(j)}(\theta) - \left\langle Y A_p^{(j)}(\theta, \delta) + L_2^{(j)}(\theta)C_y^{(j)}(\theta), \right\rangle, \\ \Pi_{42}^{(j)}(\theta, \delta) &:= I_n - P_2^{(j)}(\theta) - \lambda L_1^{(j)}(\theta)^T, \\ \Pi_{52}^{(j)}(\theta, \delta) &:= Y - P_3^{(j)}(\theta) - \lambda \left( Y A_p^{(j)}(\theta, \delta) + L_2^{(j)}(\theta)C_y^{(j)}(\theta) \right)^T, \\ \Pi_{43}^{(j)}(\theta, \delta) &:= -\lambda \left( C_c^{(j)}(\theta, \delta)X^{(j)}(\theta) + D_{zu}^{(j)}(\theta, \delta)L_3^{(j)}(\theta) \right)^T, \\ \Pi_{54}^{(j)}(\theta, \delta) &:= \lambda \left( W^{(j)}(\theta) + I_n \right) \end{aligned} \quad (31)$$

و همچنین:

$$\begin{aligned} \Psi_1^{(j)}(\theta, \delta) &:= \Delta A_p^{(j)}(\theta, \delta)X^{(j)}(\theta) + \Delta B_u^{(j)}(\theta, \delta)L_3^{(j)}(\theta), \\ \Psi_2^{(j)}(\theta, \delta) &:= Y^T, \\ \Psi_3^{(j)}(\theta, \delta) &:= \begin{bmatrix} 0_{n \times n} & \lambda \left\{ \Delta A_p^{(j)}(\theta, \delta)X^{(j)}(\theta) + \right. \\ & \left. \Delta B_u^{(j)}(\theta, \delta)L_3^{(j)}(\theta) \right\} \end{bmatrix} 0_{n \times n}, \\ \Delta A_p^{(j)}(\theta, \delta) &:= A_p^{(j)}(\theta, \delta) - A_p^{(j)}(\theta), \\ \Delta B_u^{(j)}(\theta, \delta) &:= B_u^{(j)}(\theta, \delta) - B_u^{(j)}(\theta) \end{aligned} \quad (32)$$

ماتریس‌های فضای حالت کنترل کننده‌ی پس‌خورد خروجی دینامیکی مرتبه کامل جدولبندی بهره‌ی کلیدزن (RSGSOF) به کمک رابطه‌ی (33) به دست آورده می‌شوند.

$$\begin{cases} A_c^{(j)}(\theta) = V^{-1} \left( L_1^{(j)}(\theta) - Y A_p^{(j)}(\theta)X^{(j)}(\theta) - Y B_u^{(j)}(\theta)L_3^{(j)}(\theta) - \right. \\ \left. L_2^{(j)}(\theta)C_y^{(j)}(\theta)X^{(j)}(\theta) \right) U^{(j)}(\theta)^{-1}, \\ B_c^{(j)}(\theta) = V^{-1}L_2^{(j)}(\theta), \\ C_c^{(j)}(\theta) = L_3^{(j)}(\theta)U^{(j)}(\theta)^{-1} \end{cases} \quad (33)$$

که در آن ماتریس دلخواه  $V$  دارای رتبه‌ی کامل است. همچنین ماتریس‌های معکوس‌پذیر  $U^{(j)}(\theta)$  با استفاده از رابطه‌ی  $U^{(j)}(\theta) = V^{-1}(W^{(j)}(\theta) - YX^{(j)}(\theta))$

**اثبات قضیه ۱** - با تکیه بر لم ۳ اگر روابط (۱۲)-(۱۷) برقرار باشند، آن‌گاه علاوه بر پایداری نمایی، یک مقدار کمینه برای کران بالای عملکرد بهره‌ی  $H_2$  خروجی عملکردی برابر  $v$  در سیستم حلقه‌بسته‌ی LPV نامعین کلیدزن (۱) تضمین می‌شود. در ادامه نشان داده می‌شود اگر شرایط (۲۵)-(۲۹) برقرار باشند، به برقراری نامساوی‌های (۱۲)-(۱۷) منجر خواهد شد. با توسعه مفاهیم [۱۱] و [۱۸] و متابع موجود در آن‌ها در حالت کلیدزن، ماتریس کمکی  $F^{(j)}(\theta)^{-1}$  و معکوس آن به صورت زیر تعریف (بخش‌بندی) شده‌اند:

$$F^{(j)}(\theta) := \begin{bmatrix} X^{(j)}(\theta) & Z_1^{(j)}(\theta) \\ U^{(j)}(\theta) & Z_2^{(j)}(\theta) \end{bmatrix}, \quad F^{(j)}(\theta)^{-1} := \begin{bmatrix} Y^{(j)}(\theta) & Z_3^{(j)}(\theta) \\ V^{(j)}(\theta) & Z_4^{(j)}(\theta) \end{bmatrix} \quad (34)$$

که دریم:  $j \in Z_N$  برای آن در

$$U^{(j)}(\theta), Y^{(j)}(\theta), V^{(j)}(\theta), X^{(j)}(\theta), Z_1^{(j)}(\theta), Z_2^{(j)}(\theta), Z_3^{(j)}(\theta), Z_4^{(j)}(\theta) \in \mathbb{R}^{n \times n}$$

با برقراری رابطه  $F^{(j)}(\theta)F^{(j)}(\theta)^{-1} = I$  می‌توان گفت:

$$\begin{aligned} Z_1^{(j)}(\theta) &= (V^{(j)}(\theta)^T)^{-1} - X^{(j)}(\theta)Y^{(j)}(\theta)^T(V^{(j)}(\theta)^T)^{-1}, \\ Z_2^{(j)}(\theta) &= -U^{(j)}(\theta)Y^{(j)}(\theta)^T(V^{(j)}(\theta)^T)^{-1} \end{aligned} \quad (35)$$

$$\begin{aligned} A^\sigma(\theta, \delta) &= \begin{bmatrix} A_p^\sigma(\theta, \delta) & B_u^\sigma(\theta, \delta)C_c^\sigma(\theta) \\ B_c^\sigma(\theta)C_y^\sigma(\theta) & A_c^\sigma(\theta) \end{bmatrix}, \\ B^\sigma(\theta, \delta) &= \begin{bmatrix} B_w^\sigma(\theta, \delta) \\ B_c^\sigma(\theta)D_{yw}^\sigma(\theta, \delta) \end{bmatrix}, \\ C^\sigma(\theta, \delta) &= \begin{bmatrix} C_z^\sigma(\theta, \delta) & D_{zu}^\sigma(\theta, \delta)C_c^\sigma(\theta) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (24)$$

#### ۴- طراحی

پس از بیان مسئله و استفاده از مقدمات ریاضی گفته‌شده در بخش‌های قبلی، طراحی سیستم کنترل پیشنهادی در این قسمت آورده شده است.

**قضیه ۱** - به ازای مقدار عددی  $v \in \mathbb{R}_+$  و  $j \neq k \in Z_N$ ، فرض کنید خانواده‌ای از ماتریس‌های وابسته به پارامتر  $\lambda$  ماتریس  $L_1^{(j)}(\theta) \in \mathbb{R}^{n \times n}$ ،  $W^{(j)}(\theta) \in \mathbb{R}^{n \times n}$ ،  $X^{(j)}(\theta) \in \mathbb{R}^{n \times n}$ ،  $L_3^{(j)}(\theta) \in \mathbb{R}^{n_u \times n}$ ،  $L_2^{(j)}(\theta) \in \mathbb{R}^{n \times n}$ ،  $H^{(j)}(\theta) \in \mathbb{S}_+^{n_w}$ ،  $P_3^{(j)}(\theta) \in \mathbb{S}_+^n$ ،  $P_2^{(j)}(\theta) \in \mathbb{R}^{n \times n}$ ،  $P_1^{(j)}(\theta) \in \mathbb{S}_+^n$ ،  $\Sigma^\sigma(\theta, \delta) \in \mathbb{S}_+^n$  و مقدار عددی مثبت  $\lambda$  وجود داشته باشند، به گونه‌ای که شرایط (۲۵)-(۲۸) و شرط کلیدزنی (۲۹) برقرار باشند، آن‌گاه کنترل کننده‌ی (۲۳) که ماتریس‌های فضای حالت آن در (۳۳) محاسبه شده‌اند، سیستم حلقه‌بسته‌ی (۱) را پایدار نمایی و تمايز و مقدار کمینه  $v$  را برای بهره‌ی  $H_2$  خروجی عملکردی طبق قید (۶) در کل نواحی  $(\theta, \delta, \dot{\theta}) \in \Theta \times \Delta \times \Lambda$  تضمین می‌کند.

$$\begin{bmatrix} P_1^{(j)}(\theta) & * \\ P_2^{(j)}(\theta) & P_3^{(j)}(\theta) \end{bmatrix} > 0, \quad \forall \theta \in \Theta^{(j)} \quad (25)$$

$$\begin{bmatrix} \Pi^{(j)}(\theta, \delta) & * \\ \left[ \begin{bmatrix} \Psi_1^{(j)}(\theta, \delta) & \Sigma^{(j)}(\theta, \delta)P_2^{(j)}(\theta, \delta) & \Psi_3^{(j)}(\theta, \delta) \end{bmatrix} \Sigma^{(j)}(\theta, \delta) \right] & \Sigma^{(j)}(\theta, \delta) \end{bmatrix} > 0, \quad \forall (\theta, \delta, \dot{\theta}) \in \Theta^{(j)} \times \Delta^{(j)} \times \Lambda^{(j)} \quad (26)$$

$$\begin{bmatrix} P_1^{(j)}(\theta) & * & * \\ P_2^{(j)}(\theta) & P_3^{(j)}(\theta) & * \\ B_w^{(j)}(\theta, \delta)^T \left( YB_w^{(j)}(\theta, \delta) + L_2^{(j)}(\theta)D_{yw}^{(j)}(\theta, \delta) \right)^T & H^{(j)}(\theta) & \end{bmatrix} > 0, \quad \forall (\theta, \delta) \in \Theta^{(j)} \times \Delta^{(j)} \quad (27)$$

$$tr(H^{(j)}(\theta)) < v^2, \quad \forall \theta \in \Theta^{(j)} \quad (28)$$

$$\begin{bmatrix} P_1^{(j)}(\theta) & * & * & * \\ P_2^{(j)}(\theta) & P_3^{(j)}(\theta) & * & * \\ P_1^{(j)}(\theta) & P_2^{(j)}(\theta)^T & P_1^{(k)}(\theta) & * \\ P_2^{(j)}(\theta) & P_3^{(j)}(\theta) & P_2^{(k)}(\theta) & P_3^{(k)}(\theta) \end{bmatrix} \geq 0, \quad \forall \theta \in S^{(j,k)}, j \neq k \in Z_N \quad (29)$$

که در آن:

$$\Pi^{(j)}(\theta, \delta) := \begin{bmatrix} \Pi_{11}^{(j)} & * & * & * \\ \Pi_{21}^{(j)} & \Pi_{22}^{(j)} & * & * \\ \Pi_{31}^{(j)} & -C_c^{(j)}(\theta, \delta) & I_{n_z} & * \\ \Pi_{41}^{(j)} & \Pi_{42}^{(j)} & \Pi_{43}^{(j)} & \lambda \langle X^{(j)}(\theta) \rangle \\ \Pi_{51}^{(j)} & \Pi_{52}^{(j)} & -\lambda C_z^{(j)}(\theta, \delta)^T & \Pi_{54}^{(j)} \\ & & & \lambda \langle Y \rangle \end{bmatrix} \quad (30)$$

با عنصر:

محافظه کاری جهت ایجاد سادگی در انجام محاسبات رابطه‌ی (۲۹) به کمک (۴۱) این ماتریس مشترک و غیرکلیدزن در نظر گرفته می‌شود. این رویکرد با الهام از تحقیق‌های موجود در مراجع [۱۸]-[۲۰] و بسط آن‌ها در این مقاله مورد استفاده قرار گرفته است. علاوه بر آن، یک تبدیل غیرخطی در آرایش (۴۴) به صورت زیر معرفی می‌شود:

$$\begin{bmatrix} L_1^{(j)}(\theta) & L_2^{(j)}(\theta) \\ L_3^{(j)}(\theta) & 0 \end{bmatrix} := \begin{bmatrix} Y \\ 0 \end{bmatrix} A_p^{(j)}(\theta) \begin{bmatrix} X^{(j)}(\theta) & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V & Y^T B_u^{(j)}(\theta) \\ 0 & I \end{bmatrix} K_c^{(j)}(\theta) \begin{bmatrix} U^{(j)}(\theta) & 0 \\ C_y^{(j)}(\theta) X^{(j)}(\theta) & I \end{bmatrix}, \quad (44)$$

$$W^{(j)}(\theta) := YX^{(j)}(\theta) + VU^{(j)}(\theta)$$

که در آن برای  $K_c^{(j)}(\theta)$  داریم:

$$K_c^{(j)}(\theta) := \begin{bmatrix} A_c^{(j)}(\theta) & B_c^{(j)}(\theta) \\ C_c^{(j)}(\theta) & 0 \end{bmatrix} \quad (45)$$

و ماتریس‌های  $A_p^{(j)}(\theta)$  و  $B_u^{(j)}(\theta)$  به ترتیب از جایگذاری بردار صفر (۴۵) به جای  $\delta$  در متغیرهای  $(\delta_i = 0, \forall i \in \{1, \dots, N_\delta\})$  می‌شوند. از تعریف متغیر کمکی  $A_p^{(j)}(\theta, \delta)$  برای  $j \in Z_N$  حاصل می‌شوند. از تعریف متغیر کمکی  $F^{(j)}(\theta)$  در رابطه‌ی (۳۴) به راحتی می‌توان گفت:

$$Q^T F^{(j)}(\theta) Q = \begin{bmatrix} X^{(j)}(\theta) & I \\ W^{(j)}(\theta) & Y \end{bmatrix} \quad (46)$$

از سوی دیگر، پس از انجام مقداری محاسبات جبری به راحتی می‌توان گفت که:

$$Q^T A^{(j)}(\theta, \delta) F^{(j)}(\theta) Q = \begin{bmatrix} \left\{ A_p^{(j)}(\theta, \delta) X^{(j)}(\theta) + \right. \\ \left. B_u^{(j)}(\theta, \delta) L_3^{(j)}(\theta) \right\} & A_p^{(j)}(\theta, \delta) \\ L_1^{(j)}(\theta) & \left\{ Y A_p^{(j)}(\theta, \delta) + \right. \\ & \left. L_2^{(j)}(\theta) C_y^{(j)}(\theta) \right\} \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ Y & L_2^{(j)}(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_p^{(j)}(\theta, \delta) - A_p^{(j)}(\theta) & B_u^{(j)}(\theta, \delta) - B_u^{(j)}(\theta) \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \times \quad (47)$$

$$\begin{bmatrix} X^{(j)}(\theta) & 0 \\ L_3^{(j)}(\theta) & 0 \end{bmatrix}, \quad Q^T B^{(j)}(\theta, \delta) = \begin{bmatrix} B_w^{(j)}(\theta, \delta) \\ Y B_w^{(j)}(\theta, \delta) + L_2^{(j)}(\theta) D_{yw}^{(j)}(\theta, \delta) \end{bmatrix},$$

$$C^{(j)}(\theta, \delta) F^{(j)}(\theta) Q = \begin{bmatrix} C_z^{(j)}(\theta, \delta) X^{(j)}(\theta) + D_{zu}^{(j)}(\theta, \delta) L_3^{(j)}(\theta) & C_z^{(j)}(\theta, \delta) \end{bmatrix}$$

سرانجام با جایگذاری روابط (۴۲)- (۴۷) در (۳۹)، شرط زیر پس از مقداری محاسبه‌ی جبری حاصل می‌شود:

$$\Pi^{(j)}(\theta, \delta) + \begin{bmatrix} 0_{n \times n} & * & * & * & * \\ -\Phi^{(j)}(\theta, \delta) & 0_{n \times n} & * & * & * \\ 0_{n_z \times n} & 0_{n_z \times n} & 0_{n_z \times n_z} & * & * \\ 0_{n \times n} & -\lambda \Phi^{(j)}(\theta, \delta)^T & 0_{n \times n_z} & 0_{n \times n} & * \\ 0_{n \times n} & 0_{n \times n} & 0_{n \times n_z} & 0_{n \times n_z} & 0_{n \times n_z} \end{bmatrix} < 0 \quad (48)$$

که در آن داریم:

$$\Phi^{(j)}(\theta, \delta) := Y \Delta A_p^{(j)}(\theta, \delta) X^{(j)}(\theta) + Y \Delta B_u^{(j)}(\theta, \delta) L_3^{(j)}(\theta)$$

حال به علتی که در ادامه گفته خواهد شد، مشابه مراجع [۱۷]-[۲۰] به جهت ایجاد سادگی در بیان شرایط طراحی ماتریس‌های  $(\theta)$  و  $V^{(j)}$  مستقل از پارامتر و غیرکلیدزن در نظر گرفته می‌شوند. در نتیجه داریم:

$$F^{(j)}(\theta) := \begin{bmatrix} X^{(j)}(\theta) & (V^T)^{-1} - X^{(j)}(\theta) Y^T (V^T)^{-1} \\ U^{(j)}(\theta) & -U^{(j)}(\theta) Y^T (V^T)^{-1} \end{bmatrix} \quad (36)$$

اکنون ماتریس مستقل از پارامتر  $Q$  (غیرتکین و رتبه کامل) برای استفاده در تبدیل متجانس به صورت زیر معرفی می‌شود:

$$Q := \begin{bmatrix} I_n & Y^T \\ 0_{n \times n} & V^T \end{bmatrix} \quad (37)$$

حال با اعمال تبدیل متجانس روی نامساوی‌های (۱۳)-(۱۵) و (۱۷) به ترتیب با  $Q$ ،  $diag(Q, Q)$  و  $diag(Q, I, Q)$  و  $diag(Q, I, Q, Q)$  شرایطی را برای کل نواحی تغییرات  $(\theta, \delta, \dot{\theta}) \in \Theta \times \Delta \times \Lambda$  استخراج نمود که در ادامه آورده شده‌اند:

$$Q^T P^{(j)}(\theta) Q > 0, \forall \theta \in \Theta^{(j)} \quad (38)$$

$$\begin{bmatrix} Q^T \left\{ \begin{array}{l} \dot{P}^{(j)}(\theta) - \\ \langle A^{(j)}(\theta, \delta) F^{(j)}(\theta) \rangle \end{array} \right\} Q & * & * \\ -C^{(j)}(\theta, \delta) F^{(j)}(\theta) Q & I_{n_z} & * \\ Q^T \left\{ \begin{array}{l} F^{(j)}(\theta) - P^{(j)}(\theta) - \\ \lambda F^{(j)}(\theta)^T A^{(j)}(\theta, \delta)^T \end{array} \right\} Q & \left\{ \begin{array}{l} -\lambda Q^T F^{(j)}(\theta)^T \times \\ C^{(j)}(\theta, \delta)^T \end{array} \right\} & \lambda \langle Q^T F^{(j)}(\theta) Q \rangle \end{bmatrix} > 0, \forall (\theta, \delta, \dot{\theta}) \in \Theta^{(j)} \times \Delta^{(j)} \times \Lambda^{(j)} \quad (39)$$

$$\begin{bmatrix} Q^T P^{(j)}(\theta) Q & * \\ B^{(j)}(\theta, \delta)^T Q & H^{(j)}(\theta) \end{bmatrix} > 0, \forall (\theta, \delta) \in \Theta^{(j)} \times \Delta^{(j)} \quad (40)$$

$$\begin{bmatrix} Q^T P^{(j)}(\theta) Q & * \\ Q^T P^{(k)}(\theta) Q & Q^T P^{(k)}(\theta) Q \end{bmatrix} \geq 0, \forall \theta \in S^{(j,k)}, j \neq k \in Z_N \quad (41)$$

بنابراین اگر نامساوی‌های (۳۸)-(۴۱) و (۱۶) برقرار باشند، پایداری نمایی و یک مقدار کمینه‌ی کران بالای بهره‌ی  $H_2$  خروجی عملکردی برابر ۷ طبق قید (۶) برای سیستم حلقه‌بسته‌ی (۱) تضمین می‌شود. حال تعريف نماید:

$$Q^T P^{(j)}(\theta) Q := \begin{bmatrix} P_1^{(j)}(\theta) & * \\ P_2^{(j)}(\theta) & P_3^{(j)}(\theta) \end{bmatrix} \quad (42)$$

به کمک رابطه‌ی (۴۲)، شرط (۲۵) به دست می‌آید که معادل روابط (۱۳) و (۳۸) است. از طرفی مشتق‌گیری از طرفین رابطه‌ی (۴۲) به رابطه‌ی (۴۳) می‌انجامد.

$$Q^T \dot{P}^{(j)}(\theta) Q = \begin{bmatrix} \dot{P}_1^{(j)}(\theta) & * \\ \dot{P}_2^{(j)}(\theta) & \dot{P}_3^{(j)}(\theta) \end{bmatrix} \quad (43)$$

لازم به ذکر است تأکید شود که رابطه‌ی (۴۳) صرفاً هنگامی برقرار است که ماتریس  $Q$  مستقل از پارامتر باشد. این همان دلیلی است که در بخش قبلی اثبات قضیه‌ی ۱ در رابطه‌ی (۳۷) برای ماتریس همانندی  $Q$  تذکر داده شد. در حقیقت، این همان فاسفه‌ی در نظر گرفتن ماتریس‌های  $V$  و  $Y$  به صورت مستقل از پارامتر است. علاوه بر آن با پذیرفتن مقداری

غیرتکین بودن ماتریس  $U^{(j)}(\theta)$  معکوس‌پذیری ماتریس کمکی  $F^{(j)}(\theta)$  را نیز تضمین می‌کند. در اینجا اثبات به اتمام می‌رسد.

## ۵- حل مسئله‌ی بهینه‌سازی طراحی

در این کار هدف طراحی سیستم کنترل RSGSOF دینامیکی مرتبه کامل است به گونه‌ای که مقدار بهره‌ی عملکردی  $H_2$  کمینه گردد. بر اساس منابع گذشته این کار به روش‌های مختلفی می‌تواند انجام شود. در این مقاله فرایند بهینه‌سازی بر اساس جستجوی دو-بعدی و حل مسئله‌ی بهینه‌سازی LMI ارائه شده است. به صورت ساده فرض نمایید که:  $M^{(j)}(\theta, \delta) = \alpha I_n$ . ضرب عناصر مجہول  $\alpha$  و  $\lambda$  در حل شرایط طراحی غیرخطی گری ایجاد نموده و حل بر پایه‌ی نامساوی‌های وابسته به پارامتر خطی را دچار چالش جدی می‌کند. برای حل این مشکل، فرایند جستجوی خطی به این صورت مورد استفاده قرار می‌گیرد که با در نظر گرفتن مقادیر ثابت برای متغیرهای فوق، سیستم کنترل به ازای کمترین مقدار بهره‌ی عملکردی  $H_2$  استخراج می‌شود. به منظور یافتن مقدار بهینه‌ی متغیرهای  $\alpha$  و  $\lambda$  می‌توان از بازه‌های تقسیم‌بندی شده لگاریتمی کمک گرفت. پس برای مسئله‌ی بهینه‌سازی طراحی داریم:

$$\begin{aligned} & \min V \\ & L_1^{(j)}(\theta), L_2^{(j)}(\theta), L_3^{(j)}(\theta), X^{(j)}(\theta), Y, W^{(j)}(\theta), \\ & P_1^{(j)}(\theta), P_2^{(j)}(\theta), P_3^{(j)}(\theta), M^{(j)}(\theta, \delta), \lambda \\ & s.t (25-29), M^{(j)}(\theta, \delta) = \alpha I, \alpha = \alpha_0, \lambda = \lambda_0 \end{aligned} \quad (52)$$

**نکته ۲:** طبیعی است با توجه روش بهینه‌سازی پیشنهادی یک مقدار زیربهینه (بهینه محلی) برای نرم عملکردی  $H_2$  در فرایند جستجوی خطی دو-بعدی (۵۲) حاصل شود [۱۶]. یکی از موضوعات جدی در این زمینه آن است که هر چه بازه‌ی انتخابی برای متغیرهای  $\alpha$  و  $\lambda$  وسیع تر و فواصل بیان نقاط کمتر شود، مقدار زیربهینه این نرم به مقدار بهینه (سراسری) آن نزدیک‌تر می‌شود.

**نکته ۳:** اگر عناصر طراحی و ماتریس‌های لیاپانوف بین تمامی نواحی کارکرد سیستم مشترک در نظر گرفته شوند، یک کنترل کننده‌ی غیرکلیدزن (RGSOF) یکتا به دست می‌آید. برای این کار کافی است در بهینه‌سازی (۵۲) داشته باشیم:

$$\begin{cases} L_1^{(j)}(\theta) = L_1(\theta), L_2^{(j)}(\theta) = L_2(\theta), L_3^{(j)}(\theta) = L_3(\theta), \\ X^{(j)}(\theta) = X(\theta), W^{(j)}(\theta) = W(\theta), \\ P_1^{(j)}(\theta) = P_1(\theta), P_2^{(j)}(\theta) = P_2(\theta), P_3^{(j)}(\theta) = P_3(\theta), \end{cases} \quad (53)$$

توجه کنید در این حالت شرط کلیدزنی (۲۰) از شرایط طراحی حذف می‌شود. انتظار می‌رود با اعمال شرط (۵۳) سخت‌گیری و محافظه‌کاری به نتایج طراحی تحمیل شود.

**نکته ۴:** بدیهی است بر اساس منابع گذشته [۱۲]، [۲۶]-[۲۷] در حوزه‌ی طراحی کنترل کلیدزن سیگنال کنترلی دارای جهش‌هایی در لحظات کلیدزنی باشد. برای مشاهده این پدیده می‌توان مثال عددی ۲ در همین

توجه نمایید که ماتریس‌های  $\Delta A_p^{(j)}(\theta, \delta)$  و  $\Delta B_s^{(j)}(\theta, \delta)$  در رابطه‌ی (۳۲) داده شده‌اند. با توجه به رابطه‌ی (۴۸) و شکل نامساوی (۷) در لم ۱ می‌توان گفت:

$$\Psi_2^{(j)}(\theta, \delta)^T \Psi_1^{(j)}(\theta, \delta) = \Phi^{(j)}(\theta, \delta), \quad (49)$$

$$\Psi_3^{(j)}(\theta, \delta)^T \Psi_2^{(j)}(\theta, \delta) = \begin{bmatrix} 0_{n \times n} \\ \lambda \Phi^{(j)}(\theta, \delta)^T \\ 0_{n \times n} \end{bmatrix}$$

همان‌گونه که ملاحظه می‌شود ضرب عوامل طراحی در شرایط استخراج کنترل کننده ایجاد غیرخطی گری می‌نماید. برای حل چنین مشکلی، با انتخاب متغیرهای موجود در رابطه (۳۲) در بالا و به کمک لم ۱ می‌توان به این مسئله صحه گذاشت که اگر رابطه (۲۶) برقرار باشد، آن‌گاه نامساوی (۴۸) برقرار می‌شود که معادل شرط (۳۹) و نیز رابطه (۱۴) از لم ۳ است. هم‌چنین با جایگذاری (۴۲) و (۴۷) در روابط (۲۷) و (۲۹) به ترتیب نامساوی‌های (۴۰) و (۴۱) به دست آورده خواهد شد که معادل رابطه‌های (۲۷) و (۲۹) هستند.

به عنوان جمع‌بندی، می‌توان این‌گونه بیان نمود که اگر (۲۵)-(۲۶) برقرار باشند، آن‌گاه رابطه‌های (۱۳)-(۱۷) برقرار می‌شوند که به تضمین پایداری نمایی و حاصل نمودن یک مقدار کمینه کران بالای بهره‌ی  $H_2$  برابر ۷ برای خروجی عملکردی سیستم حلقه‌بسته (۱) منتهی می‌گردد. توجه نمایید رابطه‌ی فضایی حالت سیستم کنترل کننده در (۳۳) از معکوس رابطه‌ی غیرخطی (۴۴) استخراج می‌شود. در ادامه در روابط استخراج ماتریس‌های کنترل کننده در (۳۳) باید معکوس‌پذیری ماتریس‌های  $V$  و  $U^{(j)}(\theta)$  اثبات شود. لازم به ذکر است ماتریس  $V$  می‌تواند یک ماتریس رتبه‌ی کامل دلخواه و مستقل از پارامتر که به عنوان مثال به صورت  $I_n$  در نظر گرفته شود. اما در مورد  $U^{(j)}(\theta)$  باید این مسئله مورد بررسی قرار گیرد. طبق شرط (۴۶) باید نامساوی مثبت معین (۵۰) برقرار باشد:

$$\begin{bmatrix} \langle X^{(j)}(\theta) \rangle & * \\ W^{(j)}(\theta) + I_n & \langle Y \rangle \end{bmatrix} > 0 \quad (50)$$

که در نهایت برای سطر و ستون دوم (۵۰) هم باید این نامساوی برقرار باشد. متعاقباً برای تمام مقادیر  $\theta$ ، ماتریس‌های  $Y$  و  $X^{(j)}(\theta)$  باید غیرتکین باشند. هم‌چنین با ضرب نامساوی (۵۰) در عبارت  $-I - \left[ \left( X^{(j)}(\theta)^T \right)^{-1} \right]$  از سمت چپ و ترانهاده‌ی آن از سمت راست داریم:

$$\left\langle \left( W^{(j)}(\theta) - YX^{(j)}(\theta) \right) X^{(j)}(\theta)^{-1} \right\rangle > 0 \quad (51)$$

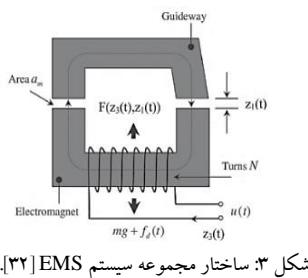
که تأکید می‌کند عبارت  $W^{(j)}(\theta) - X^{(j)}(\theta)Y$  غیرتکین است. بنابراین برای هر ماتریس غیرتکین  $V$ ، ماتریس  $U^{(j)}(\theta) = V^{-1} \left( W^{(j)}(\theta) - YX^{(j)}(\theta) \right)$  موجود است. جالب توجه آن است که با در نظر گرفتن رابطه (۴۶)،

جدول ۱: مقایسه ۷ و پیچیدگی محاسباتی در روش پیشنهادی و پژوهش [۶]

بهره‌ی عملکردی	پیچیدگی محاسباتی		
	تعداد متغیرهای تصمیم‌گیری	تعداد دیف	رویکرد
1.110	80	81	مرجع [۶]
0.780	94	120	روش پیشنهادی

## ۶-۲- مثال عددی ۲ (سیستم تعلیق الکترومغناطیسی)

در این قسمت برای نشان دادن میزان کاربردی بودن و مؤثر بودن روش گفته شده، در استخراج کنترل کننده سیستم تعلیق الکترومغناطیسی از این رویکرد پیشنهادی استفاده می‌شود. قطار مغناطیسی یکی از وسایل با فناوری روز در در صنعت حمل و نقل است که عمل معلق ماندن آن در یک فاصله‌ی مناسب توسط یک سیستم تعلیق الکترومغناطیسی موسوم به EMS صورت می‌پذیرد. سیستم تعلیق الکترومغناطیسی که هسته‌ی ایجاد کننده نیروی عمودی در قطار مغناطیسی می‌باشد که در شکل ۳ آورده شده است. نیروی تعلیق  $F(z_3(t), z_1(t))$  وابسته به فاصله‌ی تعلیق  $(z_1(t) - z_3(t))$  و جریان DC هسته‌ی مغناطیسی  $z_3(t)$  است.



به راحتی با انجام مقداری محاسبات جبری به کمک مراجع [۳۱]-[۳۲]، طبق قانون‌های کیرشهف و نیوتون، مدل دینامیکی سیستم EMS به صورت رابطه‌ی (۵۶) قابل استخراج است.

$$\begin{cases} \dot{z}_1(t) = z_2(t) \\ \dot{z}_2(t) = -\frac{\mu_0 N^2 a_m}{4m} \left( \frac{z_3(t)}{z_1(t)} \right)^2 + g + \frac{1}{m} f_d(t) \\ \dot{z}_3 = -\frac{-2R_m}{\mu_0 N^2 a_m} z_1(t) z_3(t) + \frac{z_2(t) z_3(t)}{z_1(t)} + \frac{2z_1(t)}{\mu_0 N^2 a_m} v(t) \end{cases} \quad (56)$$

که در آن  $z_1(t)$ ،  $z_2(t)$ ،  $z_3(t)$ ، و  $v(t)$  به ترتیب فاصله‌ی تعلیق ( $m$ )، نیرو تغییر زمانی آن ( $m/s$ )، جریان عبوری از هسته‌ی مغناطیسی ( $A$ ) و ولتاژ اعمالی ( $V$ ) به دو سر پلاریته‌ی سیم پیچ هسته می‌باشند. هم‌چنین نیروی وارد شده به سیستم ( $N$ ) در قالب اغتشاش خارجی به صورت متغیر  $f_d(t)$  تعریف شده است. دیگر پارامترهای عددی مدل (۵۶) در جدول ۲ آورده شده‌اند.

مقاله و موارد مشابه در تحقیقات گذشته را مشاهده نمود. برای حل چنین مشکلی می‌توان رویکردهای متفاوتی در آینده مورد بررسی و تحقیق قرار داد. در اینجا برای کاهش گجهش کنترلی در لحظات کلیدزنی می‌توان برخی عناصر طراحی را بین نواحی به صورت زیر مشترک در نظر گرفت (بر اساس یکسان بودن ماتریس‌های فضایی حالت کنترلی  $C_c^{(j)}(\theta)$  و  $B_c^{(j)}(\theta)$  در رابطه‌ی (۳۳) به کمک مرجع [۱۲]):

$$\begin{cases} L_2^{(j)}(\theta) = L_2(\theta), L_3^{(j)}(\theta) = L_3(\theta), \\ X^{(j)}(\theta) = X(\theta), W^{(j)}(\theta) = W(\theta) \end{cases} \quad (54)$$

## ۶- نتایج شبیه‌سازی

برای حل مسئله‌ی بهینه‌سازی طراحی ابتدا باید روابط وابسته به پارامتر دارای بعد بی‌نهایت را به نامساوی‌های ماتریسی خطی دارای بعد محدود تبدیل نمود. این کار توسط ابزار حل Rolmip [۲۸] انجام می‌شود. سپس به کمک ابزار حل LMI نتایج طراحی محاسبه خواهد شد. به عنوان مثال، می‌تواند از بسته‌های نرم‌افزاری Mosek [۲۹] به همراه رابطه کاربر Yalmip [۳۰] بهره‌گیری شود. لازم به ذکر است پارامترهای لیپانوف و متغیرهای طراحی بر حسب پارامترهای جدول‌بندی در مثال‌های عددی این مقاله از درجه‌ی افاین انتخاب شده‌اند.

## ۶-۱- مثال عددی ۱ (سیستم دانشگاهی)

برای سیستم‌های LPV نامعین کلیدزن در مراجع گذشته روشی ارائه نشده است. از این رو، جهت مقایسه با روش‌های پیشین فرض می‌شود نامعینی در مدل سیستم حلقه‌باز وجود نداشته باشد و هم‌چنین برای ناحیه‌ی وسیعی از پارامترهای جدول‌بندی تنها یک مدل یکتای غیرکلیدزن برای سیستم موجود در نظر گرفته شود. ماتریس‌های مدل فضای حالت سیستم حلقه‌باز در روابط (۵۵) داده شده‌اند:

$$\begin{aligned} A_p^\sigma(\theta, \delta) &= \begin{bmatrix} 0 & 11+\theta(t) & 2 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & 2 & -6+\theta(t) \end{bmatrix}, \\ B_w^\sigma(\theta, \delta) &= \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, B_u^\sigma(\theta, \delta) = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}, \\ C_z^\sigma(\theta, \delta) &= [0 \ 1 \ 1], D_{zu}^\sigma(\theta, \delta) = [1], \\ C_y^\sigma(\theta) &= [1 \ 0 \ 0], D_{yw}^\sigma(\theta, \delta) = [2] \end{aligned} \quad (55)$$

که در آن داریم:  $| \theta(t) | \leq 1$  و  $| \dot{\theta}(t) | \leq 1$ . طراحی به کمک رویکرد جستجوی خطی با دو روش قبلي [۶] و روش پیشنهادی در قضیه‌ی ۱ انجام و نتایج در جدول ۱ آورده شده‌اند. در این جدول ۷ بیان‌گر بهره‌ی عملکردی  $H_2$  حاصل از روش طراحی است که عملکرد مناسب‌تر روش پیشنهادی را تأیید می‌کنند. البته باید توجه نمود مقدار کمی بر پیچیدگی محاسباتی غیربرخط بهینه‌سازی طراحی در روش پیشنهادی افزوده می‌شود.

سیستم EMS (۵۸) است. توجه کنید که این قسمت از روابط مستقل از پارامترهای جدول‌بندی نیست و به  $x_1 = \theta_1$  و  $\theta_2 = z_{ref}$  وابسته می‌باشد. بر همین اساس تعریف عبارت  $(x_1 + z_{ref})/1$  به عنوان یک متغیر جدول‌بندی جدید می‌تواند محافظه‌کاری را به نتایج طراحی تحمیل کند. با توجه به این نکته و با الهام از پژوهش‌های پیشین [۲۰] و [۲۳] در مواجهه با این مسئله، پیشنهاد می‌شود این بخش با عبارت  $b_0^{(j)} + b_1^{(j)}x_1 + b_2^{(j)}z_{ref}$  تقریب زده شود که در آن ضرایب  $b_0^{(j)}$  و  $b_1^{(j)}$  و  $b_2^{(j)}$  به کمک روش‌های درون‌یابی همچون روش حداقل مربع خطای (LSE) در هر ناحیه‌ی کاری مجزا قابل محاسبه هستند. در ادامه بر اساس خطای تقریب  $e^{(j)}$  متغیر سوم از پارامترهای جدول‌بندی (با قابلیت دسترسی از طریق اندازه‌گیری و محاسبه) به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\theta_3 := e^{(j)} = \frac{1}{x_1 + z_{ref}} - (b_0^{(j)} + b_1^{(j)}x_1 + b_2^{(j)}z_{ref}) = \frac{1}{\theta_1 + \theta_2} - (b_0^{(j)} + b_1^{(j)}\theta_1 + b_2^{(j)}\theta_2); \quad \theta_1, \theta_2 \in \Theta^{(j)} \quad (60)$$

که مقدار آن متعلق به  $\theta_3 \in [\min(e^{(j)}), \max(e^{(j)})]$  می‌باشد. بر اساس کران در نظر گرفته شده برای  $\theta_1$  و  $\theta_2$  در هر ناحیه‌ی جدول‌بندی مقدار ضرایب رابطه‌ی (۶۰) محاسبه می‌شوند. دو ناحیه برای تغییرات پارامتر جدول‌بندی  $\theta_3$  بر حسب ورودی فرمان فاصله‌ی تعادل پایدار  $\theta_2$  و خطای ریدیابی  $\theta_1$  در نظر گرفته می‌شود. مشخصات ناحیه‌ی اول در رابطه‌ی (۶۱) داده شده است:

$$\Theta^{(1)} \times \Delta^{(1)} \times \Lambda^{(1)} : \begin{cases} -3 \times 10^{-3} \leq \theta_1 \leq +2 \times 10^{-3} \\ 6 \times 10^{-3} \leq \theta_2 \leq 8.5 \times 10^{-3} \\ -0.35 \leq \delta_1 \leq +0.7 \\ -0.1 \leq \dot{\theta}_2 \leq +0.1 \end{cases} \quad (61)$$

و هم‌چنین برای ناحیه‌ی دوم داریم:

$$\Theta^{(2)} \times \Delta^{(2)} \times \Lambda^{(2)} : \begin{cases} -2 \times 10^{-3} \leq \theta_1 \leq +3 \times 10^{-3} \\ 8 \times 10^{-3} \leq \theta_2 \leq 10 \times 10^{-3} \\ -0.7 \leq \delta_1 \leq +0.35 \\ -0.1 \leq \dot{\theta}_2 \leq +0.1 \end{cases} \quad (62)$$

مقدار ضرایب  $b_0^{(j)}$ ,  $b_1^{(j)}$  و  $b_2^{(j)}$  در جدول ۳ آورده شده‌اند.

جدول ۳: تخمین ضرایب تقریب رابطه‌ی (۶۰) به کمک روش LSE

$\Theta^{(j)}$	$b_0^{(j)}$	$b_1^{(j)}$	$b_2^{(j)}$	$\theta_3^{(j)}$	$\bar{\theta}_3^{(j)}$
$\Theta^{(1)}$	+336.313	-25087.9	-26308.9	-12.20	+79.610
$\Theta^{(2)}$	+222.350	-11721.8	-12019.3	-3.44	+17.027

توجه نمایید در اینجا فرض می‌شود هنگامی که سطح ثابت  $\theta_2 = z_{ref}$  از مقداری به مقدار دیگری تغییر کند، نرخ تغییرات زمانی ورودی مرجع فاصله‌ی هوا به تعلیق  $\dot{z}_{ref}$  مقداری محدود ثابتی را اختیار نماید. بر اساس این فرض هنگام اعمال ورودی مرجع به سیستم حلقه‌بسته داریم:  $\dot{z}_2 = \dot{z}_{ref} = 0$ . با گرفتن الهام از مباحثت بیان شده در خصوص تنظیم تقریبی خروجی در پژوهش [۱۱] و بر اساس تعریف سیگنال‌های اغتشاش

جدول ۴: توصیف کمی پارامترهای عددی مربوط به مدل (۵۶) سیستم EMS

نمادها	EMS پارامترهای مدل سیستم		توصیف
	واحد	مقدار	
$m$	kg	1.5	جرم سیستم در حال تعليق
$a_m$	$m^2$	$1.024 \times 10^{-2}$	سطح مؤثر هسته
$R_m$	$\Omega$	1.1	مقاومت سیم پیچ هسته
$g$	$m/s^2$	9.8	ثتاب جاذبه
$\mu_0$	$H/m$	$4\pi \times 10^{-7}$	ثابت گذره‌ی خلا یا هوا
$N$	-	280	تعداد دوره‌های سیم پیچ

هدف از طراحی سیستم کنترل با ساختار RSGSOF مرتبه کامل، نگه داشتن سیستم در یک فاصله‌ی تعادل پایدار به صورت  $\dot{z}_{le} = z_{ref}$  است. توجه نمایید طبق مراجع [۳۱]-[۳۲]، نقاط تعادل سیستم به صورت  $[z_{le} \quad z_{2e} \quad z_{3e}]^T = (z_{ref} \quad 0 \quad \sqrt{\kappa}z_{ref})^T$  محسوبه می‌شوند که در آن داریم:  $\kappa := \frac{4mg}{\mu_0 N^2 a_m}$ . به منظور تبدیل مسئله‌ی تنظیم خروجی (ردیابی) حول مقدار مطلوب به مسئله‌ی پایدارسازی، پیشنهاد می‌شود از تغییر متغیر موجود در رابطه‌ی (۵۷) استفاده شود.

$$x(t) := \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_1 - z_{le} \\ z_2 \\ z_3 - z_{3e} \end{bmatrix}, \quad u(t) := v(t) - u_e, \quad u_e = R_m z_{3e} \quad (57)$$

با اعمال تبدیل مختصات (۵۷) روی مدل (۵۶) طبق [۳۱] داریم:

$$\begin{cases} \dot{x}_1(t) = x_2(t) \\ \dot{x}_2(t) = \frac{2z_{ref} + x_1}{(x_1 + z_{ref})^2} gx_1 - \frac{2\sqrt{\kappa}z_{ref} + x_1}{\kappa(x_1 + z_{ref})^2} gx_3 + \frac{1}{m} f_d \\ \dot{x}_3 = \frac{x_3 + \sqrt{\kappa}z_{ref}}{x_1 + z_{ref}} x_2 - \kappa \frac{x_1 + z_{ref}}{2mg} (R_m x_3 - u) \end{cases} \quad (58)$$

بدیهی است که سیستم فوق با روابط نسبتاً پیچیده کاملاً غیرخطی است. بنابراین یک طراحی معمول خطی برای استخراج کنترل کننده این سیستم نخواهد بود. از سوی دیگر استخراج یک مدل پارامتر متفاوت خطی برای سیستم در کل بازه‌ی تغییرات می‌تواند به طراحی محافظه‌کاری جدی تحمیل نماید. برای حل این مشکل ابتدا پیشنهاد می‌شود نمایش سیستم در قالب یک مدل LPV دارای کلیدزنی زمانی وابسته به پارامترهای جدول‌بندی به دست آورده شود. دسته‌ای از پارامترهای جدول‌بندی و متغیر نامعینی را به صورت زیر در نظر بگیرید:

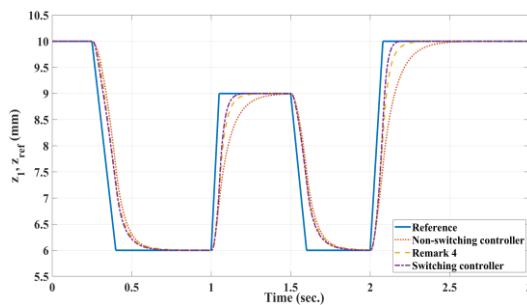
$$\begin{cases} \theta_1 := x_1 = z_1 - z_{ref} \\ \theta_2 := z_{ref} \\ \delta_1 := x_3 = z_3 - \sqrt{\kappa}z_{ref} \end{cases} \quad (59)$$

لازم به ذکر است در اینجا فرض می‌شود مقدار جریان عبوری از هسته‌ی مغناطیسی  $\dot{z}_3$  و در نتیجه مقدار  $\dot{x}_3 = \delta_1$  در هر لحظه از زمان به کلی نامعین باشد. از سوی دیگر، مشکل اساسی پیش رو در مدل سازی LPV سیستم حلقه‌باز بخش کسری و غیرخطی  $(x_1 + z_{ref})/1$  در مدل

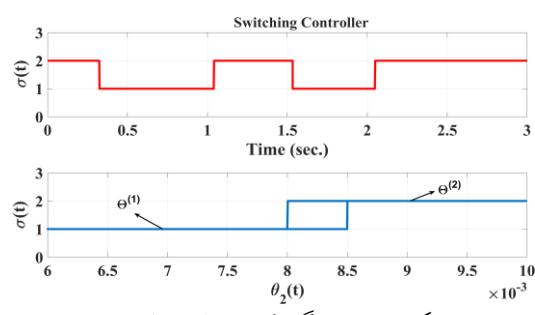
مقایسه‌ی عددی بهتر نتایج طراحی، انتگرال مربع بردار عملکرد خروجی  $z$  از مرجع [۲۰] به صورت  $IS_z := \int_0^{\infty} |z(t)|^2 dt = \int_0^{\infty} (z(t)^T z(t)) dt$  معرفی می‌گردد. با در نظر گرفتن جدول ۴ و شکل ۴ می‌توان گفت جهش‌های سریع در ورودی کنترل به دلیل انجام کلیدزنی اتفاق افتد که برای کاهش و یا حذف آن طراحی نیازمند سخت‌گیری و پذیرفتن کاهش عملکرد سیستم حلقه‌بسته است. با این وجود از مشاهده‌ی نمودارها و نتایج می‌توان تأیید نمود که در طراحی قضیه ۱، فاصله‌ی تعليق ورودی مرجع را با سرعت بیشتری در مقایسه با سایر روش‌ها دنبال می‌کند. هنگام اعمال فرمان ورودی مرجع ثابت، خطای ردیابی روش‌های طراحی صفر است. همچنین کنترل کننده عملکرد مطلوبی از خود به نمایش می‌گذارد.

جدول ۴: مقایسه‌ی عملکرد  $IS_z$  در روش‌های مختلف (برحسب  $\text{mm}^2.\text{sec}$ .)

نکته ۴	غیرکلیدزن (نکته ۳)	قضیه ۱
0.706	1.170	0.589



شکل ۴: نمودار زمانی ورودی مرجع و فاصله‌ی تعليق (ورودی مرجع، حالت غیرکلیدزن، نکته ۴ و قضیه ۱ به ترتیب با رنگ‌های آبی، قرمز، زرد و بنفش).



شکل ۵: نمودار سیگنال کلیدزنی (قضیه ۱).

به علاوه مقدار پارامترهای جدول‌بندی دینامیکی و همچنین نامعینی متغیر با زمان، در بازه‌ی از پیش در نظر گرفته شده به عنوان مقادیر کمینه و بیشینه‌ی آن‌ها در طراحی (قضیه ۱)، تغییر می‌کنند. از سوی دیگر، پرش‌های سیگنال کنترلی در لحظات کلیدزنی به دلیل تغییر کنترل کننده‌ی پس خورد خروجی جدول‌بندی بهره‌ی مقاوم به خوبی قابل مشاهده است.

خارجی  $w_1$  و  $w_2$  در نظر بگیرید:  $\dot{z}_{ref} = -a_1 w_1, f_d = a_2 w_2$ . به کمک رابطه‌ی (۵۸)، تعریف (۵۹)، جایگذاری  $\theta_1, \theta_2$  و  $\theta_3$  در (۶۰) با:

$$\rho^{(j)} := \frac{1}{x_1 + z_{ref}} = \theta_3 + (b_0^{(j)} + b_1^{(j)}\theta_1 + b_2^{(j)}\theta_2); \quad \theta_1, \theta_2, \theta_3 \in \Theta^{(j)} \quad (63)$$

و نیز تعریف  $y = [x_1 + a_4 w_3 \quad x_2 + a_5 w_4]^T$  و  $z = x_1$  به عنوان خروجی اندازه‌گیری و بردار عملکرد خروجی، ماتریس‌های مدل فضای حالت سیستم حلقه‌باز (۲۱) در اینجا مطابق رابطه‌ی (۶۴) به دست می‌آیند. توجه نمایید این فضای حالت پارامتر متغیر خطی نامعین کلیدزن علی‌رغم استفاده از تقریب بیان شده به کمک همان مدل غیرخطی سیستم اصلی استخراج می‌شود. به عبارت دیگر، با توجه به این که متغیر جدول‌بندی سوم همواره در دسترس است مدل‌سازی LPV با ذات غیرخطی خود سیستم تفاوتی ندارد و تقریب گفته شده صرفاً ابزاری برای کاهش محافظه‌کاری در طراحی است. از طرف دیگر، لازم به ذکر است که پس از طراحی کنترل کننده، سیگنال تلاش کنترلی به عنوان خروجی بخش طراحی به همان سیستم غیرخطی اصلی اعمال شده است و نتایج زمانی به نمایش درآمدند.

$$A_p^{(j)}(\theta, \delta) = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ g(\rho^{(j)})^2(2\theta_2 + \theta_1) & 0 & -\frac{g(\rho^{(j)})^2}{\kappa}(2\sqrt{\kappa}\theta_2 + \delta_1) \\ 0 & \rho^{(j)}(\delta_1 + \sqrt{\kappa}\theta_2) & -\frac{\kappa R_m}{2mg}(\theta_2 + \theta_1) \end{bmatrix}, \quad (64)$$

$$B_w^{(j)}(\theta, \delta) = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{a_2}{m} & 0 & 0 \\ a_3 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_u^{(j)}(\theta, \delta) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{\kappa}{2mg}(\theta_2 + \theta_1) \end{bmatrix},$$

$$C_c^{(j)}(\theta, \delta) = [1 \ 0 \ 0], \quad D_{cd}^{(j)}(\theta, \delta) = 0,$$

$$C_y^{(j)}(\theta) = [1 \ 0 \ 0], \quad D_{yd}^{(j)}(\theta, \delta) = [0 \ 0 \ a_4 \ 0]$$

در ادامه، با دادن فرار کمک جستجوی خطی متغیرهای عددی  $\lambda$  و  $\alpha$  بخش‌بندی شده‌ی ده نقطه‌ای لگاریتمی یکسان به ترتیب در خلال بازه‌های  $[10^{-4}, 10^{-2}]$  و  $[10^{+4}, 10^{+7}]$  بهینه‌سازی طراحی انجام می‌شود. مقدار بهینه‌ی آن‌ها در اینجا پس از انجام محاسبات بهینه‌سازی به صورت  $\lambda_{opt} = 0.00129$  و  $\alpha_{opt} = 215443.469$  استخراج شده، پایداری و سطح کمینه‌ی کران بالای بهره‌ی  $H_2$  برابر  $v = 3.904$  را برای سیستم حلقه‌بسته تضمین می‌کند. جهت ارزیابی رفتار سیستم حلقه‌بسته با اعمال کنترل کننده‌ی RSGSOF شیوه‌سازی زمانی به ازای شرایط اولیه  $x(0) = [0 \ 0 \ 0]^T$  انجام و نتایج در قالب نمودارهای موجود در شکل ۴ تا شکل ۷ به تصویر کشیده شده‌اند. علاوه بر انجام طراحی RSGSOF (قضیه ۱)، برای کنترل کننده‌ی نوع غیرکلیدزن در نکته ۳ و همچنین روش نکته ۴ (به منظور کاهش جهش نامطلوب سیگنال کنترل) مطالعات عددی انجام شده است. جهت انجام

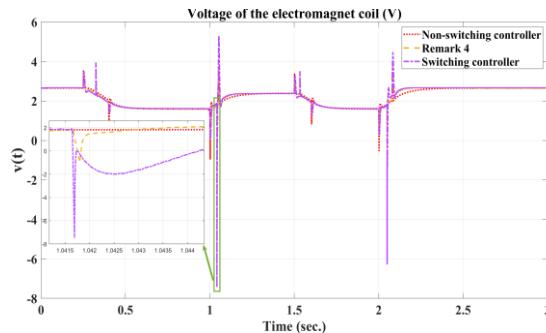
به پارامترهای جدول‌بندی و متغیرهای نامعینی وابسته هستند. سیستم کنترل طراحی شده، به صورت خانواده‌ای از کنترل کننده‌های جدول‌بندی بهره‌ی پس خورد خروجی دینامیکی مقاوم تحت منطق کلیدزنی هیسترزیس استخراج می‌شود. فضای حالت آن هم به پارامترهای جدول‌بندی در دسترس زمان-حقیقی وابسته است و هم به سیگنال کلیدزنی. بازه‌ی تغییرات پارامترهای جدول‌بندی و متغیرهای نامعینی پیش از طراحی محدود در نظر گرفته شده‌اند. کنترل کننده‌ی پیشنهادی، با حل بهینه‌ی نامساوی‌های وابسته به پارامتر خطی به همراه جستجوی خطی دو مقدار عددی به دست می‌آید. سرانجام برای نمایش مزیت‌ها و قابلیت‌های کاربردی بودن رویکرد ارائه‌شده، علاوه بر مقایسه با روش‌های قبلی در یک حالت خاص محدود ابتدا مدل پارامتر متغیر خطی نامعین کلیدزن سیستم تعلیق الکترومغناطیسی استخراج شده است که امروزه در وسائل حمل و نقل با فناوری روز اهمیت ویژه‌ای دارد. سپس روش ارائه‌شده در طراحی سیستم کنترل آن مورد استفاده قرار گرفته است. بررسی و ارزیابی نتایج آن، عملکرد مناسب این رویکرد طراحی را تأیید می‌کند.

### پیوست

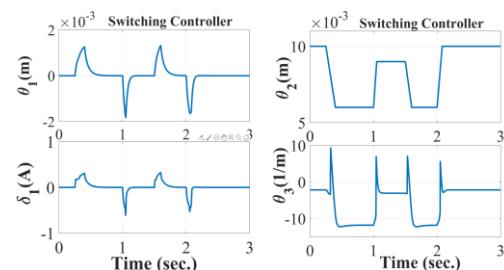
برای اعمال کنترل کننده RSGSOF طراحی شده لازم است ماتریس‌های مورد نیاز رابطه‌ی (۳۳) را داشته باشیم. در این مسیر از اندازه‌گیری و اطلاعات پارامترهای جدول‌بندی و همچنین سیگنال کلیدزنی نیز بهره‌گیری می‌شود. داریم:

$$L_1^{(1)}(\theta) = \begin{bmatrix} -135.28 & 36225.3 & 418838.9 \\ 150.38 & -26082.8 & -469110.9 \\ 0.0628 & 19.6751 & 18.9421 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1715.86 & -969053.6 & 1039938.7 \\ 20627.7 & 121880.08 & 21553969.5 \\ -14.93 & -1304.59 & 21634.92 \end{bmatrix} \theta_1 + \begin{bmatrix} 8996.92 & -3533153.7 & -62479576.4 \\ -10656.83 & 2499054.7 & 60512255.6 \\ -6.847 & -1538.63 & -9132.76 \end{bmatrix} \theta_2 + \begin{bmatrix} 0.267 & 47.925 & -1388.24 \\ -0.389 & -20.079 & 1262.9 \\ 0.00059 & 0.01758 & -0.419 \end{bmatrix} \theta_3,$$

$$L_1^{(2)}(\theta) = \begin{bmatrix} 499.48 & -7827.69 & 108489.1 \\ 265.55 & -5623.7 & -265380.9 \\ 0.242 & 7.212 & -65.315 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 14808.2 & 756377.5 & 19213337.2 \\ -15587.2 & 1387120.8 & 2264047.6 \\ 7.137 & -2413 & 1.604 \end{bmatrix} \theta_1 + \begin{bmatrix} -60427 & 1356083.4 & -11579768.9 \\ -34049.5 & 604643.2 & 30622498 \\ -31.951 & 551.242 & 9635.4 \end{bmatrix} \theta_2 + \begin{bmatrix} -0.651 & 96.478 & -1843.9 \\ 0.919 & -5.153 & -321.618 \\ -0.00074 & 0.193 & -0.618 \end{bmatrix} \theta_3,$$



شکل ۶: نمودار زمانی ولتاژ ورودی کنترل اعمالی به سیم‌پیچ هسته‌ی مغناطیسی (حالات غیرکلیدزن، نکه ۴ و قضیه ۱ به ترتیب با رنگ‌های قرمز، زرد و بنفش).



شکل ۷: نمودار تغییرات زمانی پارامترهای جدول‌بندی و متغیر نامعینی (قضیه ۱)

نکته‌ی قابل توجه در این روش پیشنهادی آن است که می‌توان با تحمیل مقداری محافظه‌کاری در طراحی، عنصر حسگر جریان سیم‌پیچ هسته را در سیستم کنترل حذف کرد. هم‌چنین بازه‌ی تغییرات ولتاژ ورودی سیم‌پیچ دارای رنج مناسبی می‌باشد و سیگنال کنترلی در طراحی نکته ۴ دارای رفتار دینامیکی بهتری است.

نکته ۵: علاوه بر این که روش‌های پیشنهادی در گذشته قادر به در نظر گرفتن نامعینی و هم‌چنین ماهیت کلیدزن سیستم حلقه‌باز در طراحی نیستند، یک محدودیت جدی در رابطه با سیستم‌های عملی مهندسی دارند. این مانع اساسی ناتوانی در نظر گرفتن موارد وابستگی غیرافاین و چندجمله‌ای مدل LPV نامعین به پارامترهای جدول‌بندی و نامعینی است. این محدودیت هم در استخراج شرایط طراحی و هم فضای حالت کنترلی دیده می‌شود. برای مشاهده جزئیات بیشتر می‌توان [۱۶]، [۱۹]، [۲۸] و [۳۳] و منابع موجود در آن‌ها را مشاهده نمود. اما در مورد مثال EMS بیان شده و موارد عملی دیگر در منابع [۱۷]، [۱۸]، [۲۰]، [۲۵] و پژوهش‌های موجود در آن‌ها، باید بتوان در طراحی حالت کلی تر وابستگی چندجمله‌ای فضای حالت سیستم حلقه‌باز به پارامترهای جدول‌بندی قابل اندازه‌گیری و متغیرهای نامعینی غیرقابل دسترس را نیز در نظر گرفت. به همین دلیل روش پیشنهادی در مقایسه با کارهای پیشین دارای گسترده‌گری کاربردی عمومی‌تری است.

## ۷- جمع‌بندی و نتیجه‌گیری

در این مقاله، روشی جدید برای طراحی کنترل سیستم‌های پارامتر متغیر خطی نامعین دارای کلیدزنی زمانی ارائه شده است. ماتریس‌های فضای حالت سیستم حلقه‌باز LPV نامعین کلیدزن به صورت چندجمله‌ای

$$\begin{bmatrix} 2.826 & -556.029 & -1385 \\ -0.202 & 49.929 & 838.800 \\ 0.052 & 6.664 & 66.306 \end{bmatrix} \theta_1 + \begin{bmatrix} -49.975 & 2983.3 & 11957.6 \\ 23.143 & -226.157 & 8798.6 \\ 0.133 & -5.450 & -98.328 \end{bmatrix} \theta_2 +$$

$$\begin{bmatrix} 0.00002 & 0.046 & -0.592 \\ -0.00004 & 0.002 & 0.130 \\ -0.000003 & -0.00004 & -0.009 \end{bmatrix} \theta_3,$$

$$Y = \begin{bmatrix} 0.1601 & -0.1488 & -0.0010 \\ 0.0867 & 0.0135 & -0.0001 \\ 0.0000 & 0.0001 & 0.0001 \end{bmatrix}, \quad V = I_3$$

در نهایت، به کمک سه انتگرال گیری، اندازه‌گیری پارامترهای جدول‌بندی و خروجی اندازه‌گیری، مقداری عملیات ماتریسی، خروجی سیستم کنترلی (۲۳) به کمک رابطه‌ی (۳۳) قابل محاسبه است. انجام این محاسبات به کمک رشد روزافزون پردازنده‌های امروزی به سادگی امکان‌پذیر خواهد بود.

### مراجع

- [1] W. J. Rugh and J. S. Shamma, "Research on gain scheduling," *Automatica*, vol. 36, no. 10, pp. 1401–1425, 2000.
- [2] C. Hoffmann and H. Werner, "A Survey of linear parameter-varying control applications validated by experiments or high-fidelity simulations," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 23, pp. 416–433, 2015.
- [3] J. Mohammadpour and C. W. Scherer, *Control of Linear Parameter Varying Systems with Applications*, New York: Springer-Verlag, 2012.
- [4] B. Sereni, E. Assuncao, and M. C. M. Teixeira, "New gain-scheduled static output feedback controller design strategy for stability and transient performance of LPV systems," *IET Control Theory and Applications*, vol. 14, pp. 717–725, March 2020.
- [5] M. L. Peixoto, P. S. Coutinho, R. M. Palhares, "Improved robust gain-scheduling static output feedback control for discrete-time LPV systems," vol. 58, , pp. 11-16, 2021.
- [6] W. Xie, "Multi-objective  $H_2/L_2$  performance controller synthesis for LPV systems," *Asian Journal of Control*, vol. 14, no. 5, pp. 1273–1281, 2012.
- [7] J. D. Caigny, J. F. Camino, R. C. L. F. Oliveira, P. L. D. Peres, and J. Swevers, "Gain-scheduled  $H_2$  and  $H_\infty$  control of discrete-time polytopic time-varying systems," *IET Control Theory Applications*, vol. 4, no. 3, pp. 362–380, 2010.
- [8] J. De Caigny, J. F. Camino, R. C. L. F. Oliveira, P. L. D. Peres, and J. Swevers, "Gain-scheduled dynamic output feedback control for discrete-time LPV systems," *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, vol. 22, no. 5, pp. 535–558, 2012..
- [9] A. Sadeghzadeh, "Gain-scheduled static output feedback controller synthesis for discrete-time LPV systems," *International Journal of Systems Science*, vol. 48, no. 14, pp. 2936–2947, 2017.

$$L_2^{(1)}(\theta) = \begin{bmatrix} -9351.7 & 6.116 \\ -3.574 & -6407.2 \\ -2.116 & -0.567 \end{bmatrix} \theta_1 + \begin{bmatrix} -5311.7 & 3212.03 \\ 12823.5 & 2088.3 \\ 33.072 & 3.730 \end{bmatrix} \theta_2 +$$

$$\begin{bmatrix} -232033.8 & -196825.5 \\ -164473 & 531820.3 \\ 3.193 & 54.936 \end{bmatrix} \theta_3 + \begin{bmatrix} 0.166 & 0.036 \\ -0.029 & 0.151 \\ -0.0025 & -0.00018 \end{bmatrix} \theta_3,$$

$$L_2^{(2)}(\theta) = \begin{bmatrix} -4049.3 & 3711.4 \\ 24834 & -1458.9 \\ 2.159 & -0.072 \end{bmatrix} \theta_1 + \begin{bmatrix} -26392.2 & 5958.6 \\ -96119.5 & 14218.3 \\ 40.990 & 2.559 \end{bmatrix} \theta_2 +$$

$$\begin{bmatrix} -869456.9 & -5.87916.9 \\ -491431.7 & -96177.6 \\ -206.852 & -14.923 \end{bmatrix} \theta_3 + \begin{bmatrix} 1.400 & 0.142 \\ 7.044 & -0.5698 \\ -0.005 & -0.00028 \end{bmatrix} \theta_3,$$

$$L_3^{(1)}(\theta) = [949.167 \quad 172236.6 \quad -2340343.5] +$$

$$[-6.73906195 \quad -67390619.5 \quad 782429344] \theta_1 +$$

$$[-171441.4 \quad -693172.51 \quad 38360851.9] \theta_2 +$$

$$[-7.696 \quad 1985.9 \quad -15907.02] \theta_3,$$

$$L_3^{(2)}(\theta) = [-2153.6 \quad 256134 \quad -911010] +$$

$$[57896.6 \quad -361158341 \quad 104464921.1] \theta_1 +$$

$$[209660.2 \quad -11402360.5 \quad 76513123.7] \theta_2 +$$

$$[-3.968 \quad 2265.798 \quad -7378.7] \theta_3, \quad X^{(1)}(\theta) =$$

$$\begin{bmatrix} 0.304 & -10.073 & -7.469 \\ -3.631 & 7.759 & 6770.2 \\ 38.380 & 1754.1 & 9.889 \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} 3.049 & -134.364 & -3985.4 \\ -107.114 & -35103.7 & 396185.6 \\ 4143.5 & 39473.3 & 19891401.6 \end{bmatrix} \theta_1 +$$

$$\begin{bmatrix} 6.923 & 509.586 & 11635 \\ -306.120 & -23437.9 & -233432.4 \\ 35724 & 480347 & 13564647.5 \end{bmatrix} \theta_2 +$$

$$\begin{bmatrix} -0.0002 & 0.005 & -0.301 \\ -0.0003 & 1.509 & 23.286 \\ 0.035 & -0.834 & -413.163 \end{bmatrix} \theta_3,$$

$$X^{(2)}(\theta) = \begin{bmatrix} -0.848 & 50.257 & 11.767 \\ 50.928 & -2092.5 & -951.992 \\ -36.962 & 397.456 & -126424 \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} 1.394 & -232.703 & -4550.4 \\ -243.594 & -1693.5 & -266389.6 \\ 2832.1 & 402675.4 & 8879109.4 \end{bmatrix} \theta_1 +$$

$$\begin{bmatrix} 147.346 & -6791 & 9387.5 \\ -6993.9 & 328077 & 1114591.4 \\ 14891.4 & 649580.8 & 51857390.8 \end{bmatrix} \theta_2 +$$

$$\begin{bmatrix} 0.0001 & -0.012 & -0.858 \\ -0.012 & 5.002 & 33.948 \\ -0.507 & 71.266 & -1737.6 \end{bmatrix} \theta_3, \quad W^{(1)}(\theta) =$$

$$\begin{bmatrix} -0.791 & -4.720 & -6.454 \\ -0.0407 & -2.268 & -29.530 \\ 0.0005 & -0.042 & 1.319 \end{bmatrix} \theta_1 + \begin{bmatrix} -1.588 & -910.400 & -4576.5 \\ 0.674 & 36.047 & 1278.5 \\ 0.057 & 5.586 & 65.515 \end{bmatrix} \theta_2 +$$

$$\begin{bmatrix} 7.374 & -405.582 & 2424.2 \\ -9.231 & 334.867 & 733.101 \\ -0.037 & 0.866 & -39.685 \end{bmatrix} \theta_3 + \begin{bmatrix} 0.00007 & 0.041 & -0.207 \\ 0.00001 & -0.002 & 0.098 \\ -0.000001 & 0.00003 & -0.005 \end{bmatrix} \theta_3,$$

$$W^{(2)}(\theta) = \begin{bmatrix} -0.341 & -31.401 & -56.607 \\ -0.300 & 2.401 & -94.961 \\ -0.001 & 0.021 & 1.840 \end{bmatrix} +$$

- varying systems,” IET Control Theory and Applications, vol. 13, pp. 486–495, 2018.
- [24] D. Rotondo, F. Nejjari, and V. Puig, “Robust state-feedback control of uncertain LPV systems: An LMI-based approach,” Journal of the Franklin Institute, vol. 351, no. 5, pp. 2781–2803, 2014.
- [25] C. Yuan, F. Wu, “Hybrid control for switched linear systems with average dwell time,” IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 60, no. 1, pp. 240–245, 2015.
- [26] D . Yang, J. Zhao, “ $H_\infty$  bumpless transfer for switched LPV systems and its application,” International Journal of Control,vol. 92, pp. 1500–1508, 2019.
- [27] D. Yang, G . Zong, S. K. Nguang, “ $H_\infty$  bumpless transfer reliable control of Markovian switching LPV systems subject to actuator failures,” Information Sciences, vol. 512, pp. 431–445, 2020.
- [28] C. M. Agulhari, R. C. L. F. de Oliveira, and P. L. D. Peres, “Robust LMI Parser: a computational package to construct LMI conditions for uncertain systems,” Proc. XIX Brazilian Conference on Automation (CBA 2012), Campina Grande, PB, Brazil, pp. 2298–2305, 2012.
- [29] MOSEK ApS, “The MOSEK optimization toolbox for MATLAB manual. Version 7.1 (Revision 28)”, 2015.
- [30] J. Löfberg, “YALMIP: A Toolbox for Modeling and Optimization in MATLAB,” Proc. CACSD Conference, 2004.
- [31] P. K. Sinha, A. N. Pechev, “Nonlinear  $H_\infty$  controllers for electromagnetic suspension systems,” IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 49, no. 4, pp. 563–568, 2004.
- [32] X. Su, X. Yang, P. Shi, L. Wu, “Fuzzy control of nonlinear electromagnetic suspension systems,” Mechatronics, vol. 24, no. 4, pp. 328–335, 2014.
- [33] AK. Al-Jiboory, GG. Zhu, “Static output-feedback robust gain-scheduling control with guaranteed  $H_2$  performance,” Journal of The Franklin Institute, vol. 335, pp. 2221-2242, 2018.
- [10] A. P. Pandey and M. C. de Oliveira, “Discrete-time  $H_\infty$  control of linear parameter-varying systems,” International Journal of Control, vol. 92, no. 12, pp. 2750–2760, 2019.
- [11] C. Yuan, C. Duan, and F. Wu, “Almost output regulation of LFT systems via gain-scheduling control,” International Journal of Control, vol. 91, pp. 1161–1170, 2018.
- [12] T. He, G.G. Zhu, S.S.M. Swei, and W. Su, “Smooth-switching LPV control for vibration suppression of a flexible airplane wing,” Aerospace Science and Technology; vol. 84, pp. 895–903, 2019.
- [13] V. Veselý and A. Ilka, “Design of robust gain-scheduled PI controllers,” Journal of the Franklin Institute, vol. 352, no. 4, pp. 1476–1494, 2015.
- [14] V. Veselý and A. Ilka “Generalized robust gain-scheduled PID controller design for affine LPV systems with polytopic uncertainty,” Systems and control letters, vol. 105, pp. 6–13, 2017.
- [15] A. Ilka and T. Mckelvey, “Robust discrete-time gain-scheduled guaranteed cost PSD controller design,” Proc. International Conference on Process Control (PC), Strbske Pleso, Slovakia, pp. 54–59, 2017.
- [16] M. Sato and D. Peaucelle, “Gain-scheduled output-feedback controllers using inexact scheduling parameters for continuous-time LPV systems,” Automatica, vol. 49, no. 4, pp. 1019–1025, 2013.
- [17] A. Sadeghzadeh, “On exploiting inexact scheduling parameters for gain-scheduled control of linear parameter-varying discrete-time systems,” Systems and Control Letters, vol. 117, pp. 1 – 10, 2018.
- [18] A. Sadeghzadeh, “Gain-scheduled continuous-time control using polytope-bounded inexact scheduling parameters,” International Journal of Robust and Nonlinear Control, vol. 28, no. 17, pp. 5557–5574, 2018.
- [19] R. Yavari, A. Sadeghzadeh, and S. Shamaghdari, “Comments on ‘Improved synthesis conditions for mixed  $H_2/H_\infty$  gain-scheduling control subject to uncertain scheduling parameters’,” International Journal of Control, vol. 94, pp. 804–806, 2021.
- [20] R. Yavari, A. Sadeghzadeh, and S. Shamaghdari, “Improved multiobjective  $H_2/H_\infty$  switching gain-scheduled controller synthesis exploiting inexact scheduling parameters,” International Journal of Robust and Nonlinear Control, vol. 30, pp. 7706–7730, 2020.
- [21] S. Wang, H. Pfifer, and P. Seiler, “Robust synthesis for linear parameter varying systems using integral quadratic constraints,” Automatica, vol. 68, pp. 111–118, 2016.
- [22] T. E. Rosa, C. F. Morais, and R. C. Oliveira, “ $H_\infty$  output-feedback gain-scheduled control for discrete-time linear systems affected by time-varying parameters,” IFAC-PapersOnLine, 20th IFAC World Congress, vol. 50, no. 1, pp. 8618 – 8623, 2017.
- [23] A. Sadeghzadeh, “LMI relaxations for robust gain-scheduled control of uncertain linear parameter