

کنترل موقعیت موتور DC به روش طراحی مجدد دیجیتال PWM-PIM

روزبه درگاهی کرمانی^{۱*}، مرتضی بائی^۱

اطلاعات مقاله	چکیده
دریافت مقاله: فروردین ۱۳۸۸ پذیرش مقاله: آبان ۱۳۸۸	کنترل موقعیت موتور DC کاربردهای وسیعی در صنعت، خصوصاً در مکترونیک دارد. روش پیشنهادی از دو مرحله تشکیل شده است. در مرحله اول با روش طراحی مجدد کنترل کننده زمان پیوسته به کنترل کننده زمان گسسته تبدیل می شود. ورودی کنترل زمان گسسته مانند انواع سیستم های کنترل دیجیتال، یک رشته پالس پیوسته بصورت تکه ای ثابت با دامنه متغیر و پهنای ثابت یا متغیر می باشد. مرحله دوم تبدیل ورودی کنترل به PWM (مدولاسیون پهنای پالس) می باشد که یک رشته پالس ناپیوسته با دامنه ثابت و پهنای ثابت یا متغیر فراهم می نماید. این روش بر اساس اصل سطوح معادل (PEA) می باشد. بهرحال، اگر فرکانس مدولاسیون خیلی بزرگتر از پهنای باند دستگاه تحت کنترل باشد، منجر به پردازشگرهای با سرعت بالا می شود. در این موارد بکارگیری PWM بر اساس PEA می تواند مفید باشد. گسسته سازی کنترل کننده آنالوگ با نرخ نمونه برداری آهسته، با روش نگاشت ورودی کنترل به ورودی مرجع (PIM) انجام شده است که شرایط استفاده از وسیله های دیجیتال ارزان قیمت را مهیا می کند. روش مورد بحث روی موتور DC به منظور کنترل موقعیت آن پیاده سازی شد. شبیه سازی و آزمایش ها نشان داد که ترکیب PWM و کنترل کننده PIM عملکردی بسیار نزدیک به عملکرد کنترل کننده آنالوگ دارد و پاسخی به مراتب بهتر از بکارگیری PWM به تنهایی یا روش های گسسته سازی معمول Tustin در بر خواهد داشت.
واژگان کلیدی: اصل سطوح معادل طراحی مجدد دیجیتال مدولاسیون پهنای پالس موتور DC نگاشت ورودی کنترل به ورودی مرجع	

۱- مقدمه

در سال های اخیر استفاده از کنترل کننده های دیجیتال در سیستم های کنترل افزایش یافته است. کنترل های دیجیتال به منظور رسیدن به عملکرد بهینه، قابلیت اطمینان بالا، هزینه پایین و افزایش انعطاف پذیری و قابلیت تصمیم گیری در سیستم به کار می روند.

طراحی مجدد دیجیتال^۲ تکنیکی است که یک کنترل کننده آنالوگ زمان پیوسته از پیش طراحی شده را به یک کنترل کننده دیجیتال معادل تبدیل می کند [۱]. در روش طراحی مجدد دیجیتال، کنترل کننده زمان پیوسته^۳ می تواند به دو روش محلی^۴ یا کلی^۵ گسسته شود. بطور کلی در طراحی مجدد دیجیتالی کنترل کننده ها را

² Digital redesign
³ Continuous-Time
⁴ Local
⁵ Global

* پست الکترونیک نویسنده مسئول: r.dargahi@semnaniau.ac.ir
۱. گروه مهندسی مکانیک، دانشگاه آزاد اسلامی واحد سمنان، سمنان

ورودی-چند خروجی (MIMO) به کار برد [۴]. تنها شرط لازم در بکارگیری روش PIM این است که سیستم مورد نظر خطی و نامتغیر باشد.

تابع تبدیل ورودی مرجع به ورودی دستگاه نقش مهمی در طراحی سیستم‌های کنترل دیجیتال بازی می‌کند [۴]. این تابع تبدیل، تابع تبدیل ورودی دستگاه^۷ (PITF) نامیده می‌شود. اولین گام در طراحی یک سیستم کنترل دیجیتال با این روش، بدست آوردن PITF دیجیتال مطلوب بر اساس PITF زمان-پیوسته‌ای که قبلاً مشخص شده، می‌باشد و گام بعدی تحقق بخشیدن کنترل‌کننده‌های دیجیتال مناسب می‌باشد. در PIM، با حذف قطب‌های ناپایدار سیستم تحت کنترل توسط صفرهای PITF، پایداری PITF زمان-پیوسته به PITF زمان-گسسته انتقال می‌یابد.

در [۵] رفتار میان لحظات نمونه‌برداری در روش PIM به وضوح مورد توجه قرار گرفت و اصلاح شد. در [۶] نتایج آزمایشگاهی برای کنترل‌کننده Roll-Angle در VTOL-UAV نشان می‌دهد که در طراحی کنترل‌کننده دیجیتال، روش PIM روش طراحی مجدد دیجیتال مفیدی می‌باشد. علاوه بر این در [۷] روش طراحی مجدد دیجیتال PIM برای تبدیل کنترل‌کننده جریان^۸ آنالوگ به دیجیتال، که در مدار راه‌انداز موتور پله‌ای استفاده شده است، به صورت تجربی به کار گرفته شد و نشان داد کنترل‌کننده PIM می‌تواند رفتاری بسیار نزدیک به رفتار کنترل‌کننده آنالوگ با کارایی عالی، داشته باشد. روش‌های عددی جهت کاهش مرتبه PIM در [۸] و [۹] ارائه شد که به موجب آن پیچیدگی PIM کاهش یافت.

در [۱۰] و [۱۱] و [۱۲] نویسندگان با کارهای تئوری به همراه مطالعات شبیه‌سازی نشان دادند که اصل PEA [۱۳] برای کنترل PWM بسیار مفید و کاربردی است. در [۱۴] طرح PWM براساس PEA، درمکانیسم چرخشی تک محور که با دو شیر سلونوئیدی در کنترل پیشران

می‌توان به دودسته تقسیم کرد. یکی کنترل‌کننده PAM^۱ (مدولاسیون دامنه پالس) است که یک سری پالس پیوسته و به طور تکه‌ای ثابت با پهنای ثابت و دامنه‌های ثابت یا متغیر تولید می‌کند. استفاده از کنترل‌کننده PAM در سیستم‌های کنترل دیجیتال مرسوم است و به نوعی در فرآیندهای صنعتی بکار می‌رود. کنترل‌کننده دیگر PWM^۲ (مدولاسیون پهنای پالس) است که یک سری پالس ناپیوسته با دامنه ثابت و پهنای ثابت یا متغیر مهیا می‌کند. مدار PWM با ساختن پالس‌های مربعی با نسبت متغیر روشن به خاموش کار می‌کند. PWM در صنایع بطور وسیعی مورد استفاده قرار می‌گیرد، از قبیل میدل قدرت DC، موتورهای پله‌ای و موتورهای DC و روباتها و وسیله‌های پروازی و یکی از مزایای این روش دستیابی به همه ولتاژ فراهم شده و همچنین تولید گشتاور در موتور با غلبه بر مقاومت داخلی موتور است.

معمولاً PWM نسبت به پهنای باند سیستم تحت کنترل نیاز به پالس‌هایی با فرکانس بالا دارد، اما برخی از وسایل به فرکانس پایین نیاز دارند. در شبیه‌سازی انجام شده، فرض شده است که دوره نمونه‌برداری بزرگ^۳ باشد و بنابراین فرکانس نمونه‌برداری پایین خواهد بود. از این رو روشی موثر نیاز است تا کنترل‌کننده آنالوگ خوب طراحی شده را به سیستم کنترل‌کننده PWM زمان-گسسته^۴ تبدیل کند. بهترین و مشهورترین روش در دستیابی به قانون کنترل PWM از کنترل‌کننده PAM موجود، استفاده از اصل سطوح معادل^۵ (PEA) [۲] می‌باشد.

اولین روش طراحی غیرمستقیم کلی که بر اساس گسسته سازی سیستم حلقه بسته می‌باشد، روش نگاشت ورودی کنترل به ورودی مرجع^۶ (PIM) است که در [۳] معرفی شده است. این روش را می‌توان برای سیستم‌های تحت کنترل و کنترل‌کننده‌های ناپایدار، ناکمینه فاز و چند

¹ Pulse- Amplitude -Modulation

² Pulse- Width -Modulation

³ Large Sampling Priod

⁴ Discrete_Time

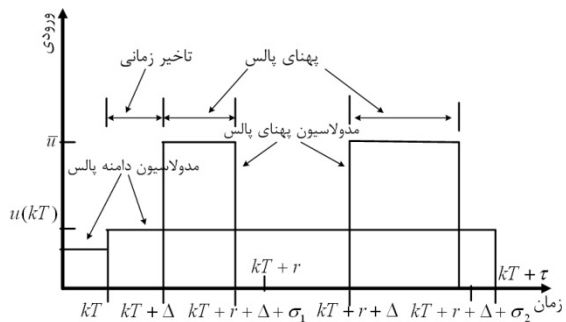
⁵ Principle of Equivalent Area

⁶ Plant Input Mapping

⁷ Plant Input Transfer Function

⁸ Current

موجود، بکار گرفته می‌شود. اصل سطوح معادل بصورتی که در ادامه می‌آید، تعریف می‌شود:



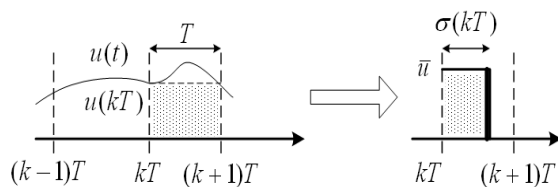
شکل ۱: ورودی PAM و معادل PWM آن

اگر مساحت زیر نمودار دو سیگنال زمان پیوسته در هر دوره تناوب با هم برابر باشند و دوره PEA نیز به اندازه کافی کوچک باشد آنگاه آن دو سیگنال با هم برابر می‌باشند. زمانی که این اصل برای سیستم بکار گرفته شود، در صورتیکه دوره PEA کوچک باشد، سیگنال PEA، سیگنال خروجی‌ای که مقادیر آن به مقادیر مشابه در انتهای هر دوره PEA همگرا می‌شود تولید خواهند نمود.

بطور کلی، زمانی که PEA برای سیگنال PWM بکار گرفته می‌شود یک سیگنال، سیگنالی است که توسط کنترل‌کننده PAM تولید می‌شود و دیگری سیگنالی هست که پهنای پالس آن جهت دستیابی به PEA تنظیم شده است، مانند شکل ۲. این اصل دلالت دارد بر:

$$\int_{kT}^{(k+1)T} u(t) dt = \bar{u} \sigma(kT) \quad (1)$$

که \bar{u} دامنه پالس، دوره نمونه‌برداری، $u(t)$ سیگنال PAM است که باید به سیگنال PWM تبدیل گردد و $\sigma(kT)$ هم پهنای پالس است که باید تعیین شود.



شکل ۲: تخمین پهنای پالس به روش PEA

در ادامه داریم:

$$kT \leq t \leq (k+1)T \quad \hat{u} = u_k = u(t) \Big|_{t=kT}$$

جت عمل می‌کند پیاده‌سازی شد. در [۱۵] ترکیب PIM با PWM-PEA در مکانیسم مطرح شده در [۱۴] بکار گرفته شد و نتایج با پاسخ قابل قبولی نشان دادند که پایداری تضمین می‌شود. همچنین روش PWM بر اساس PEA می‌تواند در بکارگیری سیستم‌های کنترل خطی که از عملگرهایی از نوع On-Off می‌باشند و معمولاً نیاز به طراحی غیر خطی دارند، مورد استفاده قرار گیرد.

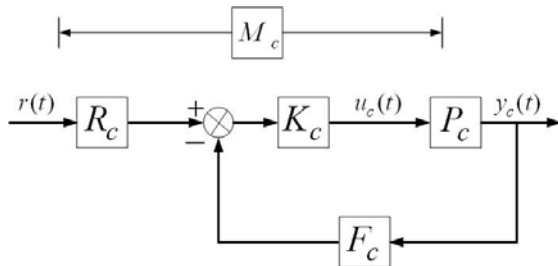
در این مقاله الگوریتم کنترل جدیدی برای کنترل موقعیت^۱ موتور DC بکار رفت، که بر اساس ترکیب PIM جهت گسسته‌سازی کنترل‌کننده زمان-پیوسته و PEA جهت تبدیل سیگنال PAM که توسط PIM تولید شده به PWM معادل، می‌باشد. بنابراین ما می‌توانیم سیستم کنترل PWM ای را طراحی کنیم که خروجی آن به‌خوبی خروجی سیستم‌های زمان-پیوسته را تقریب می‌زند. در بخش‌های بعدی پس از معرفی اصل سطوح معادل نشان داده شد که ورودی کنترل PWM بدست آمده اصل سطوح معادل را ارضا می‌کند. در بخش ۳ نیز به بحث در خصوص روش PIM پرداخته شد و در گام بعدی در قسمت پیاده‌سازی آزمایشگاهی نحوه پیاده‌سازی سیستم و به‌دست آوردن تابع تبدیل موتور DC و کنترل‌کننده آن پرداخته شد. در انتها سیستم آزمایشگاهی‌ای به‌منظور ارزیابی سیستم کنترل پیشنهادی بر روی موتور DC، ساخته شد و مقایسه نتایج آزمایشگاهی نشان داد که روش پیشنهادی بسیار کاربردی و مفید است.

۲- مدولاسیون پهنای پالس بر اساس اصل سطوح معادل

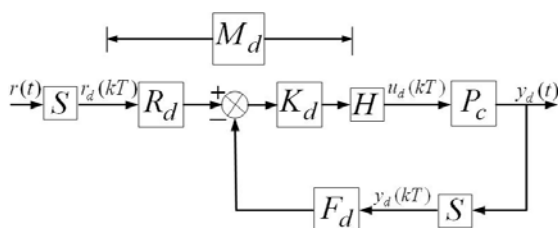
در صنعت، اصل سطوح معادل [۲]، [۱۶] به‌طور معمول جهت پیدا کردن کنترل‌کننده PWM معادل با نرخ نمونه‌برداری سریع [۴]، [۱۰] از کنترل‌کننده PAM

¹ Position

سیستم کنترلی آنالوگ و دیجیتال ذکر شده از طریق توابع تبدیل ورودی دستگاه آن‌ها می‌باشد.



شکل ۳: سیستم کنترل زمان-پیوسته



شکل ۴: سیستم کنترل طراحی مجدد دیجیتال

پنج مرحله در بدست آوردن سیستم کنترل PIM بشرح زیر می‌باشد:

(۱) انتخاب دوره نمونه‌برداری مناسب

(۲) محاسبه CT-PITF

$M_c(s)$ که همان CT-PITF می‌باشد، می‌تواند بصورت

زیر محاسبه شود:

$$M_c(s) = \frac{K_c(s)R_c(s)}{1 + K_c(s)F_c(s)P_c(s)}$$

واضح است که

$$Y_c(s) = M_c(s) \times R(s)$$

تابع تبدیل CT-PITF بصورت حلقه باز بر مشخصه ورودی-خروجی سیستم تاثیر می‌گذارد. به سادگی می‌توان دریافت که $M_c(s)$ قطب‌های ناپایدار $P_c(s)$ را حذف می‌کند، به گونه‌ای که تابع تبدیل ورودی-خروجی پایدار گردد.

(۳) گسسته‌سازی CT-PITF با روش نگاشت قطب و صفر تطبیق یافته جهت بدست آوردن DT-PITF. اگر $M_c(s)$ را بشکل زیر تعریف نماییم.

که دوره تناوب PEA و فاصله نمونه‌برداری سیگنال PAM با هم برابرند. با استفاده از این سیگنال بجای $u(t)$ در (۱) خواهیم داشت:

$$\int_{kT}^{(k+1)T} \hat{u} dt = \bar{u} \sigma(kT)$$

$$\int_{kT}^{(k+1)T} \hat{u} dt = Tu(kT)$$

از این رو الگوریتم زیر برای محاسبه دامنه (\bar{u}) و پهنای پالس $(\sigma(kT))$ به دست می‌آید:

$$\bar{u} = \text{sign}\{u(kT)\} \cdot \bar{u}_p$$

$$\sigma(kT) = \frac{T \cdot u(kT)}{\bar{u}}$$

معادلات حاصل بیانگر این مطلب هستند که باید $\sigma(kT) < T$ باشد و جهت دستیابی به این امر باید دامنه \bar{u} بزرگتر از بزرگترین مقدار $u(kT)$ انتخاب شود. بهر حال تاخیر زمانی پیشنهادی در این مقاله برابر صفر می‌باشد.

بنابراین PWM تولید شده اصل برابری سطوح را ارضاء می‌نماید. مشاهده می‌شود که عکس العمل دستگاه تحت کنترل PWM بر مبنای اصل PEA با رفتار دستگاه تحت کنترل برابر است.

۳- روش PIM

سیستم کنترل آنالوگ خوب طراحی شده احتمالی را که در شکل ۳ نشان داده شده، در نظر بگیرید. هدف، جایگزین کردن کنترل کننده‌های آنالوگ F_c ، K_c و R_c با کنترل کننده‌های دیجیتال F_d ، K_d و R_d می‌باشد، بطوریکه سیستم کنترل دیجیتال معادل نشان داده شده در تصویر ۴ بدست می‌آید. نیاز است که پایداری حلقه بسته برای کل دوره نمونه‌برداری مناسب حفظ شود. در تصویر ۳، M_c تابع تبدیل ورودی مرجع به ورودی کنترل سیستم زمان-پیوسته است که به اختصار (CT-PITF) نامیده می‌شود. به همین ترتیب، در تصویر ۴، M_d ، DT-PITF نامیده می‌شود. ایده اساسی روش PIM مربوط به

DT-PITF می‌باشد. شرایط درجات چند جمله‌ای‌ها یکتایی حل را بیمه می‌کند و به تفصیل در [۱۹] بحث شده است.

چند جمله‌ای‌های $u(z)$ و $v(z)$ جهت تعیین تابع تبدیل کنترل‌کننده زمان-گسسته مطابق رویه مطرح شده در [۲۰] استفاده می‌شوند.

$$R_d(z) = \frac{m(z)}{w(z)}, \quad K_d(z) = \frac{w(z)}{u(z)}, \quad F_d(z) = \frac{v(z)}{w(z)}$$

انتخاب کنترل‌کننده‌ها طبق الگوریتم PIM شرط پایداری داخلی نیز برآورده می‌شود. توجه کنید که اگر تابع تبدیل دستگاه غیرقابل ساده‌شدن، سره و همچنین پایدار با احتمالاً یک قطب در مبدا (صفر) و دوره نمونه‌برداری نیز مناسب باشد آنگاه می‌توان تابع تبدیل کنترل‌کننده زمان-گسسته با فیدبک واحد را بصورت زیر بدست آورد [۴].

$$R_d(z) = F_d(z) = 1, \quad K_d(z) = \frac{M_d(z)}{1 - P_d(z)M_d(z)},$$

۴- پیاده‌سازی آزمایشگاهی

۴-۱- پیاده‌سازی آزمایشگاهی

این آزمایش کنترل‌کننده طراحی مجدد دیجیتال PWM-PIM را جهت کنترل موقعیت موتور DC بکار گرفته است. ساختار آزمایشگاهی از موتور DCBuhler (Gear DC Motor: 1, 61, 046, 315, 05)، پتانسیومتر چرخشی پیوسته^۱ (Multi Turn: Vishay Spectrol: 534-1-1: 1k)، منبع تغذیه^۲، کارت اکتساب داده‌ها^۳، برد راه‌انداز موتور^۴، کامپیوتر (PC) تشکیل شده است.

کارت اکتساب داده‌ها DAQ جهت برقراری ارتباط بین سنسور/عملگر و تصمیم‌گیری وسایل، مهندس و کامپیوتر مورد استفاده قرار می‌گیرد. در اینجا از کارت DAQ

$$M_c(s) = K \frac{\prod_{i=1}^q (s - \alpha_i)}{\prod_{i=1}^p (s - \beta_i)}$$

آنگاه $M_d(z)$.

$$M_d(z) = K' \frac{\prod_{i=1}^q (z - e^{\alpha_i T}) z^{b-a}}{\prod_{i=1}^p (z - e^{\beta_i T})}$$

خواهد بود که K'

$$K' = \frac{M_c(s)|_{s=0}}{M_d(z)|_{z=1}}$$

می‌باشد.

خاصیت ارزشمند روش PIM در تضمین پایداری برای هر دوره تناوب نمونه‌برداری از همین نکته ناشی می‌شود، روش PIM با بکارگیری روش نگاشت قطب و صفر تطبیق یافته در گسسته‌سازی CT-PITF در حقیقت تلاش می‌کند حذف صفر و قطبی که در سیستم پیوسته صورت می‌گیرد را در حالت گسسته نیز حفظ کند.

(۴) گسسته‌سازی دستگاه زمان-پیوسته به روش تغییرناپذیری پله (SIM) با تابع تبدیل

$$P_d(z) = \frac{b(z)}{a(z)} = \frac{b_m z^m + b_{m-1} z^{m-1} + \dots + b_1 z + b_0}{a_n z^n + a_{n-1} z^{n-1} + \dots + a_1 z + a_0}$$

(۵) تعیین بلوک کنترل‌کننده زمان-گسسته با توجه به دانسته‌های مربوط به مدل دستگاه و DT-PITF جهت انجام آن ابتدا $M_d(z)$ را بشکل زیر نوشته می‌شود

$$M_d(z) = \frac{m(z)a(z)}{d(z)}$$

که $m(z)$ چندجمله‌ای صورت $M_d(z)$ می‌باشد که ریشه‌هایش با قطب‌های تابع تبدیل دستگاه گسسته شده در مرحله ۴ متفاوت می‌باشد. سپس با حل معادله چندجمله‌ای Diophantine، می‌توان به سیستم زمان-گسسته حلقه بسته‌ای دست‌یافت که پایدار داخلی است [۱۸].

$$a(z)u(z) + b(z)v(z) = d(z)$$

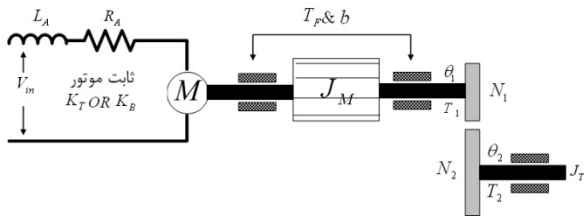
که $a(z)$ و $b(z)$ صورت و مخرج معادله زمان-گسسته تابع تبدیل دستگاه می‌باشند، و $d(z)$ مخرج چندجمله‌ای

¹ Rotary Potentiometer

² Power Supply

³ Data Acquisition board

⁴ Motor Driver



شکل ۶: طرح شماتیک موتور DC

در سیستم کنترل فیدبک، دینامیک موتور DC به وسیله تابع تبدیل تشریح می‌شود. تابع تبدیل موتور با در نظر گرفتن معادلات مکانیکی و الکتریکی و روابط حاکم بین آنها به دست می‌آید

جدول ۱: پارامترهای مشخصات موتور

Type	Buhler Gear DC Motor: 1, 61, 046, 315, 05		
R_A	9.65	Ohm	مقاومت الکتریکی
L_A	0.2783	Henrys	مقاومت القایی
K_B	0.0265	mNm/A	ثابت موتور
K_T	0.0265	mNm/A	ثابت موتور
J_T	$8.27e^{-5}$	-	ممان اینرسی روتور
N	299	-	نسبت دنده
b	$8.27e^{-5}$	$Kg-m^2-sec$	ضریب اصطحلاک لزج

تابع تبدیل بین خروجی موقعیت (زاویه) و ورودی ولتاژ می‌تواند به شکل

$$\frac{\theta(s)}{V_{in}(s)} = \left(\frac{NK_T}{L_A J_T s^3 + (L_A b + R_A J_T) s^2 + (R_A b + N^2 K_T K_B) s} \right)$$

معرفی شود [۲۱]. طرح شماتیک الکتریکی و مکانیکی موتور DC در شکل ۶ ارائه شده است. براساس مقادیر (جدول ۱) و با توجه به تابع تبدیل ارائه شده در بالا، تابع

تبدیل $\frac{\theta}{V_{in}}$ بصورت زیر به دست می‌آید:

$$P_c(s) = \frac{\theta(s)}{V_{in}(s)} = \frac{11485.1703}{s(s+1170)(s+170.4)}$$

شرکت Advantech مدل PCI-1710HG بهره گرفته شد.



شکل ۵: سیستم آزمایشگاهی پیاده‌سازی شده

PCI-1710HG وسیله ورودی و خروجی چند وظیفه‌ای است که دو خط ۸ بیتی دیجیتال ورودی و خروجی، ۱۲ بیت با ۱۶ ورودی آنالوگ single ended و دو خط ۱۲ بیتی خروجی آنالوگ دارد به علاوه از نرم افزار MATLAB جهت اجرای بلادرنگ^۱ الگوریتم طراحی شده استفاده شده است.

H-bridge معمولاً به عنوان معروفترین راه جهت راه‌اندازی موتور DC مورد استفاده قرار می‌گیرد. L298 بصورت تجاری برای راه‌اندازی موتور DC در دسترس است که از ۶ تا ۵۰ ولت با متوسط جریان خروجی ۴ آمپر قابل استفاده است. L298 به سادگی به صورت ساعتگرد و پادساعتگرد راه‌اندازی می‌شود و به کمک آن مصرف کننده قادر است تا PWM را برای راه‌اندازی موتور و کنترل سرعت و موقعیت به خدمت بگیرد.

۴-۲- بخش مکانیکی

استفاده از موتور DC با تنوع وسیعی در صنعت رایج است و در عین حال که نقش مفیدی را در بسیاری از موارد عملی ایفا می‌کنند هزینه پیاده‌سازی آنها نیز ارزان است.

¹ Real Time

۵- کنترل کننده پیشفاز^۱

Tustin و PIM مقایسه گردید. در شکل‌های ۷، ۸، ۹ و ۱۰ ورودی کنترل برای کنترل کننده‌های زمان-پیوسته و PIM و PWM-PIM و در عین حال Tustin برای $0 \leq t \leq 5$ نشان داده شده است.

Tustin روش غیرمستقیم محلی است که برای آنکه پایداری سیستم زمان-گسسته حفظ و عملکرد آن نزدیک به عملکرد سیستم زمان-پیوسته متناظر باشد نیاز به فرکانس نمونه برداری بالا، در حدود ۱۰ برابر پهنای باند سیستم کنترل زمان پیوسته است تا پایداری سیستم زمان-گسسته حفظ و عملکرد آن نزدیک به عملکرد سیستم زمان-پیوسته متناظر باشد. حتی با وجود پردازنده‌های دیجیتالی سریع با توجه به اینکه در عمل فرکانس نمونه برداری در بسیاری از موارد توسط سایر اجزای قرآیند که با پردازنده در تعامل هستند به سیستم تحمیل می‌شود دستیابی به فرکانس نمونه برداری بالا از محدودیت‌های این روش به‌شمار می‌رود.

در روش غیر مستقیم کلی عملکرد حلقه بسته سیستم کنترلی در طراحی کنترل کننده زمان-گسسته مورد توجه قرار می‌گیرد. در بسیاری از روش‌های طراحی غیرمستقیم کلی که تا کنون مطرح شده‌اند پایداری و انتخاب دوره تناوب نمونه برداری مناسب مهم‌ترین ایراد وارد به آن‌ها می‌باشد. اما روش PIM قادر به طراحی کنترل کننده زمان-گسسته برای هر دوره تناوب نمونه برداری دلخواه مناسب، هرچقدر هم بزرگ می‌باشد.

همانطور که در [۳] ثابت شده است، رفتار کنترل کننده‌های Tustin و PIM، در دوره‌های نمونه برداری کوچک ($T=0/001$) همگرا و برابر خواهد بود، اما برای دوره‌های نمونه برداری بزرگ کنترل کننده Tustin ناپایدار و واگرا خواهد بود.

ما کنترل کننده‌ها را جهت از بین بردن خطای حالت ماندگار و همچنین بهبود پاسخ سیستم طراحی می‌کنیم. در این پژوهش سیستم کنترلی جبران ساز پیشفاز جهت کنترل موتور DC انتخاب شده است:

$$0 < \alpha < 1 \quad K_c(s) = K_c \frac{s + (1/\tau)}{s + (1/\alpha\tau)}$$

که τ ثابت زمانی جبران ساز است. جبران ساز به همراه ضریب K_c با قراردادن قطب‌های حلقه بسته در مکان مطلوب، جهت بهبود پاسخ سیستم، به حلقه کنترل اضافه می‌شود. جبران ساز مکان صفر را در $-1/\tau$ و مکان قطب را در $-1/\alpha\tau$ معرفی می‌کند. جهت محاسبه کنترل کننده جبران ساز پیشفاز، ۵ مرحله زیر باید انجام شود: (۱) محاسبه مکان مطلوب جفت قطب غالب با توجه به ω_n و ζ . (۲) تنظیم بهره حلقه و محاسبه کمبود زاویه جهت دستیابی به مکان مطلوب قطب‌های حلقه بسته. (۳) تعیین مکان صفر کنترل کننده پیشفاز. (۴) تعیین مکان قطب کنترل کننده پیشفاز. (۵) تعیین بهره حلقه با توجه به شرط اندازه در محل قطب حلقه بسته. با توجه به رویه ارائه شده در بالا جبران ساز پیشفاز بصورت

$$K_c(s) = \frac{42.8571(s+5)}{(s+7.143)}$$

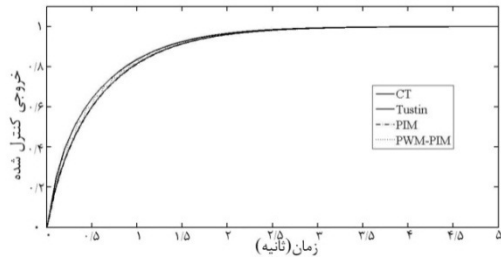
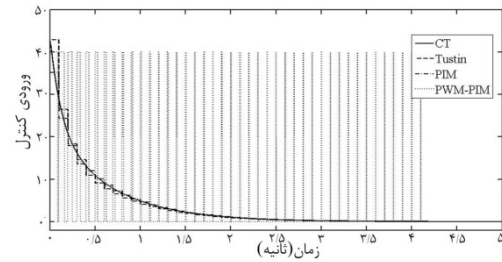
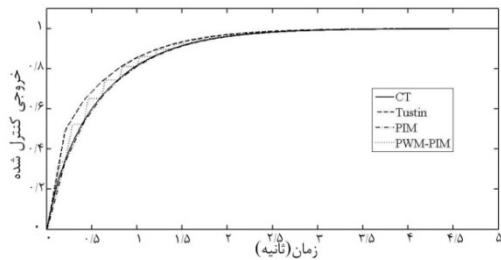
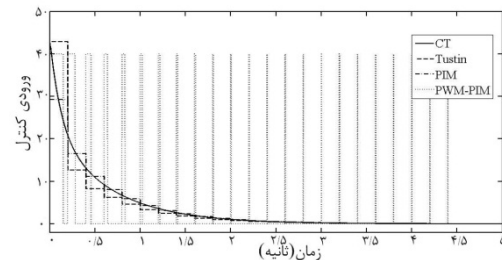
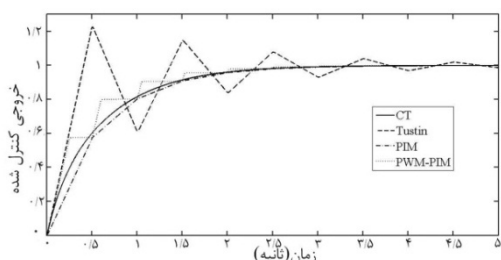
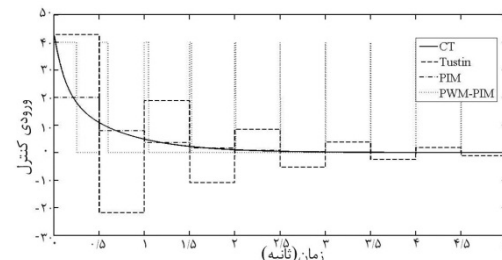
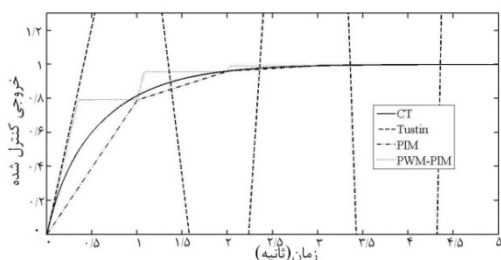
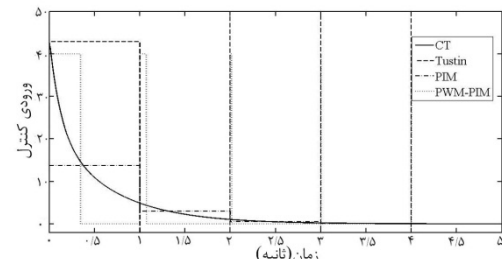
به دست می‌آید.

۶- نتایج آزمایشگاهی^۲

در روش پیشنهادی کنترل کننده آنالوگ از پیش طراحی شده با روش PIM گسسته می‌شود و سیگنال PAM تولیدی با روش PEA به پالس PWM تبدیل می‌شود. کنترل کننده دیجیتال بدست آمده جهت کنترل موقعیت موتور DC بکار گرفته شد و نتایج حاصل با روش‌های

¹ Lead Controller

² Experimental Result

شکل ۱۱: خروجی ناشی از ورودی پله واحد برای $T=0.1$ شکل ۷: ورودی کنترل ناشی از ورودی پله واحد برای $T=0.1$ شکل ۱۲: خروجی ناشی از ورودی پله واحد برای $T=0.2$ شکل ۸: ورودی کنترل ناشی از ورودی پله واحد برای $T=0.2$ شکل ۱۳: خروجی ناشی از ورودی پله واحد برای $T=0.5$ شکل ۹: ورودی کنترل ناشی از ورودی پله واحد برای $T=0.5$ شکل ۱۴: خروجی ناشی از ورودی پله واحد برای $T=1$ شکل ۱۰: ورودی کنترل ناشی از ورودی پله واحد برای $T=1$

در حالیکه در روش PWM/PIM تمام ولتاژ فراهم شده را در کلیه فواصل زمانی به عنوان ورودی کنترل به کار می‌گیرد.

در شبیه سازی انجام شده برای پاسخ پله^۱ فرض شده است که کوچکترین اندازه^۲ محاسبات در نرم افزار

علی رغم این نتایج آزمایشگاهی نشان می‌دهد که روش PIM در عرض ۴ ثانیه بدون داشتن خطای حالت ماندگار پایدار می‌شود و PWM-PIM نیز خطای حالت ماندگار مشابهی دارد. اگرچه مزیت روش PWM/PIM نسبت به روش PIM، دستیابی به تمام ولتاژ فراهم شده توسط PWM در کلیه فواصل زمانی می‌باشد. شکل های ۷، ۸، ۹ و ۱۰ نشان می‌دهند که هر چه دوره نمونه برداری بزرگتر باشد ورودی کنترل در روش PIM رو به کاهش است

¹ Step Response

² step size

خطی آنالوگ به دیجیتال، که برای کامپیوترهای دیجیتال قابل اجراست، استفاده شده است. PWM بر اساس اصل سطوح معادل را می‌توان در فرکانس‌های پایین به کار گرفت که به موجب آن نرخ نمونه‌برداری آهسته می‌شود و این امر موجب می‌گردد تا از ابزار دیجیتالی با قیمت ارزانتری استفاده کنیم. روش پیشنهادی در سیستم‌های کنترل خطی به کار گرفته می‌شود.

علی‌رغم اینکه گسسته‌سازی به روش Tustin ساده است اما برای داشتن کارایی و عملکرد خوب نیاز به نرخ نمونه‌برداری سریع دارد که منجر به وسایل پردازشگر با سرعت بالا و گران قیمت می‌شود. با توجه به نتایج حاصله مشاهده می‌شود که در حالیکه دوره نمونه‌برداری کاهش یافته است اختلاف بین پاسخ سیستم به سیگنال PAM و سیگنال PWM، کوچک شده است.

مهمترین برتری این روش نسبت به دیگر روش‌ها کنترل سیستم در نرخ نمونه‌برداری آهسته و در عین حال دستیابی به تمام ولتاژ فراهم شده توسط PWM می‌باشد که سبب می‌شود حرکت سیستم نرم و دقیق باشد. در حقیقت کنترل کننده‌ای با رفتار عالی در محدوده وسیعی از فرکانس‌های نمونه‌برداری به دست آمده است.

MATLAB برابر با ۰/۰۰۱ ثانیه باشد و از آنجایی که بزرگترین مقدار $u(kT)$ برابر ۳۵/۱۱۳۲ می‌باشد مقدار دامنه برای پاسخ پله برابر $\bar{u}_p=40$ در نظر گرفته شده است. به شکل‌های ۱۱، ۱۲، ۱۳ و ۱۴ توجه کنید که برای هر موقعیت \bar{u}_p یکتایی انتخاب می‌شود. این امر به آسانی به شکل نرم افزار به دست آمده است که یکی از برتری‌های کنترل دیجیتال نسبت به کنترل آنالوگ می‌باشد. از دیگر مزایای این روش دستیابی به زمان نشست‌های مختلف آن هم فقط با تغییر پارامتر \bar{u}_p می‌باشد. هر چه \bar{u}_p بزرگتر انتخاب شود پاسخ سیستم دارای زمان نشست کوچکتری خواهد بود و البته هرچه کوچکتر باشد پالس‌هایی با پهنای بزرگتر و دامنه کوچکتری خواهیم داشت. روش پیشنهادی نتایجی به مراتب بهتر از سایر روش‌ها دارد.

۷- نتیجه گیری

ترکیبی از روش PWM مبتنی بر اصل سطوح معادل PEA و روش طراحی مجدد PIM، جهت کنترل موتور DC مورد استفاده قرار گرفته است. PEA جهت تبدیل PAM به PWM و PIM برای تبدیل سیستم کنترل

مراجع

1. Kuo. B. C., (1980), "Digital Control System", New York: Holt, Rinehart and Winston.
2. Andeen, R. E., (1960), "The Principle of Equivalent Areas, Trans", AIEE 79, 332-336.
3. Markazi, A. H. D., Hori, N., (1992), "A New Method with Guaranteed Stability for Discretization of Continuous-Time Control System", Proceeding of American control Conference, Chicago, pp. 1397-1402.
4. Markazi, A. H. D., (1994), "A New Approach to Digital Implementation of Analog Controllers and Continuous-Time Reference Model", Ph.D. Thesis, McGill University, Montreal.
5. Dargahi, R., Markazi, A. H. D., (2007), " H_∞ -Optimal Digital Redesign Method" Journal of the Franklin Institute 344, 553-564.
6. Kashimura, T., Hori, N., (2005), "PIM Digital Redesign and Experiments of a Roll-Angle Controller for a VTOL-UAV," Proceedings of the International Conference on Information and Automation, December 15-18, Colombo, Sri Lanka.
7. Sejimo, I., Hori, N., (2005), "Models for PIM Digital Redesign of a Stepping Motor Current Regulator" SICE, annual conference, Sapporo, Japan, August 4-6.
8. Rabbath, C. A., Hori, N., (2003), "Reduced-Order PIM Methods for Digital Redesign" IEE Proc.-Control Theory Appl., Vol. 150, No. 4.

9. Ro, K. K., Hori, N., (2002), "Convergence and Order Reduction of Controllers in PIM Based Digital Redesign," Proceedings of the 41st SICE Annual Conference .SICE.
10. Bernelli, F., Zazzera, F and Mantegazza. P., (1992), "Pulse-Width Equivalent to Pulse-Amplitude Discrete Control of Linear System", AIAA J. of GCD, 15, 461-467.
11. Sakamoto, T., Hori, N., Ueno, T., (2003), "Closed-Loop Control Using a Low-Frequency PWM Signal." Proc. IEEE Miedzydroje, Poland, 627-632.
12. Delfeld, F.R., and Murphy, G.J., (1961), "Analysis of Pulse-Width-Modulated Control System", IRE Transactlons on Automatic Control, vol, AC-6, No.3, pp. 283-292.
13. Lh, A., Gelig and Churilov, A, N., (1998), "Stability and Oscillations of Nonlinear Pulse-Modulated Systems", Birkhauser, Boston.
14. Suzuki, T., Ueno, T., Hori, N., (2005), "Experimental Verification of PEA-Based PWM Control Using on-off Type Air-Jet Thrusters" Proceedings of International Conference on Information and Automation, December 15-18.
15. Suzuki, T., Hori, N., Rabbath, C. A., (2008), "Digital PWM-PIM Control of A Rotational Mechanism using Airjet Thrusters", Proceeding of the Tenth IASTED International Conference Control and Applications, May 26-28.
16. Sakamoto, T., Hori, N., (2002), "New PWM schemes Based on the Principle of Equivalent Areas," IEEE International Symposium on Industrial Electronics, L'Aquila, Italy, pp. 505-510.
17. Mori, T., Nikiforuk, P, N., Gupta, M, M., Hori, N., (1989), "A Class of Discrete Time Models for a Continuous Time System," IEE Proc. Part-D, Vol. 136-2, pp.79-83.
18. Goodwin, G. C., Middleton, R. H., (1990), "Digital Control and Estimation- A Unified Approach, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ.
19. Rabbath, C. A., (1999), "A Characterization and Performance Evaluation of Digitally Redesigned Control System", Ph.D. Thesis, McGill University, Montreal.
20. Hori, N., Markazi, A. H. D., Nikiforuk, P. N., K. Kanai, K., and Ieko, T., (1993), "Digital Model-Reference Flight Control of Aircraft with Unstable Sampling Zeros", Proc. 12th World Congress of International Federation of Automatic Control (IFAC), pp. 297-302, Sydney, Australia.
21. Rush, M, S., Grama, L., (2008), "The Design of a DC Motor Speed Controller", Fascicle of Management and Technological Engineering, Vol, VII (XVII).