

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



دانشگاه سندھ

دانشکده برق و ریاتیک

گروه کنترل

کنترل کسری نظارتی سیستم مبدل تقویت کننده‌ی جریان مستقیم به مستقیم با استفاده از شبکه‌ی پتری

دانشجو

یاسر حسین پور

استاد راهنمای اول

جناب دکتر حیدر طوسیان شاندیز

استاد راهنمای دوم

جناب دکتر محمد حداد ظریف

استاد مشاور

جناب دکتر علی اکبر پویان

پایان نامه جهت اخذ درجه کارشناسی ارشد

زمستان ۹۳

تقدیم به

پدر و مادر مهربانم

تقدیر و تشکر

خدای سبحان را سپاس که عزت از اوست. او عنایت می کند و اگر ناسپاس باشیم باز می ستاند. پس شاکر درگاه ربوبی اش هستیم و سر می ساییم بر سجده گاهی که جز او مخاطبی نیست. لازم می داند به رسم قدر شناسی ، مراتب تقدیر و تشکر خود را از اساتید ارجمندم جناب دکتر طوسیان، جناب دکتر پویان و جناب دکتر حداد که در به انجام رسیدن این پژوهش اینجانب را از راهنمایی های مفید خود بهره مند ساختند، ابراز دارم.

یاسر حسین پور

پاییز ۹۳

تعهد نامه

اینجانب دانشجوی دوره کارشناسی ارشد / دکتری رشته

دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه / رساله

تحت راهنمایی متعهد می شوم .

- تحقیقات در این پایان نامه / رساله توسط اینجانب انجام شده است و از صحت و اصالت برخوردار است .
- در استفاده از نتایج پژوهشهای محققان دیگر به مرجع مورد استفاده استناد شده است .
- مطالب مندرج در پایان نامه / رساله ناکنون توسط خود یا فرد دیگری برای دریافت هیچ نوع مدرک یا امتیازی در هیچ جا ارائه نشده است .
- کلیه حقوق معنوی این اثر متعلق به دانشگاه صنعتی شاهرود می باشد و مقالات مستخرج با نام « دانشگاه صنعتی شاهرود » و یا « Shahrood University of Technology » به چاپ خواهد رسید .
- حقوق معنوی تمام افرادی که در به دست آمدن نتایج اصلی پایان نامه / رساله تأثیرگذار بوده اند در مقالات مستخرج از پایان نامه / رساله رعایت می گردد.
- در کلیه مراحل انجام این پایان نامه / رساله ، در مواردی که از موجود زنده (با بافتنهای آنها) استفاده شده است ضوابط و اصول اخلاقی رعایت شده است .
- در کلیه مراحل انجام این پایان نامه / رساله ، در مواردی که به حوزه اطلاعات شخصی افراد دسترسی یافته یا استفاده شده است اصل رازداری ، ضوابط و اصول اخلاق انسانی رعایت شده است .

تاریخ :

امضای دانشجو

مالکیت نتایج و حق تکثیر

- کلیه حقوق معنوی این اثر و محصولات آن (مقالات مستخرج ، کتاب ، برنامه های رایانه ای ، نرم افزارها و تجهیزات ساخته شده است) متعلق به دانشگاه صنعتی شاهرود می باشد . این مطلب باید به نحو مفتنی در تولیدات علمی مربوطه ذکر شود .
- استفاده از اطلاعات و نتایج موجود در پایان نامه / رساله بدون ذکر مرجع مجاز نمی باشد .

• متن این صفحه نیز باید در ابتدای نسخه های تکثیر شده پایان نامه / رساله وجود داشته باشد .

چکیده‌ی فارسی

در این پژوهش، روشی برای کنترل ولتاژ خروجی مبدل تقویت کننده‌ی جریان مستقیم به مستقیم ارائه گردیده است. کنترل این سیستم، از طریق روش کنترل کسری- نظارتی مبتنی بر مدل می‌باشد. بدین صورت که مدل خطی به ازای نقطه کارهای مختلف محاسبه و ضرایب تام کسری (تناسبی، انتگرالی، مشتقی، مرتبه‌ی انتگرال گیر و مرتبه‌ی مشتق گیر) متناظر با این نقطه‌ی کار طراحی می‌گردد. این نقطه کارها را ولتاژ مرجع (مطلوب) تعیین می‌کند و در ادامه یک ناظر از نوع شبکه‌ی پتری باید به ازای ولتاژهای مرجع مختلف، ضرایب کنترل کننده‌ی تام کسری مناسب را تولید کند. در انتها نتایج بدست آمده از تحلیل، در محیط سیمولینک متلب شبیه سازی شده اند و صحت محاسبات انجام شده، بدین وسیله به نمایش در آمده است.

کلمات کلیدی

کنترل کسری، کنترل نظارتی، مبدل های قدرت، مبدل تقویت کننده، کنترل مبتنی بر مدل

لیست مقالات مستخرج

یاسر حسین پور، دکتر حیدر طوسیان شانديز، دکتر محمد حداد ظریف "کنترل کسری-نظارتی
مبدل تقویت کننده‌ی دی-سی به دی-سی" اولین کنفرانس سراسری توسعه محوری مهندسی

عمران ، معماری ، برق و مکانیک ایران، ۱۳۹۳

یاسر حسین پور، دکتر حیدر طوسیان شانديز، دکتر محمد حداد ظریف "کنترل کسری-عصبی
مبدل تقویت کننده‌ی دی-سی به دی-سی" اولین کنفرانس سراسری توسعه محوری مهندسی

عمران ، معماری ، برق و مکانیک ایران، ۱۳۹۳

فهرست

فصل اول

- ۱- مقدمه ۲
- ۱-۲ مرور کارهای گذشته ۲
- ۱-۳ شبکه‌های پتری ۴
- ۱-۴ کنترل نظارتی به وسیله‌ی شبکه‌های پتری ۵

فصل دوم

- ۲-۱ مقدمه ۱۰
- ۲-۲: نحوه‌ی عملکرد مبدل تقویت کننده ۱۰
- ۲-۳: تحلیل حالت مانا مبدل تقویت کننده ۱۲
- ۲-۴: مدل فضای حالت سیستم ۱۵
- ۲-۵ به دست آوردن تابع تبدیل مبدل تقویت کننده در حوزه‌ی بسامد ۱۵
- ۲-۶ کنترل مبدل‌های جریان مستقیم به جریان مستقیم ۲۵

فصل سوم

- ۳-۱ مقدمه ۳۰
- ۳-۲ شبکه‌های پتری ۳۰
- ۳-۳ نمایش ساختارهای برنامه نویسی با استفاده از شبکه‌های پتری ۴۲
- ۳-۴ ساختار کنترل نظارتی ۴۵

فصل چهارم

- ۴-۱ مقدمه ۴۸
- ۴-۲ چرا مرتبه‌ی کسری؟ ۴۸
- ۴-۳ طراحی کنترل کننده‌ی تام کسری ۵۰
- ۴-۴ الگوریتم بهینه سازی ژنتیک ۵۵
- ۴-۵ بررسی پایداری در سیستم‌های کنترل مرتبه کسری ۵۶

فصل پنجم

- ۵-۱ مقدمه ۶۰
- ۵-۲ مراحل انجام کار ۶۰
- ۵-۳ طراحی کنترل کننده‌ی کسری ۶۲
- ۵-۴ ناظر از نوع شبکه‌ی پتری ۶۷
- ۵-۵ طراحی یک کنترل کننده‌ی تام معمولی برای مقایسه با کنترل کننده‌ی طراحی شده ۶۹
- ۵-۶ نتیجه‌گیری ۷۹
- ۵-۷ مراجع ۸۰

فهرست جدول‌ها

جدول ۱: کنترل‌کننده‌های مرتبه کسری طراحی شده برای سیستم ۶۵

فهرست شکل‌ها

فصل دوم

- شکل ۲-۱: مدل مداری مبدل تقویت کننده..... [۴۵] ۱۰
- شکل ۲-۲: مدار مبدل تقویت کننده در حالت وصل بودن کلید..... [۴۵] ۱۱
- شکل ۲-۳: مدار مبدل تقویت کننده در حالت قطع بودن کلید..... [۴۵] ۱۱
- شکل ۲-۴: شکل موج روش هدایت پیوسته [۴۳]..... [۴۳] ۱۳
- شکل ۲-۵: جریان سیم پیچ در روش کاری هدایت گسسته [۴۳]..... [۴۳] ۱۴
- شکل ۲-۶: کلید مدولاسیون عرض پالس [۴۵]..... [۴۵] ۱۶
- شکل ۲-۷: رابطه‌ی بین جریانها و ولتاژهای پایانه‌های کلید مدولاسیون عرض پالس [۴۵]..... [۴۵] ۱۸
- شکل ۲-۸: ولتاژ پایانه‌ی V_{ap} در حضور مقاومت معادل سری خازن که جریان ضرباندار از آن عبور می‌کند [۴۵]..... [۴۵] ۱۹
- شکل ۲-۹: مدل مداری میانگین معادل کلید مدولاسیون عرض پالس، به ازای چرخه‌ی وظیفه‌ی ثابت D [۴۵]..... [۴۵] ۲۰
- شکل ۲-۱۰: مدل سیگنال کوچک و جریان مستقیم معادل کلید مدولاسیون عرض پالس [۴۵]..... [۴۵] ۲۱
- شکل ۲-۱۱: مدل ساده شده‌ی سیگنال کوچک و جریان مستقیم معادل کلید مدولاسیون عرض پالس [۴۵]..... [۴۵] ۲۱
- شکل ۲-۱۲: مبدل تقویت کننده با جا گذاری مدل کلید مدولاسیون عرض پالس در حالت جریان مستقیم [۴۵]..... [۴۵] ۲۲
- شکل ۲-۱۳: مبدل تقویت کننده‌ای که برای بررسی تابع خط به خروجی و امپدانس ورودی با استفاده از مدل کلید مدولاسیون عرض پالس استفاده گردیده است [۴۵]..... [۴۵] ۲۲
- شکل ۲-۱۴: مدل مداری مبدل تقویت کننده برای محاسبه‌ی مقاومت خروجی [۴۵]..... [۴۵] ۲۳

شکل ۲-۱۵ مدل مبدل تقویت کننده برای محاسبه‌ی تابع تبدیل خروجی به کنترل [۴۵] ۲۴

شکل ۲-۱۶ سیگنال مقایسه‌گر مدولاسیون عرض پالس [۴۳] ۲۶

فصل سوم

شکل ۳-۱: نمودار گذار وضعیت برای گذار خاموش-روشن ۳۱

شکل ۳-۲: نمودار شبکه‌ی پتری برای گذار خاموش-روشن ۳۲

شکل ۳-۳ شبکه‌ی پتری نا خالص و تبدیل آن به شبکه‌ی پتری خالص با استفاده از گذار ساختگی

..... ۳۸

شکل ۳-۴: الف: یک شبکه‌ی پتری ظرفیت محدود، ب: یک شبکه‌ی پتری ظرفیت نامحدود بعد از

اعمال تبدیل مکان مکمل، ج: نمودار قابلیت دسترسی ۴۲

شکل ۳-۵ شرط اگر- در غیر این صورت ۴۳

شکل ۳-۶: اگر-درغیر اینصورت با عملگر «و» ۴۳

شکل ۳-۷: بیان تغییر وضعیت ۴۳

شکل ۳-۸: حلقه‌ی وایل ۴۴

شکل ۳-۹: حلقه‌ی تکرار for ۴۴

شکل ۳-۱۰: سیستم هم زمان ۴۵

شکل ۳-۱۱: ساختار سیستم کنترل ۴۵

فصل پنجم

شکل ۵-۱ تابع پیشنهادی برای از بین بردن فراجش در لحظه‌ی شروع به کار سیستم ۶۶

شکل ۵-۲ نمودار جعبه‌ای تابع پیشنهادی برای از بین بردن فراجش ۶۷

شکل ۵-۳ ناظر استفاده شده برای انجام وظایف نظارتی ۶۸

- شکل ۵-۴ سیستم کنترل کسری- نظارتی ۶۹
- شکل ۵-۵ نمودار جعبه‌ای کنترل کننده‌ی کسری- نظارتی ۷۰
- شکل ۵-۶ نمودار جعبه‌ای سیستم مبدل تقویت کننده ۷۰
- شکل ۵-۷ مولد سیگنال مدولاسیون عرض پالس ۷۱
- شکل ۵-۸ مشخصات سیستم کنترل شده با کنترل کننده‌ی تام مقاوم ۷۲
- شکل ۵-۹ مشخصات سیستم کنترل شده با کنترل کننده‌ی تام کسری ۷۳
- شکل ۵-۱۰ خطای حالت مانا در کنترل کننده‌ی تام ۷۴
- شکل ۵-۱۱ خطای حالت مانا در کنترل کننده‌ی تام کسری ۷۴
- شکل ۵-۱۲ مشخصات سیستم کنترل شده با کنترل کننده‌ی تام با ولتاژ مرجع ۳۵ ولت ۷۵
- شکل ۵-۱۳ مشخصات سیستم کنترل شده با کنترل کننده‌ی تام کسری با ولتاژ مرجع ۳۵ ولت .. ۷۶
- شکل ۵-۱۴ پاسخ سیستم کنترل شده با کنترل کننده‌ی تام به ازای ولتاژ مطلوب ۴۰ ولت ۷۷
- شکل ۵-۱۵ پاسخ سیستم کنترل شده با کنترل کننده‌ی پیشنهادی به ازای ولتاژ مطلوب ۴۰ ولت ۷۸

فصل اوّل

مقدمه

۱-۱ مقدمه

در دنیای امروز، محدودیت ها و مشکلات استفاده از سوخت های فسیلی، بشر را به سوی استفاده از انرژی های نو سوق داده است. از جمله این انرژی ها، انرژی باد (توربین های بادی) و خورشید (سلول های خورشیدی) است. مبدل های تقویت کننده ی جریان مستقیم در این سیستم ها نقش بسزایی ایفا می کنند. سه دسته ی مهم این مبدل ها عبارت از:

۱. مبدل تضعیف کننده ی جریان مستقیم به مستقیم^۱

۲. مبدل تقویت کننده ی جریان مستقیم به مستقیم

۳. مبدل تضعیف/تقویت کننده ی جریان مستقیم به مستقیم^۲

هستند.

۱-۲ مرور کارهای گذشته

سیستم مورد بحث این پژوهش، مبدل تقویت کننده است. برای کنترل این مبدل، تا کنون روش های متعددی ارائه گردیده است که از آن جمله می توان به، کنترل مقاوم غیر خطی [۱]، منطق فازی [۲]، حالت لغزشی و فازی [۳]، حالت^۳ لغزشی [۴] و [۵]، کنترل تطبیقی- فازی- عصبی [۶] و حالت لغزشی- مقاوم [۷] اشاره کرد. در همه ی این روش ها، سیستم، ناگزیر از گرفتن پسخورد از جریان سیم پیچ^۴ است، علاوه بر این که جریان سیم پیچ دارای هارمونیک های زیادی است، گرفتن پسخورد، خود مستلزم استفاده از یک حسگر و به تبع آن هزینه ی بیشتر است.

۱- DC-DC bulk converter

۲- DC-DC bulk/boost converter

۳- mode

۴- به عنوان یکی از متغیرهای حالت

برای حل این مشکل، در مراجع [۸] و [۹]، یک روش مبتنی بر مدل ارائه گردید. این روش پاسخ مناسب و قابل قبولی داشت.

تا کنون کنترل کننده‌های متعددی بر اساس تقریب مدل دینامیکی برای مبدل‌های جریان مستقیم طراحی گردیده است. این مدل به عنوان یک شیوه‌ی متداول، از خطی سازی میانگین گیری فضای حالت مدل^۵ برای مدل کردن مبدل‌های جریان مستقیم به جریان مستقیم منتج شده است [۱۰]. با توجه به این که طراحی کنترل کننده، مبتنی بر مدل سیگنال کوچک مبدل است، لذا کنترل کننده توانایی ایجاد پاسخ مناسب در لحظه‌ی شروع را ندارد. منظور از پاسخ مناسب در لحظه‌ی شروع، فراجهبش و زمان نشست کم است. روش‌های کنترل غیر خطی متعددی مانند کنترل فازی، کنترل اچ بینهایت^۶ و تجزیه و تحلیل میو^۷ قابل استفاده هستند. در بعضی موارد تعیین توابع وزنی مشکل است. بنا بر این پاسخ مناسب سیگنال بزرگ آن‌ها قابل تضمین نیست [۱۱] [۱۰].

به دلیل سادگی طراحی و عملکرد قابل قبول^۸، کنترل کننده‌های تام جزو کنترل کننده‌های غالب در صنعت هستند بنا بر این پژوهشگران به صورت پیوسته برای بهبود کیفیت و مقاوم بودن آن‌ها تلاش می‌کنند [۱۲]. یکی از روش‌های بهبود این کنترل کننده‌ها که در دهه‌ی اخیر مورد توجه قرار گرفته است، استفاده از کنترل کننده‌های تام کسری^۹ است. این نوع کنترل کننده‌ها که بهبود یافته‌ی کنترل کننده‌های تام هستند، با اضافه شدن توان انتگرال گیر و مشتق گیر به عنوان دو پارامتر آزاد دیگر، دست طراح برای طراحی کنترل کننده با قابلیت‌های بهتر، بازتر شده است. این آزادی عمل به قیمت پیچیده تر شدن فرایند طراحی کنترل کننده به دلیل افزوده شدن دو پارامتر ذکر شده به دست می‌آید [۱۳].

۵- State space averaging model

۶- H_{∞}

۷- μ analysis

۸- فراجهبش و زمان نشست کم

۹- FOPID

در سیستم‌های خطی، برای دو سیستم که دارای ویژگی‌های پویای^{۱۰} یکسان هستند، پاسخ سیستم کنترل شده به وسیله‌ی تام کسری از نظر مقاوم بودن، بهتر از سیستم کنترل شده به وسیله‌ی تام است. به طور مشابه، برای سیستم غیر خطی با شرایط فوق نیز این ادعا صادق است [۱۴]. کنترل کننده‌های طراحی شده برای این سیستم، فقط حول نقطه‌ی کار پاسخ قابل قبول دارند و با دور شدن از نقطه‌ی کار پاسخ سیستم به شدت خراب می‌شود. کنترل نظارتی یکی از راه حل‌های ارائه شده [۱۵] برای چنین مشکلی است

بعد از تعیین روش، حال باید یک ناظر برای انجام وظیفه‌ی کنترل نظارتی تعیین کنیم. شبکه‌های پتری [۱۶] یک ابزار قدرتمند برای مدل سازی سیستم‌ها می‌باشند. این شبکه‌ها می‌توانند سیستم‌های پویا را از دیدگاه سیستم‌های گسسته رخداد مدل کنند [۱۷]، [۱۸]. به دلیل نگاره‌ای^{۱۱} بودن، این شبکه بسیار کاربر پسند است و در صنعت به صورت گسترده‌ای به عنوان ناظر به کار گرفته می‌شود. لذا کنترل سیستم مبدل تقویت کننده به روش کسری نظارتی، در دستور کار این پژوهش قرار گرفت.

۱-۳ شبکه‌های پتری

شبکه‌ی پتری را اولین بار کارل آدام پتری^{۱۲} [۱۹] در سال ۱۹۶۲ و در دانشکده‌ی ریاضیات و فیزیک دانشگاه دارمستاد^{۱۳} آلمان غربی مطرح کرد [۱۹] و [۲۰]. سپس این پایان نامه مورد توجه پژوهشگران در سراسر جهان قرار گرفت و توسعه داده شد که در منابع [۲۱] و [۲۲] آورده شده‌اند. در این سال‌ها یک گروه در دانشگاه ام-آی-تی^{۱۴} بر روی نظریه‌ی پتری پژوهش‌های بسیاری انجام دادند و مقاله‌ها و پایان‌نامه‌های متعددی ارائه دادند. در جولای ۱۹۷۵ کنفرانسی در زمینه‌ی شبکه‌های پتری و

۱۰- Dynamic

۱۱- Graphical

۱۲- Carl Adam Petri

۱۳- Technical University of Darmstadt

۱۴- MIT

موضوع‌های وابسته در این دانشگاه برگزار گردید [۲۳]. تعدادی از مقاله‌های نوشته شده در بحث شبکه‌های پتری در مرجع [۲۴] گردآوری شده‌اند. مقالات دیگری نیز در تعدادی از کشورهای اروپایی تا سال ۱۹۸۴ نوشته شده‌اند که در پیوست کتاب [۲۵]. در منابع [۲۶] و [۲۷] مباحث مقدمه‌ای خوبی برای آشنایی بیشتر با شبکه‌های پتری ارائه داده‌اند.

۴-۱ کنترل نظارتی به وسیله‌ی شبکه‌های پتری

شبکه‌ی پتری ابزاری برای مدل‌سازی ریاضی و گرافیکی می‌باشد که قابل استفاده در بسیاری از سیستم‌های گسسته رخداد است. یک سیستم گسسته رخداد، سیستمی پویا است که با توجه به رخدادهای ناگهانی، از حالتی به حالت دیگر گذار می‌کند. امروزه نگاه گسسته رخداد به سیستم، در حوزه‌های زیادی وارد شده است. حوزه‌هایی همچون تولید، رباتیک، کامپیوتر، شبکه‌های ارتباطی و غیره. رخدادها در سیستم‌های گسسته رخداد می‌توانند در هر لحظه از زمان و در فاصله‌های اتفاقی روی دهند و در حالت کلی رخدادها دارای محدودیت زمانی نمی‌باشند. به عنوان مثال یک رخداد می‌تواند ورود و خروج از یک صف، کامل شدن یک فرایند، خرابی یک دستگاه در سیستم‌های تولید، رسیدن یک بسته در سیستم‌های ارتباطی، اغتشاش و یا تغییر در ورودی مرجع در سیستم‌های کنترلی باشد. که در پژوهش پیش رو، تغییر در ورودی مرجع سیستم، رخداد مد نظر ماست. کنترل سیستم‌های گسسته رخداد در زمینه‌ی سیستم‌های کنترل، در ابتدا به وسیله‌ی راماج^{۱۵} و ونهام^{۱۶} [۲۸]. مطالعه و تحقیق در باره‌ی کنترل نظارتی شبکه‌های پتری در مراجع [۲۹] و [۳۰] می‌توان یافت. در زمینه‌ی نظارت شبکه‌های پتری دو دسته از ویژگی‌ها در نظر گرفته شده‌اند: ویژگی حالت ممنوع [۳۱] و [۳۲] و ویژگی‌های زبانی [۳۳] و [۳۴] از میان روش‌های نظارت برای اجرای ویژگی‌های حالت

۱۵- Ramadge

۱۶- Wonham

ممنوع، نظارت مبنی بر عدم ویژگی‌های مکان^{۱۷}، یک شیوه‌ی بسیار متفاوت است [۳۵] این شیوه می‌تواند ویژگی‌هایی با محدودیت‌های خطی روی حالت شبکه‌ی پتری را اجرا کند.

در نظارت غیر متمرکز، به جای یک ناظر متمرکز که عملکرد اجزای سیستم را هماهنگ می‌کند، چندین ناظر به کار گرفته می‌شود به طوری که هر کدام از ناظرها مسئول قسمتی از سیستم هستند. تمرکززدایی می‌تواند هزینه را کاهش و سرعت کنترل را افزایش دهد. به طور مثال یک ناظر مرکزی که عملکرد چندین جزء در موقعیت‌های فیزیکی مختلف را هماهنگ می‌کند، نیازمند چندین شبکه مخابراتی برای دریافت اطلاعات حسگرها و فرستادن دستورها به محرک^{۱۸}های محلی است. در حالی که با استفاده از ناظرهای محلی که با هر جزء از سیستم همراه است، نیاز به شبکه‌ی مخابراتی رفع می‌شود (و یا کاسته می‌شود). با این کار هم هزینه‌ی کنترل و هم هزینه‌ی ناشی از تأخیر سیستم مخابراتی کاهش خواهد یافت. طراحی ناظرهای غیر متمرکز در زمینه‌ی سیستم‌های گسسته رخداد، روی مدل‌های اتوماتا^{۱۹} متمرکز شده‌اند و در مقاله‌های مختلف مانند [۳۶] و [۳۷] در نظر گرفته شده‌اند. در یک سیستم هم‌زمان، ممکن است حالت‌های بن‌بست^{۲۰} وجود داشته باشند، بن‌بست در شرایطی رخ می‌دهد که زیر سیستم‌های یک سیستم هم‌زمان، وابستگی داخلی به هم داشته باشند. یک بن‌بست، شرایطی است که در آن، سیستم (یا قسمتی از سیستم) دنباله‌ای از عملیات امکان‌پذیر را برای ادامه‌ی عملکرد خود ندارد. بنابراین چنین سیستمی وقتی که به بن‌بست می‌رسد، توقف می‌کند. پژوهشی در زمینه‌ی جلوگیری از بن‌بست در مدل شبکه‌ی پتری می‌توان در [۳۸] یافت.

سیستم‌هایی که هم دارای پویایی‌ها^{۲۱}ی پیوسته و هم گسست رخداد هستند، سیستم‌های ترکیبی^{۲۲} نامیده می‌شوند. کار بر روی سیستم‌های ترکیبی از اوایل دهه‌ی ۱۹۹۰ شروع شد [۳۹]. روش‌های عمده‌ی سیستم‌های ترکیبی را می‌توان در مرجع [۴۰] دید. در پژوهش حاضر شبکه‌های پتری

۱۷- SBPI: supervision based on place invariants

۱۸- Actuator

۱۹- Automata

۲۰- Deadlock

۲۱- dynamics

۲۲- Hybrid

ترکیبی استفاده نشده‌اند بلکه مسئله‌ی طراحی ناظر در سیستم‌های ترکیبی هم‌زمان، به دو مسئله‌ی طراحی کنترل کننده‌ی سیستم ترکیبی و طراحی شبکه‌ی پتری به عنوان ناظر تجزیه شده است.

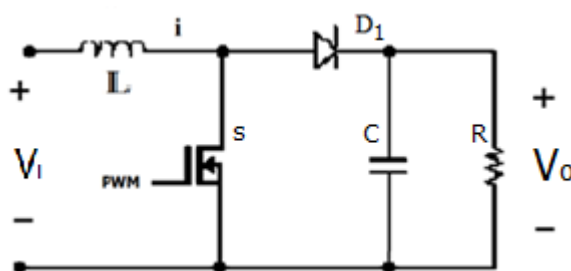
فصل دوم

مبدل تقویت کننده

۲- مقدمه

با در نظر گرفتن استفاده‌ی فراگیر تجهیزات برقی و استفاده از انرژی‌های نو در دهه‌های اخیر، مبدل‌های جریان مستقیم به جریان مستقیم، توجه قابل ملاحظه‌ای را به خود معطوف کرده‌اند. برای کنترل این مبدل‌ها، دنبال کردن ولتاژ مرجع به وسیله‌ی ولتاژ خروجی با حالت گذرا و خطای حالت مانا مناسب، مطلوب است [۴۱]. از آنجایی که این مبدل‌ها به صورت ذاتی تغییر پذیر با زمان، غیر خطی و دارای رفتار پیچیده هستند، فرایند طراحی کنترل کننده برای این سیستم‌ها اهمیت روز افزونی یافته است. [۴۲].

همان طوری که از نام مبدل تقویت کننده بر می‌آید، وظیفه‌ی اصلی این مبدل، افزایش ولتاژ جریان مستقیم است و به طور گسترده‌ای در منابع تغذیه‌ی قدرت تنظیم شده در حالت تغییر وضعیت^{۲۳} کاربرد دارد. مدل مداری این سیستم، در شکل ۲-۱ به نمایش در آمده است.



شکل ۲-۱: مدل مداری مبدل تقویت کننده

۲-۲: نحوه‌ی عملکرد مبدل تقویت کننده

وقتی کلید^{۲۴} در شرایط وصل قرار دارد، دیود^{۲۵} بایاس معکوس است، لذا ورودی و خروجی از یکدیگر جدا هستند. در این شرایط، ولتاژ ورودی^{۲۶} در سیم پیچ^{۲۷} انرژی ذخیره می‌کند. با

۲۳- Regulated switch-mode power supplies

۲۴- Switch (s)

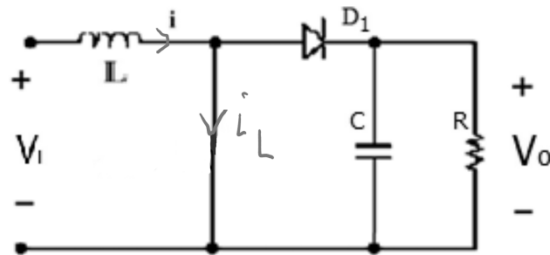
۲۵- D_1

۲۶- V_i

۲۷- L

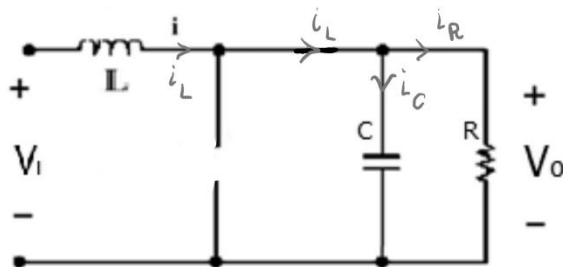
قطع گردیدن کلید، خازن به وسیله‌ی سیم پیچ شارژ شده به علاوه‌ی ولتاژ منبع ورودی شارژ می‌شود. با تکرار این چرخه، ولتاژ خازن که همان ولتاژ خروجی است، به ولتاژ مطلوب (که بیشتر از ولتاژ ورودی است) می‌رسد [۴۳]

در واقع در مدتی که کلید وصل است، جریان سیم پیچ شروع به افزایش می‌کند (شکل ۲-۲).



شکل ۲-۲: مدار مبدل تقویت کننده در حالت وصل بودن کلید

با قطع شدن کلید، جریان سلف، دیود را روشن می‌کند و وارد خازن (و همچنین وارد بار^{۲۸}) می‌شود^{۲۹} و خازن را شارژ می‌کند (شکل ۲-۳)



شکل ۲-۳: مدار مبدل تقویت کننده در حالت قطع بودن کلید

در نتیجه با توجه به رابطه‌ی (۱.۲) ولتاژ خازن شروع به افزایش می‌کند [۴۴].

$$V_C = \int_{t_0}^{t_1} i_C dt + V_C(t_0) \quad (1.1)$$

۲۸- R

در طراحی این مدار، همواره خازن به اندازه‌ی کافی بزرگ انتخاب می‌شود تا بتواند ولتاژ بار را در حد مطلوب نگه دارد - ۲۹

همان طوری که از رابطه‌ی (۱.۱) می‌توان دریافت، افزایش ولتاژ خازن، متناسب با جریان ورودی به آن می‌باشد. لذا هرچقدر که مدت زمان وصل بودن کلید بیشتر باشد، جریان بیشتری در سلف ذخیره می‌شود و در نتیجه ولتاژ خازن نیز متناسب با آن، بیشتر افزایش می‌یابد.

با توجه به این که با شارژ شدن خازن، جریان سیم پیچ کاهش می‌یابد (انرژی آن در خازن ذخیره می‌شود)، دو مرحله‌ی فوق (وصل بودن کلید و به دنبال آن قطع شدن آن) باید تکرار شود تا زمانی که ولتاژ خروجی، به مقدار مطلوب برسد. مدت زمانی که دو مرحله‌ی ذکر شده طول می‌کشد، یک چرخه^{۳۰} می‌نامند و مدت زمان روشن بودن کلید تقسیم بر مدت زمان یک چرخه را، چرخه‌ی وظیفه^{۳۱} می‌نامند.

با این تفاسیر، هر قدر چرخه‌ی وظیفه بزرگتر باشد، نسبت افزایش ولتاژ نیز بیشتر خواهد بود.

سیستم مبدل تقویت کننده، دارای دو ورودی است. یکی ولتاژ ورودی^{۳۲} که منبع تغذیه‌ی مدار است و دیگری چرخه‌ی وظیفه که به عنوان سیگنال کنترل عمل و نسبت افزایش ولتاژ را تعیین می‌کند.

۲-۳ تحلیل حالت مانا مبدل تقویت کننده

سیستم مبدل تقویت کننده می‌تواند در یکی از دو روش^{۳۳} کاری هدایت پیوسته^{۳۴} و هدایت گسسته^{۳۵} کار کند. در روش هدایت پیوسته‌ی حالت مانا، جریان سیم پیچ در کل چرخه‌ی کلید زنی، به صورت پیوسته جریان دارد. در روش جریان گسسته، جریان سیم پیچ به ازای بخشی از چرخه‌ی کلید زنی صفر می‌گردد. این جریان در چرخه‌ی کلید زنی از صفر شروع می‌شود، به بیشترین مقدار خود رسیده و دوباره به صفر باز می‌گردد. در شرایط عادی، ماندن در یکی از این دو روش کاری،

۳۰- Cycle

۳۱- Duty Cycle : 'd'

۳۲- V_i

۳۳- Mode

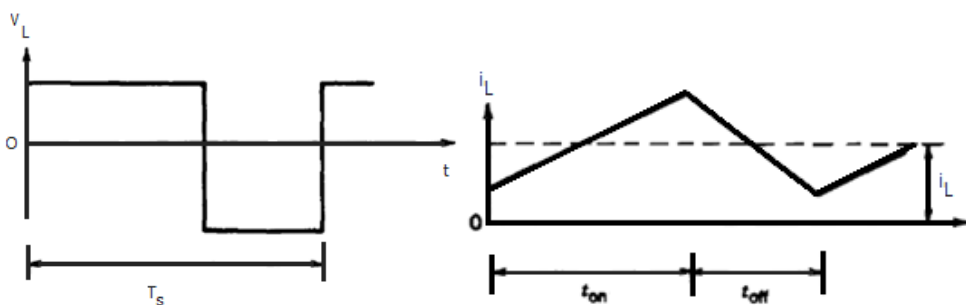
۳۴- CCM (continues conducting mode)

۳۵- DCM

مطلوب است چرا که پاسخ بسامدی مبدل از یک روش به روش دیگر، به طرز قابل ملاحظه‌ای تغییر می‌کند. در ادامه به بررسی این دو روش می‌پردازیم.

۲-۳-۱: روش کاری هدایت پیوسته در حالت مانا مبدل تقویت کننده

در این روش کاری، جریان سیم‌پیچ به صورت پیوسته شارش می‌کند^{۳۶}. شکل ۲-۴، شکل موج این روش را در حالت مانا نشان می‌دهد. به طوری که در حالت مانا انتگرال روی یک دوره^{۳۷} ی زمانی ولتاژ سیم‌پیچ صفر است.



شکل ۲-۴: شکل موج روش هدایت پیوسته [۴۳]

در این شکل، t_{on} نشان دهنده‌ی مدت زمانی است که کلید وصل (شکل ۲-۲) و t_{off} نشان دهنده‌ی مدتی که کلید قطع (شکل ۲-۳) است.

نتیجه‌ی اصلی حاصل از این بخش، استخراج رابطه‌ی تبدیل ولتاژ در روش کاری هدایت پیوسته است. این نتیجه از این لحاظ که ارتباط بین ولتاژ ورودی، چرخه‌ی وظیفه و ولتاژ خروجی را مشخص می‌کند، اهمیت دارد.

رابطه‌ی (۲.۲)، ارتباط بین چرخه‌ی وظیفه با ولتاژ ورودی و خروجی را در روش کاری هدایت پیوسته نشان می‌دهد برای دیدن محاسبه‌های ریاضی مربوطه، به [۴۳] مراجعه نمایید.

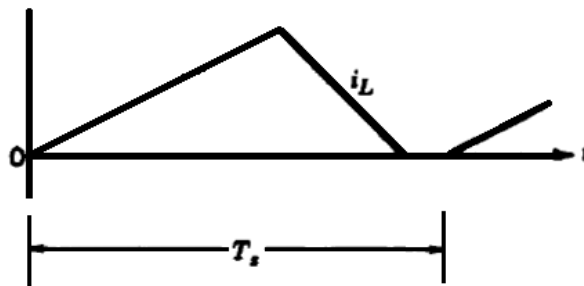
^{۳۶}- $i_L(t) > 0$

^{۳۷}- Period

$$V_o = \frac{V_i}{1-d} \quad (2.1)$$

۲-۳-۲: روش کاری هدایت گسسته در حالت مانا مبدل تقویت کننده

در این روش کاری، همان طوری که در شکل ۲-۵ می بینید، جریان سیم پیچ به ازای بخشی از چرخه ی کلید زنی صفر می گردد.



شکل ۲-۵: جریان سیم پیچ در روش کاری هدایت گسسته [۴۳]

رابطه ی ولتاژ خروجی با ولتاژ مطلوب، را در رابطه ی (۳.۲) ببینید [۴۳].

$$D = \left[\frac{4 V_o}{27 V_d} \left(\frac{V_o}{V_d} - 1 \right) \frac{I_o}{I_{oB, \max}} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (3.1)$$

با مقایسه ی رابطه ی ولتاژ ورودی و خروجی در دو روش کاری هدایت پیوسته و گسسته، یکی از برتری های روش کاری هدایت پیوسته که وابستگی به پارامتر های کمتری از سیستم است دیده می شود یعنی در روش هدایت پیوسته ولتاژ ورودی و خروجی علاوه بر چرخه ی وظیفه، به جریان خروجی و جریان خروجی مرزی نیز وابسته است. با در نظر گرفتن موارد فوق، گرایش به طراحی مدار مبدل تقویت کننده، در روش کاری هدایت پیوسته بیشتر است.

۲-۴: مدل فضای حالت سیستم

روابط (۴.۲) تا (۷.۲)، مدل فضای حالت سیستم را نشان می‌دهند [۸].

$$\dot{x} = A_{on}x + b_{on}v_i \quad (۴.۱)$$

$$\dot{x} = A_{off}x + b_{off}v_i \quad (۵.۱)$$

در معادله‌های فوق، بردار x به صورت $\begin{bmatrix} V_c \\ I_L \end{bmatrix}$ تعریف می‌شود.

مدتی که مسافت روشن است، سیستم به صورت معادله ی (۴.۱) رفتار می‌کند و وقتی که مسافت خاموش باشد، به صورت معادله ی (۵.۱)، به طوری که ماتریس‌های A, b برای آن‌ها به صورت (۶.۲) و (۷.۲) می‌باشند:

$$A_{off} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}, \quad b_{off} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (۶.۱)$$

$$A_{on} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}, \quad b_{on} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (۷.۱)$$

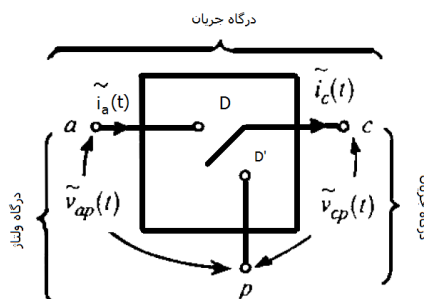
۲-۵ به دست آوردن تابع تبدیل مبدل تقویت کننده در حوزه‌ی

بسامد

برای طراحی کنترل کننده برای سیستم مبدل تقویت کننده، نیاز به تابع تبدیل سیستم در نقطه کار مورد نظر در حوزه‌ی لاپلاس داریم. بدین منظور از روش ارائه شده در منبع [۴۵] استفاده خواهیم کرد.

۲-۵-۱ کلید مدولاسیون عرض پالس^{۳۸}

مبدل تقویت کننده که از مدولاسیون عرض پالس برای کنترل آن استفاده شده است را در شکل ۲-۱ می بینید تنها عامل هایی که در این مدار خواص غیر خطی از خود نشان می دهد، دیود و کلید هستند که می توان آن ها را به صورت یک قطعه ی سه پایه شکل ۲-۶ که کلید مدولاسیون عرض پالس نامیده می شود، نمایش داد.



شکل ۲-۶ کلید مدولاسیون عرض پالس [۴۵]

اگر بخواهیم به کلید مدولاسیون عرض پالس به عنوان یک بلوک اساسی در مبدل تقویت کننده نگاه کنیم، درگاه های^{۳۹} جریان و ولتاژ مشخص شده در شکل ۲-۶ مهم جلوه می کنند. چرا که اگر به دقت به شکل ۲-۱ نگاه کنیم، متوجه خواهیم شد که کلید و دیود، به صورت شکل ۲-۶ به بقیه ی اجزای مدار اتصال پیدا کرده اند. بنا بر این می توانیم ببینیم که مدل مداری مبدل، با جای گذاری المان سه پایه ی نشان داده شده در شکل ۲-۶ تغییری نخواهد کرد. لذا در ادامه به بررسی رابطه ی بین جریان ها و ولتاژ های پایانه های کلید مدولاسیون عرض پالس خواهیم پرداخت. پایه ی مشخص شده با حرف a، پایه ی فعال^{۴۰}، پایه ی p، غیر فعال^{۴۱} و پایه ی c مشترک^{۴۲} نامیده می شود. واضح است که

^{۳۸}- PWM Switch

^{۳۹}- Port

^{۴۰}- Active

^{۴۱}- Passive

^{۴۲}- Common

جریان لحظه‌ای در بازه‌ی زمانی روشن بودن^{۴۳}، در پایه‌های فعال و مشترک، یکسان است. همچنین ولتاژ لحظه‌ای دو درگاه $\tilde{V}_{cp}(t)$ و $\tilde{V}_{ap}(t)$ در مدت DT_s یکسان است. بنا بر این مقادیر لحظه‌ای پایانه‌ها به صورت روابط a (۸.۲) و b (۸.۲) خواهد بود.

$$\tilde{i}_a(t) = \begin{cases} \tilde{i}_c(t), & 0 \leq t \leq DT_s \\ 0, & DT_s \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (a) \quad (8.1)$$

$$\tilde{V}_{cp}(t) = \begin{cases} \tilde{V}_{ap}(t), & 0 \leq t \leq DT_s \\ 0, & DT_s \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (b)$$

از آنجایی که رفتار مقدارهای میانگین در تعیین رفتار سیگنال کوچک و جریان مستقیم این مبدل‌ها دارای اهمیت بیشتری هستند، ما به دنبال تعیین رابطه‌ی بین میانگین مقدار پایانه‌ها^{۴۴} هستیم.

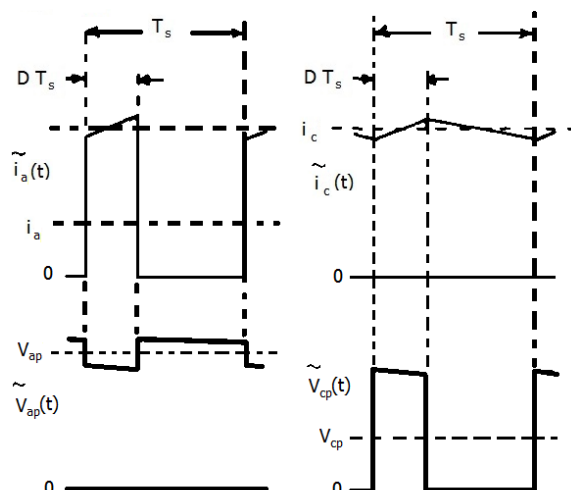
بنا بر این برای میانگین جریان پایانه‌های i_a و i_c ، داریم:

$$i_a = di_c \quad (9.1)$$

ولتاژ لحظه‌ای و میانگین درگاه a-p نیاز به توجه ویژه‌ای دارد چرا که این درگاه، یک درگاه ولتاژی است و سری با یک منبع ولتاژ ویا خازنی قرار دارد که خود دارای مقاومت معادل سری است. بنا بر این شکل موج ولتاژ در این درگاه در حالت کلی شامل موج مربعی (با سر کج شده) کوچکی است، که بر روی یک مقدار میانگین بزرگ سوار شده است (به صورت شکل ۲-۷).

۴۳- DT_s

۴۴- Terminal



شکل ۲-۷ رابطه‌ی بین جریان‌ها و ولتاژهای پایانه‌های کلید مدولاسیون عرض پالس [۴۵]

علت وجود این موج مربعی، وجود مقاومت معادل سری خازن است که یک جریان ضربان دار معادل با بیشترین مقدار جریان قله به قله در پایانه‌ی مشترک را جذب می‌کند. بنا بر این، اگر مقاومت معادل سری خازن صفر باشد، ولتاژ لحظه‌ای $\tilde{V}_{ap}(t)$ پیوسته است و فقط شامل ریپل خازنی است که در فرایند میانگین‌گیری نادیده گرفته می‌شود. اگر ریپل جریان پایانه‌ی مشترک را نادیده و فقط مقدار میانگین آن i_c را در نظر بگیریم، در این صورت ریپل ولتاژ قله به قله ناشی از مقاومت معادل سری خازن را که در شکل ۲-۸ می‌بینید، می‌توان با رابطه‌ی (۱۰.۲) نشان داد:

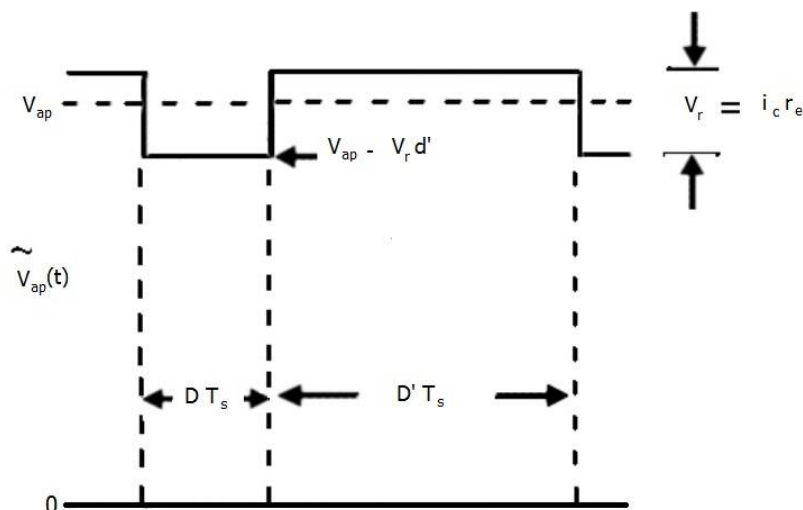
$$V_r = i_c r_e \quad (10.1)$$

در این رابطه، r_e در حالت کلی تابعی از مقاومت معادل سری خازن و مقاومت بار R است. یعنی جریان ضربان دار i_c به وسیله‌ی خازن که با مقاومت بار خروجی موازی است جذب می‌شود در این شرایط r_e به صورت زیر خواهد بود.

$$r_e = r_{cf} \parallel R \quad (11.1)$$

بنا بر این، با مراجعه به شکل ۲-۸ به راحتی می‌توان دید که رابطه‌ی بین میانگین ولتاژ درگاه‌ها، به صورت زیر خواهد بود.

$$V_{cp} = d(V_{ap} - i_c r_e d'), \quad d' = 1 - d \quad (12.1)$$



شکل ۲-۸ ولتاژ پایانه‌ی V_{ap} در حضور مقاومت معادل سری خازن که جریان ضربان‌دار از آن عبور می‌کند [۴۵]

بنابر این رابطه‌های مربوط به کلید مدولاسیون عرض پالس را که با رابطه‌های (۸.۱) و (۱۲.۱) نشان

داده شدند، می‌توان به صورت زیر نشان داد:

$$i_a = di_c \quad (a)$$

$$V_{cp} = d(v_{ap} - i_c r_e d') \quad (b) \quad (13.1)$$

اگر مقاومت معادل سری خازن قابل چشم‌پوشی باشد، (۱۳.۱) را میتوان به صورت زیر نوشت:

$$i_a = di_c \quad (a)$$

$$V_{cp} = dv_{ap} \quad (b) \quad (14.1)$$

۲-۵-۲ مدل جریان مستقیم و سیگنال کوچک کلید مدولاسیون

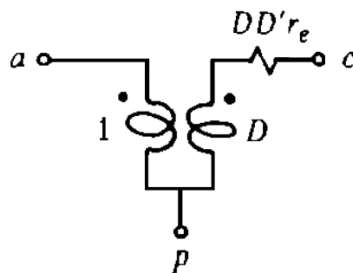
عرض پالس

در ابتدا فرض می‌کنیم که چرخه‌ی وظیفه در $d = D$ ثابت بماند و همچنین جریان‌ها و ولتاژهای پایانه‌های کلید مدولاسیون عرض پالس به دلیل تغییرهای ناخواسته‌ای که چه در ولتاژ ورودی و چه در بار مبدل به وجود می‌آید، دارای تغییرهایی خواهد بود. با وجود این تغییرات، به ازای چرخه‌ی وظیفه‌ی ثابت، در مورد رابطه‌های (۱۳.۱) (a, b) تغییری حاصل نخواهد شد:

$$\hat{i}_a = D\hat{i}_c \quad (a)$$

$$\hat{V}_{cp} = D(\hat{V}_{ap} - \hat{i}_c r_e D') \quad (b)$$

رابطه‌های (۱۵.۱) به ازای یک چرخه‌ی وظیفه‌ی ثابت، متناظر با شکل ۲-۹ هستند که حتی تا رسیدن به سیگنال جریان مستقیم نیز برقرار خواهند بود.



شکل ۲-۹ مدل مداری میانگین معادل کلید مدولاسیون عرض پالس، به ازای چرخه‌ی وظیفه‌ی ثابت D [۴۵]

فرض کنید می‌خواهیم تابع تبدیل حلقه‌باز خروجی به خط یک مبدل را حساب کنیم. در این شرایط مدل مورد استفاده، مدلی خواهد بود که در شکل ۲-۹ نشان داده شده است. از طرفی اگر بخواهیم پاسخ مبدل را به تغییرها در چرخه‌ی وظیفه تعیین کنیم، رابطه‌های (۱۳.۱) را به صورت زیر تغییر می‌دهیم:

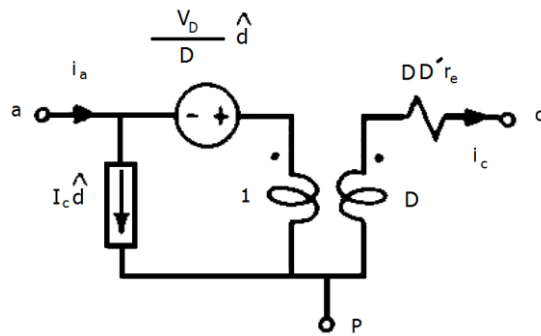
$$\hat{i}_a = D\hat{i}_c + I_c \hat{d}$$

$$\hat{V}_{cp} = D(\hat{V}_{ap} + I_c r_e \hat{d} - \hat{i}_c r_e D') + \hat{d}(V_{ap} - I_c r_e D') \quad \text{الف (۱۶.۱)}$$

که قابل بازنویسی به صورت زیر است:

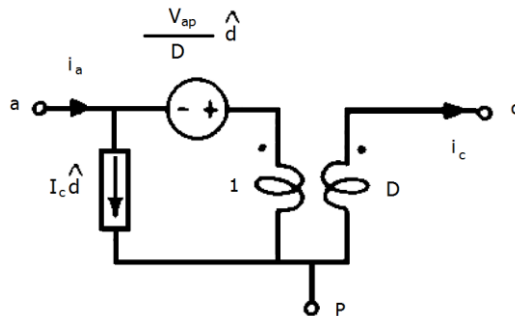
$$\hat{V}_{ap} = \frac{\hat{V}_{cp}}{D} + \hat{i}_c r_e D' - [V_{ap} + I_c (D - D') r_e] \frac{\hat{d}}{D} \quad \text{ب (۱۶.۱)}$$

این رابطه‌ها مربوط به مدل جریان مستقیم و سیگنال کوچک کلید مدولاسیون عرض پالس که در شکل ۲-۱۰ نمایش داده شده، است.



شکل ۲-۱۰ مدل سیگنال کوچک و دی‌سی معادل کلید مدولاسیون عرض پالس [۴۵]

توجه داشته باشید که اگر از r_e صرف نظر کنیم، مدل به صورت شکل ۲-۱۱ ساده می‌شود که با تغییر معادله‌های (۱۴.۱) قابل دستیابی است.



شکل ۲-۱۱ مدل ساده شده‌ی سیگنال کوچک و دی‌سی معادل کلید مدولاسیون عرض پالس [۴۵]

معادله‌های (۱۶.۱) به صورت زیر خلاصه می‌شوند:

$$\hat{i}_a = D\hat{i}_c + I_c \hat{d} \quad (a)$$

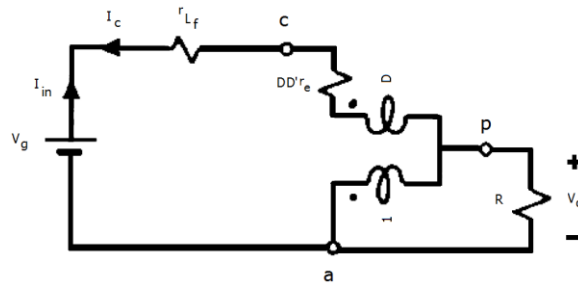
$$\hat{V}_{ap} = \frac{\hat{V}_{cp}}{D} + \hat{i}_c r_e D' - V_D \frac{\hat{d}}{D} \quad (b) \quad (17.1)$$

۲-۵-۳ بررسی مبدل تقویت کننده با جاگذاری مدل کلید مدولاسیون

عرض پالس

حال نشان خواهیم داد مدلی که برای کلید مدولاسیون عرض پالس به دست آوردیم، قابل استفاده برای نمایندگی ویژگی‌های دی‌سی و سیگنال کوچک آن در مبدل تقویت کننده است. مبدل تقویت کننده‌ی شکل ۲-۱ را در نظر بگیرید.

بررسی جریان مستقیم: نقطه به نقطه، مدل کلید مدولاسیون عرض پالس شکل ۲-۶ را در مدار مبدل تقویت کننده جایگزین می‌کنیم، در نتیجه مدل مداری آن به صورت شکل ۲-۱۲ در خواهد آمد.



شکل ۲-۱۲ مبدل تقویت کننده با جا گذاری مدل کلید مدولاسیون عرض پالس در حالت دی‌سی [۴۵]

بدین ترتیب نسبت تبدیل دی‌سی به صورت زیر خواهد شد:

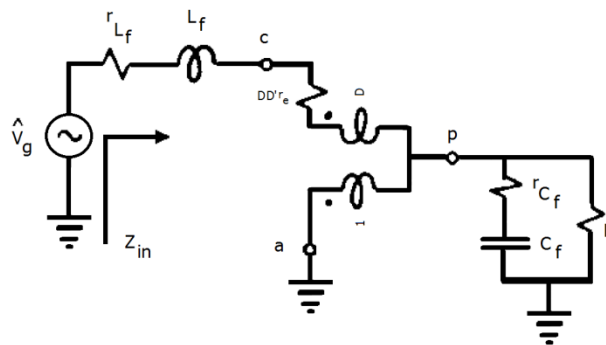
$$M = \frac{V_o}{V_G} = \frac{1}{D'} \frac{1}{1 + \frac{r_{L_f}}{D'^2 R} + \frac{r_e D}{R D'}} \quad (18.1)$$

همان‌طوری که قبلاً اشاره شد، $r_e = r_{c_f} \parallel R$ است. دو رابطه‌ی دی‌سی دیگر که نقطه کار کلید را مشخص می‌کنند، I_c و V_{ap} هستند. که به راحتی از شکل ۲-۱۲ قابل تعیین هستند:

$$V_{ap} = -V_o \quad (a)$$

$$I_c = -I_{in} = -\frac{I_o}{D'} \quad (b) \quad (19.1)$$

بنابر این، V_D از $C(17.1)$ قابل محاسبه است.



شکل ۲-۱۳ مبدل تقویت کننده‌ای که برای بررسی تابع خط به خروجی و امپدانس ورودی با استفاده از مدل کلید مدولاسیون عرض پالس استفاده گردیده است [۴۵]

۲-۵-۴ تابع حلقه باز خروجی به خط

با فرض‌های حلقه باز، مدل شکل ۲-۱۰ کماکان قابل اعمال است. بنا بر این به منظور تعیین انتقال خط به خروجی، ولتاژ دی‌سی ورودی، با یک منبع سیگنال $\hat{V}(g)$ همان‌طور که در شکل ۲-۱۳ به نمایش در آمده است، جایگزین می‌شود. لذا خواهیم داشت:

$$\frac{s\hat{V}_p(s)}{\hat{V}_g(s)} = \frac{1}{C_f} \frac{(1+s/s_{z1})}{1+s/\omega_0 Q + s^2/\omega_0^2} \quad (a) \quad (20.1)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \sqrt{\frac{r_{L_f} + r_e D D' + D^2 R}{r_{C_f} + R}} \quad (b) \quad (21.1)$$

۲-۵-۵ امپدانس ورودی حلقه باز

$$Q = \frac{\omega_0}{\frac{r_{L_f} + r_e D'}{L_f} + \frac{1}{C_f (r_{C_f} + R)}}$$

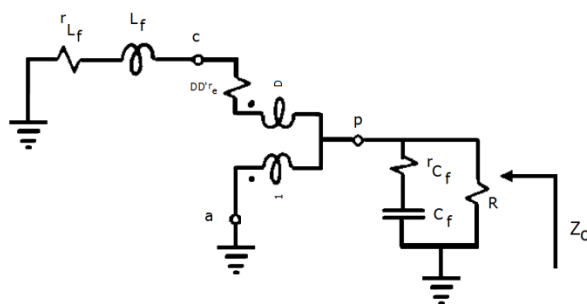
با استفاده از شکل ۲-۱۳ می‌توانیم امپدانس ورودی را به صورت زیر بیان کنیم

$$Z_{in} = R_{in} \frac{1+s/\omega_0 Q + s^2/\omega_0^2}{1+s/s_p} \quad (22.1)$$

به طوری که

$$R_{in} = r_{L_f} + r_e D D' + D^2 R \quad (a)$$

$$s_p = \frac{1}{C_f (r_{C_f} + R)} \quad (b) \quad (23.1)$$



شکل ۲-۱۴ مدل مداری مبدل تقویت کننده برای محاسبه‌ی مقاومت خروجی [۴۵]

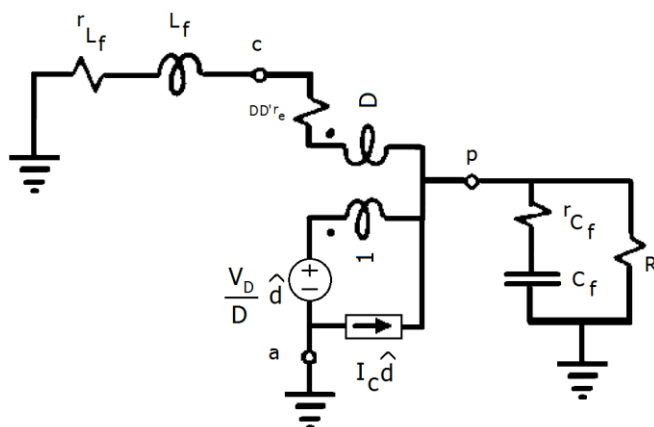
۲-۵-۶ تابع تبدیل خروجی به سیگنال کنترل

برای محاسبه‌ی این تابع تبدیل، (مانند آنچه که در شکل ۲-۱۵ می‌بینید) سیگنال ورودی را صفر می‌کنیم، و مدل کلید را جایگزین می‌کنیم، داریم:

$$\frac{\hat{V}_o}{\hat{d}(s)} = K_G \frac{(1+s/s_{z_1})(1-s/s_{z_2})}{1+s/\omega_0 Q + s^2/\omega_0^2} \quad (24.1)$$

K_G مجانب فرکانس پایین و به صورت زیر است:

$$K_G = \frac{dV_o}{dD} = V_g \frac{dM}{dD} \approx \frac{V_g}{D^2} \quad (25.1)$$



شکل ۲-۱۵ مدل مبدل تقویت کننده برای محاسبه‌ی تابع تبدیل خروجی به کنترل [۴۵]

برای یافتن مقادیر $-s_{z_1}$ و s_{z_2} که صفرهای تابع تبدیل هستند، با توجه به تعریف صفر تابع، باید در شکل ۲-۱۵، از دو معادله $V_o(s_{z_1})=0$ و $V_o(s_{z_2})=0$ ، را پیاده سازی کنیم. با صفر کردن ولتاژ خروجی، رابطه‌های زیر را خواهیم داشت:

$$r_{C_f} + \frac{1}{sC_f} \Big|_{s=-s_{z_1}} = 0 \rightarrow s_{z_1} = -\frac{1}{r_{C_f} C_f} \quad (26.1)$$

همچنین

$$\frac{\hat{d}V_D}{D} D = \hat{i}_c (r_{L_f} + r_e D D' + s_{z_2} L_f) \quad (27.1)$$

$$\hat{i}_c = I_c \hat{d} + \hat{i}_c D \quad (28.1)$$

با حل (۲۷.۱) و (۲۸.۱)، خواهیم داشت:

$$s_{z_2} = \frac{D^2}{L_f} (R - r_{cf} \parallel R) - \frac{r_{L_f}}{L_f} \quad (29.1)$$

در نهایت با جاگذاری رابطه‌های (۱۹.۱)، مقدار صفر دوم نیز به صورت زیر مشخص می‌شود:

$$s_{z_2} = \frac{1}{L_f} (D \frac{V_D}{I_c} - r_{L_f} - r_e DD') \quad (30.1)$$

بدین ترتیب تابع تبدیل خروجی به سیگنال کنترل (چرخه‌ی وظیفه) به طور کامل مشخص گردید. از این تابع تبدیل، در فصل پنجم برای طراحی کنترل کننده استفاده خواهیم کرد. برای تولید چرخه‌ی وظیفه، از سیگنال پالس مدوله شده استفاده می‌شود، در ادامه به نحوه‌ی تولید این سیگنال اشاره‌ی مختصری خواهیم داشت.

۲-۶ کنترل مبدل‌های جریان مستقیم به جریان مستقیم

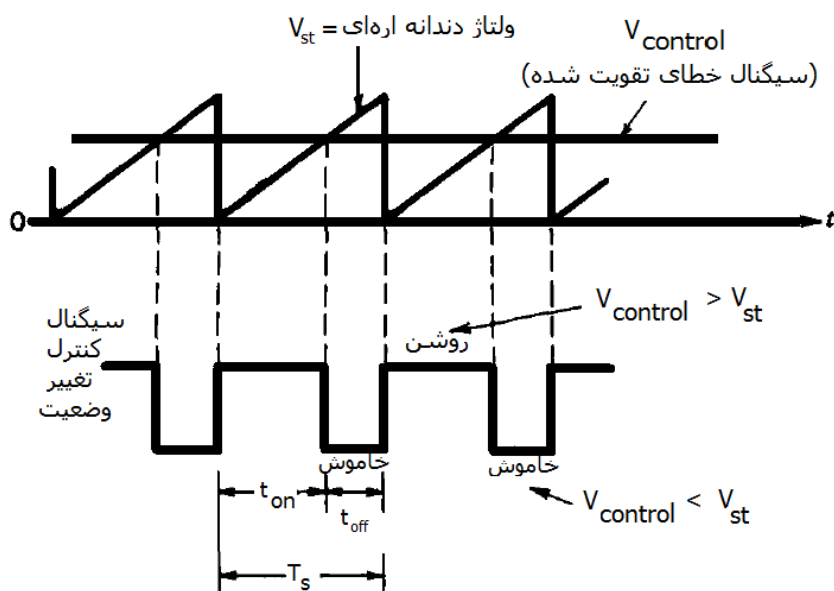
در مبدل‌های جریان مستقیم به جریان مستقیم، میانگین ولتاژ دی‌سی خروجی (با وجود اینکه بار و ولتاژ ورودی ممکن است تغییرهایی داشته باشند) باید به نحوی کنترل شود که در یک محدوده‌ی مطلوب قرار بگیرد. مبدل‌های جریان مستقیم به جریان مستقیم حالت تغییر وضعیت، برای تبدیل ولتاژ جریان مستقیم از یک سطح به سطحی دیگر از یک یا چند کلید استفاده می‌کنند. در یک مبدل با ولتاژ ورودی مشخص، میانگین ولتاژ خروجی با کنترل تغییر وضعیت مدت خاموش و روشن کلید (t_{off} و t_{on}) قابل کنترل است.

در یکی از شیوه‌های کنترل ولتاژ خروجی این مبدل، تغییر وضعیت در یک بسامد^{۴۵} ثابت (و به تبع آن دوره‌ی زمانی تغییر وضعیت $T_s = t_{on} + t_{off}$ ثابت) رخ می‌دهد و تنظیم مدت زمان روشن بودن کلید، میانگین ولتاژ خروجی را کنترل می‌کند. در این روش که تغییر وضعیت مدولاسیون عرض

پالس^{۴۶} نامیده می‌شود، چرخه‌ی وظیفه‌ی کلید تغییر داده می‌شود. بنا بر این همان طوری که در بخش ۲-۲ اشاره شد، سیگنال کنترل در این سیستم، چرخه‌ی وظیفه است.

روش دیگر کنترل، کلی‌تر است به طوری که هم فرکانس تغییر وضعیت (و به تبع آن دوره‌ی زمانی) و مدت روشن بودن کلید، متغیر هستند. این روش فقط در مبدل‌هایی استفاده گردیده که نوع خاصی از تریستورها^{۴۷} در آن‌ها مورد استفاده قرار گرفته است. لذا خارج از بحث این پژوهش می‌باشد. تغییر در بسامد تغییر وضعیت، صاف کردن^{۴۸} ریپل را در شکل موج‌های خروجی و ورودی مبدل سخت می‌کند.

در تغییر وضعیت مدولاسیون عرض پالس و در یک بسامد تغییر وضعیت ثابت، سیگنال کنترل تغییر وضعیت، که وضعیت (خاموش یا روشن بودن) کلید را تعیین می‌کند که از طریق مقایسه‌ی سطح سیگنال ولتاژ کنترل^{۴۹} با یک شکل موج تکراری مانند موج دندان‌اره‌ای تولید می‌شود شکل ۲-۱۶ را ببینید.



شکل ۲-۱۶ سیگنال مقایسه‌گر مدولاسیون عرض پالس [۴۳]

۴۶- Pulse Width Modulation (PWM)

۴۷- Force-Commutated Thyristors

۴۸- Filter

۴۹- $V_{control}$

سیگنال ولتاژ کنترل، عموماً از تقویت خطا یا تفاضل بین خروجی واقعی و مقدار مطلوب، به دست می‌آید. بسامد سیگنال تکرار شونده با قله‌ی 50° ثابت (همان طور که در شکل ۲-۱۶ می‌بینید می‌تواند موج دندان‌اره‌ای باشد) بسامد تغییر وضعیت را تعیین می‌کند. این بسامد، در کنترل به روش مدولاسیون عرض پالس، ثابت نگه داشته می‌شود و در محدوده‌ی چند کیلوهرتز تا چندصد کیلوهرتز قرار می‌گیرد. وقتی که سیگنال خطای تقویت شده (که نسبت به بسامد تغییر وضعیت، سرعت تغییر کمتری دارد) از شکل موج دندان‌اره‌ای بزرگ‌تر باشد، سیگنال کنترل تغییر وضعیت، بیشینه شده و موجب روشن شدن کلید می‌شود. در غیر این صورت، کلید خاموش می‌شود.

فصل سوم

کنترل نظارتی و شبکه‌های پتری

۳- ۱ مقدمه

پیشرفت فناوری در دنیای امروز، نیاز به روش‌های جدید را برای ساخت و تحقیق در مورد سیستم‌های پیچیده افزایش داده است. برای نمونه، دستگاه‌های دنیای واقعی، هم شامل سیگنال‌های پیوسته و هم گسسته (منطقی) هستند. به علاوه، این که در یک سیستم چندین عمل به طور هم‌زمان انجام شوند، متداول است. در این بخش به معرفی کنترل نظارتی سیستم‌های هم‌زمان (سیستم‌هایی که دارای زیر سیستم‌های موازی هم هستند) با استفاده از شبکه‌های پتری خواهیم پرداخت. مسئله‌ی کنترل نظارتی، عبارت است از طراحی یک ناظر که عمل‌های زیر سیستم‌ها را به طوری هدایت می‌کند که ویژگی‌های مطلوب به وسیله‌ی کل سیستم برآورده شود. شبکه‌های پتری یک ابزار قدرتمند برای مدل‌سازی سیستم‌ها می‌باشند. این شبکه‌ها می‌توانند سیستم‌های پویا را از دیدگاه سیستم‌های گسسته رخداد مدل کنند. به دلیل نگاره‌ای بودن، این شبکه بسیار کاربر پسند است و در صنعت به صورت گسترده‌ای به عنوان ناظر به کار گرفته می‌شود.

۳- ۲ شبکه‌های پتری

هر سیستمی شامل تعدادی عمل^{۵۱} است و با در نظر گرفتن وضعیت‌های^{۵۲} قبل و بعد از آن وضعیت‌ها قابل مدل کردن می‌باشد. هر عمل، سیستم را از یک وضعیت به وضعیت بعدی منتقل می‌کند و این بدان معناست که هر عمل موجب گذار^{۵۳} وضعیت می‌شود. اگر تمامی این گذار وضعیت‌ها را به صورت ترسیمی نمایش دهیم، نمودار حاصل، نمودار گذار وضعیت^{۵۴} نامیده می‌شود.

مثال ۳- ۱: شکل ۳- ۱ نمودار گذار وضعیت برای گذار خاموش-روشن را نشان می‌دهد.

۵۱- Activity

۵۲- State

۵۳- Transition

۵۴- State transition diagram



شکل ۳-۱: نمودار گذار وضعیت برای گذار خاموش-روشن

نمودار گذار وضعیت شکل ۳-۱ نشان می‌دهد که سیستم در حال گذار از وضعیت خاموش به وضعیت روشن است. عمل در این مثال می‌تواند فشردن یک کلید باشد.

با دقت بیشتر در شکل ۳-۱ شکل ۳-۱۱ می‌توان دریافت که نمودار گذار وضعیت، یک گراف گسسته شامل دو عنصر: گره‌ها (که نشان دهنده‌ی وضعیت‌های سیستم هستند) و کمان‌ها (که نشان‌دهنده‌ی مسیر گذار وضعیت هستند).

از لحاظ شکلی، گره‌ها را با دایره نمایش می‌دهند. کمان‌ها دو نوع هستند:

کمان‌های ورودی و کمان‌های خروجی. در شکل ۳-۱، دو گره وجود دارد که نشان دهنده‌ی دو وضعیت خاموش و روشن هستند و فقط یک کمان وجود دارد که نسبت به گره «خاموش» کمان خروجی و نسبت به گره «روشن» کمان ورودی است.

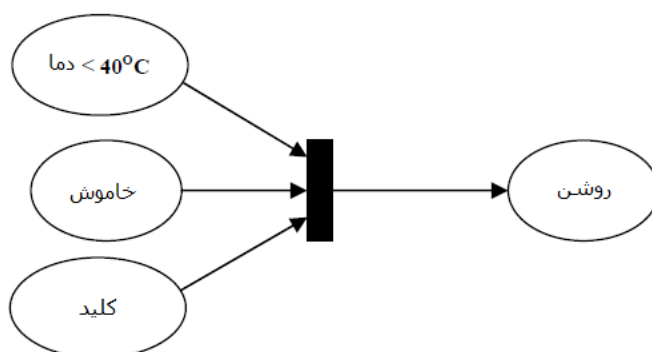
همان‌طور که در شکل ۳-۱ هم مشاهده می‌کنید، نمایش گذار وضعیت دارای چند محدودیت جدی است. برای نمونه می‌توان به اینکه در این نمودار خود عمل دیده نمی‌شود اشاره کرد. همچنین در این نمودار هیچ وسیله‌ای برای نمایش شرط‌ها (در صورت وجود شرط) وجود ندارد. مثلاً برای شرایطی که خواهیم به شرط این که اگر دما بالای ۴۰ درجه باشد، از وضعیت خاموش به وضعیت روشن تغییر وضعیت صورت گیرد. از طرفی باید در ابتدا وضعیت‌های کلی سیستم تعریف شوند و سپس تمامی وضعیت‌ها و رخدادهایی که امکان دارد اتفاق بیافتند. یکی از دنباله‌های محتمل، مشکل انفجار (افزایش شدید) وضعیت^{۵۵} است که در سیستم‌های پیچیده رخ می‌دهد.

۵۵- State explosion problem

یک روش مناسب برای غلبه بر قسمتی از ضعف‌های یاد شده، شبکه‌های پتری هستند. این شبکه‌ها با معرفی دو نوع گره: یکی (که مکان‌ها^{۵۶} نامیده می‌شود) برای نمایش وضعیت‌ها و یا شرط‌ها و دیگری (که گذارها نامیده می‌شوند) با نمایش عمل‌ها، در مدل سازی انعطاف‌پذیری بیشتری ارائه می‌دهند. این شبکه‌ها، به جای استفاده از وضعیت‌های کلی، از وضعیت‌های محلی استفاده می‌کنند در نتیجه مشکل‌های تعدد وضعیت‌ها در مدل کردن پیش نمی‌آید.

این کار به طور واضح روابط تقدم، وضعیت‌های دارای مناقشه، مفاهیم هم‌زمان سازی، عملیات هم‌زمان و رخداد‌های دو به دو ناسازگار را نمایش می‌دهد.

مثال ۲-۳ نمودار شبکه‌ی پتری برای گذار خاموش-روشن را در شکل ۲-۳ ببینید.



شکل ۲-۳: نمودار شبکه‌ی پتری برای گذار خاموش-روشن

نمودار شبکه‌ی پتری شکل ۲-۳ نشان می‌دهد در شرایطی که دستگاه در وضعیت خاموش است و دما کمتر از ۴۰ درجه‌ی سانتی‌گراد است و کلید فشرده شده است، سیستم یک گذار وضعیت از وضعیت خاموش به روشن انجام می‌دهد. یک مقایسه بین شکل ۱-۳ و شکل ۲-۳ نشان می‌دهد که شبکه‌های پتری چگونه در نمودار گذار حالت انعطاف‌پذیری و قدرت مدل سازی بیشتر ایجاد می‌کند.

با مراجعه به شکل ۳-۲ می‌توان دریافت که شبکه‌ی پتری، یک گراف جهت‌دار می‌باشد که از دو عنصر: گره‌ها (مکان‌ها و گذارها) و کمان‌ها (ورودی و خروجی‌ها) تشکیل شده است.

مکان‌ها را با دایره و گذارها را با میله نمایش می‌دهند. وزن کمان‌ها روی آن‌ها برچسب (اعداد مثبت) می‌شود و وزن‌های با مقدار واحد را معمولاً حذف می‌کنند.

گره‌ها و کمان‌ها اجزای تشکیل دهنده‌ی ساختار ایستای شبکه‌های پتری هستند. رفتار پویای سیستم با استفاده از توکن^{۵۷}‌ها که نشان دهنده‌ی انواع وضعیت‌های سیستم هستند به نمایش در می‌آید. یک وضعیت سیستم، در واقع تصویری لحظه‌ای^{۵۸} از رفتار سیستم است. وضعیت یک مکان، با علامت‌گذاری^{۵۹} آن مشخص می‌شود که با حضور (برقراری شرط) یا عدم حضور (عدم برقراری شرط) نقطه‌های سیاهی که توکن نامیده می‌شوند در داخل دایره‌های نشان دهنده‌ی مکان‌ها نمایش داده می‌شود. وضعیت حال حاضر سیستم مدل شده (علامت‌گذاری سیستم) را به وسیله‌ی تعداد و نوع توکن‌ها (اگر توکن‌ها قابل تشخیص باشند) در هر مکان می‌توان فهمید.

در یک شبکه‌ی پتری، کمان‌ها و مکان‌ها، اجزای منفعل شبکه و گذارها اجزای فعال آن هستند. وقتی همه‌ی مکان‌های ورودی و هیچ کدام از مکان‌های خروجی یک گذار، حاوی توکن باشند، این گذار، آتش می‌شود. آتش شدن یک گذار، همه‌ی توکن‌ها را از مکان‌های ورودی آن حذف می‌کند و توکن‌ها را در مکان‌های خروجی آن قرار می‌دهد. بنابراین، با آتش شدن گذار، شارش توکن‌ها آغاز می‌شود. همچنین با آتش شدن گذارها، سیستم به یک علامت‌گذاری جدید دست می‌یابد. قرار دادن توکن‌ها داخل مکان‌ها و شارش آن‌ها از طریق گذارها، ما را قادر می‌سازد که پویایی‌های گسسته رخداد شبکه‌ی پتری و به دنبال آن سیستم مدل شده را توصیف کنیم.

۵۷- Token

۵۸- Snapshot

۵۹- Marking

۳-۲-۱ توصیف ریاضی شبکه‌های پتری

شبکه‌ی پتری، یک گراف چندگانه‌ی دوقسمتی وزن‌دار و جهت‌دار است که با یک چهارتایی نمایش داده می‌شود: $N=(P,T,I,O)$ به طوری که

$$\begin{aligned} P &= \{ p_1, p_2, \dots, p_i, \dots, p_n \} & P \cap T &= \emptyset \\ T &= \{ t_1, t_2, \dots, t_j, \dots, t_m \} & P \cup T &\neq \emptyset \end{aligned}$$

تعریف گره $\left\{ \begin{array}{l} \text{مجموعه‌ای متناهی از مکان‌ها} \\ \text{مجموعه‌ای متناهی از گذارها} \end{array} \right.$

$$\text{تعریف کمان} \left\{ \begin{array}{l} I : (P \times T) \rightarrow N_0^+ \\ O : (P \times T) \rightarrow N_0^+ \end{array} \right. , N_0^+ = \{0, 1, 2, \dots\}$$

تعریف گره بیان می‌دارد که مجموعه‌ی مکان‌ها و مجموعه‌ی گذارها مجزا هستند (یعنی عضو مشترکی ندارند) و به طور کمینه یک گره^{۶۰} در شبکه وجود دارد. مجموعه‌ی کمان‌ها^{۶۱} دو نوع از تابع‌ها را تعریف می‌کند: تابع‌های ورودی^{۶۲} و تابع‌های خروجی^{۶۳}. این تابع‌های ورودی-خروجی، شارش توکن‌ها را از مکان‌ها به گذارها و از گذارها به مکان‌ها توصیف می‌کنند. توجه داشته باشید که: $F \subseteq (P \times T) \cup (T \times P)$, $|P| = n, |T| = m$ به معنای یک شبکه‌ی پتری معمولی است که n تا مکان و m تا گذار دارد. در حالت کلی یک عنصر^{۶۴} مکان با P_i و یک عنصر گذار با T_j نشان داده می‌شوند. همانطور که قبلاً اشاره شد: $i = 1, 2, \dots, n$ و $j = 1, 2, \dots, m$ می‌باشند.

برخی از مراجع از جمله [۴۶]، ترجیح می‌دهند در تعریف شبکه‌ی پتری، به جای تابع‌های ورودی-خروجی، از مجموعه‌ی کمان‌ها (F) و تابع‌های وزنی (W) استفاده کنند. در این طرز بیان، یک

۶۰- $x \in P \cup T$

۶۱- F

۶۲- I

۶۳- O

۶۴- Element

شبکه‌ی پتری به وسیله‌ی یک چهارتایی: $N = (P, T, F, W)$ نمایش داده می‌شود به طوری که

$$F \subseteq (P \times T) \cup (T \times P)$$

رابطه‌ی شارش^{۶۵} را تعریف می‌کند،

$W : F \rightarrow N^+$ تابع وزن است و $N^+ = \{1, 2, 3, \dots\}$ وزن کمان به صورت زیر تعریف می‌شود:

اگر $I(P_i, T_j) = k$ به طوری که $k > 1$ یک عدد صحیح است، یک کمان جهت‌دار از مکان P_i به گذار t_j با برجسب (وزن) k کشیده می‌شود. اگر $k = 1$ باشد، کمان بدون برجسب کشیده می‌شود و اگر $k = 0$ رخ دهد، هیچ کمانی کشیده نمی‌شود.

۲-۲-۳ تعریف‌های مختلف شبکه‌های پتری

توجه داشته باشید که شبکه‌های پتری در قسمت ۲-۳-۱ با دو عنصر پایه‌ای گره یعنی مکان‌ها و گذارها تعریف شده‌اند. در حالی که می‌توان یک شبکه‌ی پتری را نسبت به یک المان تک گره یعنی نسبت به مکان و یا نسبت به گذار تعریف کرد. برای انجام این کار به مفهوم پیش‌مجموعه^{۶۶} و پس‌مجموعه^{۶۷} نیاز داریم. نسبت به گذار، می‌توانیم تعریف‌های زیر را داشته باشیم:

t^{\bullet} پیش‌مجموعه‌ی گذار t نامیده می‌شود = مجموعه‌ی همه‌ی مکان‌های ورودی گذار t

t° پس‌مجموعه‌ی گذار t نامیده می‌شود = مجموعه‌ی همه‌ی مکان‌های خروجی گذار t

به طور مشابه نسبت به مکان می‌توانیم تعریف‌های زیر را داشته باشیم:

p^{\bullet} پیش‌مجموعه‌ی مکان p نامیده می‌شود = مجموعه‌ی همه‌ی گذارهای ورودی مکان p

p° پس‌مجموعه‌ی مکان p نامیده می‌شود = مجموعه‌ی همه‌ی گذارهای خروجی مکان p

۶۵- Flow relation

۶۶- Preset

۶۷- Postset

حال می‌توان یک شبکه‌ی پتری را نسبت به گذار، به تنهایی به عنوان یک شبکه‌ی N_t به طوری که:

$$\forall t \in T, \bullet t = \{p : p \in P \text{ and } I(p,t) \neq 0\} \text{ and } t^\bullet = \{p : p \in P \text{ and } O(p,t) \neq 0\}$$

به طور مشابه می‌توان یک شبکه‌ی پتری را نسبت به مکان، به تنهایی به عنوان یک شبکه‌ی N_p به طوری که:

$$\forall p \in P, \bullet p = \{t : t \in T \text{ and } O(p,t) \neq 0\} \text{ and } p^\bullet = \{t : t \in T \text{ and } I(p,t) \neq 0\}$$

فرض بر این است که شبکه‌ی پتری هیچ گره مجزایی نداشته باشد یعنی هیچ گره $x \in P \cup T$ وجود ندارد به طوری که $\bullet x = x^\bullet = \emptyset$ مگر این که عکس آن قید شود.

۳-۲-۳ تعریف شبکه‌ی پتری معمولی^{۶۸}

در یک شبکه‌ی پتری معمولی، همه‌ی کمان‌ها دارای وزن واحد هستند (لذا بدون برچسب کشیده می‌شوند)، از لحاظ ریاضی با یک چهارتایی $N = (P, T, I, O)$ نمایش داده می‌شوند به طوری که:

$\forall p \in P, \forall t \in T, I(p,t) \leq 1, O(p,t) \leq 1$ شایان ذکر است که شبکه‌های پتری معمولی و غیر معمولی^{۶۹} هر دو دارای قدرت مدل‌سازی یکسانی هستند چرا که همیشه می‌توان یک کمان با وزن‌های بالاتر را به عنوان مجموعه‌ای از کمان‌ها نمایش داد، هر چقدر تعداد یک واحد بیشتر باشد، اهمیت مجموعه‌ای که وزن کمان شبکه‌ی پتری غیر معمولی است بیشتر می‌شود. بنابراین همیشه می‌توان بدون از دست دادن کلیت، یک شبکه‌ی پتری غیر معمولی را به معمولی تبدیل کرد ولی شبکه‌های پتری غیر معمولی به دلیل ساده کردن طراحی، دارای محبوبیت بیشتری هستند.

^{۶۸}- Ordinary

^{۶۹}- Non-ordinary

۳-۲-۴ تعریف شبکه‌ی پتری علامت‌دار^{۷۰}

یک شبکه‌ی پتری علامت‌دار، یک پنج‌تایی $N = (P, T, I, O, M)$ است که M را می‌توان به‌عنوان تابعی که به هر مکان یک عدد طبیعی اختصاص می‌دهد در نظر گرفت. یعنی $M: P \rightarrow N_0^+$. همچنین می‌توان M را برداری به صورت $M_k = \{M_1, M_2, \dots, M_i, \dots, M_n\}$ نیز در نظر گرفت به طوری که M_i ورودی i ام M و علامت‌گذاری^{۷۱} مکان p_i است.

۳-۲-۵ تعریف شبکه‌های پتری خالص^{۷۲}

یک شبکه‌ی پتری خالص، شبکه‌ای است که شامل هیچ حلقه‌ی سرخود^{۷۳} نباشد. یعنی حلقه‌ای که در آن یک مکان هم برای یک گذار خروجی باشد و هم ورودی، در شبکه وجود نداشته باشد.

در نمایش ریاضی، برای یک شبکه‌ی پتری خالص N ، $P \cap T = \emptyset$ است. یعنی مجموعه‌ی مکان‌ها و مجموعه‌ی گذارها، نسبت به هم مجزا هستند. بنا بر این یک شبکه‌ی پتری خالص باید معیار $\forall T, \{ \bullet T \} = \{ T \bullet \} = \emptyset$ را برآورده کند.

شبکه‌های پتری که دارای حلقه‌ی سرخود باشد، ویژگی‌های انعکاسی^{۷۴} از خود نشان می‌دهند لذا شبکه‌های پتری عاری از حلقه‌ی سرخود را شبکه‌های پتری غیر انعکاسی^{۷۵} نیز می‌نامند. هر شبکه‌ی پتری ناخالص^{۷۶} را میتوان با اضافه کردن مکان‌ها و گذارهای ساختگی مناسب، خالص کرد.

مثال ۳-۳ شبکه‌ی پتری ناخالص و تبدیل آن به شبکه‌ی پتری خالص با استفاده از گذار ساختگی را در شکل ۳-۳ ببینید.

۷۰- Marked petri net

۷۱- Marking

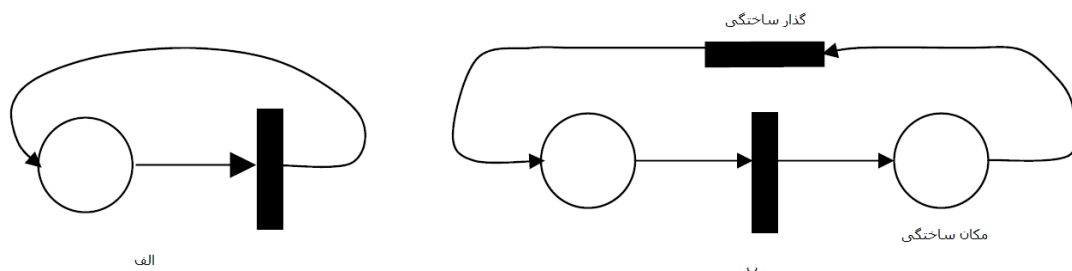
۷۲- Pure Petri net

۷۳- Self-loop

۷۴- Reflexive

۷۵- Non-reflexive

۷۶- یک شبکه‌ی پتری که دارای حلقه‌ی سرخود است



شکل ۳-۳ شبکه‌ی پتری ناخالص و تبدیل آن به شبکه‌ی پتری خالص با استفاده از گذار ساختگی

شکل ۳-۳، یک شبکه‌ی پتری ناخالص (الف) را نشان می‌دهد که با استفاده از مکان و گذارهای ساختگی، قابل تبدیل به شبکه‌ی پتری خالص (ب) است.

۳-۲-۶ تعریف شبکه‌های پتری ظرفیت محدود و ظرفیت نامحدود

یک شبکه‌ی پتری ظرفیت نامحدود، شبکه‌ای است که در آن هر مکان می‌تواند تعداد نامحدود توکن در خود جای دهد.

در حالی که در یک سیستم واقعی، توکن‌ها تعداد منابع، یا صحیح بودن یک شرط و یا در حال اجرا بودن یک فرایند را (بسته به چیزی که مکان مدل می‌کند، حدود محدودیت‌های عملی، بیشترین تعداد توکن‌هایی که یک مکان می‌تواند نگه دارد) نشان می‌دهند. بنا بر این یک شبکه‌ی پتری ظرفیت محدود، شبکه‌ای است که در آن ظرفیت حمل توکن هر مکان، دارای یک بیشینه است.

۳-۲-۷ قانون آتش

وقتی که هر یک از مکان‌های ورودی یک گذار، به طور کمینه با یک توکن علامت‌دار شوند، می‌گوییم یک گذار فعال شده است (البته در این تعریف فرض بر این است که شبکه از نوع معمولی

باشد، اگر شبکه از نوع غیر معمولی باشد، برای فعال کردن گذار، هر یک از مکان‌های ورودی آن باید به طور کمینه با تعداد W توکن علامت‌دار شود به طوری که W ، وزن کمان ورودی آن گذار است).

یک گذار فعال شده بسته به این که رخداد در واقع اتفاق بیفتد یا نه، ممکن است آتش کند یا نکند. ولی به محض فعال شدن، یک گذار آمادگی آتش شدن را داراست و گذار فوق را بالقوه قابل خرد شدن^{۷۷} می‌نامند.

گذارهایی که آتش آن‌ها فعال شده است، کارهای از پیش تعیین شده‌ی خود را اجرا می‌کنند. انجام کارهای از پیش تعیین شده در یک شبکه‌ی پتری باعث می‌شود علامت‌گذاری آن با حذف توکن‌ها از مکان‌های ورودی و قرار دادن این توکن‌ها در مکان‌های خروجی متناظر با هر کدام از ورودی‌ها تغییر کند.

آتش گذار تا زمانی که به طور کمینه یک گذار فعال وجود دارد، ادامه می‌یابد. وقتی که هیچ گذار فعالی نمانده باشد، اجرای دستورات متوقف می‌شوند.

به زبان ریاضی می‌توان چنین گفت که یک گذار $t \in T$ اگر $M(p) \geq I(p,t); \forall p \in P$ باشد، فعال شده است. اگر یک گذار فعال شده‌ی t آتش شود، باعث یک تغییر در علامت‌گذاری از $M(p)$ به $M'(p)$ که به صورت معادله‌ی زیر است می‌شود.

$$M'(p) = M(p) - I(p,t) + O(p,t); \forall p \in P \quad (1.2)$$

همان‌طور که گفته شد، آتش شدن یک فرایند دو مرحله‌ای است. اولین پله حذف توکن‌ها از همه‌ی مکان‌های ورودی را شامل می‌شود و مرحله‌ی دوم قرار دادن این توکن‌ها در مکان‌های خروجی گذارهای مشخص شده است. معادله‌ی (۱.۲) به طور واضح این واقعیت را نشان می‌دهد که $-I(p,t)$ مرحله‌ی اول و $+O(p,t)$ مرحله‌ی دوم را نمایش می‌دهند.

^{۷۷}- Potentially friable

وقتی قانون آتش به شبکه‌های پتری ظرفیت محدود اعمال می‌شود، قانون آتش اکید^{۷۸} و وقتی به شبکه‌های پتری ظرفیت نامحدود اعمال شود، قانون آتش ضعیف^{۷۹} نامیده می‌شود. بنا بر این گذاری که شرط را برای شبکه‌های ظرفیت محدود فعال می‌کند، یک محدودیت بیشتر دارد و آن تعداد توکن‌هایی است که در هر مکان خروجی گذار نمی‌تواند بیشتر از بیشینه ظرفیت حمل توکن $C(p)$ باشد.

قضیه: هر شبکه‌ی پتری خالص ظرفیت محدود (که قانون آتش اکید بر روی آن قابل اعمال است) قابل تبدیل به شبکه‌ی پتری خالص متناظری است که قانون آتش ضعیف بر روی آن قابل اعمال است.

بنا بر این می‌توان قانون آتش ضعیف را بر هر دوی شبکه‌های پتری ظرفیت محدود و نامحدود اعمال کرد. توجه داشته باشید که قضیه با یک محدودیت بیشتر که شبکه باید خالص باشد، بیان گردیده است. همان‌طوری که قبلاً اشاره شد، این محدودیت همیشه با تبدیل شبکه‌ی پتری ناخالص به خالص قابل ارضا است.

نتیجه‌ی قضیه: قانون آتش ضعیف بدون در نظر گرفتن محدودیت‌های ظرفیت و خالص بودن، قابل اعمال بر همه‌ی شبکه‌های پتری است.

تبدیلی که یک شبکه‌ی ظرفیت محدود (N, M_0) که در آن قانون آتش اکید قابل اعمال به یک شبکه‌ی پتری متناظر (N', M_0') بوده و قانون آتش ضعیف نیز قابل اعمال باشد، تبدیل مکان مکمل^{۸۰} نامیده می‌شود. روند دست‌یابی به این تبدیل را دو مرحله‌ی زیر بیان می‌کنند.

مرحله‌ی اول: یک مکان مکمل p' برای هر مکان p اضافه کنید، به طوری که علامت‌گذاری اولیه‌ی p' به صورت $M_0' = C(p) - M_0(p)$ باشد.

۷۸- Strict Firing Rule

۷۹- Weak Firing Rule

۸۰- Complementary-Place Transformation

مرحله‌ی دوم: بین هر گذار t و یک زیرمجموعه مکان‌های مکمل (p') ، کمان‌های جدید (t, p') و یا (p', t) (ورودی یا خروجی) به طوری رسم می‌شوند که $w(t, p') = w(p, t)$ و $w(p', t) = w(t, p)$ که تضمین کننده‌ی این است که مجموع توکن‌های داخل مکان و داخل مکان مکمل آن (p') معادل ظرفیت آن $(C(p))$ قبل و بعد از گذار t ، برای هر مکان p باشد.

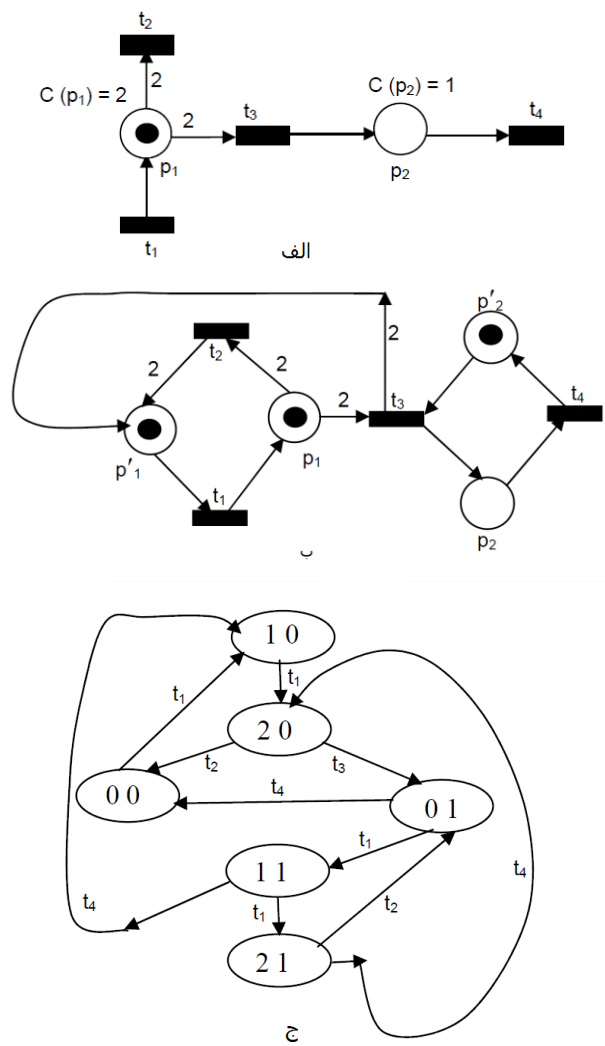
مثال ۳-۴ شبکه‌ی شکل ۳-۴-الف یک شبکه‌ی ظرفیت محدود را نشان می‌دهد که قانون گذار اکید بر روی آن قابل اعمال است. در علامت‌گذاری اولیه $(1, 0)$ ، تنها گذار فعال شده t_1 است. بعد از آتش شدن t_1 علامت‌گذاری جدید $(2, 0)$ می‌شود به طوری که t_2 و t_3 فعال می‌شوند. اگر آتش شود، علامت‌گذاری بعدی $(0, 0)$ می‌شود و اگر آتش کند، علامت‌گذاری بعدی $(0, 1)$ می‌شود. با ادامه‌ی این روند می‌توان نمودار قابلیت دسترسی^{۸۱} این شبکه‌ی پتری را که در شکل ۳-۴-ج نشان داده شده است به دست آورد. با استفاده از تبدیل مکان مکمل، می‌توان شبکه شکل ۳-۴-الف را به شبکه‌ی شکل ۳-۴-ب تبدیل کرد. به طوری که نمودار قابلیت دسترسی یکسانی (به صورت شکل ۳-۴-ج) داشته باشند.

اولین قدم برای تبدیل، معرفی دو مکان مکمل p_1' و p_2' با علامت‌گذاری‌هایی به صورت $M_0'(p_1') = C(p_1) - M_0(p_1) = 2 - 1 = 1$ است.

در قدم بعدی کمان‌های جدید بین هر گذار t و بعضی از مکان‌های مکمل اضافه می‌شوند به نحوی که مجموع توکن‌های هر جفت مکان مکمل مکان ثابت بماند. مقدار این ثابت ظرفیت C مکان بوده است. برای مثال، $w(t_1, p_1) = w(p_1', t_1) = 1$ ، به طور مشابه، $w(t_3, p_1) = w(p_1, t_3) = 2$ و $w(t_3, p_2) = w(p_2', t_3) = 1$ و آتش شدن t_3 دو توکن از مکان p_1 حذف می‌کند و یک توکن در p_2 قرار می‌دهد. بنا بر این یک کمان با وزن دو^{۸۲} از t_3 به p_1' و یک کمان با وزن واحد از p_2' به t_3 کشیده می‌شود. به طور مشابه کمان‌های اضافی دیگر نیز کشیده می‌شوند تا شبکه‌ی ظرفیت محدود را به ظرفیت نامحدود تبدیل کنند.

۸۱- Reachability graph

۸۲- Weighted



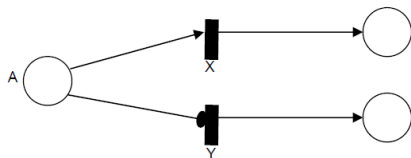
شکل ۳-۴: الف: یک شبکه‌ی پتری ظرفیت محدود، ب: یک شبکه‌ی پتری ظرفیت نامحدود بعد از اعمال تبدیل مکان مکمل، ج: نمودار قابلیت دسترسی

۳-۳ نمایش ساختارهای برنامه نویسی با استفاده از شبکه های پتری

در این بخش ساختارهای برنامه نویسی بنیادی را در قالب شبکه‌های پتری توصیف خواهیم کرد. که به نوبه‌ی خود قدرت مدل‌سازی شبکه‌های پتری را به نمایش در می‌آورد.

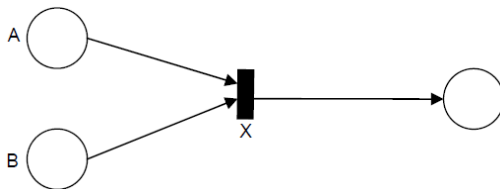
۱-۳-۳ انتخاب (اگر-در غیر این صورت)^{۸۳}

الف: در شکل ۳-۵ اگر شرط A برقرار باشد، عمل X و در غیر این صورت عمل Y انجام می‌شود.



شکل ۳-۵ شرط اگر-در غیر این صورت

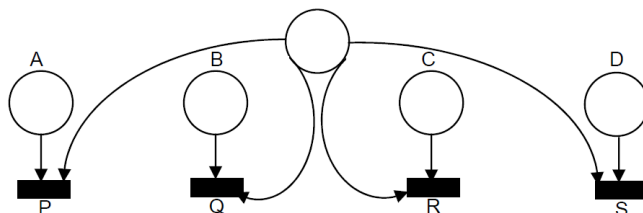
ب: در شکل ۳-۶ اگر شرط A و B برقرار باشند، عمل X را انجام می‌دهد.



شکل ۳-۶: اگر-در غیر این صورت با عمل گر «و»^{۸۴}

۲-۳-۳ بیان مورد یا تغییر وضعیت^{۸۵}

در شکل ۳-۷ اگر مورد A برقرار باشد، عمل P ، اگر مورد B برقرار باشد، عمل Q ، اگر مورد C برقرار باشد، عمل R و اگر مورد D برقرار باشد، عمل S انجام می‌شود.



شکل ۳-۷: بیان تغییر وضعیت

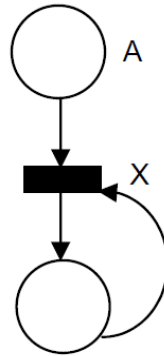
^{۸۳}- If-else

^{۸۴}- And

^{۸۵}- Case (switch) statement

۳-۳-۳ حلقه‌ی وایل ۸۶

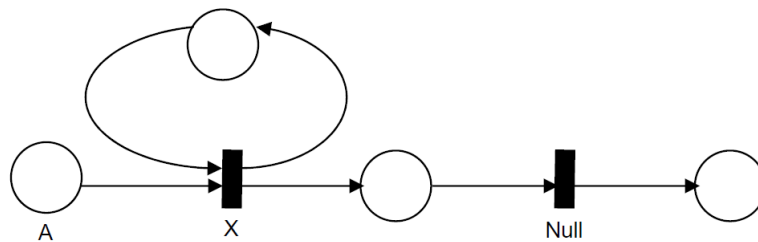
در شکل ۳-۸ تا زمانی که شرط A برقرار باشد، عمل X انجام خواهد شد.



شکل ۳-۸ : حلقه‌ی وایل

۳-۳-۴ حلقه‌ی تکرار ۸۷

در شکل ۳-۹ برای شرط A عمل X انجام می‌شود.



شکل ۳-۹ : حلقه‌ی تکرار for

۸۶- While

۸۷- For loop

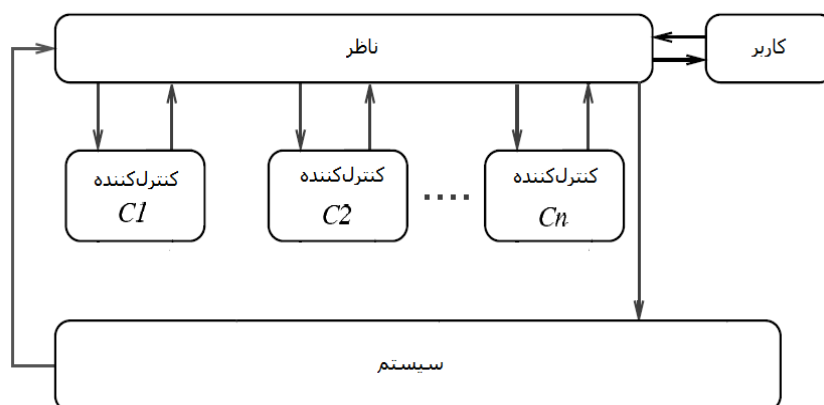
۳-۴ ساختار کنترل نظارتی

هم‌زمانی در سیستم‌های ترکیبی به روش‌های مختلف رخ می‌دهد. یکی از روش‌های ممکن، در شکل ۳-۱۰ و شکل ۳-۱۱ دیده می‌شود [۴۷]. شکل ۳-۱۰ تعداد n زیر سیستم که به موازات هم کار می‌کنند.



شکل ۳-۱۰: سیستم هم‌زمان

شکل ۳-۱۱ یک ساختار کنترلی دو مرحله‌ای را نشان می‌دهد. لایه‌ی ابتدایی (بیرونی‌ترین لایه) ناظر است لایه‌ی بعدی شامل کنترل‌کننده‌های اول تا n ام بوده و در نهایت مدل سیستم قرار دارد. در حالت عادی کنترل نظارتی به وسیله‌ی شبکه‌ی پتری، لایه‌ی کنترل‌کننده نیز از جنس شبکه‌های پتری است ولی در حالتی که بخواهیم کنترل ترکیبی را به کار بگیریم، لایه‌ی کنترل‌کننده می‌تواند از هر جنسی باشد. و شبکه‌ی پتری فقط در لایه‌ی بیرونی قرار می‌گیرد و نقش ناظر را ایفا می‌کند.



شکل ۳-۱۱: ساختار سیستم کنترل

در این ساختار کنترل کننده‌ها به ازای شرایط گسسته رخداد موجود در سیستم، به طور جداگانه‌ای طراحی می‌شوند. ناظر با توجه به محدودیت‌ها و شرایط تعریف شده برای آن، کنترل کننده‌ی مناسب را وارد حلقه‌ی کنترلی می‌کند.

فصل چهارم

کنترل کننده‌ی کسری

۴- مقدمه

در بدو پیدایش حساب دیفرانسیل^{۸۸} و انتگرال فعلی، لایبنیز^{۸۹} طی نامه‌ای به هوپیتال^{۹۰} در سال ۱۶۹۵، سوالی با این مضمون را مطرح کرد که: «آیا می‌توان مفهوم مشتق‌های با مرتبه‌ی صحیح را به مشتق با مرتبه‌ی غیر صحیح تعمیم داد؟» هوپیتال که خود نیز راجع به این مسئله کنجکاو بود، با سوالی دیگر به لایبنیز پاسخ داد «اگر مرتبه $\frac{1}{2}$ باشد چه می‌شود؟» لایبنیز طی نامه‌ای با تاریخ سی‌ام سپتامبر ۱۶۹۵ پاسخ داد: «این باعث تناقض یک می‌شود که روزی نتایج مفیدی در پی خواهد داشت». سوال مطرح شده به وسیله‌ی لایبنیز در مورد مشتق مرتبه غیر صحیح، موضوعی است که حدود بیش از سیصد سال در حال توسعه می‌باشد و به آن حسابان کسری می‌گویند که تعمیمی از دیفرانسیل گیری و انتگرال گیری معمولی ولی از مرتبه‌ی دلخواه غیر صحیح است.

۴-۲ چرا مرتبه‌ی کسری؟

در منابع درس کنترل پسخورد دوران کارشناسی، معرفی اساس رفتارهای کنترلی و اثرهای آن در رفتار سیستم مورد کنترل در حوزه‌ی بسامد، رایج است.

همان‌طور که می‌دانیم این رفتارها، تحت عنوان‌های تناسبی^{۹۱}، مشتقی^{۹۲} و انتگرالی^{۹۳} هستند که دارای اثرهای زیر بر روی رفتار سیستم تحت کنترل می‌باشند [۴۸]:

تأثیر کنترل کننده‌ی تناسبی، افزایش سرعت پاسخ و کاهش خطای حالت مانا و پایداری نسبی است.

تأثیر مشتق، افزایش پایداری نسبی و حساسیت به نوفه^{۹۴} است.

۸۸- ۱۶۹۵

۸۹- Leibniz

۹۰- Hopital

۹۱- Proportional

۹۲- Derivative

۹۳- Integral

تأثیر انتگرال، حذف خطای حالت مانا و پایداری نسبی می‌باشد.

تأثیر مثبت مشتق در حوزه‌ی بسامد، افزایش پایداری نسبی است که با ایجاد $\frac{\pi}{2}$ افزایش فاز حاصل می‌شود و تأثیر منفی آن، افزایش حساسیت به نوفه در بسامدهای بالا است که با افزایش بهره با شیب ۲۰ دسی‌بل بر دهه^{۹۵} مشاهده می‌شود. اثرهای مثبت انتگرال، حذف خطاهای حالت مانا^{۹۶} می‌باشد که حاصل از بهره‌ی بینهایت آن در بسامد صفر است. و اثر منفی آن کاهش پایداری نسبی ناشی از $\frac{\pi}{2}$ پس‌افت بسامدی است. نتیجه‌ای که از مطلب‌های یاد شده در این قسمت می‌توان گرفت این است که برای تأثیر بیشتر کنترل‌کننده‌ی تام، تعریف مشتق‌گیر و انتگرال‌گیر در قالب‌های s^n و $\frac{1}{s^n}$ به طوری که $n \in R^+$ باشد، معقول به نظر می‌رسد. تا به یک مصالحه‌ی مطلوب بین اثرهای مثبت و منفی دست بیابیم و تلفیق مناسبی را برای طراحی قوی و انعطاف‌پذیر در راستای دستیابی به مشخصه‌های مطلوب سیستم کنترل، به وجود آوریم. برای جلوگیری از بیان مطالب اضافی، از بیان جزئیات مربوط به حساب و دیفرانسیل و انتگرال کسری اجتناب می‌نماییم چرا که در مراجع مختلف از جمله [۴۹] [۵۰][۵۱] به طور کامل ارائه گردیده است. و فقط به جنبه‌ی کنترلی این مباحث که در این پژوهش استفاده شده‌اند، می‌پردازیم.

کاربرد حسابان کسری در کنترل به سه صورت امکان‌پذیر است:

۱. سیستم مدل شده با معادله‌ی دیفرانسیل مرتبه کسری و استفاده از کنترل‌کننده‌ی مرتبه صحیح،

۲. سیستم مدل شده با معادله‌ی دیفرانسیل مرتبه صحیح (معادله دیفرانسیل متداول) و استفاده از کنترل‌کننده‌ی مرتبه کسری

۹۴- Noise

۹۵- DB per decade

۹۶- Steady State

۳. و در نهایت سیستم مدل شده با معادله دیفرانسیل مرتبه کسری و استفاده از کنترل کننده‌ی مرتبه کسری.

در این پژوهش نوع دوم مورد نظر است. یعنی سیستم مدل شده به روش متداول و استفاده از کنترل کننده‌ی مرتبه کسری.

در مرجع [۵۲] روش‌های متعددی برای کنترل مرتبه کسری ارائه گردیده است. روش مد نظر این پژوهش را در ادامه معرفی می‌نماییم.

۴-۳ طراحی کنترل کننده‌ی تام کسری

روش‌های ابتدایی تنظیم پارامترهای کنترل کننده‌ی کسری، معمولاً با هدف بدست آوردن مرتبه‌ی غیر صحیح با استفاده از تجربه و سپس تنظیم سایر پارامترها با استفاده از روش‌های مربوط به کنترل کننده‌ی تام معمولی بود. در این شرایط کنترل کننده‌ی طراحی شده، عملکرد بهتری نسبت به کنترل کننده‌ی تام معادل داشت. ولی کیفیت آن کماکان نسبتاً پایین بود و این امکان وجود داشت که به پاسخ بهینه‌ی سراسری دست نیافته باشیم [۵۳]. مسئله‌ی طراحی کنترل کننده‌ی تام کسری را می‌توان به صورت بهینه‌سازی ۵ پارامتر موجود در آن پنداشت [۵۴].

هدف این بخش، طراحی یک کنترل کننده‌ی مرتبه‌ی کسری است که مشخصه‌های مختلف را در زمینه‌ی مقاوم‌سازی در برابر نامعینی‌های سیستم، اغتشاش‌های بار و نوفه‌ی بسامد بالا برآورده سازد. در این روش مشخصه‌های مربوط به حاشیه‌ی فاز، تابع حساسیت، قیده‌های مقاوم‌سازی در مورد عملکرد سیستم و پایداری در نظر گرفته شده‌اند. بنا بر این مسئله‌ی طراحی به صورت زیر قاعده‌مند گردیده است.

• ویژگی‌های حد فاز φ_m و بسامد قطع بهره ω_{cg}

حد فاز و بهره، همواره به عنوان مهم‌ترین معیار برای مقاوم بودن کاربرد داشته‌اند. مشخص است که حاشیه‌ی فاز، مربوط به ضریب میرایی سیستم بوده و در نتیجه به عنوان میزان مقاوم بودن، به کار می‌رود [۵۵]. معادلاتی که حاشیه‌ی فاز و بسامد قطع بهره را تعریف می‌کنند، به صورت زیر است:

$$\begin{aligned} |C(j\omega_{cg})G(j\omega_{cg})|_{db} &= 0db & (a) \\ \arg(C(j\omega_{cg})G(j\omega_{cg})) &= -\pi + \varphi_m & (b) \end{aligned} \quad (1.3)$$

• مقاوم سازی در برابر تغییرات بهره سیستم

برای دستیابی به این هدف، قید زیر [۵۶] باید برآورده شود:

$$\left. \frac{d \arg(C(\omega)G(\omega))}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_{cg}} = 0 \quad (2.3)$$

این شرط فاز سیستم حلقه بسته‌ی سیستم $F(s) = C(s).G(s)$ را وادار می‌کند که در بسامد ω_{cg} (قطع بهره) صاف باشد و به تبع آن در یک فاصله حول ω_{cg} ثابت بماند. این بدان معناست که سیستم نسبت به تغییرهای بار مقاوم‌تر است و فراجهدش پاسخ سیستم در محدوده‌ای از بهره ثابت است. و معمولاً با عنوان «میرایی یکنواخت»^{۹۷} پاسخ زمانی شناخته می‌شود. باید توجه داشت که با این شرط، بازه‌ی بهره‌هایی که به ازای آن‌ها سیستم مقاوم است، ثابت نیست. این یعنی این که کاربر نمی‌تواند سیستم را وادار کند که در یک محدوده‌ی بهره‌ی خاص، مقاوم باشد. این بازه وابسته به محدوده‌ی بسامدی حول ω_{cg} است که فاز سیستم حلقه باز را ثابت نگه می‌دارد. این محدوده‌ی بسامدی بسته به کنترل‌کننده‌ی حاصل و مشخصه‌های بسامدی سیستم، بزرگتر یا کوچکتر خواهد بود.

۹۷- Iso – damping property

• از بین بردن نوفه‌ی بسامد بالا

یک قید روی تابع تبدیل مکمل حساسیت $T(j\omega)$ به صورت زیر پایه‌گذاری می‌گردد:

$$\left| T(j\omega) = \frac{C(j\omega)G(j\omega)}{1+C(j\omega)G(j\omega)} \right|_{dB} \leq A \text{ dB}, \quad (3.3)$$

$$\forall \omega \geq \omega_t \text{ rad/sec} \Rightarrow |T(j\omega_t)|_{dB} = A \text{ dB}$$

A میرایی مطلوب نوفه برای بسامدهای $\omega \geq \omega_t \text{ rad/sec}$ است.

• حذف اغتشاش خروجی

به منظور اطمینان از حذف خوب اغتشاش خروجی، یک قید روی تابع حساسیت $S(j\omega)$ به صورت

زیر تعریف می‌گردد:

$$\left| S(j\omega) = \frac{1}{1+C(j\omega)G(j\omega)} \right|_{dB} \leq B \text{ dB},$$

$$\forall \omega \geq \omega_t \text{ rad/sec} \Rightarrow |S(j\omega_t)|_{dB} = B \text{ dB} \quad (4.3)$$

B مقدار مطلوب تابع حساسیت برای بسامدهای $\omega \leq \omega_t \text{ rad/sec}$ (محدوده‌ی بسامدی مطلوب)

است.

• حذف خطای حالت مانا

یک انتگرال‌گیر مرتبه کسری از مرتبه‌ی $k + \alpha$, $k \in \mathbb{N}$, $0 < \alpha < 1$ که به طور مناسب

پیاده‌سازی شده است، برای حذف خطای حالت مانا، به همان اندازه موثر است که انتگرال‌گیر مرتبه‌ی

$k + 1$ اثر بخش است [۵۷].

اگر چه قضیه‌ی مقدار نهایی بیان می‌دارد که اگر $\alpha > 0$ باشد، خطای حالت مانا صفر خواهد شد، $\alpha < 1$ خروجی را آهسته‌تر از حالت کنترل‌کننده‌ی مرتبه صحیح، به مقدار نهایی اش میل می‌دهد. به علاوه در هنگام پیاده‌سازی، اثر کسری بودن باید باند محدود باشد. در نتیجه برای اطمینان از اینکه این روش، تأثیر یک انتگرال‌گیر مرتبه صحیح $\frac{1}{s}$ را در بسامدهای خیلی پایین دارد، انتگرال‌گیر مرتبه

$$\text{کسری بایستی به صورت } \frac{1}{s^\alpha} = \frac{s^{1-\alpha}}{s} \text{ به کار برده شود.}$$

مشابه انتگرال‌گیر مرتبه کسری، مشتق‌گیر مرتبه‌ی کسری s^μ نیز در هنگام کاربرد باید باند محدود باشد تا کمینه شدن تلاش کنترلی و دفع نوفه‌ی بسامد بالا را تضمین کند.

با استفاده از کنترل‌کننده‌ی تام کسری که به صورت رابطه‌ی (۵.۴) است، با توجه به این که پنج پارامتر قابل تنظیم دارد، حداقل تعداد پنج تا از این مشخصات طراحی قابل ارضا هستند.

$$C(s) = K_p + K_i s^{-\lambda} + K_d s^\mu \quad (۵.۳)$$

بنا بر این، در حالت کلی کنترل‌کننده‌ی تام کسری^{۹۸}، مسئله‌ی طراحی، مبتنی بر حل پنج معادله‌ی غیر خطی ناشی شده از مشخصات طراحی و پیدا کردن پنج پارامتر مجهول K_i, K_d, K_p, λ و μ است.

حل این مجموعه از معادله‌ها بسیار پیچیده است و یافتن پاسخ دقیق تقریباً غیر ممکن است. لذا مسئله تبدیل به یک مسئله‌ی بهینه‌سازی می‌شود.

بهینه‌سازی سراسری، در واقع عمل یافتن بهترین مجموعه‌ی شرط‌های قابل قبول برای دستیابی به یک هدف تحت شرایط داده شده است، با این فرض که هر دو به صورت ریاضی بیان شده باشند.

در این پژوهش، حل این دستگاه معادله‌های غیر خطی، با تعریف یک تابع هزینه و کمینه کردن آن با استفاده از الگوریتم انجام گرفته است که این فرایند در فصل بعد توضیح داده خواهد شد. الگوریتم

^{۹۸-} $PI^\lambda D^\mu$

ژنتیک جزو الگوریتم‌های بهینه‌سازی شناخته و پر کاربرد است. بنا بر این از آوردن فصلی جداگانه برای توضیح آن اجتناب نمودیم و در همین فصل و در ادامه به توضیح مختصر در باره‌ی آن می‌پردازیم.

۴-۴ الگوریتم بهینه سازی ژنتیک

در مسئله‌های پیچیده که دارای متغیرهای زیادی هستند، روش‌های ریاضی که اغلب با گرادیان جهتی کار می‌کنند، در بهینه‌های محلی گرفتار می‌شوند [۵۸].

از طرفی بیشتر این روش‌ها از نقطه‌ی اولیه برای حل مسئله استفاده می‌کنند و پاسخ یافته شده به این نقطه وابسته است و با تغییر این نقطه ممکن است پاسخ دیگری برای مسئله پیدا شود.

در الگوریتم ژنتیک جستجو برای پاسخ مسئله، از چندین جهت انجام می‌شود و به دلیل وجود عملگر جهش، این الگوریتم قادر است از بهینه‌های محلی فرار کند. لذا در مسئله‌های بزرگ و پیچیده الگوریتم‌های تکاملی مانند ژنتیک عملکرد بهتری نسبت به روش‌های مبتنی بر گرادیان جهتی از خود نشان می‌دهند. یکی دیگر از مزیت‌های الگوریتم ژنتیک این است که توانایی ایجاد چندین پاسخ نزدیک به بهینه را دارد، در حالی که روش‌های مبتنی بر گرادیان جهتی تنها یک پاسخ برای مسئله پیدا می‌کنند.

بزرگ‌ترین عیب الگوریتم‌های تکاملی مانند ژنتیک، ماهیت تصادفی آن‌ها است و هیچ تضمینی برای رسیدن به پاسخ بهینه‌ی سراسری در آن‌ها وجود ندارد. پاسخ‌های به دست آمده از الگوریتم ژنتیک قابل قبول هستند و تقریب خوبی از پاسخ بهینه‌ی مسئله می‌باشند. عملکرد الگوریتم ژنتیک به پارامترهای اولیه‌ی آن وابسته است و در صورتی که پارامترها به درستی انتخاب نشوند، الگوریتم، کارایی لازم را نخواهد داشت [۵۹].

ایده‌ی اصلی الگوریتم ژنتیک در سال ۱۹۶۰ مطرح شد. این الگوریتم منشعب از الگوریتم‌های تکاملی است، در حقیقت روش جستجوی رایانه‌ای بر اساس ساختار ژن‌ها و کروموزوم‌ها است که به وسیله‌ی پروفیسور هلند^{۹۹} در دانشگاه میشیگان مطرح گردید و پس از وی به وسیله‌ی جمعی از دانشجویانش از جمله آربر^{۱۰۰} و گلدبرگ^{۱۰۱} توسعه یافت. این الگوریتم در بسیاری از علم‌ها مانند زیست‌شناسی، علوم

۹۹- Holland

۱۰۰- Arbor

۱۰۱- Goldberg

فنی و مهندسی (شبکه‌های عصبی، پردازش تصویر و تشخیص الگو)، علوم پایه و علوم اجتماعی کاربرد دارد [۶۰].

الگوریتم ژنتیک را می‌توان به طور ساده یک روش جستجوگر نامید که بر پایه‌ی مشاهده‌های خصوصیت‌های فرزندهای نسل‌های متوالی و انتخاب فرزندها بر اساس اصل بقای بهترین، پایه ریزی شده است.

این الگوریتم با تقلید از قانون‌های موجود در علم ژنتیک، بر روی فرزندهای یک نسل (جواب‌های مسئله در یک مرحله) تأثیر کرده و به تولید فرزندها با خصوصیت‌های بهتر (جواب‌های نزدیک‌تر به هدف مسئله) می‌پردازد. در هر نسل به کمک فرایند انتخابی متناسب با ارزش جواب‌ها، فرزندهای (جواب‌های) تولید شده دارای تقریب بهتری از جواب نهایی می‌باشند. این فرایند باعث می‌شود که نسل‌های جدید با شرایط مسئله سازگارتر باشند. این رقابت از میان کروموزوم‌ها و پیروز شدن کروموزوم غالب (انتخاب شدن به وسیله‌ی الگوریتم برای تولید مثل بعدی) و کنار رفتن کروموزوم‌های مغلوب (جواب‌های دور از هدف مسئله)، روش کارآمدی برای حل مسئله‌های پیچیده و دشوار است.

۴-۵ بررسی پایداری در سیستم‌های کنترل مرتبه کسری

به طور کلی، بررسی پایداری سیستم‌های مرتبه کسری، با مطالعه‌ی معادلات دیفرانسیلی که آن‌ها را توصیف می‌کند، انجام می‌پذیرد. برای انجام این مطالعه، لازم است به یاد داشته باشیم که یک تابع از نوع $a_0 s^{\alpha_0} + \dots + a_{n-1} s^{\alpha_{n-1}} + a_n s^{\alpha_n}$ با $\alpha_i \in \mathbb{R}^+$ ، تابعی چند متغیره از متغیر s می‌باشد که دامنه‌ی آن به صورت یک رویه‌ی ریمان به وسیله‌ی تعدادی صفحه که تنها به ازای $\forall i, \alpha_i \in \mathbb{Q}^+$ محدود است، دیده می‌شود. صفحه‌ی اصلی^{۱۰۲} با $-\pi < \text{Arg}(s) < \pi$ تعریف می‌شود. در حالت $\alpha_i \in \mathbb{Q}^+$

یعنی $\alpha = \frac{1}{q}$ (q یک عدد صحیح مثبت است) صفحه‌های q رویه‌ی ریمان با رابطه‌ی زیر تعریف می‌شوند:

$$s = |s|e^{j\phi}, (2k+1)\pi < \phi < (2k+3)\pi, k = -1, 0, \dots, q-2$$

به طور متناظر، $k = -1$ نیز صفحه‌ی اصلی است. برای نگاشت $\omega = s^\alpha$ ، این صفحه‌ها، ناحیه‌هایی از صفحه‌ی ω می‌شوند که با روابط زیر تعریف شده باشند:

$$\omega = |\omega|e^{j\theta}, \alpha(2k+1)\pi < \theta < \alpha(2k+3)\pi$$

بنا بر این یک معادله از نوع $a_n s^{\alpha_n} + a_{n-1} s^{\alpha_{n-1}} + \dots + a_0 s^{\alpha_0} = 0$ که در حالت کلی می‌تواند چند جمله‌ای هم نباشد، تعداد بینهایت ریشه خواهد داشت. که تعداد محدودی از آنها در صفحه‌ی اصلی سطح ریمان قرار خواهند گرفت. می‌توان گفت ریشه‌هایی که بر روی سطح ریمان بعدی قرار می‌گیرد، مربوط به پاسخهایی هست که به طور یکنواخت، کاهش می‌یابند (وقتی که $t \rightarrow \infty$ ، آنها بدون نوسان به صفر میل می‌کنند) و پاسخ دینامیک‌های مختلف، ریشه‌های هستند که در صفحه‌ی اصلی رویه‌ی ریمان قرار دارند: نوسان میرا شده، نوسان با دامنه‌ی ثابت، نوسان با افزایش دامنه و رشد یکنواخت.

به طور مثال، برای معادله‌ی $s^\alpha + b = 0$ ، پاسخ‌ها به صورت $s = (-b)^{\frac{1}{\alpha}} = |b|^{\frac{1}{\alpha}} \angle \frac{\arg(b) + 2l\pi}{\alpha}$ خواهند بود و تنها ریشه‌هایی که شرط $\left| \frac{\arg(b) + 2l\pi}{\alpha} \right| < \pi$ را ارضا می‌کنند، روی صفحه‌ی اصلی قرار خواهند داشت.

تعریف صفحه‌ی اصلی که برشی در امتداد \mathbb{R}^- فرض می‌شود، برابر با مقدار پایه‌ای انتگرال کوشی مربوط به تبدیل معکوس لاپلاس می‌باشد که با به کارگیری مستقیم نظریه‌ی مانده محاسبه می‌شود. ریشه‌هایی که در این صفحه قرار دارند، ریشه‌های ساختاری^{۱۰۳} [۶۱] نامیده می‌شوند.

با توجه به مطلب‌های گفته شده، شرایط پایداری را به صورت زیر پایه گذاری می‌کنیم.

به طور کلی می‌توان گفت که یک سیستم مرتبه کسری با تابع تبدیل $G(s) = \frac{P(s)}{Q(s)}$ دارای پایداری ورودی محدود - خروجی محدود است^{۱۰۴} اگر و تنها اگر شرایط زیر برقرار باشد:

$$\exists M, |G(s)| \leq M, \forall s \Re(s) \geq 0 \quad (۶.۳)$$

اگر همه‌ی ریشه‌های $Q(s) = 0$ در صفحه‌ی اصلی ریمان، که ریشه‌های $P(s) = 0$ نیستند، دارای مقدار حقیقی منفی باشند، شرط (۶.۳) برآورده می‌شود.

برای حالت سیستم‌های مرتبه کسری نسبی^{۱۰۵} که معادله مشخصه، یک چندجمله‌ای از متغیر $\lambda = s^\alpha$ است، شرط پایداری به صورت زیر خواهد بود [۵۲].

$$|\arg(\lambda_i)| > \alpha \frac{\pi}{2} \quad (۷.۳)$$

۱۰۴- BIBO

۱۰۵- commensurate-order systems

فصل پنجم

کنترل کسری- نظارتی مبدل تقویت کننده‌ی جریان
مستقیم به مستقیم

۵- ۱ مقدمه

هدف این پژوهش، طراحی کنترل کننده‌ی کسری- نظارتی برای مبدل تقویت کننده است و چهار فصلی که قبل از این فصل ارائه گردید، زمینه چینی برای نایل آمدن به این هدف بود.

در ادامه‌ی این فصل، به توضیح روش پیشنهادی این پژوهش اختصاص دارد. بدین صورت که در بخش اول به نحوه‌ی به دست آوردن تابع تبدیل نقطه‌کارهای مختلف خواهیم پرداخت. در ادامه روش طراحی کنترل کننده‌ی کسری و یافتن پارامترهای کنترل کننده‌ی تام کسری با تعریف یک تابع هزینه و کمینه کردن آن با استفاده از الگوریتم بهینه سازی ژنتیک ارائه می‌گردد. در بخش سوم با استفاده از مطالبی که در فصل سوم ارائه گردید، ناظر که از نوع شبکه‌ی پتری است طراحی می‌گردد. در نهایت با طراحی یک کنترل کننده‌ی تام برای سیستم، به مقایسه‌ی عملکرد سیستم کنترل شده با روش پیشنهادی و سیستم کنترل شده با کنترل کننده‌ی تام با استفاده از نتایج به دست آمده از نرم‌افزار سیمولینک متلب خواهیم پرداخت.

۵- ۲ مراحل انجام کار

برای طراحی کنترل کننده، مقادیر زیر برای عنصرهای مدار شکل ۲-۱ مفروض‌اند:

$$R = 100\Omega \quad L = 67\mu H$$

$$R_L = 0.095\Omega \quad C = 200\mu F$$

و برای شبیه سازی سیستم در محیط سیمولینک نرم‌افزار متلب، مدل فضای حالت (۶.۱) و (۷.۱) استفاده گردیده است.

چرخه‌ی وظیفه مقداری بین صفر و یک دارد و باتوجه به رابطه‌ی (۲.۱) نسبت افزایش ولتاژ را مشخص می‌کند. بنا بر این محدوده‌ای که این چرخه در آن قرار می‌گیرد، نقطه‌ی کار را مشخص

می‌کند. در روش پیشنهادی با این ضابطه که خطای حالت مانای خروجی کمتر از 0.001 برابر ولتاژ خروجی باشد، محدوده‌هایی برای چرخه‌ی وظیفه تعیین گردیده است. سپس با توجه به مطالبی که در قسمت ۲-۵ به دست آوردن تابع تبدیل مبدل تقویت کننده در حوزه‌ی بسامد بیان شد، تابع تبدیل مبدل تقویت کننده را از رابطه‌ی (۲۴.۱) برای هر یک از محدوده‌ها به دست آوردیم. حال که تابع تبدیل را داریم، می‌توانیم کنترل کننده‌ی کسری برای آن طراحی کنیم. با توجه به مطلب‌های ذکر شده در فصل چهار، برای هر یک از تابع تبدیل‌ها یک کنترل کننده‌ی کسری طراحی گردید. برای بررسی صحت عملکرد مدل فضای حالت قسمت ۲-۴ در محیط سیمولینک نرم‌افزار متلب پیاده‌سازی گردید و کنترل کننده‌ی طراحی شده، را روی مدل فضای حالت سیستم اعمال کردیم. سیستم در برخورد با اغتشاش پاسخ مناسبی از خود نشان داد ولی مشکلی که داشتیم این بود که در لحظه‌ی شروع با فراجهدش بزرگی هم در جریان سیم‌پیچ و هم در ولتاژ خروجی مواجه بودیم. علت این فراجهدش‌ها که علاوه بر اهداف کنترلی که در تابع هزینه پیش‌بینی شده بود، به وجود می‌آمدند، این بود که تابع تبدیلی که ما در بخش ۲-۵ به دست آوردیم، تابع تبدیل سیگنال کوچک بود، ولی در لحظه‌ی شروع، به طور مثال اگر ولتاژ خروجی مطلوب را 40 ولت و ولتاژ اولیه‌ی خازن را برابر با ورودی 10 ولت در نظر بگیریم، کنترل کننده با خطایی برابر با 30 ولت مواجه می‌شد که قطعاً سیگنال کوچک نیست. برای حل این مشکل از یک پیش‌فیلتر به تبع از [۹] استفاده گردید، این پیش‌فیلتر فراجهدش ولتاژ را حذف می‌کرد ولی فراجهدش جریان سر جایش باقی مانده بود. لذا از یک روش ابتکاری برای حذف آن استفاده گردید. تمامی مراحل فوق را برای یک محدوده از چرخه‌ی وظیفه انجام و توضیح خواهیم داد. در نهایت پس از طراحی کنترل کننده‌ی مناسب برای نقطه کارهای مختلف، یک ناظر از نوع شبکه‌ی پتری با استفاده از توضیح‌های فصل سوم طراحی گردید و تعیین کنترل کننده‌ی مناسب برای کنترل سیستم، به عهده‌ی این ناظر قرار گرفت.

۵-۳ طراحی کنترل کننده‌ی کسری

همان‌طوری که در بخش قبل اشاره شد، برای طراحی کنترل کننده‌ی کسری، در ابتدا باید تابع تبدیل متناظر با نقطه‌ی کار را به دست بیاوریم. به عنوان مثال فرض می‌کنیم ولتاژ مطلوب ۱۴,۸ ولت و ولتاژ ورودی ۱۰ ولت باشد، از رابطه‌ی (۲.۱) داریم:

$$1.48 = \frac{1}{1-d} \rightarrow d \approx 0.325$$

با استفاده از رابطه‌ی (۲۴.۱) و فرض $r_e = 0$ و $R_c = 0$ ، تابع تبدیل سیستم در نقطه کار مورد نظر به صورت زیر حاصل می‌شود:

$$G = \frac{-1102.2s + 7.48 \times 10^8}{s^2 + 1468s + 3.4 \times 10^7} \quad (۱.۴)$$

قالب کلی کنترل کننده‌ی تام مرتبه کسری به صورت زیر است:

$$C_1 = K_p + K_I s^{-\lambda} + K_D s^{\mu} \quad (۲.۴)$$

با توجه به این که تابع تبدیل به دست آمده کمینه فاز نیست، واضح است که کنترل کننده برای حذف خطای حالت مانا، باید خاصیت انتگرالی داشته باشد، بنا بر این کنترل کننده‌ی مرتبه کسری را به صورت زیر در نظر می‌گیریم:

$$C_1 = K_p + K_I s^{-\lambda} \quad (۳.۴)$$

با توجه به آنچه که در قسمت ۴-۳ بیان شد، برای یافتن پارامترهای مجهول کنترل کننده، می‌توانیم سه شرط را از شرطهای ذکر شده برآورده کرد:

$$۱. \quad |C(j\omega_{cg})G(j\omega_{cg})|_{db} = 0db$$

$$۲. \quad \arg(C(j\omega_{cg})G(j\omega_{cg})) = -\pi + \varphi_m$$

$$۳. \left. \frac{d \arg(C(\omega)G(\omega))}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_{cg}} = 0$$

محاسبه‌ی عبارت‌های فوق، با استفاده از نرم افزار متلب انجام گرفت، به دلیل بزرگ بودن عبارت‌های حاصل، از آوردن آن خود داری نمودیم.

برای یافتن پارامترهای کنترل کننده، باید دستگاه سه معادله‌ی غیر خطی با سه مجهول به دست آمده از سه شرط فوق را حل نماییم. برای این کار در ابتدا طرف دوم معادله‌ها را به جای صفر، برابر با یک خطا که می‌خواهیم به صفر برسانیم تعریف می‌کنیم. یعنی:

$$|C(j\omega_{cg})G(j\omega_{cg})| - 1 = e_1$$

$$\arg(C(j\omega_{cg})G(j\omega_{cg})) + \pi - \varphi_m = e_2$$

(۴.۴)

$$\left. \frac{d \arg(C(\omega)G(\omega))}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_{cg}} = e_3$$

روش پیشنهادی بدین صورت است که در ابتدا قدر مطلق سه خطای فوق را با هم جمع می‌کنیم، در نهایت، با استفاده از الگوریتم ژنتیک (جعبه ابزار الگوریتم ژنتیک^{۱۶} در نرم‌افزار متلب) این خطا را به صفر میل می‌دهیم و با این کار سه پارامتر کنترل کننده که مجهول هستند، به دست خواهند آمد:

$$c = abs(e_1) + abs(e_2) + abs(e_3) \quad (۴.۵)$$

در الگوریتم ژنتیک، معیار توقف، خطای کوچکتر از 10^6 و جمعیت ۳۰ فرض گردید.

در نتیجه پارامترهای کنترل کننده به ازای این نقطه کار، به قرار زیر حاصل شدند:

$$K_p = 95.3797, \quad K_i = 0.3164, \quad \lambda = 1.001$$

برای بررسی پایداری سیستم، می‌توان از روش ارائه شده در قسمت ۴-۵ استفاده نمود. برای این کار در ابتدا به تابع تبدیل سیستم حلقه بسته نیاز داریم. این تابع تبدیل یک سیستم مرتبه تناسبی^{۱۰۷} با $s = q^{1000} \rightarrow \alpha = 0.001$ را معرفی می‌کند:

$$T = \frac{-8.651e22q^{4001} + 5.858e28q^{3001} - 2.608e25q^{3000} + 8.323e31q^{2001} + 1.766e31q^{2000} + 2e36q^{1001} + 2.509e34q^{1000} + 6.03e38}{2.481e20q^{5001} + 6.419e23q^{4001} + 7.603e28q^{3001} - 2.608e25q^{3000} + 1.081e32q^{2001} + 1.766e31q^{2000} + 2.288e36q^{1001} + 2.509e34q^{1000} + 6.03e38}$$

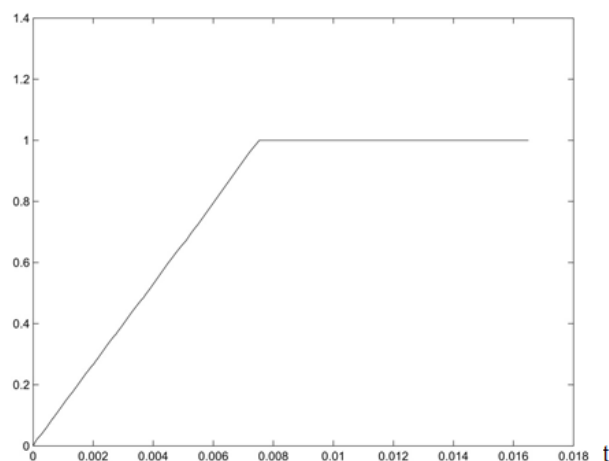
مخرج تابع تبدیل فوق، دارای ۵۰۰۱ ریشه است، که با نرم افزار قابل محاسبه است. این کار انجام گردید. ملاحظه می‌شود که تمامی ریشه‌های مخرج تابع تبدیل حلقه بسته، در شرط پایداری (۷.۳) صدق می‌کنند.

تمامی مراحل ذکر شده، برای همه‌ی کنترل‌کننده‌ها طی گردید و کنترل‌کننده‌های متناظر با هر یک از محدوده‌ها به دست آمد. این کنترل‌کننده‌ها به همراه نقطه کارهای متناظر، در جدول ۱ آمده‌اند.

جدول ۱: کنترل‌کننده‌های مرتبه کسری طراحی شده برای سیستم

سیکل وظیفه d	تابع تبدیل متناظر G	کنترل‌کننده‌ی طراحی شده		
		K_I	K_P	λ
$14 < V_{reff} < 15,38$	$\frac{-1.736 * 10^{13} S + 1.78 * 10^{19}}{1.575 * 10^{11} S^2 + 2.312 * 10^{13} S + 5.367 * 10^{17}}$	۰,۳۱۶۴	۹۵,۳۷۹۷	۱,۰۰۱
$15,38 < V_{reff} < 16,67$	$\frac{-1.489 * 10^{13} S + 8.661 * 10^{18}}{1.158 * 10^{11} S^2 + 1.7 * 10^{13} S + 3.383 * 10^{17}}$	۰,۲۱۱۰	۶۳,۵۸۶۵	۱,۰۰۱
$16,67 < V_{reff} < 18,18$	$\frac{-1.262 * 10^{13} S + 6.208 * 10^{18}}{8.294 * 10^9 S^2 + 1.218 * 10^{13} S + 2.052 * 10^{17}}$	۰,۱۷۴۸	۵۲,۶۸۵۹	۱,۰۰۱
$18,18 < V_{reff} < 20$	$\frac{-1.053 * 10^{13} S + 4.317 * 10^{18}}{5.764 * 10^9 S^2 + 8.462 * 10^{12} S + 1.19 * 10^{17}}$	۰,۱۵۶۷	۴۷,۲۳۵۷	۱,۰۰۱
$20 < V_{reff} < 22,2$	$\frac{-8.632 * 10^{12} S + 2.895 * 10^{18}}{3.863 * 10^9 S^2 + 5.67 * 10^{12} S + 6.531 * 10^{16}}$	۰,۱۲۶۶	۳۸,۱۵۱۹	۱,۰۰۱
$22,2 < V_{reff} < 25$	$\frac{-6.925 * 10^{12} S + 1.857 * 10^{18}}{2.476 * 10^9 S^2 + 3.634 * 10^{12} S + 3.354 * 10^{16}}$	۰,۰۹۰۴	۲۷,۲۵۱۳	۱,۰۰۱
$25 < V_{reff} < 31,25$	$\frac{-4.989 * 10^{12} S + 9.58 * 10^{17}}{1.274 * 10^9 S^2 + 1.871 * 10^{12} S + 1.242 * 10^{16}}$	۰,۰۶۰۳	۱۸,۱۶۷۵۷	۱,۰۰۱
$31,25 < V_{reff} < 35,71$	$\frac{-3.464 * 10^{12} S + 4.573 * 10^{17}}{6.064 * 10^8 S^2 + 8.901 * 10^{11} S + 4.089 * 10^{15}}$	۰,۰۵۱۲	۱۵,۴۴۲۴۳	۱,۰۰۱
$35,71 < V_{reff} < 45,45$	$\frac{-2.406 * 10^{12} S + 2.175 * 10^{17}}{2.87 * 10^8 S^2 + 4.212 * 10^{11} S + 1.337 * 10^{15}}$	۰,۰۳۹۲	۱۱,۸۰۸۹۲	۱,۰۰۱
$45,45 < V_{reff} < 55,55$	$\frac{-1.56 * 10^{12} S + 8.909 * 10^{16}}{1.166 * 10^8 S^2 + 1.711 * 10^{11} S + 3.493 * 10^{14}}$	۰,۰۲۴۱	۷,۲۶۷۰۲۸	۱,۰۰۱
$55,55 < V_{reff} < 65,79$	$\frac{-1.106 * 10^{12} S + 4.338 * 10^{16}}{5.617 * 10^7 S^2 + 8.246 * 10^{10} S + 1.181 * 10^{14}}$	۰,۰۱۸۷	۵,۶۳۱۹۴۷	۱,۰۰۱
$65,79 < V_{reff} < 70,92$	$\frac{-8.824 * 10^{11} S + 2.682 * 10^{16}}{3.441 * 10^7 S^2 + 5.051 * 10^{10} S + 5.718 * 10^{13}}$	۰,۰۱۶۶	۴,۹۹۶۰۸۲	۱,۰۰۱
$70,92 < V_{reff} < 75,76$	$\frac{-7.757 * 10^{11} S + 2.031 * 10^{16}}{2.589 * 10^7 S^2 + 3.8 * 10^{10} S + 3.757 * 10^{13}}$	۰,۰۱۵۱	۴,۵۴۱۸۹۳	۱,۰۰۱
$75,76 < V_{reff} < 80,64$	$\frac{-6.958 * 10^{11} S + 1.603 * 10^{16}}{2.03 * 10^7 S^2 + 2.98 * 10^{10} S + 2.626 * 10^{13}}$	۰,۰۱۳۳	۳,۹۹۶۸۶۶	۱,۰۰۱
$80,64 < V_{reff} < 85,47$	$\frac{-6.208 * 10^{11} S + 1.246 * 10^{16}}{1.567 * 10^7 S^2 + 2.3 * 10^{10} S + 1.795 * 10^{13}}$	۰,۰۱۱۴	۳,۴۵۱۸۳۸	۱,۰۰۱
$85,47 < V_{reff} < 90,91$	$\frac{-5.592 * 10^{11} S + 9.865 * 10^{15}}{1.23 * 10^7 S^2 + 1.806 * 10^{10} S + 1.26 * 10^{13}}$	۰,۰۰۹۳	۲,۸۱۵۹۷۳	۱,۰۰۱
$90,91 < V_{reff} < 100$	$\frac{-5.094 * 10^{11} S + 7.983 * 10^{15}}{9.878 * 10^6 S^2 + 1.45 * 10^{10} S + 9.14 * 10^{12}}$	۰,۰۰۶۶	۱,۹۹۸۴۳۳	۱,۰۰۱

پس از طراحی کنترل کننده، آن را در محیط سیمولینک نرم افزار متلب روی سیستم اصلی پیاده نمودیم ولی علاوه بر این طراحی برای حالت بدون فرا جهش انجام شده بود، فرا جهش قابل توجهی در لحظه‌ی شروع وجود داشت. بعد از بررسی متوجه شدیم مشکل از اینجا ناشی می‌شود که طراحی ما برای سیگنال کوچک است ولی در لحظه‌ی اول، سیستم با خطای بزرگی مواجه است (مثلاً اگر ورودی مرجع ۴۰ ولت باشد و ولتاژ اولیه‌ی خازن خروجی ۱۰ ولت، سیستم در یک لحظه با خطای ۳۰ ولتی مواجه می‌شود که به هیچ عنوان سیگنال کوچک نیست). برای حل این مشکل از روش ورودی صاف^{۱۰۸} که در مرجع [۹] ارائه شده است استفاده نمودیم. در این روش از یک پیش صافی استفاده می‌شود تا سیگنال مرجع به یک باره وارد سیستم نشود. با وجود این که این روش تا حدود زیادی فرا جهش در ولتاژ خروجی را کم می‌کند ولی مقداری فرا جهش کماکان وجود داشت. از طرفی جریان سلف که یکی از متغیرهای حالت ماست و باید محدود باشد نیز دارای فرا جهش زیادی بود بنا بر این از یک روش ابتکاری استفاده کردیم بدین صورت که به جای اعمال مستقیم سیگنال خطا به کنترل کننده، آن را در یک تابع شیب ضرب کنیم تا به تدریج افزایش بیابد و کنترل کننده مرحله به مرحله خطاهای کوچک را از بین ببرد تا وقتی که این تابع شیب به مقدار یک برسد. در این لحظه یک ورودی شیب دیگر با شیب منفی تابع قبل وارد عمل می‌شود و تابع حاصل در مقدار یک، ثابت باقی می‌ماند. این تابع را می‌توانید در شکل ۵-۱ ببینید.

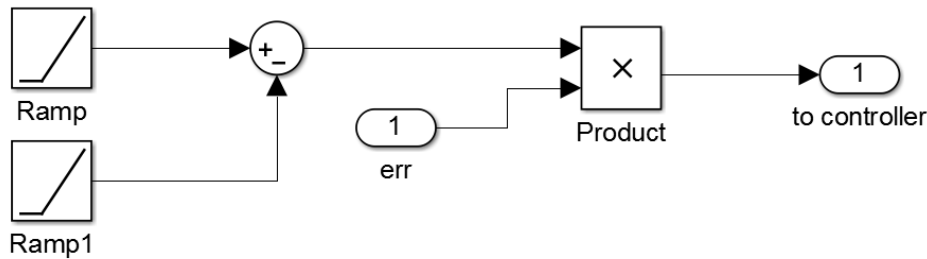


شکل ۵-۱ تابع پیشنهادی برای از بین بردن فرا جهش در لحظه‌ی شروع به کار سیستم

تابع ریاضی این شکل را رابطه‌ی (۶.۵) نشان می‌دهد.

$$R = 132(r(t) - r(t - \frac{1}{132})) \quad (۶.۴)$$

و نمودار جعبه‌ای^{۱۰۹} آن نیز در شکل ۵-۲ به نمایش در آمده است.



شکل ۵-۲ نمودار جعبه‌ای تابع پیشنهادی برای از بین بردن فراجش

حال که کنترل کننده‌های مورد نیاز را طراحی کرده‌ایم، باید از یک ناظر برای نظارت بر نحوه‌ی کنترل (متناسب با دستور کاربر) استفاده کنیم.

۴-۵ ناظر از نوع شبکه‌ی پتری

همان طوری که در فصل سوم اشاره شد، یک شبکه‌ی پتری می‌تواند هم به عنوان ناظر و هم به عنوان کنترل کننده‌ی نظارتی به کار گرفته شود، در این پژوهش با توجه به این که کنترل ترکیبی مرتبه‌کسری- نظارتی مد نظر است، لایه‌ی کنترل کننده از نوع کنترل کننده‌ی کسری و لایه‌ی ناظر از نوع شبکه‌ی پتری انتخاب گردید.

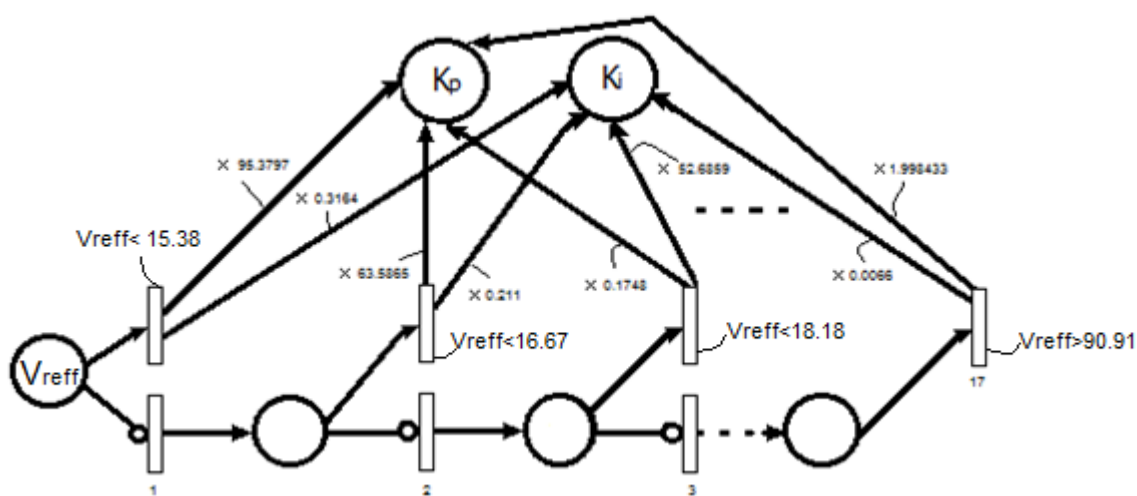
وظیفه‌ی این ناظر، تعیین کنترل کننده‌ی مناسب، متناسب با ولتاژ مرجع انتخابی از طرف کاربر است.

برای طراحی این ناظر، از نرم‌افزار CPNTools استفاده می‌کنیم چرا که با استفاده از این نرم افزار می‌توان یک شکل قابل فهم به کاربر ارائه کرد. البته خروجی این نرم افزار قابل استفاده در نرم‌افزار

متلب نیست. بنا بر این در هنگام اجرا، از جعبه ابزار شبکه‌ی پتری این نرم‌افزار کمک گرفتیم. شبکه‌ی مورد بحث به صورت شکل ۵-۳ است.

در شکل ۵-۳، در مکان اول از سمت چپ ولتاژ مطلوبی که کاربر تعیین می‌کند قرار می‌گیرد، در صورتی که شرط گذار اول برقرار باشد، گذار بالایی آتش شده و مقدار کمان‌های خروجی آن که در ابتدا دارای مقدار یک هستند، در مقدار K_p و K_i مورد نظر ضرب شده و وارد مکان تعیین شده برای آن‌ها می‌شوند و در غیر این صورت پایینی آتش می‌شود و ولتاژ مرجع به مکان دوم راه می‌یابند. اگر شرط گذار دوم برقرار باشد، گذار بالایی و در غیر این صورت پایینی آتش می‌شود و ولتاژ مرجع به مکان سوم راه می‌یابند. این فرایند تا گذار ۱۷ ادامه می‌یابد و مقدارهای طراحی شده برای کنترل کننده به این ترتیب به وسیله‌ی شبکه‌ی پتری قابل تولید است.

به عبارت دیگر می‌توان اینگونه بیان کرد که با توجه به مقدار ولتاژ مرجع، مکان مربوط به ولتاژ مرجع می‌تواند بین ۱ تا ۱۷ تا توکن داشته باشد و مثلاً شرط $V_{ref} < 15.38$ معادل با این است که تعداد توکن‌ها یک عدد باشد. که در این صورت در گذار ۱، گذار بالایی آتش می‌شود و در غیر این صورت گذار پایینی آن (که نقیض گذار بالایی است). و این مقایسه تا گذار ۱۷ ادامه می‌یابد.



شکل ۵-۳ ناظر استفاده شده برای انجام وظایف نظارتی

۵-۵ طراحی یک کنترل کننده‌ی تام معمولی برای مقایسه با کنترل کننده‌ی طراحی شده

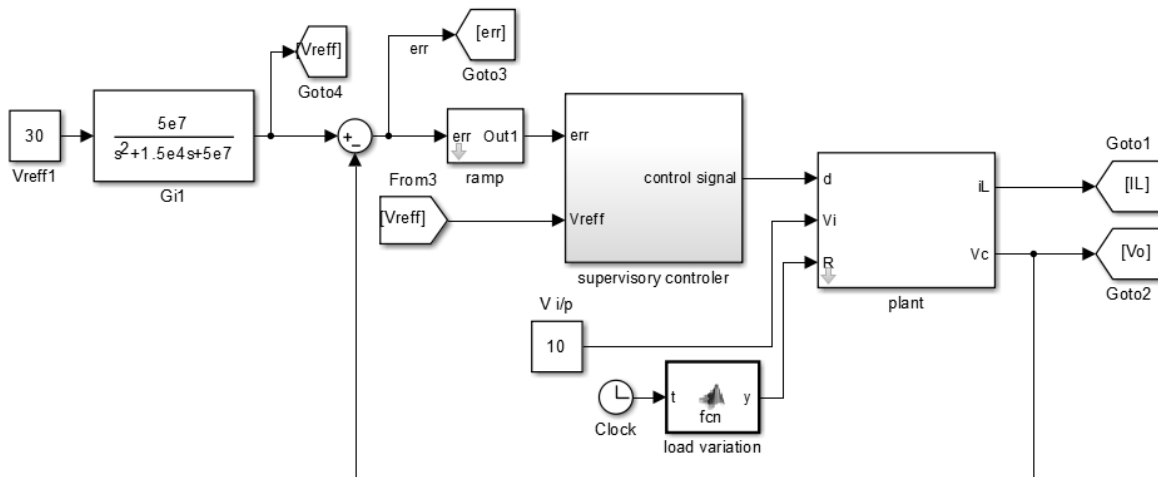
برای مقایسه، یک کنترل کننده‌ی تام مقاوم با استفاده از نرم افزار متلب با حد فاز ۹۰ درجه و حد بهره ی ۹,۸۴ دسی بل در فرکانس ۴۴۱۰ رادیان بر ثانیه طراحی می کنیم $V_i = 21.05$ ، را در نظر می گیریم. همان طور که از پارامترهای طراحی می توان فهمید، این کنترل کننده برای بیشترین مقاومت طراحی گردیده است. از طرفی در هنگام طراحی عدم وجود فراجهدش نیز مدنظر بوده است.

$$V_i = 21.05 \rightarrow$$

$$K_p = 0.0011$$

$$K_I = 12.188$$

مقاومت بار که در شکل ۲-۱ با R مشخص شده است را از ۰ تا ۰,۰۵ ثانیه، ۱۰۰ اهم، از ۰,۰۵ ثانیه تا ۰,۱ ثانیه، ۵۰ اهم و از ۰,۱ تا ۰,۱۵ ثانیه، ۱۰۰ اهم قرار می دهیم. نمودار جعبه‌ای سیستم کنترل را در شکل ۵-۴ می بینید.

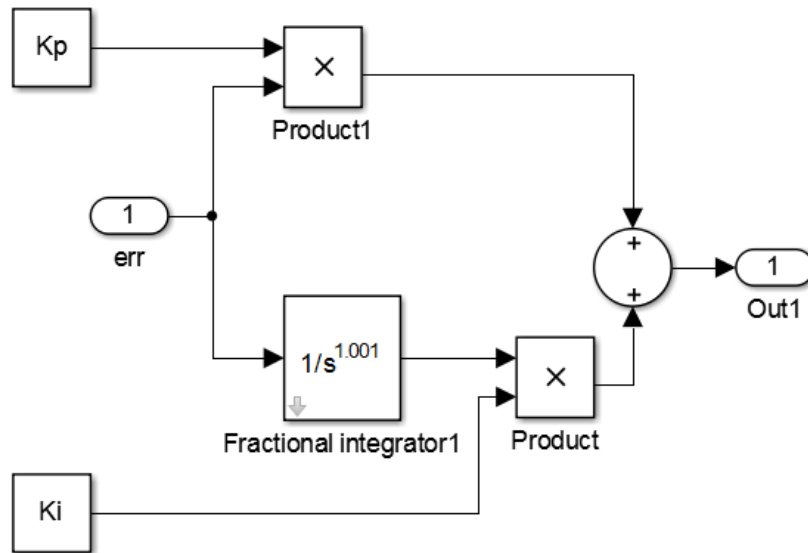


شکل ۵-۴ سیستم کنترل کسری- نظارتی

در شکل ۵-۴، در مورد بلوک G_{i1} و $ramp$ قبلاً بحث شد که برای جلوگیری از فراجهدش در لحظه‌ی شروع به کار سیستم هستند.

کنترل کننده‌ی نظارتی به صورت شکل ۵-۵ است که مقادیر K_p و K_i از طریق شبکه‌ی پتری

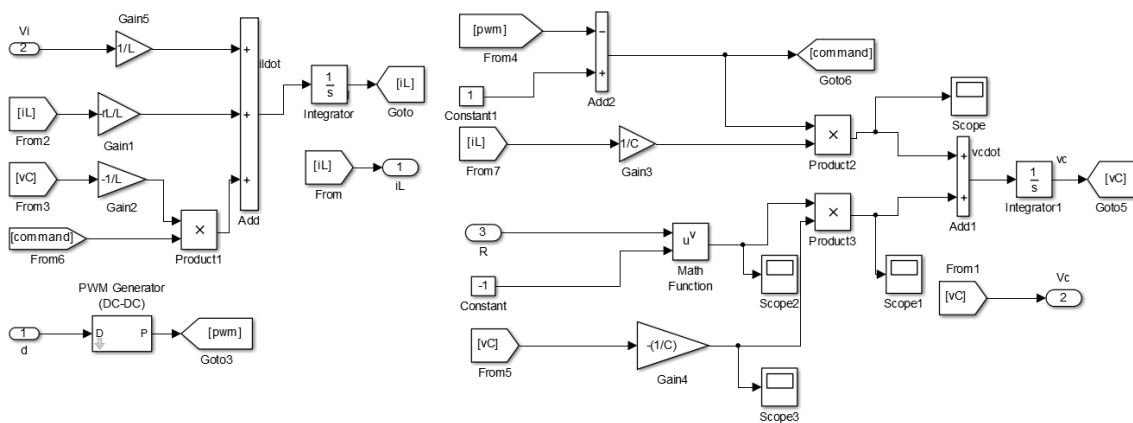
شکل ۵-۳ تولید می‌شود.



شکل ۵-۵ نمودار جعبه‌ای کنترل کننده‌ی کسری-نظارتی

و در نهایت بلوک سیستم مبدل تقویت‌کننده^{۱۱۰} را که مدل فضای حالت آن است، در شکل ۵-۶

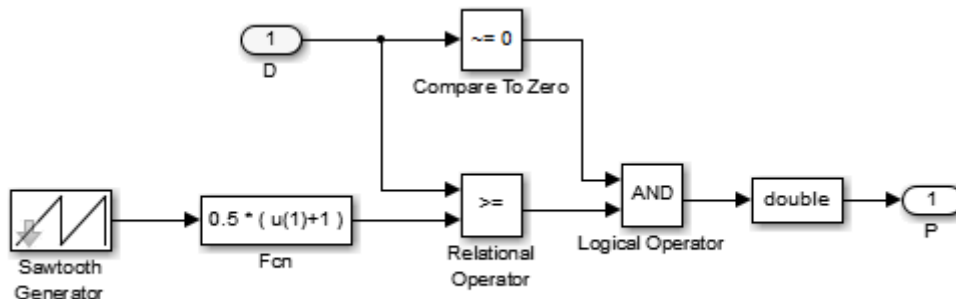
می‌توانید ببینید.



شکل ۵-۶ نمودار جعبه‌ای سیستم مبدل تقویت‌کننده

^{۱۱۰} plant

مولد سیگنال مدولاسیون عرض پالس که در فصل دوم مورد بررسی قرار گرفت، و در شکل ۵-۶ استفاده گردیده است، به صورت شکل ۵-۷ می‌باشد.

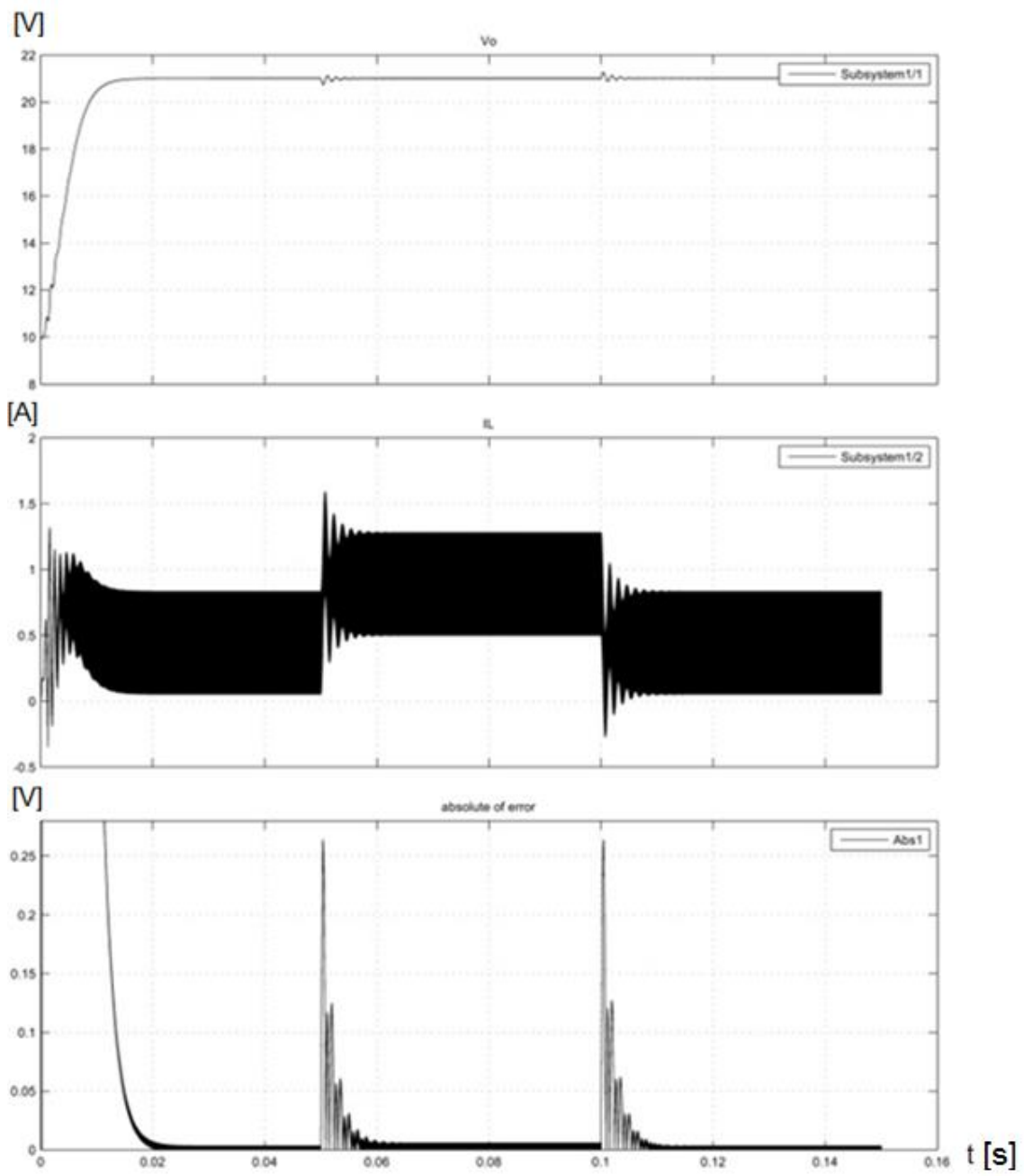


شکل ۵-۷ مولد سیگنال مدولاسیون عرض پالس

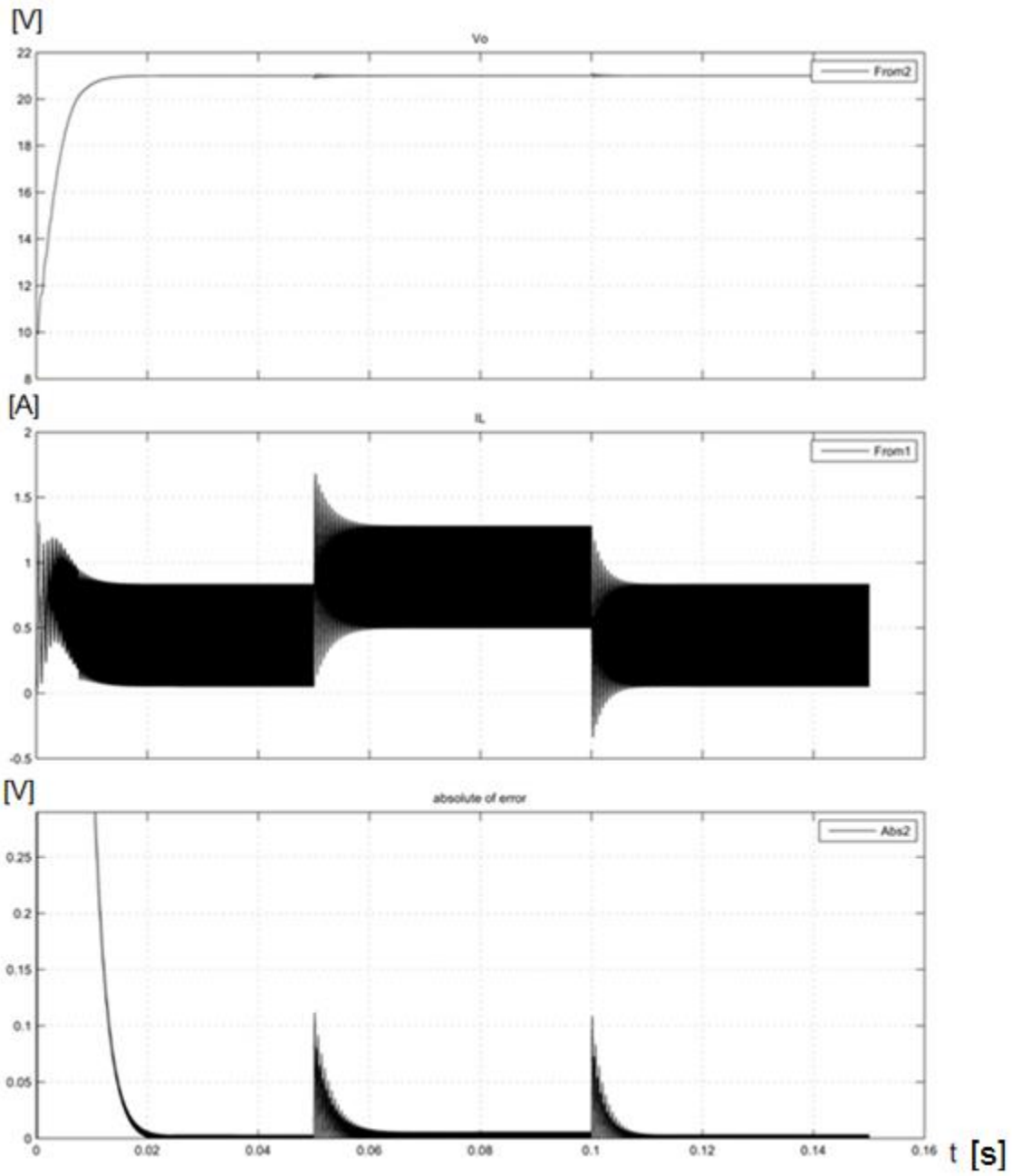
تغییرات ولتاژ خروجی و جریان سلف و قدر مطلق خطای ولتاژ خروجی نسبت به ولتاژ مرجع را در شکل ۵-۸ و شکل ۵-۹ می‌بینید. برای این که مزیت کنترل کننده‌ی پیشنهادی بیشتر دیده شود، خروجی های ناشی از ولتاژ مرجع ۳۵ ولت و ۴۰ ولت نیز در شکل ۵-۱۲، شکل ۵-۱۳، شکل ۵-۱۴ و شکل ۵-۱۵ به نمایش در آمده‌اند.

با مقایسه‌ی شکل ۵-۸ با شکل ۵-۹ می‌توان دریافت که در حول نقطه‌ی کار کنترل کننده‌ی تام، کنترل کننده‌ی کسری دارای برتری‌هایی در زمینه‌ی بیشینه‌ی فراجهدش (که در کنترل کننده‌ی تام مقاوم بیش از ۰,۲۵ ولت و در تام کسری حدود ۰,۱ ولت فراجهدش دیده می‌شود یعنی فراجهدش در کنترل کننده‌ی تام مقاوم، ۲,۵ برابر بیشتر از تام کسری است) در زمان تغییر بار است.

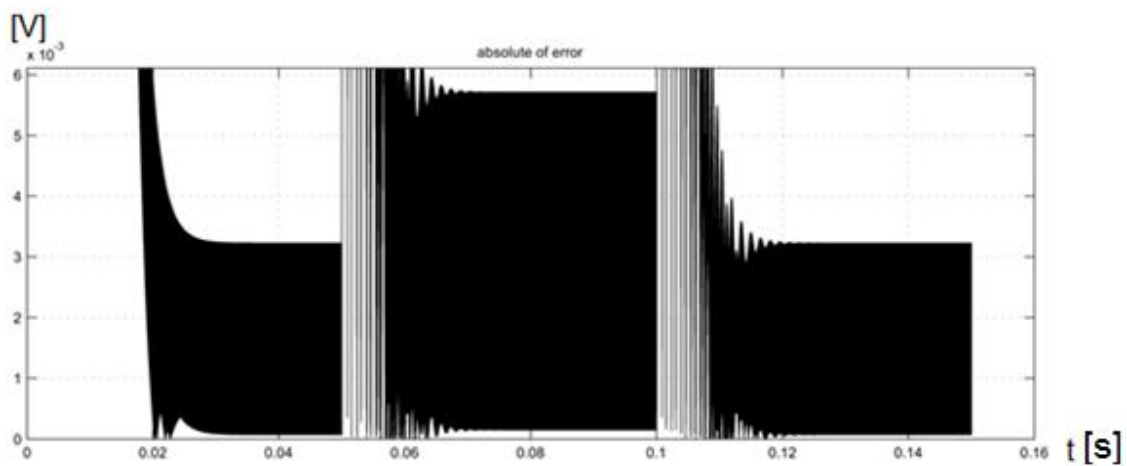
مقایسه‌ی شکل ۵-۱۲ و شکل ۵-۱۳ نشان می‌دهد که با دور شدن از نقطه‌ی کار، به شدت توانایی کنترل سیستم در کنترل کننده‌ی تام مقاوم کاهش می‌یابد (این امر در فراجهدش‌های جریان سلف و ولتاژ خازن و همچنین زمان نشست آن قابل تشخیص است) ولی کنترل کننده‌ی پیشنهادی کماکان وظایف کنترلی خود را به خوبی ایفا می‌کند. و با مقایسه‌ی شکل ۵-۱۴ و شکل ۵-۱۵ دیده می‌شود که در ولتاژ مرجع ۴۰ ولت، کنترل کننده‌ی تام مقاوم ناتوان از انجام وظایف کنترلی است ولی کنترل کننده‌ی پیشنهادی کماکان وظایف کنترلی خود را به خوبی ایفا می‌کند.



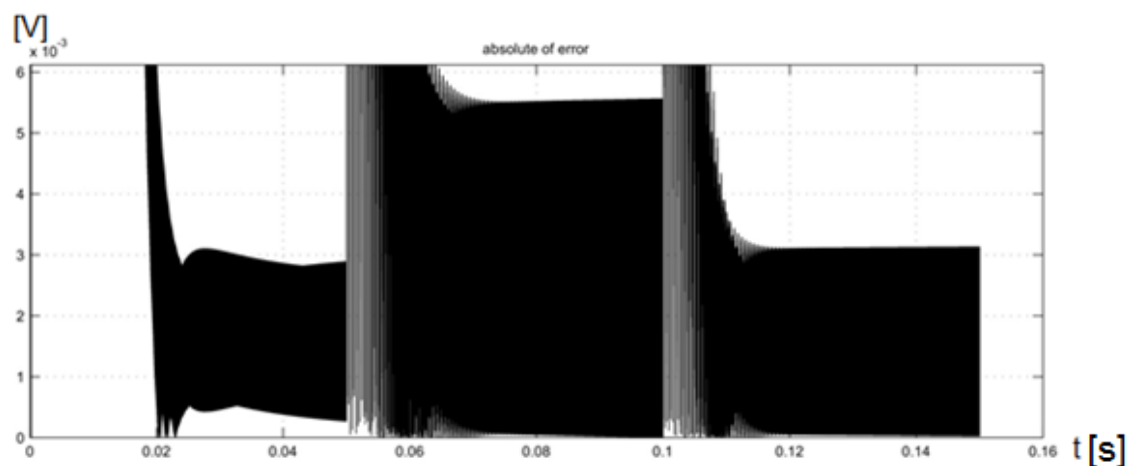
شکل ۵-۸ مشخصات سیستم کنترل شده با کنترل کننده‌ی تام مقاوم



شکل ۵-۹ مشخصات سیستم کنترل شده با کنترل کننده‌ی تام کسری

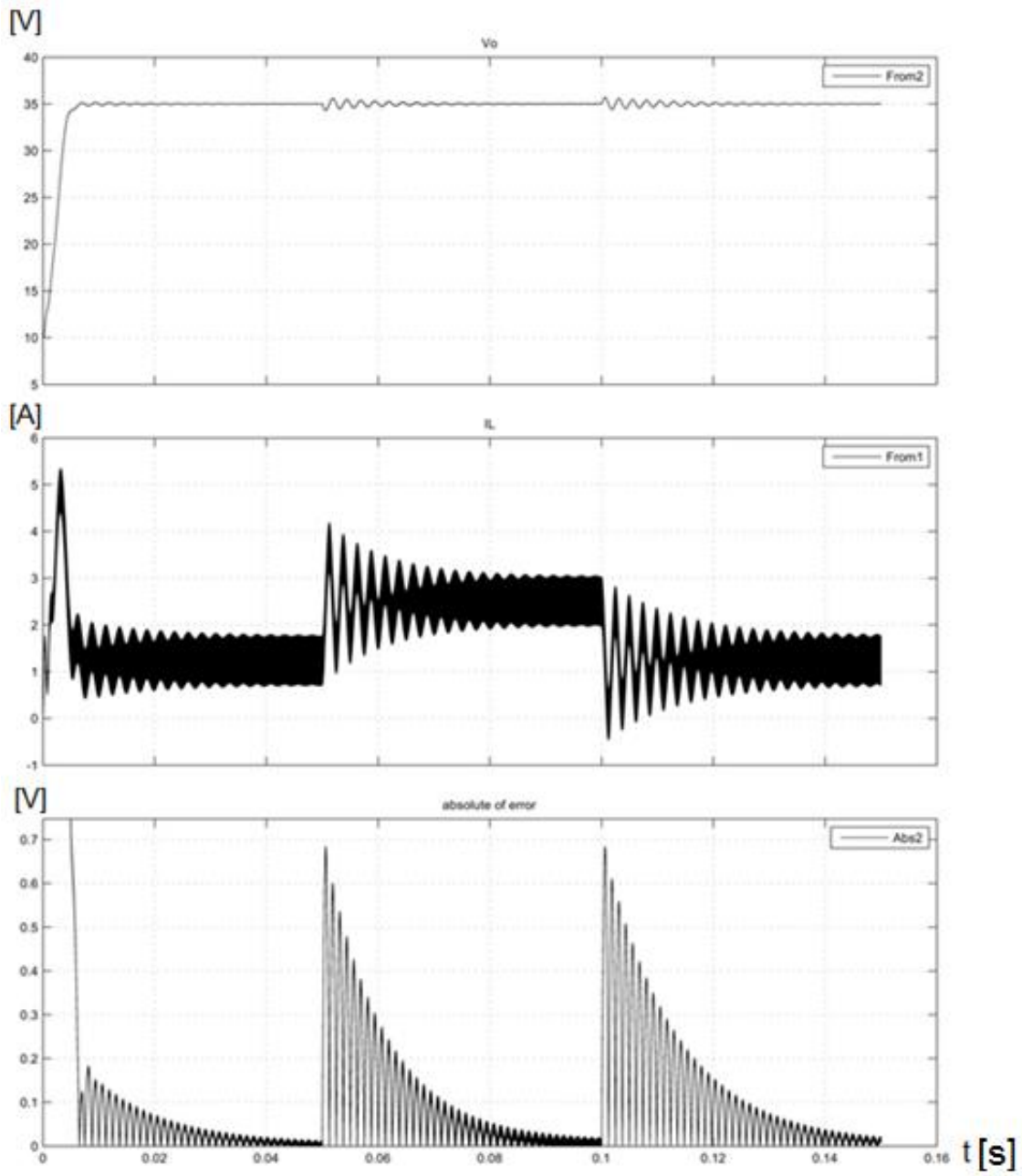


شکل ۵-۱۰ خطای حالت مانا در کنترل کننده‌ی تام

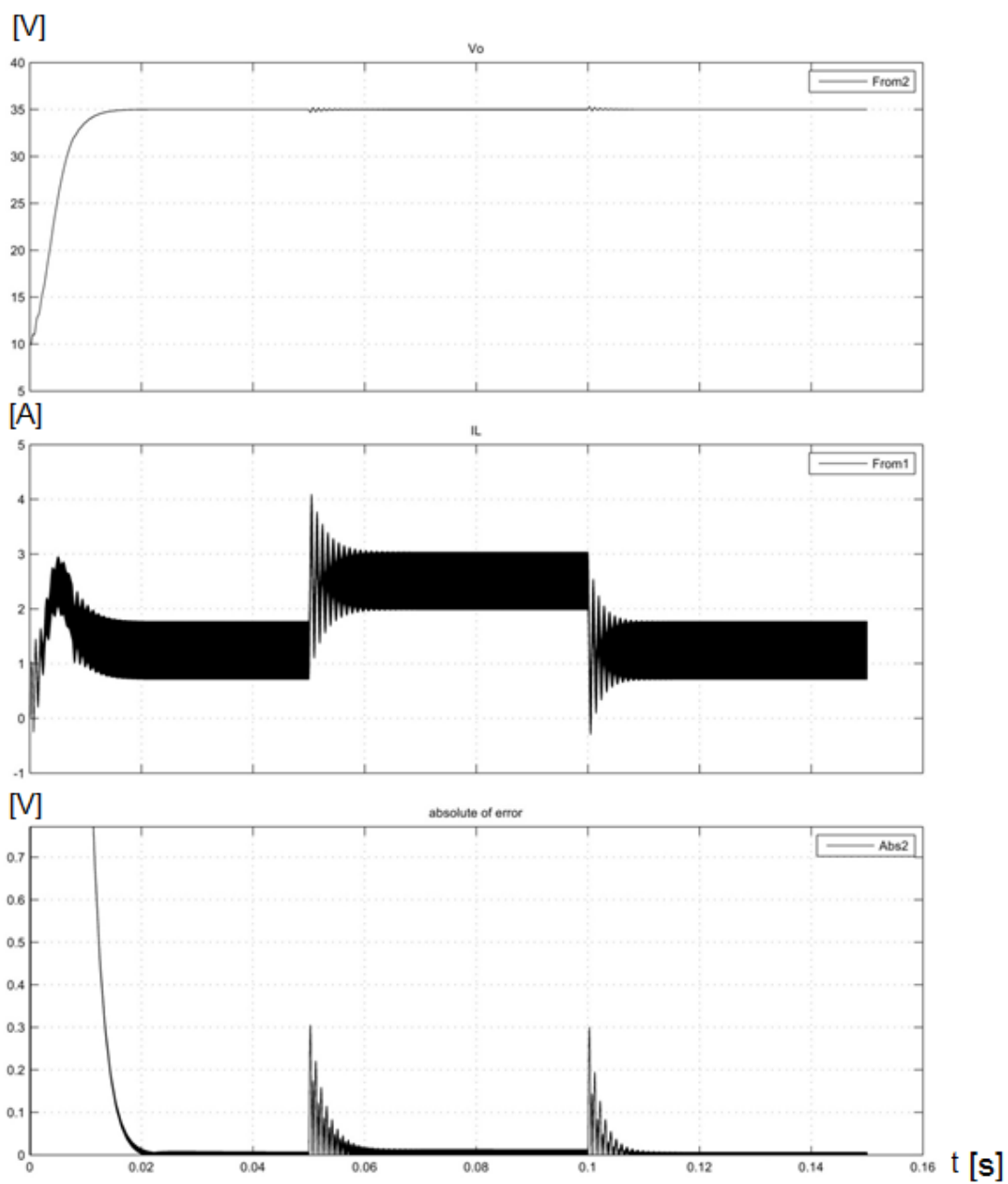


شکل ۵-۱۱ خطای حالت مانا در کنترل کننده‌ی تام کسری

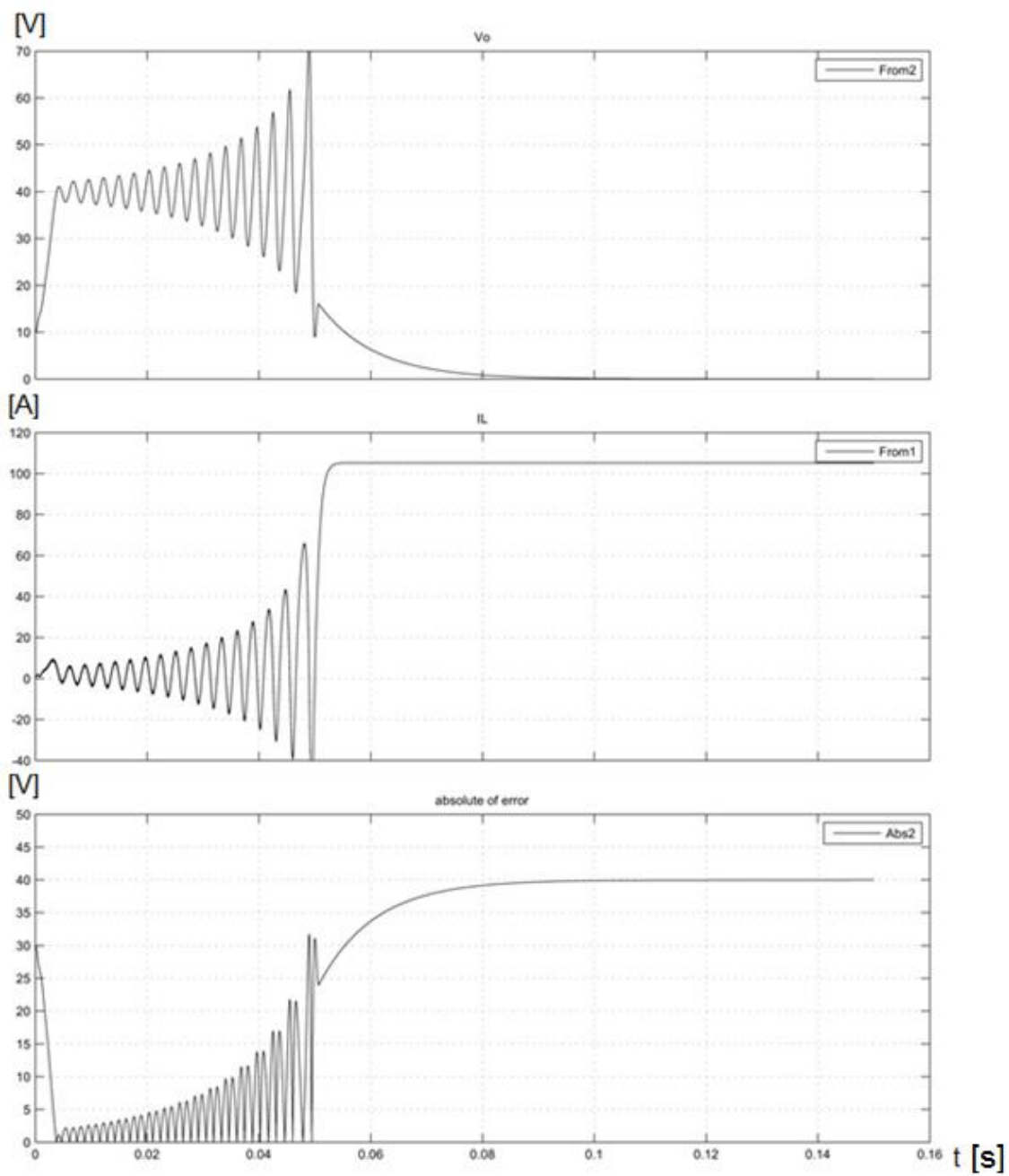
مقایسه‌ی شکل ۵-۱۰ و شکل ۵-۱۱ نشان می‌دهد که حول نقطه کار خطای حالت مانا برای دو کنترل کننده تقریباً یکسان و البته کنترل کننده‌ی پیشنهادی تا حدودی دارا خطای کمتر است.



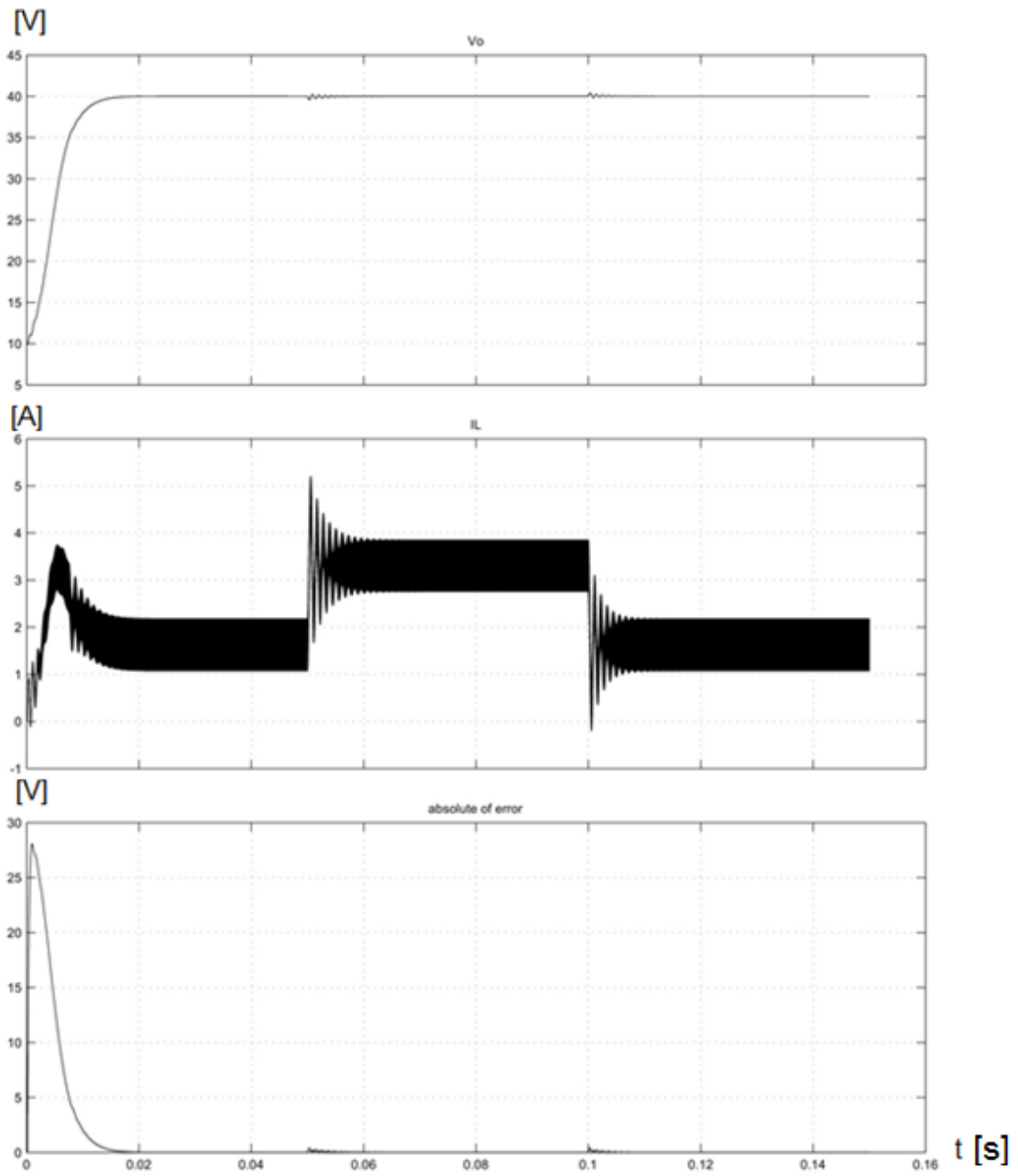
شکل ۵-۱۲ مشخصات سیستم کنترل شده با کنترل کننده ی تام با ولتاژ مرجع ۳۵ ولت



شکل ۵-۱۳ مشخصات سیستم کنترل شده با کنترل کننده ی تام کسری با ولتاژ مرجع ۳۵ ولت



شکل ۵-۱۴ پاسخ سیستم کنترل شده با کنترل کننده‌ی تام به ازای ولتاژ مطلوب ۴۰ ولت



شکل ۵-۱۵ پاسخ سیستم کنترل شده با کنترل کننده‌ی پیشنهادی به ازای ولتاژ مطلوب ۴۰ ولت

۵-۶ نتیجه‌گیری

با توجه به نتایج شبیه‌سازی، مشاهده می‌شود که کنترل‌کننده‌ی پیشنهادی از نظر عملکرد در همه‌ی جهتها، بهتر عمل می‌کند. تنها برتری کنترل‌کننده‌ی تام، سادگی طراحی نسبت به روش پیشنهادی دارد.

از جمله برتری‌های روش پیشنهادی بر کنترل‌کننده‌ی تام می‌توان به موارد زیر اشاره کرد:

۱. مقاومت بیشتر در برابر تغییر بار، که با فراجهدش کمتر در لحظه‌ی تغییر بار نشان داده شد.

۲. توانایی انجام وظایف کنترلی به صورت مطلوب در محدوده‌ی بزرگی از ولتاژ مرجع

٥-٧ مراجع

- [١] S. Hiti and DuHanBorojević“ ,Robust Nonlinear Control for Boost Converter ”, *IEEE* , .١٩٩٥
- [٢] B. -. R. Lin and C. Hua“ ,Bulk/boost converter control with fuzzy logic approach ”, *IEEE* , .١٩٩٣
- [٣] E. Vidal-Idiarte, L. Martinez-Salamero, F. Guinjoan, J. Calvente and S. Gomariz“ ,Sliding and fuzzy control of a boost converter using an ٨bit microcontroller ”, *IEEE* .٢٠٠٣ ,
- [٤] H.Maker, H.Gualous and R.Outbib“ ,sliding mode control with integral of boost converter by microcontroller ”, *IEEE* .٢٠٠٦ ,
- [٥] R.-J. Wai and a. L.-C. Shih“ ,Design of voltage tracking control for DC-DC boost converter via total sliding mode technique ”, *IEEE* .٢٠١١ ,
- [٦] R.-J. Wai and L.-C. Shih“ ,Adaptive fuzzy-neural network design for voltage tracking control of a DC-DC boost converter ”, *IEEE* .٢٠١٢ ,
- [٧] L. Martinez-Salamero, G. Garcia, H. Valderrama-Blavi and T. Sierra-Polanco“ ,Robust Sliding-Mode Control Design for a Voltage Regulated Quadratic Boost Converter ”, *IEEE Power Electronics Society* ,pp. ٢٣١٣- ٢٣٢٧, .٢٠١٥
- [٨] F. Alonge, F. D'Ippolito and T. Cangemi“ ,Hammerstein Model-Based Robust Control of DC/DC Converters ”,in *PEDS* .٢٠٠٧ ,
- [٩] F. Alonge, F. D'Ippolito and T. Cangemi“ ,Identification and Robust Control of DC/DC Converter Hammerstein Model ”, *IEEE* .٢٠٠٨ ,
- [١٠] R. Middlebrook and S. Cuk“ ,A Unified Approach to Modeling Switching Converter Power Stage ”,in *PESC* .١٩٧٦ ,
- [١١] V. S. C. Raviraj and P. C. Sen“ ,Comparative study of proportional-integral, sliding mode, and fuzzy logic controllers for power converters ”, *IEEE* .١٩٩٧ ,
- [١٢] D. Maiti, A. A. M. Chakraborty, A. Konar and R. Janarthanan“ ,Tuning PID and Fractional PID Controllers using the Integral Time Absolute Error Criterion ”,in *٤ th International Conference on Information and Automation for sustainability* .٢٠٠٨ ,
- [١٣] B. Jayakrishna and V. Agarwal“ ,FPGA implementation of QFT based controller for a buck type DC-DC power converter and comparison with fractional and integral order

- PID controllers ”, *IEEE* .2008 ,
- [14] Y. Luo and J. Li“ ,The Controlling Parameters Tuning and It’s Application of Fractional Order PID Bacterial Foraging-based Oriented by Particle Swarm Optimization ”,in *International Conference on Intelligent Computing and Intelligent Systems* .2009 ,
- [15] A. S. Morse“ ,SUPERVISORY CONTROL OF FAMILIES OF LINEAR SET-POINT CONTROLLERS ”,in *Decision and Control* ,texas, .1993
- [16] T.Murata“ ,Petri nets: properies, analysis and applications ”, *IEEE* .1989 ,
- [17] H. J. Genrich and K. Lautenbach“ ,System modelling with high-level Petri nets ”, *Elsevier* , pp. 136-109, .1991
- [18] P. J. G. Ramadge and W. M. Wonham“ ,The control discrete event systems ”, *IEEE* , pp. 79-81, .1989
- [19] C. A. Petri ,*Communication with Automata* ,New York: Griffiss Air force Base, .1966
- [20] C. A. Petri“ ,Fundamentals of a Theory of Asynchronous Information Flow ”,in *1st IFIP World Computer Congress* ,Munich, .1966
- [21] A. W. Holt, R. Shapiro and S. Warshall“ ,Final Report of the Information Systems Theory project ”,Griffiss Air force Base, New York, sep, .1968
- [22] A. W. Holt and F. Commoner ,*Events and conditions* ,MAC Conf, .1970
- [23] J. L. Peterson, *Petri Net Theory and the Modeling of Systems*, Prentice Hall, .1986
- [24] W. Reisig, *Petri Nets: An Introduction*, EATCS Monographs on Theoretical Computer Science 4, Springer, .1980
- [25] T. Agerwala, Putting Petrinets to work, Dec, .1979
- [26] R. Johnsonbaugh and T. Murata“ ,Petri nets and Marked Graphs---Mathematical models of concurrent computation ”, *The American Math Monthly* ,pp. 566-552, Oct .1982
- [27] E. W. Brauer ,*Net Theory and Applications* ,LNCS, .1980
- [28] P. J. Ramadge and W. M. Wonham“ ,The control of discrete event systems ”,in *Proceedings of the IEEE* .1983 ,
- [29] L. E. HOLLOWAY, B. H. KROGH and A. GIUA“ ,discrete Event Dynamic systems: Theory and Applications ”,in *Kluwer Academic Publishers* ,Boston. Manufactured in The Netherlands, .1997

- [٣٠] M. V. Iordache and P. J. Antsaklis“ ,.Supervision based on place invariants: A survey ”, University of Notre, Notre Dame, .٢٠٠٤
- [٣١] E. Yamalidou, J. O. Moody, P. J. Antsaklis and M. Lemmon“ ,Feedback control of Petri nets based on place invariants ”, *Automatica* , volume ,٣٢ - ,١ pp. ٢٨-١٥, .١٩٩٦
- [٣٢] A. Giua, F. DiCesare and M. Silva“ ,Generalized mutual exclusion constraints on nets with uncontrollable transitions ”,in *In Proceedings of the IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics* .١٩٩٢ ,
- [٣٣] H. Chen and B. Hu“ ,Control of discrete event systems with their dynamics and legal behavior specified by Petri nets ”,in *In Proceedings of the ٣٢nd IEEE Conference on Decision and Control* .١٩٩٣ ,
- [٣٤] Y. Li and W. M. Wonham“ ,Control of vector discrete-event systems I—The base model ”, *IEEE Transactions on Automatic Control* , volume ,٣٨ - ,٨ p. .١٩٩٣ ,١٢٢٧-١٢١٤
- [٣٥] J. O. Moody and P. J. Antsaklis“ ,Petri net supervisors for DES with uncontrollable and unobservable transitions ”, *IEEE Transactions on Automatic Control* , volume ,٤٥ - ,٣ pp. ٤٧٦-٤٦٢, .٢٠٠٠
- [٣٦] K. Rudie and J. C. Willems“ ,The computational complexity of decentralized discrete-event control problems ”, *IEEE Transactions on Automatic Control* , volume ,٤٠ - ,٧ pp. ١٣١٩-١٣١٣, .١٩٩٥
- [٣٧] T. Yoo and S. Lafortune“ ,A general architecture for decentralized supervisory control of discrete-event systems ”, *Discrete Event Dynamic Systems: Theory and Applications* - , ,١٢pp. ٣٧٧-٣٣٥, .٢٠٠٢
- [٣٨] L. E. Holloway, B. H. Krogh and A. Giua“ ,A Survey of Petri Net Methods for Controlled Discrete Event Systems ”, *Discrete Event Dynamic Systems: Theory and Applications* ,٧ - , pp. ١٩٠-١٥١, .١٩٩٧
- [٣٩] P. J. Antsaklis, W. Kohn, M. D. Lemmon, A. Nerode and S. Sastry, Hybrid Systems V, volume ١٥٦٧ of Lecture Notes in Computer Science, Berlin: Springer-Verlag, .١٩٩٩
- [٤٠] P. J. Antsaklis“ ,Special Issue on Hybrid Systems: Theory and Applications a brief introduction to the theory and applications of hybrid systems ”, *Proceedings of the IEEE* , volume ,٧ - ,٨٨ pp. ٨٧٩- ٨٨٧, July .٢٠٠٠
- [٤١] S. Rafiei, R. Ghazi, R. Asgharian, M. Barakati and H. Tolyiat“ ,Robust Control of DC/DC PWM converters: A Comparison of H inf, Miu and Fuzzy Logic Based Approach ”,in *Control Applications Conference* .٢٠٠٣ ,
- [٤٢] G. Garcera, A. Abellan and E. Figueres“ ,Sensitivity Study of the Control Loops of DC-DC

- Converters by Means of Robust Parametric Control Theory”, *IEEE*, ۲۰۰۲,
- [۴۳] N. Mohan, T. M. Undeland and W. P. Robbins, Power Electronics, Converters, Applications and design second edition, ۱۹۹۰
- [۴۴] C. Desoer and E. Kuh, Basic Circuit Theory .
- [۴۵] V. VORPERIAN“, Simplified Analysis of PWM Converters Using Model of PWM Switch Part I: Continuous Conduction Mode”, *IEEE TRANSACTIONS ON AEROSPACE AND ELECTRONIC SYSTEMS*, volume ۳ - , ۲۶ pp. ۴۹۶-۴۹۰, May ۱۹۹۰
- [۴۶] T. Murata“, Petri nets: properties, analysis and applications”, *Proc. IEEE*, volume - , ۷۷, ۴ pp. ۵۸۰-۵۴۱, April ۱۹۸۹
- [۴۷] M. V. Lordache and J. Panos, Supervisory Control of concurrent systems A petri Net Structural Approach, Boston. Basel. Berlin: birkhauser, ۲۰۰۶
- [۴۸] K. Astrom and R. Murray, Feedback Systems: An Introduction for Scientists and Engineers, Princeton University Press, ۲۰۰۸
- [۴۹] J. Sabatier, O. P. Agrawal and J. A. T. Machado, Advances in Fractional Calculus, Theoretical Developments and Applications in Physics and Engineering, Netherlands: Springer, ۲۰۰۷
- [۵۰] D. Baleanu, J. Antonio, T. Machado and A. C. J. Luo, Fractional Dynamics and Control, New York Dordrecht Heidelberg London: Springer, ۲۰۱۲
- [۵۱] The Analysis of Fractional Differential Equations, Heidelberg Dordrecht London New York: Springer, ۲۰۱۰
- [۵۲] C. A. Monje, Y. Chen, B. M. Vinagre, D. Xue and V. Feliu, Fractional-order Systems and Controls, Fundamentals and Applications, Verlag London: Springer, ۲۰۱۰
- [۵۳] D. Valsrío and J. S. d. Costa“, Tuning of Fractional PID Controllers with Ziegler-Nichols-type Rules”, *signal processing*, volume ۸۶ - , ۱۰ pp. ۲۷۸۴-۲۷۷۱, ۲۰۰۶
- [۵۴] L. Meng and D. Xue“, Design of an Optimal Fractional-Order PID Controller Using Multi-Objective GA Optimization”, in *Chinese Control and Decision Conference* ۲۰۰۹,
- [۵۵] G. Franklin, J. Powell and A. Naeini, Feedback Control of Dynamic Systems, Addison-Wesley, ۱۹۸۶
- [۵۶] Y. Chen, C. Hu and K. Moore“, Relay feedback tuning of robust PID controllers with iso-damping property”, in *Proceedings of the ۴۲nd IEEE Conference on Decision*, Hawaii, USA, ۲۰۰۳

- [٥٧] M. Axtell and E. Bisé“ ,Fractional calculus applications in control systems ”,in *Proc. of the IEEE ١٩٩٠Nat* ,Aerospace and Electronics Conf. New York, USA, .١٩٩٠
- [٥٨] R. Abdelaziz and A. El-Habachi“ ,Hierarchical Genetic Algorithm-Based switching Device Placement in Distribution Systems ”,in *Electrotechnical Conference* ,Egypt, May .٢٠٠٢
- [٥٩] R. L. Haupt and Sue.EHaupt, practical Genetic Algorithm, John Willey & sons Press, .٢٠٠٤
- [٦٠] D. E. Goldberg, Genetic Algorithm in Search, Optimization and Machine Learning, MA:Addison, .١٩٨٩
- [٦١] D. Matignon and G. Montseny“ ,Stability properties for generalized fractional differential systems ”,in *Proceedings of the Colloquium Fractional Differential Systems: Models ,Methods and Applications* ,paris, .١٩٩٨

Abstract

In this work a method is proposed in order to control of DC-DC boost converter output voltage. Model based Fractional-supervisory control method is utilized such that the linear model corresponding to every operating point and Fractional order PID coefficients are calculated in order to achieve this aim.

The reference voltage determines these coefficients. Then a Petri Net type supervisor is needed to generate coefficients of The Fractional Order PID controller corresponding to every operating point. Finally analytical results are simulated in Matlab Simulink environment and accuracy of calculations are illustrated.

Key words

Fractional order control, supervisory control, DC-DC converters, boost convertor, model base control.



Shahrood University

Fractional Supervisory Control of DC_DC Boost convertor using Petri net

Yaser Hossein pour

First supervisor: Dr Heydar Toosian shandiz

Second supervisor: Dr Mohammad Haddad zarif

Advisor: Dr Ali Akbar Pouyan

**Submitted in partial fulfillment of the Requirement for the degree of
Master of science**