



دانشگاه صنعتی شاهرود

دانشکده برق و رباتیک

گرایش کنترل

پایان نامه کارشناسی ارشد

طراحی و ساخت کنترل کننده PWM به روش آشفته‌گی منفرد برای

یک مبدل DC به DC اسپیک

نگارنده: فاطمه خاوری اصطهباناتی

استاد راهنما:

آقای دکتر حسین قلی‌زاده نرم

بهمن ماه ۱۳۹۸

تقدیم اثر

تقدیم به همسر

که سایه مهربانیش سایه سار زندگی می باشد، او که اسوه صبر و تحمل بوده و مشکلات مسیر را
برایم تسهیل نمود.

تشکر و قدردانی

جناب آقای دکتر حسین قلی زاده نرم که به عنوان استاد راهنما مسئولیت سنگینی را قبول زحمت فرمودند و مطمئناً بدون حمایت‌ها، راهنمایی‌ها و روحیه بخشی ایشان، انجام این رساله میسر نمی‌شد. بدین وسیله از بزرگواری، حسن سلوک و حمایت بی دریغ ایشان تشکر کرده و برای ایشان طول عمر توام با سربلندی را آرزومندم.

تعهد نامه

اینجانب فاطمه خاوری اصطهباناتی دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته برق گرایش کنترل دانشکده برق و رباتیک دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه با موضوع طراحی و ساخت کنترل کننده PWM به روش آشفتگی منفرد برای یک مبدل DC به DC اسپیک ، تحت راهنمایی آقای دکتر قلی زاده نرم متعهد می شوم:

- تحقیقات در این پایان نامه 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 تاکنون 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 تأثیرگذار بوده اند در مقالات مستخرج از پایان نامه رعایت می گردد.
- در کلیه مراحل انجام این پایان نامه، در مواردی که از موجود زنده (بافتهای آنها) استفاده شده است ضوابط و اصول اخلاقی رعایت شده است.
- در کلیه مراحل انجام این پایان نامه، 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 نشر

- 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 مقتضی در تولیدات علمی مربوطه ذکر شود.
- استفاده از اطلاعات و نتایج موجود در پایان نامه بدون ذکر مرجع مجاز نمی باشد.

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

چکیده

در این پایان نامه با استفاده از روش آشفته‌گی منفرد، سیستم مبدل سپیک کنترل می‌شود. مبدل سپیک با توجه به ویژگی‌هایی که دارد در سیستم‌های فتوولتائیک به کار می‌رود. برای مدل‌سازی این مبدل از روش معادلات حالت میانگین استفاده می‌شود. با در نظر گرفتن خصوصیات غیرخطی، نویز و اغتشاش، محدودیت‌هایی برای تعیین کنترل‌کننده وجود دارد و کنترل‌کننده‌های کلاسیک کارایی مناسبی ندارند. به همین منظور برای کنترل سیستم مبدل از سه حلقه کنترلی بصورت متوالی استفاده می‌شود. برای کنترل‌کننده‌ی داخلی روش مود لغزشی و برای کنترل‌کننده میانی روش آشفته‌گی‌های منفرد به کار می‌رود و سپس کنترل‌کننده تناسبی انتگرالی به عنوان کنترل‌کننده خارجی بر سیستم نهایی اعمال می‌شود و در نهایت از نتایج شبیه‌سازی و مقایسه‌ی کنترل‌کننده با کنترل‌کننده‌ی PID میزان کارایی آن نشان داده می‌شود. این روش کنترلی باعث پایدار سازی مبدل می‌شود و در مقایسه با کنترل‌کننده‌ی PID دارای زمان نشست و بالازدگی کمتری است و عملکرد بهتری نسبت به کنترل‌کننده‌های کلاسیک دارد.

واژه‌های کلیدی : مبدل سپیک، آشفته‌گی منفرد، مود لغزشی، آرایه‌های فتوولتائیک، انرژی خورشیدی

فهرست مطالب

۱	فصل اول: مقدمه
۲	۱-۱ مقدمه
۴	۲-۱ بیان کارهای انجام شده
۶	۳-۱ اهداف پایان نامه:
۷	۴-۱ ضرورت انجام کار
۷	۵-۱ ساختار پایان نامه:
۹	فصل دوم: معرفی مبدل‌های مورد استفاده در کاربردهای فتوولتائیک
۱۰	۱-۲ مقدمه
۱۲	۲-۲ مبدل متداول
۱۳	۳-۲ مبدل‌های افزایشده لایه‌ای
۱۴	۴-۲ مبدل سپیک غیر ایزوله با بهره و راندمان بالا
۱۵	۵-۲ مبدل سپیک
۱۶	۱-۵-۲ ویژگی‌های مبدل سپیک
۱۶	۲-۵-۲ تحلیل عملکرد مبدل
۱۷	الف) حالت کلید روشن
۱۷	ب) حالت کلید خاموش
۲۱	۶-۲ محاسبه‌ی عناصر مبدل سپیک

۲۴	۷-۲ تحلیل فضای حالت مبدل.....
۲۹	۸-۲ تحلیل سیستم مبدل اسپیک.....
۳۳	فصل سوم: طراحی کنترل کننده PWM به روش آشفتگی منفرد برای مبدل اسپیک.....
۳۴	۱-۳ مقدمه.....
۳۴	۲-۳ مسئله کنترلی.....
۳۵	۳-۳ معادلات برابری کانورتر اسپیک.....
۳۶	۴-۳ طراحی سیستم کنترل.....
۴۳	۵-۳ نتایج شبیه سازی.....
۴۹	فصل چهارم: نتیجه گیری و پیشنهادات.....
۵۰	۱-۴ نتیجه گیری.....
۵۱	۲-۴ پیشنهادات.....
۵۲	منابع و مراجع.....

فهرست شکل‌ها

- شکل ۱-۱: منحنی جریان - ولتاژ به ازای سطوح تابش مختلف. ۴.....
- شکل ۱-۲: مبدل متداول..... ۱۲.....
- شکل ۲-۲: مبدل‌های افزایشنده لایه‌ای..... ۱۳.....
- شکل ۳-۲: مبدل سپیک غیر ایزوله با بهره و راندمان بالا..... ۱۴.....
- شکل ۴-۲: مبدل سپیک متداول..... ۱۵.....
- شکل ۵-۲: یک مبدل سپیک ایده‌آل..... ۲۰.....
- شکل ۶-۲: نمایش صفر و قطب سیستم مرتبه چهار مبدل سپیک..... ۳۰.....
- شکل ۷-۲: دیاگرام بود سیستم مرتبه چهار مبدل سپیک..... ۳۰.....
- شکل ۱-۳: بلوک دیاگرام سیستم کنترلی برای کانورتر سپیک..... ۳۵.....
- شکل ۲-۳: نتایج شبیه سازی مدل میانگین مبدل سپیک با روش اشفتگی منفرد..... ۴۵.....
- شکل ۳-۳: نتایج شبیه سازی مدل قدرت مبدل سپیک با روش اشفتگی منفرد..... ۴۶.....
- شکل ۴-۳: خطای ولتاژ خروجی مبدل سپیک..... ۴۷.....
- شکل ۵-۳: سیگنال کنترلی u ۴۷.....
- شکل ۶-۳: نتیجه شبیه سازی مبدل سپیک با کنترل کننده PI..... ۴۸.....

فهرست جدول‌ها

- جدول ۱-۲: مشخصات الکتریکی آرایه فتوولتائیک (در تابش $1\text{KW}/\text{m}^2$)..... ۲۱.....
- جدول ۲-۲: پارامترهای محاسبه شده با تغییرات در نظر گرفته شده..... ۲۴.....

فصل اول

مقدمه

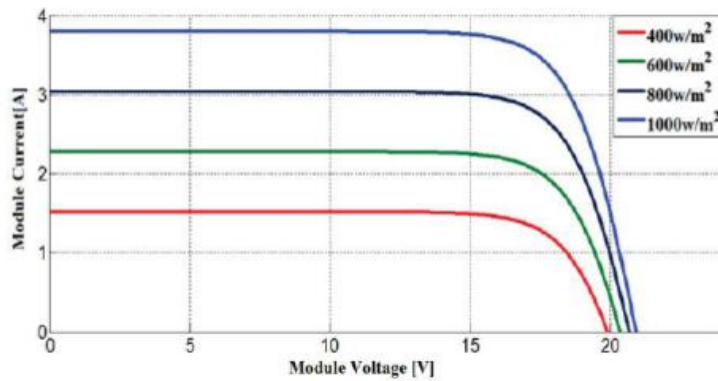
۱-۱ مقدمه

یکی از مهم‌ترین و پرکاربردترین منابع انرژی، انرژی الکتریکی است. امروزه با توجه به فناپذیری منابع سوخت فسیلی و مسایل آلودگی محیط زیست، تحقیق در مورد منابع انرژی جایگزین جهت تولید انرژی الکتریسیته بسیار مورد توجه قرار گرفته است. از بهترین منابع انرژی جایگزین می‌توان به انرژی خورشیدی اشاره نمود. با موردتوجه قرار گرفتن انرژی خورشیدی بحث استفاده‌ی بهینه از این انرژی پیش خواهد آمد. برای این منظور تحقیقات بسیاری برای تحلیل و بهینه‌سازی اقتصادی و استفاده آن در ساختمان‌ها شده است، اما هنوز با توجه به ارزان بودن قیمت سوخت در ایران و گران بودن ادوات خورشیدی، باعث کاهش سرعت پیشروی در این زمینه شده است. یکی از روش‌های رایج تبدیل انرژی خورشید به انرژی الکتریکی سلول‌ها یا پنل‌های خورشیدی است که انرژی خورشیدی را به صورت مستقیم به انرژی الکتریکی تبدیل می‌کنند. با در نظر گرفتن عواملی چون کاهش سوخت‌های فسیلی و آلودگی محیط زیست، اهمیت سیستم‌های فتوولتائیک بیشتر شده است. با توجه به این که سطح ولتاژ DC پنل‌های فتوولتائیک نسبت به ولتاژ AC موردنیاز مصرف‌کننده‌ها، اختلاف دارد این اختلاف معمولاً توسط روش‌های مانند سری کردن پنل‌های خورشیدی، سری کردن مبدل‌های DC/DC با یکدیگر، استفاده از مبدل‌های DC/DC با بهره‌ی ولتاژ بالا و یا افزایش ولتاژ AC توسط ترانسفورماتورهایی که در خروجی اینورترها قرار می‌گیرند، جبران می‌شود. روش‌های گفته‌شده هرکدام دارای خصوصیتی می‌باشند، در این پایان‌نامه برای جبران اختلاف سطح ولتاژ تولید به ولتاژ مصرف، تمرکز بر روی مبدل‌های DC/DC می‌باشد. به‌طور کلی سیستم‌های فتوولتائیک دارای منحنی مشخصه‌ی جریان ولتاژ غیرخطی می‌باشند. این منحنی در یک نقطه ماکزیمم توان را ایجاد می‌کند که این عمل با استفاده از ردیاب ماکزیمم توان صورت می‌گیرد. حال از آنجایی که میزان ولتاژ خروجی پایین و متغیر بوده و با توجه به نیاز شبکه که ولتاژ ثابت می‌خواهیم در اینجا با در نظر گرفتن ویژگی

مبدل سپیکاز آن استفاده می‌کنیم. از آنجایی که مبدل‌ها یکی از عوامل مهم برای افزایش بازده در سیستم‌های فتوولتائیک می‌باشند، در این خصوص با توجه به عملکرد و محدودیت‌های این سیستم نیاز به کنترل‌کننده‌ی مناسب برای افزایش راندمان می‌باشد.

مبدل DC/DC در کاربردهای فتوولتائیک اغلب برای اتصال آرایه‌های خورشیدی به اینورتر استفاده می‌شود. روش‌های متعددی برای کنترل آن‌ها ارائه گردیده است، مسئله‌ی مهم در سیستم‌های فتوولتائیک افزایش راندمان آن‌ها می‌باشد که باعث کاهش قیمت تمام‌شده‌ی آن‌ها شده است و با کاهش قیمت این سیستم‌ها موجب رقابت با دیگر منابع انرژی می‌شود، راندمان این سیستم‌ها به سه عامل اصلی بستگی دارد: عامل اول راندمان پنل‌های خورشیدی است که این مقدار برای آرایه‌های تجاری بین ۸ تا ۱۵ درصد می‌باشد، عامل دوم راندمان مبدل‌ها است و عامل سوم به ردیاب ماکزیمم توان بستگی دارد. عامل اول که درصد کمی از راندمان را شامل می‌شود، افزایش این درصد کار ساده‌ای نبوده و بسته به فناوری ساخت و استفاده از قطعات گران می‌توان آن را تغییر داد، اما افزایش راندمان برای مبدل و ردیاب نقطه ماکزیمم با الگوریتم‌های مناسب، به نسبت کم‌هزینه می‌باشد و منجر به افزایش راندمان سیستم‌های فتوولتائیک می‌شود. آرایه‌های خورشیدی دارای منحنی مشخصه‌ی جریان ولتاژ، غیرخطی است شکل (۱-۱). در این منحنی مشخصه یک نقطه وجود دارد که مقدار توان ماکزیمم را نشان می‌دهد، این نقطه به شرایط محیطی، دما و میزان تابش بستگی دارد. در صورتی که ردیابی نقطه‌ی ماکزیمم انجام نشود، راندمان به شدت کاهش می‌یابد؛ به همین دلیل ردیاب نقطه ماکزیمم به اجزائی ضروری در این سیستم تبدیل شده است.

¹ single-ended primary-inductance converter



شکل ۱-۱: منحنی جریان - ولتاژ به ازای سطوح تابش مختلف [۱]

اکثر مصرف‌کننده‌ها از انرژی الکتریکی AC استفاده می‌کنند، اما انرژی الکتریکی حاصل از پنل‌های خورشیدی به صورت انرژی الکتریکی DC می‌باشد، برای اینکه بتوانیم نیاز بارها را تأمین کنیم، باید انرژی الکتریکی DC را به انرژی الکتریکی AC تبدیل کنیم که این عمل با استفاده از اینورترها صورت می‌گیرد. از آنجایی که پنل‌های خورشیدی سطح ولتاژ پایین‌تری، نسبت به بارها یا شبکه‌دارند به همین دلیل از مبدل‌های افزایشنده قبل از اینورترها استفاده می‌شود.

۲-۱ بیان کارهای انجام‌شده

تاکنون کارهای زیادی در زمینه‌ی کنترل مبدل‌های DC-DC انجام‌شده است. با توجه به مشخصات سیستم که شامل غیرخطی بودن، اغتشاشات بار و تغییرات پارامترها می‌باشد، باعث شده که کنترل‌کننده‌های خطی کلاسیک دارای کارایی مناسبی در این زمینه نباشند و پایداری سیستم را تضمین نکنند [۲]. روش آشفتگی منفرد یک روش کاربردی برای کنترل مبدل‌های قدرت است [۳]. در مرجع [۴] با استفاده از روش آشفتگی منفرد کنترل‌کننده PWM برای کانورتر باک - بوست طراحی شده است. در این روش با توجه به تغییر ولتاژ ورودی و مقاومت خروجی بعنوان اغتشاشات سیستم توانسته به خوبی ولتاژ خروجی را کنترل کند.

در مرجع [۵] کنترل کننده PWM برای کانورتر چند سطحی بر اساس روش آشفستگی منفرد طراحی می شود. در این مقاله با استفاده از روش آشفستگی منفرد کنترل کننده انتگرالی با فیلتر پایین گذر توانسته سیستم حلقه بسته را به دو زیر سیستم کند و سریع جدا سازی کند. مزیت این روش برای کانورتر چند سطحی این است که حالت گذرای جریان در حضور عدم قطعیت ها حفظ می شود.

در این پایان نامه ما به بررسی و مطالعه مبدل اسپیک خواهیم پرداخت، به همین منظور در این قسمت به تشریح کارهای انجام شده در این زمینه می پردازیم و نتایج مقالات را مورد بررسی قرار می دهیم:

در [۶] توسط مبدل اسپیک به کنترل سرعت موتورهای DC پرداخته است. روش ارائه شده برای مبدل از منطق فازی بهره گرفته است، این روش توانسته با وجود تغییرات پارامتری و غیرخطی بودن سیستم، سرعت موتور را در محدوده وسیع کنترل کند. برای کنترل کننده های فازی نیاز به دانش فرد خیره داریم.

در [۷] با استفاده از میکروکنترلر که بر اساس کنترل ردیاب ماکزیمم توان تنظیم شده است، این روش با استفاده از ماکزیمم جریان ورودی، مبدل را کنترل می کند. در نتایج شبیه سازی نشان داده شده است که با استفاده از مبدل اسپیک ولتاژ خروجی ثابت نگه داشته می شود. مزایای این روش راندمان بالا، کاهش اندازه و وزن سیستم کنترل، جریان ورودی و خروجی پیوسته و بدون نوسان است، به علت فرکانس کار بالای سیستم، یکی از معایب این روش ایجاد نویز می باشد.

در [۸] مبدل اسپیک را با کنترل کننده تناسبی انتگرالی که توسط شبکه عصبی تنظیم می شود، کنترل می کند. در این مقاله ویژگی های استفاده از مبدل اسپیک را بیان کرده است. در پایان کارایی های روش ذکر شده را با یک کنترل کننده تناسبی انتگرالی مقایسه کرده است که به بیان خود مقاله محدوده وسیع از ولتاژ خروجی مرجع را در برمی گیرد، با شبیه سازی نتایج هر دو کنترل کننده، میزان تغییرات آن ها را نشان می دهد که میزان تغییرات بسیار کم می باشد. پیچیدگی محاسبات مشکل عمده ای این روش است.

در [۹] کنترل مبدل سپیک برای سیستم تبدیل انرژی بادی با استفاده از مود جریان و با کمک کنترل ردیاب ماکزیمم توان، صورت گرفته است. در این روش تابع تبدیل‌های متفاوتی از ورودی و خروجی‌های مختلف به دست آورده است و با کمک فیدبک، ردیابی ماکزیمم توان را با سرعت بیشتری در شرایط بادهای متلاطم انجام می‌شود. با استفاده از دیاگرام بود برای مود جریان یک کنترل‌کننده تناسبی طراحی کرده است، اما پاسخ پله سیستم دارای زمان نشست زیاد برای این سیستم بوده و میزان بالا زدگی در ولتاژ سیستم تقریباً دو برابر مقدار نامی سیستم است.

در [۱۰] کنترل حلقه بسته با استفاده از روش شکل‌دهی حلقه برای مبدل سپیک طراحی شده است. هدف کنترل، تنظیم ولتاژ خروجی سیستم است که توسط یک کنترل‌کننده تناسبی انتگرالی که از روش شکل‌دهی حلقه انجام گرفته است. پاسخ حلقه باز سیستم، نوسانی و دارای خطای حالت ماندگار محدود است. با اعمال کنترل‌کننده و شبیه‌سازی انجام‌شده، نشان می‌دهد که با تغییرات بار دچار نوسان در ولتاژ خروجی شده اما این نوع کنترل‌کننده توانسته در زمان کوتاهی به مقدار نامی خود برسد.

۱-۳ اهداف پایان‌نامه

هدف کلی ما در این پایان‌نامه، کنترل یک نوع از مبدل‌های DC-DC در کاربرد فتوولتائیک می‌باشد. نیاز اصلی ما از این نوع سیستم‌ها تنظیم و ثابت نگه‌داشتن ولتاژ خروجی است. به همین منظور، ما درصددیم که این نیاز را به‌طور مناسبی برآورده کنیم. در طی تحقیقات انجام‌شده و بررسی بر روی کارهای انجام‌شده، می‌توان برای کنترل کردن این نوع سیستم‌ها، دسته‌بندی‌هایی انجام داد. به‌طور مثال، استفاده از کنترل‌کننده‌های خطی کلاسیک مناسب نبوده زیرا عملکرد مناسبی در برابر تغییرات پارامترها، اغتشاشات، غیرخطی بودن سیستم و عدم قطعیت‌ها نداشته است. به‌طور کلی با بررسی مقالات، برخی از روش‌ها برای این نوع سیستم‌ها با این ویژگی دارای پاسخ مناسبی نبوده است. در

این پایان‌نامه با بهره‌گیری از روش آشفستگی منفرد سعی داریم، سیستم را به نحوه مطلوبی کنترل کنیم. در اینجا هدف‌ها به‌طور خلاصه بیان شده است:

(۱) افزایش بازده

(۲) مقایسه مبدل سپیک با مبدل‌های دیگر و علت استفاده‌ی آن در کاربردهای فتوولتائیک

(۳) استخراج مدل فضای حالت سیستم و بررسی پایداری

(۴) طراحی کنترل‌کننده PWM به‌نحوی که بر اغتشاش‌های سیستم غلبه کند

(۵) ایجاد پایداری

(۶) ثابت نگه‌داشتن ولتاژ خروجی در برابر تغییرات ولتاژ ورودی

۴-۱ ضرورت انجام کار

با توجه به اهمیت سیستم‌های فتوولتائیک و در نظر گرفتن عملکرد آن‌ها در شرایط مختلف نیاز به مبدل احساس می‌شود. حال برای این که بتوان از انرژی تولیدشده، به نحو مطلوب و حداکثر استفاده را داشته باشیم واضح است که باید برای برآورده کردن این خواسته‌ها از ابزار مناسب استفاده شود. در این پایان‌نامه با در نظر گرفتن ویژگی‌های مبدل سپیک، این مبدل به‌عنوان ابزاری مناسب شناخته شده است و برای ارتقاء سطح کیفیت و کارایی مطلوب این مبدل یک روش کنترلی سریع و دقیق لازم است که از روش آشفستگی منفرد استفاده می‌شود.

۵-۱ ساختار پایان‌نامه

این پایان‌نامه در چهار فصل بیان شده است. ترتیب فصل‌ها به این صورت است که: در فصل اول مقدمه و در فصل دوم به بررسی مبدل‌های مورد استفاده در کاربردهای فتوولتائیک، تجزیه و تحلیل مبدل سپیک و به محاسبه‌ی مدل ریاضی مبدل پرداخته شده است. در فصل سوم کلیاتی از روش آشفستگی منفرد بیان شده است و کنترل‌کننده PWM از روش آشفستگی منفرد برای سیستم مبدل

سپیک طراحی می‌شود و نتایج حاصل از شبیه‌سازی مورد بررسی قرار می‌گیرد. در فصل چهارم

نتایج و پیشنهادات ارائه می‌شود.

فصل دوم

معرفی مبداهای مورد استفاده در کاربردهای فتوولتائیک

۱-۲ مقدمه

مبدل‌ها DC-DC ولتاژ بالا کاربرد زیادی در صنعت دارند، همچنین خط مقدم کاربرد در منابع باتری، UPS و منابع انرژی خورشیدی می‌باشند. در سیستم‌های فتوولتائیک به علت محدودیت‌هایی که در افزایش پهن‌ها به صورت سری وجود دارد، ولتاژ نهایی ترمینال پهن‌ها نمی‌تواند از یک مقدار مشخص بیشتر شوند. ولتاژ پایانی که از پهن‌ها به عنوان ولتاژ ورودی برای اینورترهای متصل به شبکه استفاده می‌شوند، مقداری ناکافی است؛ بنابراین نیاز استفاده از مبدل‌های DC-DC افزایش یافته برای سیستم‌های فتوولتائیک که از منابع انرژی تجدید پذیر می‌باشند، اجتناب‌ناپذیر است. برای به دست آوردن بهره‌ی بالا در مبدل‌های DC-DC، روش‌های متفاوتی وجود دارد که یکی از آن‌ها استفاده از روش‌های ایزوله است؛ اما این روش، علاوه بر مشکلاتی که از قبیل کاهش بازده به دلیل تلفات ترانسفورماتور دارد، پارامترهای درونی مثل سلف، نشتی و همچنین افزایش هزینه را به وجود می‌آورد. روش دیگر برای افزایش بهره، استفاده از مبدل‌های غیر ایزوله افزایش یافته است. یک مبدل بوست عادی معمولاً برای این منظور استفاده می‌شود؛ اما بهره ولتاژ بالا و بازده بالا را نمی‌توان به طور هم‌زمان با استفاده از این مبدل به دست آورد. برای دستیابی به بهره ولتاژ بالا در کنار بازده بالا، تغییراتی در مبدل بوست اعمال می‌کنند. برای مثال در [۱۱] یک مبدل بوست لایه‌ای^۱ و چند سطحی استفاده شده، اما تعداد عناصر به کار رفته در این مبدل‌ها زیاد است. همچنین این مبدل‌ها تلفات کلید زنی بالایی دارند که ناشی از مشکل بازیابی معکوس دیود خروجی آن‌ها است. تکنیک‌های دیگری که در مبدل‌های غیر ایزوله افزایش یافته به کار می‌رود، استفاده از خازن‌های سوئیچ شونده^۲ و سلف‌های تزویجی^۳ می‌باشد. از آنجایی که خازن‌ها را می‌توان به عنوان یک منبع ولتاژ در نظر گرفت، با سری کردن N طبقه از خازن‌های سوئیچ شونده به مبدل‌های افزایش دهنده با بازه بالادست یافت. هر سلول خازن کلید شونده می‌تواند از خازن، دیود و کلید و یا حتی بدون کلید نیز استفاده شود. از آنجایی که سلف تزویج

¹ interleaved

² Switched Capacitors

³ Coupled Inductors

شده می‌تواند به‌عنوان یک ترانسفورماتور استفاده شود تا با استفاده از آن بهره ولتاژ را در مبدل‌های DC-DC افزایش دهد که در این مورد سیم‌پیچ دوم سلف تزویجی به‌عنوان یک منبع ولتاژ عمل می‌کند که به‌صورت سری با شاخه توان قرار می‌گیرد. بهره ولتاژ می‌تواند به‌وسیله طراحی مناسب نسبت دور سلف تزویجی افزایش یابد. انرژی ناشی جذب می‌شود و حلقه ولتاژ خاموشی روی کلید ماسفت توسط دیودهای کلمپ و خازن کلمپ استفاده‌شده، در ساختار آن‌ها متوقف می‌شود. این روش‌ها معایبی از قبیل استرس بالای جریان کلیدها، پیچیدگی مدار، داشتن یک بهره ولتاژ ثابت و هزینه بالا را دارند. روش‌های مختلف دیگری نیز برای افزایش ولتاژ مبدل‌ها در [۱۲] شرح داده شده است. مبدل‌های کلیدزنی پایه دیگری که در کاربردهای افزایش‌دهنده می‌توانند استفاده شوند، مبدل‌های سپیک^۱، کاهنده-افزاینده^۲، کاک^۳ و زتا^۴ هستند؛ که به‌طور وسیعی در مبدل‌های افزایش‌دهنده به کار می‌روند. در میان این مبدل‌ها، مبدل سپیک نسبتاً ویژگی‌های بهتری دارد زیرا برخلاف مبدل‌های کاهنده-افزاینده و کاک، پلاریته معکوسی از ولتاژ در تابع تبدیلیش وجود ندارد (پلاریته ولتاژ ورودی و ولتاژ خروجی در مبدل‌های کاهنده-افزاینده و کاک برخلاف یکدیگرند). همچنین برخلاف مبدل زتا دارای جریان ورودی پیوسته با ریپل کم است. مبدل سپیک نسبت به مبدل افزایش‌دهنده قابلیت‌های بیشتری در تولید ولتاژ با سطوح مختلف (بالا تر و کمتر از ولتاژ ورودی) دارد که کاربرد آن را وسیع‌تر می‌کند. از این رو به نظر می‌رسد مبدل سپیک می‌تواند یک انتخاب مناسب به‌منظور کاربرد در سیستم‌های فتوولتائیک باشد. یکی از مشکلاتی که در همه مبدل‌های کلیدزنی پایه وجود دارد، عملکرد آن‌ها در شرایط کلیدزنی سخت می‌باشد. در مبدل‌های با کلیدزنی سخت به علت قطع و وصل ناگهانی کلید، جریان و ولتاژ پالسی ایجاد می‌شود که این مسئله باعث افزایش استرس کلیدها، تلفات کلیدزنی و نویزهای EMF^۵ و RFI^۶ می‌شود. تلفات کلیدزنی ارتباط مستقیم با فرکانس دارد و از این رو این مسئله

¹ Single-ended primary-inductor converter

² Buck-Boost

³ Cuk

⁴ Zeta

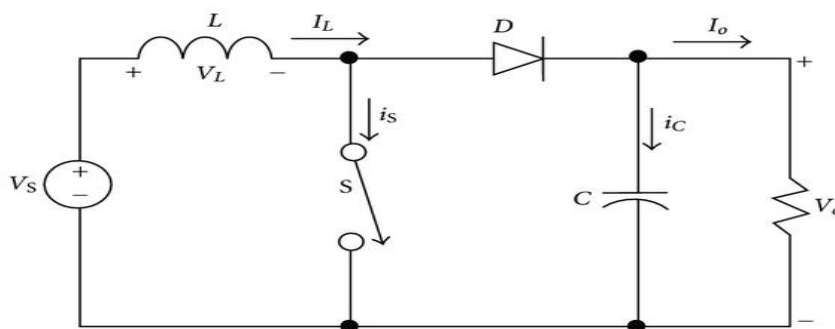
⁵ Electromagnetic interference

⁶ radio-frequency interference

در مبدل‌های سوئیچینگ فرکانس بالا شدیدتر است. یک راه حل این مشکل، استفاده از تکنیک‌های کلیدزنی نرم مثل تکنیک‌های ZVS^1 و ZCS^2 در این مبدل‌ها است. در بعضی از کاربردهای الکترونیک قدرت، حجم ترانسفورمر مبدل‌ها مشکل بزرگی است. زیرا با افزایش حجم سلف، نشتی ترانسفورمر افزایش یافته است که ولتاژ بزرگی روی قطعات ایجاد می‌کند. در نتیجه تلفات کلید زنی افزایش می‌یابد. این مرحله ضمن افزایش EMI، راندمان مبدل را کاهش می‌دهد؛ بنابراین وزن، حجم و تلفات ترانسفورمر فاکتورهای محدودکننده برای استفاده از مبدل‌های ایزوله می‌باشند. در این بخش مبدل‌های غیر ایزوله به‌طور مختصر بررسی شده و مبدل سپیک با جزئیات بیشتری بیان می‌شود.

۲-۲ مبدل متداول

مبدل‌های مرسوم به علت تلفات ناشی از کلید و دیود نمی‌توانند بهره‌ی ولتاژ بالایی ایجاد کنند. از طرفی با افزایش بیش از اندازه دوره وظیفه باعث می‌شود که پدیده‌ی بازیابی معکوس به‌طور جدی نمایان شود و نرخ توان نامی دیود خروجی نیز افزایش یابد. همچنین این افزایش بیش از اندازه، فرکانس کلیدزنی و اندازه سیستم را محدود می‌کند؛ بنابراین تحت این شرایط، بازده بسیار کم می‌شود و مشکل تداخل الکترومغناطیسی نیز شدید می‌باشد. شکل زیر یک مبدل افزایشنده را نمایش می‌دهد [۱۳].



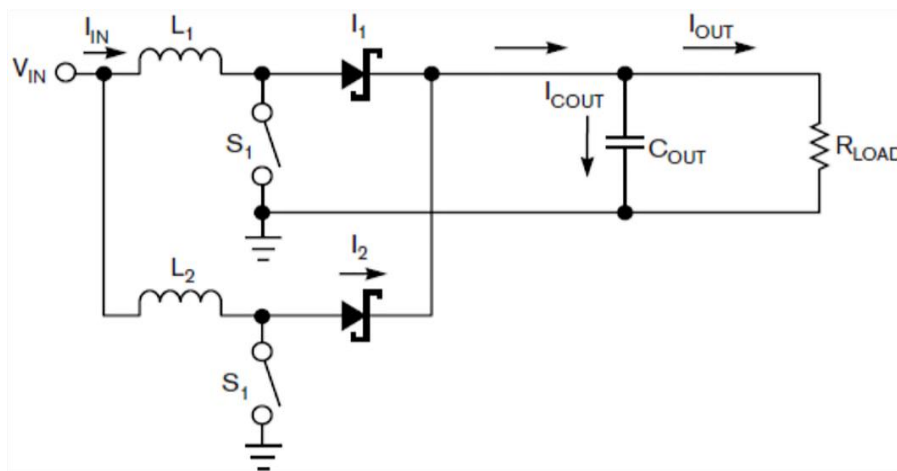
¹ Zero voltage switching

² Zero current switching

شکل ۲-۱: مبدل افزایشده ساده [۱۳]

۳-۲ مبدل‌های افزایشده لایه‌ای^۱

روش‌های توان موازی یکی از راه‌ها برای افزایش توان است. هرچند که این روش نمی‌تواند ریپل جریان ورودی و خروجی را کاهش دهد اما ساختار لایه‌ای راه حل مناسبی برای افزایش توان می‌باشد که می‌توان ریپل جریان را کاهش دهد، اندازه مؤلفه غیرفعال را کم کند، واکنش گذرا را بهبود بخشد و گرما را بین لایه‌ها توزیع کند [۱۴]. در شکل (۲-۲) یک مبدل افزایشده لایه‌ای دو فاز را نشان می‌دهد، به‌هرحال المان‌های توان هنوز در شرایط کلیدزنی سخت عمل می‌کنند و از آنجایی که در کاربردهای ولتاژ بالا مسئله بازیابی و معکوس دیود خروجی جدی است، راندمان مبدل محدود می‌باشد.



شکل ۲-۲: مبدل‌های افزایشده لایه‌ای [۱۳]

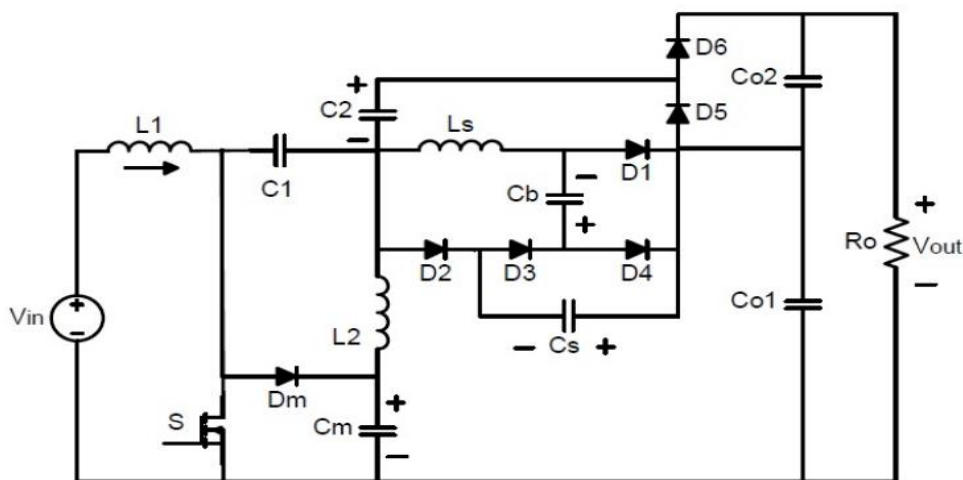
¹ Interleaved

۴-۲ مبدل سپیک غیر ایزوله با بهره و راندمان بالا

یک مبدل سپیک غیر ایزوله پایه در شکل (۳-۲) آمده و معادلات بهره ولتاژ و حداکثر ولتاژ کلید برای این مبدل به صورت زیر است:

$$V_{sw} = \frac{V_{in}}{1-D} \quad \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{D}{1-D}$$

مبدل ارائه شده در اینجا بر مبنای مبدل سپیک پایه طراحی شده است که از یک مدار کمکی برای دستیابی به کلیدزنی نرم و همچنین از مدارهای کمکی دیگری برای رسیدن به بهره ولتاژ بالا استفاده کرده است. ساختار این مبدل پیشنهادی که از سه مدار مختلف اضافه شده به مبدل سپیک پایه تشکیل شده در شکل (۳-۲) نشان داده شده است [۱۳].



شکل ۳-۲: مبدل سپیک غیر ایزوله با بهره و راندمان بالا [۱۳]

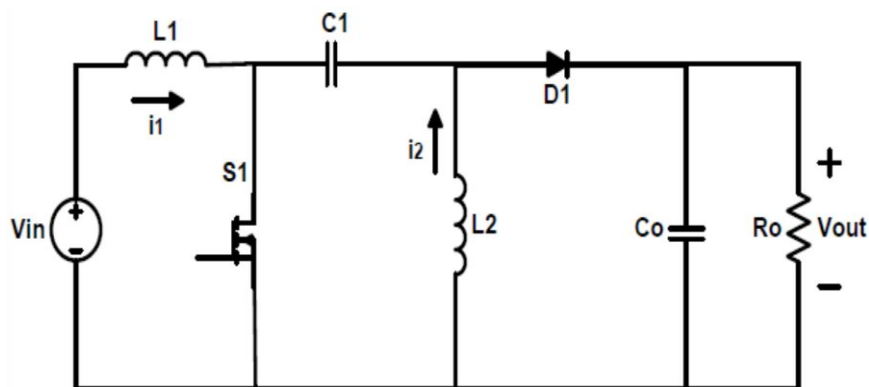
قاعده کلی عملکرد مبدل در شکل (۳-۲) ساختار مبدل پیشنهادی نشان داده شده است. در طی فرایند روشن شدن کلید، بارهای تزریق شده در ناحیه n دیود D_1 باعث عبور جریان لحظه‌ای بازیابی معکوس از آن می‌شوند. در این مدار افزایش نرخ جریان بازیابی معکوس توسط سلف L_s محدود می‌شود. در طی فرایند خاموش شدن کلید، ولتاژ درین - سورس سوئیچ به طور لحظه‌ای افزایش می‌یابد. dv/dt

سریع، تلفات خاموشی را افزایش می‌دهد و مهم‌تر از آن نویز EMI شدیدی را تولید می‌کند. نرخ افزایشی ولتاژ درین - سورس کلید برای به دست آوردن ZVS و کاهش نویز EMI، توسط Cs محدود می‌شود.

در این مدار انرژی منتقل شده به خازن Cb را می‌توان به صورت مجموع انرژی جذب شده در سلف Ls و خازن Cs نشان داد. بازیابی انرژی از طریق تخلیه خازن Cb به خروجی انجام می‌شود.

۵-۲ مبدل سپیک

شکل (۲-۴) یک مبدل سپیک را نشان می‌دهد. کلید قدرت در سمت ولتاژ پایین مبدل قرار دارد پس تلفات کلیدزنی پایین است و سلف در سمت ورودی جریان قرار دارد به همین دلیل ریپل جریان ورودی را محدود می‌کند، همچنین مبدل سپیک دارای دو سلف است که می‌توانند روی یک هسته پیچیده شوند. در این مبدل برای افزایش بهره‌ی ولتاژ، کافی است نسبت سیکل وظیفه را بالا ببریم ولی عملاً نمی‌توان از ضریب سیکل وظیفه بیشتر از ۰/۸۵ استفاده کرد که بهره مبدل را محدود می‌نماید. [۱۵].



شکل ۲-۴: مبدل سپیک متداول [۱۵].

۲-۵-۱ ویژگی‌های مبدل سپیک

از بین مبدل‌های DC-DC، مبدل‌های کاهنده-افزاینده، کاک و سپیک قابلیت افزایش و کاهش ولتاژ ورودی را دارا می‌باشند. مبدل‌های افزایشنده و کاهنده به دلیل عدم انعطاف‌پذیری ولتاژ خروجی کاربرد کمتری نسبت به مبدل‌های کاهنده-افزاینده دارند. عوامل زیادی همانند جریان ورودی-خروجی، هزینه، انعطاف‌پذیری و تأثیر آرایش سیستم فتوولتائیک و ... در انتخاب مبدل‌های DC-DC تأثیرگذار است. در مبدل‌های کاهنده و کاهنده-افزاینده یک جریان ناپیوسته در ورودی سیستم وجود دارد که باعث تلفات توان خواهد شد که دلیل این امر کلید کردن مبدل است. یکی از ویژگی‌های مبدل سپیک و کاک این است که هر دو می‌توانند ولتاژ خروجی بزرگ‌تر یا کوچک‌تر از ولتاژ ورودی داشته باشند. علاوه بر این، جریان ورودی پیوسته و عملکرد بهتری در مقایسه با مبدل‌های فلای‌بک و کاهنده-افزاینده دارند [۱۶]. در رابطه با برتری این مبدل‌ها به‌طور کلی نمی‌توان نظر داد زیرا قانونی در این مورد وجود ندارد. در مبدل سپیک با استفاده از خازنی که به‌صورت سری بین ورودی و خروجی قرار گرفته است، امکان ایزوله کردن ورودی و خروجی را فراهم می‌کند. یکی از مزیت‌های مبدل سپیک نسبت به مبدل کاک این است که در مبدل سپیک ولتاژهای ورودی و خروجی پلاریته معکوس ندارد و این قابلیت مبدل، آن را برای بسیاری از کاربردها مناسب می‌سازد. در قسمت بعد با نحو عملکرد این مبدل بهتر آشنا می‌شوید.

۲-۵-۲ تحلیل عملکرد مبدل

برای توضیح و درک بهتر، عملکرد مبدل سپیک، دیاگرام مداری و مدار معادل آن را در دو حالت کلید روشن و کلید خاموش رسم شده است که در شکل (۲-۵) نشان می‌دهد. مود عملکردی مبدل بصورت جریان پیوسته (CCM) در نظر گرفته شده است.

الف) حالت کلید روشن

در شکل (۲-۵) زمانی را که کلید روشن و دیود خاموش است، را نشان می‌دهد. خازن، جریان بار را تأمین می‌کند، سلف L_1 توسط ولتاژ ورودی شارژ می‌شود و انرژی سلف L_2 توسط خازن C_1 تأمین شده است و در نتیجه L_2 شارژ می‌شود. در این حالت معادله حاکم بر سیستم به صورت زیر به دست می‌آید:

- در اینجا ولتاژ L_1 با ولتاژ ورودی برابر است.

$$V_{in} = L_1 \frac{dI_{L1}}{dt} \quad (1-2)$$

- ولتاژ L_2 با ولتاژ خازن C_1 برابر است.

$$V_{C1} = -L_2 \frac{dI_{L2}}{dt} (\approx V_{in}) \quad (2-2)$$

- جریان C_1 با جریان L_2 برابر است.

$$I_{L2} = -C_1 \frac{dV_{C1}}{dt} \quad (3-2)$$

- جریان C_2 با جریان خروجی برابر است.

$$\frac{V_{out}}{R} = \frac{V_{C2}}{R} = -C_2 \frac{dV_{C2}}{dt} \quad (4-2)$$

ب) حالت کلید خاموش

شکل (۲-۵ج) زمانی را که کلید خاموش و دیود روشن است، نشان می‌دهد. در اینجا خازن C_1 توسط سلف L_1 شارژ می‌شود و جریان خروجی را تأمین می‌کند، سلف L_2 به بار متصل شده است که خازن C_2 را شارژ و جریان بار هم تأمین می‌کند. به طور کلی هر دو سلف، وظیفه تأمین جریان خازن C_2 و بار، بر عهده دارند. سلف‌ها باید در این مدت خازن خروجی را شارژ کنند، در این حالت معادله حاکم بر سیستم مطابق زیر به دست می‌آید:

- در اینجا ولتاژ سلف L_1 با استفاده از قانون ولتاژ حلقه به صورت زیر به دست می‌آید:

$$L_1 \frac{dI_{L1}}{dt} = V_{in} - V_{C1} - V_{C2} \quad (5-2)$$

- از آنجایی که ولتاژ سلف L_2 با ولتاژ خازن C_2 برابر است داریم:

$$L_2 \frac{dI_{L2}}{dt} = -V_{C2} \quad (6-2)$$

- جریان عبوری از خازن C_1 با جریان عبوری از سلف L_1 برابر است در نتیجه:

$$I_{L1} = I_{C1} \quad (7-2)$$

- جریان عبوری از خازن C_2 با جریان‌های عبوری از هر دو سلف برابر است.

$$C_2 \frac{dV_{C2}}{dt} = I_{L1} + I_{L2} - \frac{V_{C2}}{R} \quad (8-2)$$

با توجه به شکل (5-2) از آنجایی که مقدار میانگین ولتاژ دو سر سلف یک برای عملکرد متناوب صفر

است، بهره‌ی انتقال ولتاژ به صورت زیر محاسبه می‌شود [17].

$$(V_{L1(sw\ closed)})DT_s + (V_{L1(sw\ open)})(1-D)T_s = 0$$

$$V_{in}DT_s - V_{out}(1-D)T_s = 0 \Rightarrow \frac{V_{in}}{V_{out}} = \frac{D}{1-D} \quad (9-2)$$

با توجه به معادله فوق می‌توان مقدار نامی سیکل وظیفه را به صورت زیر محاسبه کنید:

$$D = \frac{V_{out}}{V_{out} + V_{in}} \quad (10-2)$$

در معادله فوق D سیکل وظیفه است و در بازه $0 \leq D \leq 1$ قرار دارد.

با فرض این که مبدل ایده آل باشد، رابطه توان ورودی و خروجی را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$P_{in} = P_{out} \Rightarrow V_{in}I_{in} = V_{out}I_{out} \quad (11-2)$$

با استفاده از معادله فوق می‌توان جریان میانگین سلف که همان جریان منبع است، به صورت زیر محاسبه کنید:

$$I_{L1} = I_{in} = \frac{V_{out} I_{out}}{V_{in}} \quad (12-2)$$

تغییرات جریان سلف L_1 زمانی که کلید روشن است از معادله زیر به دست می‌آید:

$$V_{L1} = V_{in} = L_1 \frac{dI_{L1}}{dt} = L_1 \frac{\Delta I_{L1}}{\Delta t} = L_1 \frac{\Delta I_{L1}}{DT} \quad (13-2)$$

$$\Delta I_{L1} = \frac{V_{in} D}{L_1 F_{sw}} \quad (13-2)$$

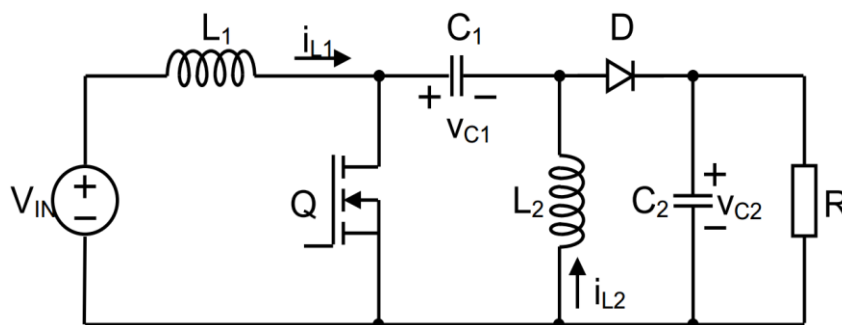
$$F_{sw} = \frac{1}{T} \quad (14-2)$$

در معادله فوق F_{sw} فرکانس کلیدزنی است. جریان میانگین سلف L_2 را با استفاده از قانون کیرشهف مطابق زیر به دست می‌آید:

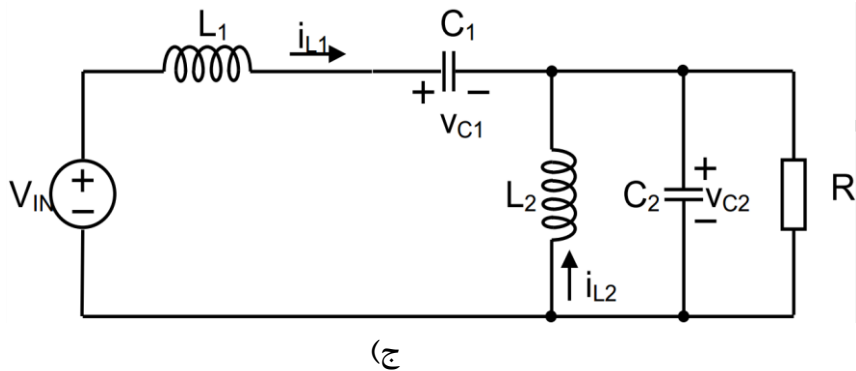
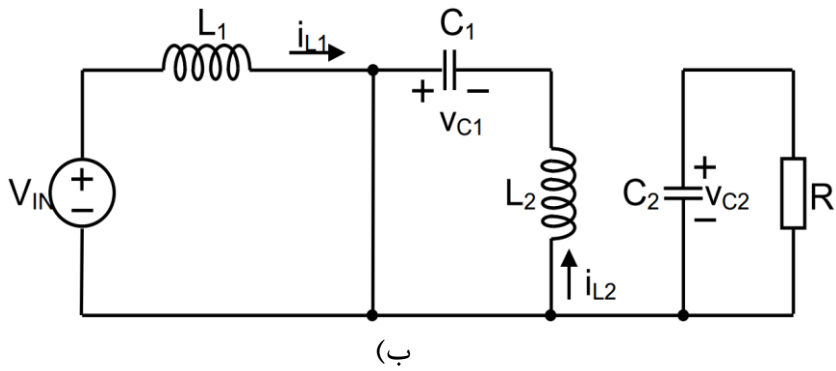
$$I_{L2} = I_{C2} + I_{out} - I_{C1} \quad (15-2)$$

جریان میانگین در هر کدام از خازن‌ها صفر است در نتیجه جریان میانگین سلف L_2 برابر است با:

$$I_{L2} = I_{out} \quad (16-2)$$



(الف)



شکل ۲-۵: یک مبدل سپیک ایده آل: الف) دیود و ماسفت به صورت واقعی نشان می‌دهد. ب) زمانی که ماسفت

روشن است و دیود خاموش است. ج) زمانی که ماسفت خاموش و دیود روشن است. [۱۸]

تغییرات در سلف L_2 زمانی که کلید روشن است به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$V_{L_2} = -V_{C_1} = -L_2 \frac{dI_{L_2}}{dt} = -L_2 \frac{\Delta I_{L_2}}{\Delta t} = -L_1 \frac{\Delta I_{L_2}}{DT} \quad (17-2)$$

$$\Delta I_{L_2} = \frac{V_{in} D}{L_2 F_{sw}} \quad (18-2)$$

در سمت خروجی، مدار شامل دیود، خازن C_2 و مقاومت بار می‌شود. در نتیجه تغییرات ولتاژ خروجی

به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$\Delta V_{out} = \Delta V_{C_2} = \frac{V_{out} D}{RC_2 F_{sw}} \quad (19-2)$$

با استفاده از معادله فوق، ظرفیت خازن C_2 محاسبه می‌شود:

$$C_2 = \frac{D}{R\left(\frac{\Delta V_{out}}{V_{out}}\right)F_{sw}} \quad (20-2)$$

برای محاسبه تغییرات در خازن C_1 زمانی که کلید روشن است، به صورت زیر به دست می آید:

$$\Delta V_{C1} = \frac{\Delta Q}{C_1} = \frac{I_{out}\Delta t}{C_1} = \frac{I_{out}DT}{C_1} = \frac{V_{out}D}{RC_1F_{sw}} \quad (21-2)$$

با استفاده از معادله فوق، ظرفیت خازن C_1 محاسبه می شود:

$$C_1 = \frac{D}{R\left(\frac{\Delta V_{C1}}{V_{out}}\right)F_{sw}} \quad (22-2)$$

۶-۲ محاسبه‌ی عناصر مبدل سپیک

آرایه فتوولتائیک که در این پایان نامه برای محاسبه‌ی مقادیر مبدل سپیک استفاده شده است، پنل خورشیدی TBP1275 نام دارد [۱۹] که مشخصات موردنیاز در جدول (۱-۲) آورده شده است.

جدول ۱-۲: مشخصات الکتریکی آرایه فتوولتائیک (در تابش $1KW/m^2$)

مقادیر	مشخصات الکتریکی
74W وات	ماکزیمم توان Pmax
17V ولت	ولتاژ در ماکزیمم توان Vmp
4.4A آمپر	جریان در ماکزیمم توان Imp
4.75A آمپر	جریان اتصال کوتاه Isc
21.6V ولت	ولتاژ مدارباز Vos

با توجه به این که پارامترهای مبدل تحت تأثیر عوامل مختلف تغییر می کنند، برای محاسبه ی دقیق عناصر مبدل، باید تغییرات را در نظر گرفت. با در نظر گرفتن مشخصات جدول (۲-۱) و روابط به دست آمده پارامترهای مبدل مطابق زیر محاسبه می شوند:

- با توجه به در نظر گرفتن ولتاژهای ورودی و خروجی از مرجع [۱۹] حالت های مختلف سیکل وظیفه به صورت زیر به دست می آید:

$$D = \frac{V_{out}}{V_{in} + V_{out}} = \frac{14}{15 + 14} = 0.49 \quad (23-2)$$

$$D_{max} = \frac{V_{out}}{V_{in(min)} + V_{out}} = \frac{14}{12 + 14} = 0.54 \quad (24-2)$$

$$D_{min} = \frac{V_{out}}{V_{in(max)} + V_{out}} = \frac{14}{18 + 14} = 0.44 \quad (25-2)$$

- برای محاسبه مقدار سلف ها، ابتدا باید تغییرات جریان عبوری از سلف، به دست آوریم:

$$\Delta I_L = I_{in} \times 40\% = I_{out} \times \frac{V_{out}}{V_{in(min)}} \times 40\% = 5 \times \frac{14}{12} \times 0.4 = 2.33A \quad (26-2)$$

در معادله فوق میزان ریپل جریان ۴۰ درصد در نظر گرفته شده است [۲۰].

- مقدار سلف ها از روابط زیر محاسبه می شود [۲۱].

$$L_1 = L_2 = L = \frac{V_{in(min)}}{\Delta I_L \times F_{sw}} \times D_{max} = \frac{12}{2.33 \times 50 \times 10^3} \times 0.54 = 55 \times 10^{-6} \quad (27-2)$$

- ماکزیمم جریان عبوری از سلف ها به صورت زیر محاسبه می شود:

$$I_{L1(peak)} = I_{out} \frac{V_{out} + V_D}{V_{in(min)}} \left(1 + \frac{40\%}{2}\right) = 5 \times \frac{14 + 0.5}{12} \times \left(1 + \frac{40\%}{2}\right) = 7.25A \quad (28-2)$$

$$I_{L2(peak)} = I_{out} \left(1 + \frac{40\%}{2}\right) = 5 \times \left(1 + \frac{40\%}{2}\right) = 6A \quad (29-2)$$

• ظرفیت خازن، از روابط زیر محاسبه می شود [۲۱].

$$C_1 = \frac{I_{out} \times D_{max}}{\Delta V_{C1} \times F_{sw}} = \frac{5 \times 0.54}{1.8 \times 50 \times 10^3} = 30 \times 10^{-6} \quad (30-2)$$

$$C_2 = \frac{I_{out} \times D_{max}}{\Delta V_{C2} \times F_{sw}} = \frac{5 \times 0.54}{0.28 \times 50 \times 10^3} = 192 \times 10^{-6} \quad (31-2)$$

در روابط فوق، تغییرات ولتاژ خروجی، ۲ درصد از مقدار کل ولتاژ خروجی و تغییرات ولتاژ خازن C_1 ، ۱،۸ ولت فرض شده است.

با استفاده از روابط حاکم بر مبدل سپیک مقادیر تمام عناصر مبدل محاسبه شده است. در جدول (۲-۲) عناصر محاسبه شده را نشان می دهد. این مقادیر با در نظر گرفتن توان و ولتاژ تولید شده توسط پنل های خورشیدی به دست می آید که با استفاده از مشخصات پنل خورشیدی در جدول (۲-۱) بیان می شود.

جدول ۲-۲: پارامترهای محاسبه شده با تغییرات در نظر گرفته شده

پارامترها	مقادیر
V_{in}	۱۲۷ تا ۱۸ ولت مستقیم
V_{out}	۱۴۷ ولت
P_{out}	۷۴W وات
I_{out}	۵A آمپر
R	۸,۸ Ω اهم
L_1	۵۵ μ H میکرو هانری
L_2	۵۵ μ H میکرو هانری
C_1	۳۰ μ F میکرو فاراد
C_2	۱۹۲ μ F میکرو فاراد
F_{sw}	۵۰ KHz کیلوهرتز

۲-۷ تحلیل فضای حالت مبدل

در سیستم‌هایی الکترونیک قدرت، برای مدل‌سازی مبدل‌های کلیدزنی از روش معادلات حالت میانگین استفاده می‌شود که در آن روابط حاکم بر سیستم را زمانی که کلید خاموش و روشن است نوشته می‌شود و سپس معادلات به دست آمده به عنوان معادلات حالت سیستم در نظر گرفته می‌شود. برای به دست آوردن تابع تبدیل سیستم مبدل سپیک، با در نظر گرفتن ولتاژ خروجی به عنوان خروجی سیستم و سیگنال ورودی (سیکل وظیفه) به عنوان ورودی سیستم به ترتیب زیر عمل می‌کنیم:

¹ Stat-space Average Model

- با در نظر گرفتن شکل (۵-۲) ب، هنگامی که $0 < t < DT$ می باشد، روابط حاکم بر سیستم با استفاده از معادلات (۳۲-۲) نوشته می شود:

$$\begin{aligned}
 V_{in} + L_1 \frac{di_{L1}}{dt} &= 0 \rightarrow \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_{in}}{L_1} \\
 L_2 \frac{di_{L2}}{dt} - v_{C1} &= 0 \rightarrow \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{v_{C1}}{L_2} \\
 C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} + i_{L2} &= 0 \rightarrow \frac{dv_{C1}}{dt} = -\frac{i_{L2}}{C_1} \\
 C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} + \frac{v_{C2}}{R} &= 0 \rightarrow \frac{dv_{C2}}{dt} = -\frac{v_{C2}}{RC_2}
 \end{aligned}$$

(۳۲-۲)

- با در نظر گرفتن شکل (۵-۲) ج هنگامی که $DT < t < T$ می باشد، روابط حاکم بر سیستم به صورت زیر نوشته می شود:

$$\begin{aligned}
 V_{in} + L_1 \frac{di_{L1}}{dt} + v_{C1} + v_{C2} &= 0 \rightarrow \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_{in}}{L_1} - \frac{v_{C1}}{L_1} - \frac{v_{C2}}{L_1} \\
 L_2 \frac{di_{L2}}{dt} + v_{C2} &= 0 \rightarrow \frac{di_{L2}}{dt} = -\frac{v_{C2}}{L_2} \\
 C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} - i_{L2} &= 0 \rightarrow \frac{dv_{C1}}{dt} = \frac{i_{L2}}{C_1} \\
 C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} - i_{L1} - i_{L2} + \frac{v_{C2}}{R} &= 0 \rightarrow \frac{dv_{C2}}{dt} = \frac{i_{L1}}{C_2} + \frac{i_{L2}}{C_2} - \frac{v_{C2}}{RC_2}
 \end{aligned}$$

(۳۳-۲)

- با استفاده از روابط (۳۲-۲) A_1 و B_1 به صورت زیر در معادلات فضای حالت سیستم به کار گرفته می شوند:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{dv_{C1}}{dt} \\ \frac{dv_{C2}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{RC_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C1} \\ v_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [V_{in}] \quad (34-2)$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{RC_2} \end{bmatrix} \quad B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

- با استفاده از روابط (33-2) و A_2 و B_2 به صورت زیر در معادلات فضای حالت سیستم به کار گرفته می شوند:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{dv_{C1}}{dt} \\ \frac{dv_{C2}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_2} & \frac{1}{C_2} & 0 & -\frac{1}{RC_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_C \\ v_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [V_{in}]$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L1} & -\frac{1}{L1} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L2} \\ \frac{1}{C1} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C2} & \frac{1}{C2} & 0 & -\frac{1}{RC2} \end{bmatrix} \quad B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

(۳۵-۲)

• برای به دست آوردن A و B معادله (۳۴-۲) و (۳۵-۲) را به صورت زیر ترکیب می کنیم:

$$A = DA_1 + (1-D)A_2, B = DB_1 + (1-D)B_2 \quad (۳۶-۲)$$

معادلات مبدل سپیک، به صورت زیر نوشته می شوند:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1-D}{L1} & -\frac{1-D}{L1} \\ 0 & 0 & \frac{D}{L2} & -\frac{1-D}{L2} \\ \frac{1-D}{C1} & -\frac{D}{C1} & 0 & 0 \\ \frac{1-D}{C2} & \frac{1-D}{C2} & 0 & -\frac{1}{RC2} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$y = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 1] \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C1} \\ v_{C2} \end{bmatrix}$$

$$\begin{cases} I_{L1} = -\frac{(1-D)}{L1}(V_1 + V_2) + \frac{E}{L1} \\ V_1 = \frac{(1-D)}{C1}I_{L1} - \frac{D}{C1}I_{L2} \\ I_{L2} = \frac{D}{L2}(V_1 + V_2) - \frac{V_2}{L2} \\ V_2 = \frac{(1-D)}{C2}(I_{L1} + I_{L2}) - \frac{V_2}{RC2} \end{cases}$$

(۳۷-۲)

- در معادله‌ی فضای حالت (۲-۳۷) ورودی سیستم مبدل سپیک ولتاژ ورودی است، اما در عمل ولتاژ ورودی مبدل همان ولتاژ ترمینال پنل‌ها است که این ولتاژ را نمی‌توان ورودی کنترلی در نظر گرفت. به همین دلیل سیستم غیر خطی مبدل را با استفاده از روش ژاکوبین برحسب سیکل وظیفه خطی می‌کنیم. فرم فضای حالت سیستم بعد از خطی سازی به صورت زیر می‌باشد:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\tilde{i}_{L1}}{dt} \\ \frac{d\tilde{i}_{L2}}{dt} \\ \frac{d\tilde{v}_{C1}}{dt} \\ \frac{d\tilde{v}_{C2}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1-D}{L_1} & -\frac{1-D}{L_1} \\ 0 & 0 & -\frac{D}{L_2} & \frac{1-D}{L_2} \\ \frac{1-D}{C_1} & \frac{D}{C_1} & 0 & 0 \\ \frac{1-D}{C_2} & -\frac{1-D}{C_2} & 0 & -\frac{1}{RC_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L1} \\ \tilde{i}_{L2} \\ \tilde{v}_{C1} \\ \tilde{v}_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{v_{in} + v_{out}}{L_1} \\ -\frac{v_{in} + v_{out}}{L_2} \\ \frac{i_{L2} - i_{L1}}{C_1} \\ \frac{i_{L2} - i_{L1}}{C_2} \end{bmatrix} \tilde{d}$$

$$y = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 1] \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L1} \\ \tilde{i}_{L2} \\ \tilde{v}_{C1} \\ \tilde{v}_{C2} \end{bmatrix} \quad (2-38)$$

- با جایگذاری نقطه کار و پارامترهای مبدل در رابطه فوق داریم:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\tilde{i}_{L1}}{dt} \\ \frac{d\tilde{i}_{L2}}{dt} \\ \frac{d\tilde{v}_{C1}}{dt} \\ \frac{d\tilde{v}_{C2}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -9272.7 & -9272.7 \\ 0 & 0 & -8909 & 9272.7 \\ 17000 & 16333 & 0 & 0 \\ 2656.3 & -2656.3 & 0 & -1860 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L1} \\ \tilde{i}_{L2} \\ \tilde{v}_{C1} \\ \tilde{v}_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 472737 \\ -472737 \\ -29333 \\ -4583.3 \end{bmatrix} \tilde{d}$$

$$y = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L1} \\ \tilde{i}_{L2} \\ \tilde{v}_{C1} \\ \tilde{v}_{C2} \end{bmatrix}$$

(۳۹-۲)

در بالا مدل فضای حالت مبدل سپیک را نشان می‌دهد که خروجی سیستم برحسب ولتاژ خازن v_{C2} و ورودی سیستم برحسب سیکل وظیفه می‌باشد. تابع تبدیل سیستم را می‌توان به صورت زیر نوشت:

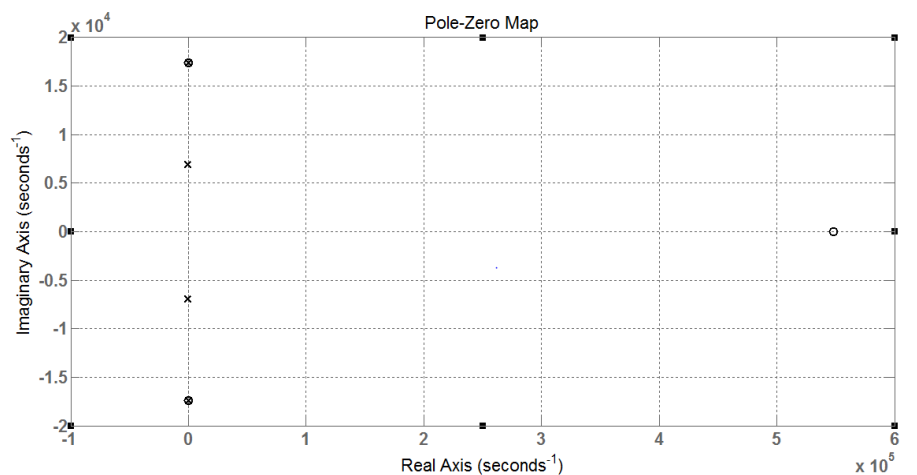
$$G(s) = \frac{-4583 s^3 + 2.511e09 s^2 - 1.361e12 s + 7.61e17}{s^4 + 1860 s^3 + 3.524e08 s^2 + 5.639e11 s + 1.493e16}$$

(۴۰-۲)

با استفاده از رابطه (۴۰-۲)، می‌توان صفر و قطب‌های سیستم مبدل را محاسبه کرد، این سیستم دارای قطب‌هایی در $-0.08 \pm i117411$ ، $-929 \pm i6955$ و صفرهایی در 547944 و $-5/5 \pm i117407$ است. با توجه به این که سیستم صفری در سمت راست محور موهومی دارد، نامینیم‌فاز است؛ اما با توجه به قطب‌های سیستم که در سمت چپ محور موهومی قرار دارند، سیستم پایدار است.

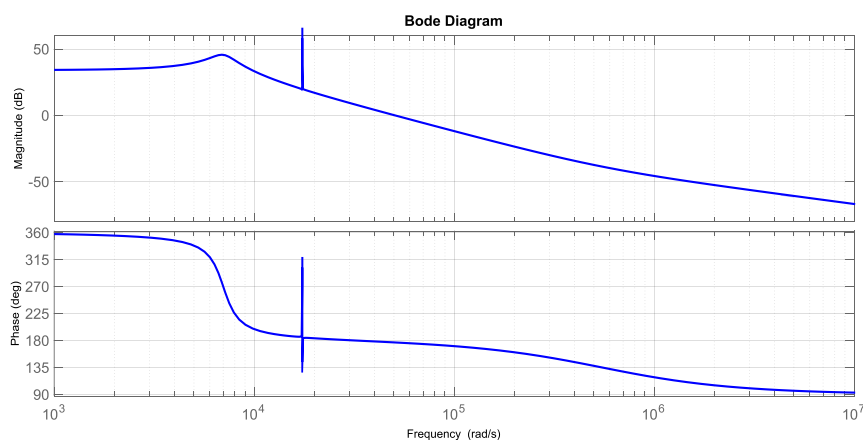
۸-۲ تحلیل سیستم مبدل سپیک

نمودار صفر-قطب سیستم مبدل سپیک در شکل (۶-۲) نشان داده شده است.



شکل ۲-۶ نمایش صفر و قطب سیستم مرتبه چهار مبدل سپیک

همان طور که در شکل (۲-۶) مشاهده می‌شود، این سیستم دارای یک جفت قطب مزدوج بسیار نزدیک به محور موهومی است و در نزدیکی این قطب‌ها یک جفت صفر مزدوج قرار دارد. این عامل باعث شده است که صفرها و قطب‌ها اثر یکدیگر را تا حد زیادی خنثی کنند. این سیستم دارای یک جفت قطب دیگر است که در فاصله‌ای دور از محور موهومی قرار دارد و عملکرد اصلی سیستم با توجه به این قطب‌ها مشخص می‌شود. در سیستم فوق یک صفر در سمت راست محور واقع شده است که سیستم را نامینیم‌فاز می‌کند. حال برای بررسی کامل سیستم در حوزه‌ی فرکانس، دیاگرام بود مطابق شکل (۲-۷) رسم شده است:



شکل ۲-۷: دیاگرام بود سیستم مرتبه چهار مبدل سپیک

با توجه به دیاگرام بود، پهنای باند سیستم برابر با $10762,7556$ هرتز است. می توان نتیجه گرفت که عملکرد سیستم در این ناحیه قرار دارد. در نمودار اندازه و فاز یک جهش با طول فرکانس کوچک، رخ داده است. این جهش ناشی از جفت صفر و قطب مزدوج نزدیک به هم می باشد.

طراحی کنترل کننده PWM به روش آشفته‌گی منفرد برای یک مبدل

DC به DC سپیک

۱-۳ مقدمه

روش اشفتگی منفرد یک روش جداسازی اسکیل زمانی برای کنترل کانورتر های قدرت است. در اینجا ابتدا مسئله کنترلی بازگو می شود و در ادامه حلقه کنترلی داخلی براساس روش مود لغزشی طراحی می شود. برای حلقه کنترلی میانی از کنترل کننده PI و روش اشفتگی منفرد استفاده می شود. در حلقه اخر کنترل کننده تناسبی انتگرالی استفاده شده است.

۲-۳ مسئله کنترلی

هدف کنترلی برای کانورتر سپیک این است که ولتاژ خروجی را ثابت نگه دارد:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} V_{C2}(t) = V_{C2}^d \quad (1-3)$$

در اینجا V_{C2}^d مقدار مرجع ولتاژ V_{C2} است. حالت (۱-۳) را می توان در حضور بار متغیر R و منبع ولتاژ متغیر E حفظ کرد. تغییرات R و E بعنوان اغتشاشات در نظر گرفته می شود. ساختار سیستم کنترلی در شکل (۱-۳) ارائه شده است.

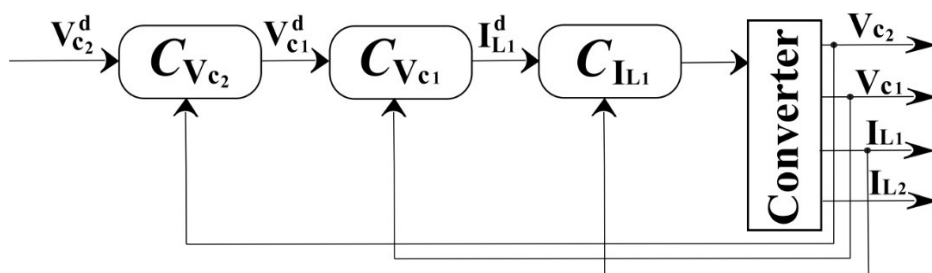
کنترل کننده ی داخلی C_{IL1} به گونه ای تنظیم شده است که جریان سلف $L1$ را کنترل کند و رابطه زیر را داشته باشم:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} I_{L1}(t) = I_{L1}^d \quad (2-3)$$

I_{L1}^d مقدار مرجع جریان I_{L1} است. هدف کنترلی کنترل کننده ولتاژ خارجی C_{VC1} ، حفظ رابطه زیر است:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} V_{C1}(t) = V_{C1}^d \quad (3-3)$$

که V_{c1}^d مقدار مرجع ولتاژ خازن $C1$ است. رابطه (۳-۳) از طریق تنظیم جریان ورودی مرجع I_{L1}^d حفظ می شود. کنترل کننده خارجی C_{Vc2} باعث می شود تا از طریق تنظیم ولتاژ مرجع V_{c1}^d به شرایط مورد نیاز در (۱-۳) برسیم. کنترل کننده C_{IL1} قانون کنترلی گسسته ای را ارائه می کند که بصورت کلید زنی تاخیری بوده و تابع کنترل u مقدار ۰ و ۱ دارد.



شکل ۱-۳: بلوک دیاگرام سیستم کنترلی برای کانورتر سپیک

۳-۳ معادلات برابری کانورتر سپیک

کنترل کننده داخلی C_{IL1} فرکانس کلید زنی بالایی برای مود کاری مبدل سپیک ارائه می کند که توسط تابع کلید زنی $u(t)$ بیان می شود.

از معادلات (۳۷-۲) و با فرض $I_{L1} = 0$ ، $I_{L2} = 0$ ، $V_{C1} = 0$ و $V_{C2} = 0$ معادلات برابری کانورتر سپیک بصورت زیر حساب می شود:

$$I_1 = \frac{E}{R} \frac{u^2}{(1-u)^2}$$

$$I_2 = \frac{E}{R} \frac{u}{1-u}$$

$$V_1 = E$$

$$V_2 = E \frac{u}{1-u}$$

(۴-۳)

که در اینجا $0 < u < 1$. با تقریب خطی سازی میتوان نشان داد که معادلات برابری کانورتر سپیک پایدار است.

۴-۳ طراحی سیستم کنترل

۱-۴-۳ کنترل کننده مود لغزشی از جریان I_{L1}

کنترل کننده C_{IL1} از جریان I_{L1} طوری طراحی می شود که رابطه (۳-۲) را حفظ کند.

سطح لغزش برای کنترل جریان مود لغزشی بصورت زیر ارائه می شود:

$$S(t) = I_{L1}^d(t) - I_{L1}(t) \quad (۵-۳)$$

از این رو تابع لیاپانوف دارای فرم $V(s)=0.5s^2$ است و قانون کنترلی بصورت زیر است:

$$u(t) = 0.5[\text{sign}(s(t)) + 1] \quad (۶-۳)$$

در اینجا u بین ۰ و ۱ است. حالت گذرا در حلقه ی کنترلی داخلی برای جریان I_{L1} در مقایسه با حالات گذرای حلقه کنترلی خارجی برای ولتاژ V_{C1} باید در حد قابل قبولی سریع تر باشد. از این رو برای مود لغزشی داریم: $S = 0$ و $I_{L1}^d = I_{L1}$.

در ادامه قرار دادن $s = 0$ قانون کنترلی بصورت زیر بدست می آید:

$$u_{eq} = \frac{L1 I_{L1}^d + V_1 + V_2 - E}{V_1 + V_2} \quad (۷-۳)$$

اگر از ترم $L1 I_{L1}^d$ صرف نظر شود از معادله قبل به معادله زیر می رسیم:

$$u_{eq} = \frac{V_1 + V_2 - E}{V_1 + V_2} \quad (۸-۳)$$

از جایگذاری u_{eq} در معادله (۲-۲) به سیستم حلقه بسته زیر می رسیم:

$$V_1 = \frac{E}{(V_1 + V_2)C_1} I_{L1}^d - \frac{I_{L2}}{C_1} \left(\frac{V_1 + V_2 - E}{V_1 + V_2} \right)$$

$$V_2 = \frac{E}{(V_1 + V_2)} \frac{(I_{L1}^d + I_{L2})}{C_2} - \frac{V_2}{RC_2}$$

$$I_{L2} = \frac{V_1}{L_2} - \frac{E}{L_2}$$

(۹-۳)

در اینجا I_{L1}^d متغیر کنترلی جدید است و معادلات درجه ۴ مبدل سپیک با کنترل کننده داخلی به معادلات (۹-۳) تبدیل می شود. در ادامه کنترل کننده G_{VC1} را برای سیستم درجه ۳ بالا طراحی میکنیم.

۳-۴-۲ کنترل کننده PI از ولتاژ V_{C1} به روش آشفته‌گی منفرد

سیستم غیر خطی زیر را در نظر بگیرید:

$$x^{(n)} = f(X, w, u)$$

(۱۰-۳)

تابع $f(X, w, u)$ یک تابع پیوسته از اسکالره‌های نامعلوم X, w و u می باشد و u متغیر کنترلی است که دارای دو مقدار u^+ و u^- می باشد و کنترل PWM برای سیستم (۱۰-۳) با تابع کلید زنی زیر بیان می شود [۲۲].

$$u = \begin{cases} u^+ & \text{for } t_k < t \leq t_k + \chi(t_k)T_s \\ u^- & \text{for } t_k + \chi(t_k)T_s < t \leq t_k + T_s \end{cases}$$

(۱۱-۳)

در اینجا T_s زمان نمونه برداری و χ تابع نسبت وظیفه است که مقدار آن در بازه $(0,1)$ قرار می گیرد و $k=0,1,\dots$ و $t_k = kT_s$

سیستم کنترلی طوری طراحی می شود که رابطه زیر را برقرار کند:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |e(t)| \leq \delta$$

$$e(t) = r(t) - x(t)$$

(۱۲-۳)

e خطای ردیابی است و $r(t)$ سیگنال مرجع است. δ نیز مقدار مثبت کوچک می باشد.

مدل میانگین فیلیپوف

با در نظر گرفتن $f^+(X,w) = f(X,w,u^+)$ و $f^-(X,w) = f(X,w,u^-)$ سیستم (۱-۳) بصورت زیر نوشته می شود [۲۲].

$$x^{(n)} = \chi f^+(X,w) + (1 - \chi) f^-(X,w) \quad (۱۳-۳)$$

مدل میانگین زمان پیوسته قبل را می توان بصورت زیر بازنویسی کرد [۲۲].

$$x^{(n)} = f^-(X,w) + g(X,w,u^+,u^-) \chi \quad (۱۴-۳)$$

$$g(X,w,u^+,u^-) = f^+(X,w) - f^-(X,w) \quad (۱۵-۳)$$

سیستم غیر همراه (۱۰-۳) با PWM گفته شده در (۱۱-۳) سیستم (۱۴-۳) را که یک سیستم همراه است نتیجه می دهد.

فرم کلی کنترل کننده ردیاب بصورت زیر است [۲۳].

$$\begin{aligned} \mu^q \chi^{(q)} + d_{q-1} \mu^{q-1} \chi^{(q-1)} + \dots + d_1 \mu \chi^{(1)} \\ = K_1 [T^{-n} e + \dots + a_{n-1}^d T^{-1} e^{(n-1)} + e^{(n)}] \end{aligned} \quad (۱۶-۳)$$

با مقاردهی به پارامترهای q و n کنترل کننده ردیاب به فرم های مختلف کنترل کننده مانند PID و PI و ... تبدیل می شود. اگر $q=2$ و $n=1$ باشد نگاه کنترل کننده ردیاب به یک کنترل کننده PI با فیلتر پایین گذر تبدیل و به فرم زیر ظاهر می شود:

$$\chi(s) = \frac{K_1 [s + T^{-1}]}{\mu^2 s^2 + d_1 \mu s} e(s) \quad (۱۷-۳)$$

خروجی کنترل کننده G_{VC1} جریان I_{L1}^d است که ورودی مرجع برای کنترل کننده داخلی به شمار می رود و از طریق تنظیم این جریان برای حلقه کنترلی داخلی می توان حالت (۳-۳) را حفظ کرد.

کنترل کننده G_{VC1} را که یک کنترل کننده PI با فیلتر پایین گذر است بصورت زیر در نظر می گیریم [۲۲].

$$\mu^2(I_{L1}^d)^{(2)} + d\mu(I_{L1}^d)^{(1)} = K_1 \left[\frac{V_1^d - V_1}{T} - (V_1)^{(1)} \right] \quad (۱۸-۳)$$

با تغییر متغیر و قرار دادن $z_1 = I_{L1}^d$ و $z_2 = \mu I_{L1}^d$ رابطه (۱۸-۳) که یک معادله دیفرانسیل درجه ۲ می باشد را به فرم فضای حالت زیر می نویسیم [۲۲].

$$\begin{cases} \mu z_1 = z_2 \\ \mu z_2 = -dz_2 + K_1 \left[\frac{(V_1^d - V_1)}{T} - (V_1)^{(1)} \right] \end{cases} \quad (۱۹-۳)$$

پارامترهای کنترل کننده (۱۸-۳) را می توان با آنالیز سیستم حلقه بسته کاهش یافته زیر بدست آورد.

$$V_1 = \frac{E}{(V_1 + V_2)C_1} z_1 - \frac{I_{L2}}{C_1} \left(\frac{V_1 + V_2 - E}{V_1 + V_2} \right)$$

$$V_2 = \frac{E}{(V_1 + V_2)} \frac{(z_1 + I_{L2})}{C_2} - \frac{V_2}{RC_2}$$

$$I_{L2} = \frac{V_1}{L_2} - \frac{E}{L_2}$$

$$\mu z_1 = z_2$$

$$\mu z_2 = -dz_2 + K_1 \left[\frac{(V_1^d - V_1)}{T} - (V_1)^{(1)} \right]$$

(۲۰-۳)

اگر سمت راست V_1 را از معادله ی اول (۲۰-۳) در معادله ی اخر جایگزین کنیم به معادله ی زیر می رسیم:

$$V_1 = \frac{E}{(V_1 + V_2)C_1} z_1 - \frac{I_{L2}}{C_1} \left(\frac{V_1 + V_2 - E}{V_1 + V_2} \right)$$

$$V_2 = \frac{E}{(V_1 + V_2)} \frac{(z_1 + I_{L2})}{C_2} - \frac{V_2}{RC_2}$$

$$I_{L2} = \frac{V_1}{L_2} - \frac{E}{L_2}$$

$$\mu z_1 = z_2$$

$$\mu z_2 = -dz_2 + K_1 \left[\frac{(V_1^d - V_1)}{T} - \frac{E}{(V_1 + V_2)C_1} z_1 + \frac{(V_1 + V_2) I_{L2}}{(V_1 + V_2) C_1} \right]$$

(۲۱-۳)

زمانی که μ یک پارامتر مثبت کوچک باشد معادلات (۲۱-۳) معادلات دیفرانسیلی آشفته منفرد نامیده می شود و برای مود های سریع و کند باید شرط $\mu \rightarrow 0$ برقرار شود.

از معادلات آشفته منفرد (۲۱-۳) ، مود سریع *FMS* بصورت زیر نوشته می شود.

$$\mu z_1 = z_2$$

$$\mu z_2 = -dz_2 + K_1 \left[\frac{(V_1^d - V_1)}{T} - \frac{E}{(V_1 + V_2)C_1} z_1 + \frac{(V_1 + V_2) I_{L2}}{(V_1 + V_2) C_1} \right]$$

(۲۲-۳)

که بعد از ساده سازی به فرم زیر می نویسیم:

$$\mu z_1 = z_2$$

$$\mu z_2 = -\frac{K_1 E}{(V_1 + V_2)C_1} z_1 - dz_2 + K_1 \left[\frac{(V_1^d - V_1)}{T} + \frac{(V_1 + V_2) I_{L2}}{(V_1 + V_2) C_1} \right]$$

(۲۳-۳)

متغیر های I_{L2} ، V_1 و V_1^d متغیرهای ساکن در طول حرکت گذرای (۲۳-۳) هستند.

پارامترهای d و μ پارامترهای مثبت هستند و برای پایداری معادله ی *FMS* باید داشته باشیم:

$$\frac{K_1 E}{(V_1 + V_2)C_1} > 0$$

(۲۴-۳)

در اینجا بهره K_1 را بصورت زیر انتخاب می کنیم تا پایداری برقرار شود.

$$K_1 = \frac{(V_1 + V_2)C_1}{E}$$

(۲۵-۳)

اگر در معادله (۲۳-۳) پارامتر μ به سمت صفر رود آنگاه داریم:

$$V_1 = \frac{E}{(V_1 + V_2)C_1} z_1^s - \frac{I_{L2}}{C_1} \left(\frac{V_1 + V_2 - E}{V_1 + V_2} \right)$$

$$V_2 = \frac{E}{(V_1 + V_2)} \frac{(z_1^s + I_{L2})}{C_2} - \frac{V_2}{RC_2}$$

$$I_{L2} = \frac{V_1}{L_2} - \frac{E}{L_2}$$

$$0 = z_2^s$$

$$0 = -\frac{K_1 E}{(V_1 + V_2)C_1} z_1^s - dz_2^s + K_1 \left[\frac{(V_1^d - V_1)}{T} + \frac{(V_1 + V_2) I_{L2}}{(V_1 + V_2) C_1} \right]$$

(۲۶-۳)

با بدست آوردن نقطه تعادل مود سریع FMS و جایگذاری در ۳ معادله ی اول (۲۶-۳)، مود آهسته SMS بصورت زیر بدست می آید.

$$V_1 = \frac{(V_1^d - V_1)}{T}$$

$$V_2 = \frac{C_1(V_1^d - V_1)}{C_2(T)} + \frac{I_{L2}}{C_2} - \frac{V_2}{RC_2}$$

$$I_{L2} = \frac{V_1}{L_2} - \frac{E}{L_2}$$

(۲۷-۳)

۳-۴-۳ طراحی کنترل کننده خارجی C_{VC2}

حالت ماندگار حلقه کنترلی ولتاژ بصورت $V_1^d = V_1$ می باشد، پس معادله (۲۷-۳) به فرم معادله کاهش یافته زیر نوشته می شود:

$$I_{L2} = \frac{V_1^d}{L_2} - \frac{E}{L_2}$$

$$V_2 = \frac{I_{L2}}{C_2} - \frac{V_2}{RC_2}$$

(۲۸-۳)

سیستم (۲۸-۳) یک سیستم خطی است پس کنترل کننده ی تناسبی انتگرالی بصورت زیر طراحی میکنیم.

$$V_1^d = u_1 + u_2$$

$$V_1^d = K_2 e + K_3 \int e$$

$$u_1 = K_2 (V_2^d - V_2)$$

$$u_2 = K_3 (V_2^d - V_2)$$

(۲۹-۳)

طبق معادله (۲۸-۳) و (۲۹-۳) سیستم حلقه بسته به صورت معادلات (۳۰-۳) بدست می آید.

$$I_{L2} = \frac{V_1^d}{L_2} - \frac{E}{L_2}$$

$$V_2 = \frac{I_{L2}}{C_2} - \frac{V_2}{RC_2}$$

$$u_2 = K_3 (V_2^d - V_2)$$

(۳۰-۳)

که دارای معادله مشخصه زیر است:

$$S^3 + \frac{1}{R C_2} S^2 + \frac{K_2}{C_2 L_2} S + \frac{K_3}{C_2 L_2}$$

(۳۱-۳)

با توجه به معادله مشخصه و با استفاده از معیار راث شرط پایداری بصورت زیر بدست می آید.

$$K_3 > 0$$

$$K_2 > K_3 C_2 R$$

(۳۲-۳)

در راستای جداسازی اسکیل زمانی در حلقه های کنترلی پارامترهای کنترل کننده بصورت زیر بیان می شوند.

$$\mu \ll T$$

۳-۵ نتایج شبیه سازی

پارامترهای کانورتر سپیک بر اساس مقدار عددی پارامترها در جدول (۲-۲) انتخاب شده است و شبیه سازی عددی سیستم کنترلی در زیر بررسی می شود.

بر طبق (۳۲-۳) گین های K_2 و K_3 بصورت زیر انتخاب می شوند:

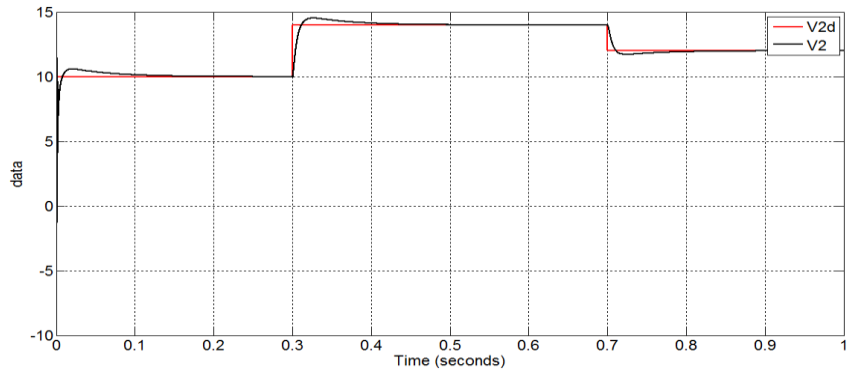
$$K_2 = 50$$

$$K_3 = 800$$

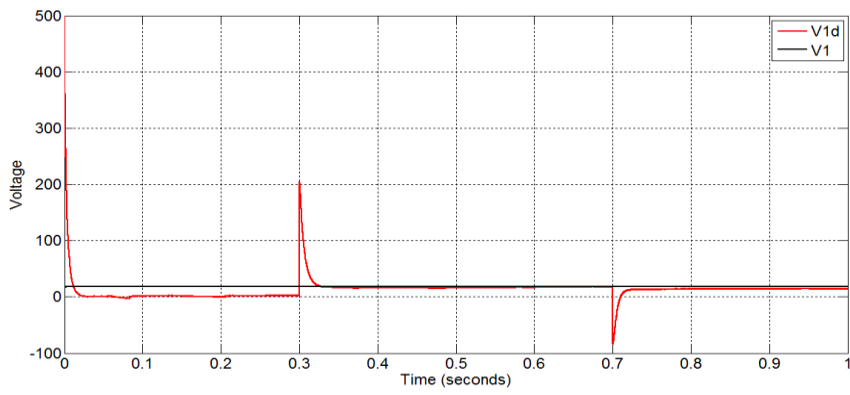
و پارامترهای کنترلی G_{VC1} بصورت زیر در نظر گرفته می شود.

$$T=0.01 \text{ , } \mu=0.0015 \text{ , } d=2$$

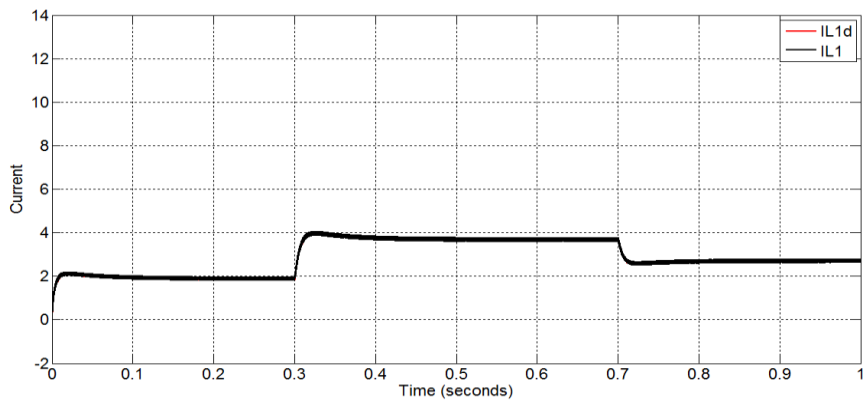
نتایج شبیه سازی توسط سیمولینک متلب و بر اساس مدل میانگین کانورتر مطرح شده در معادله (۳۷-۲) با کنترل کننده های (۳-۶) ، (۳-۲۳) و (۳-۲۹) در شکل (۳-۲) نمایش داده شده است.



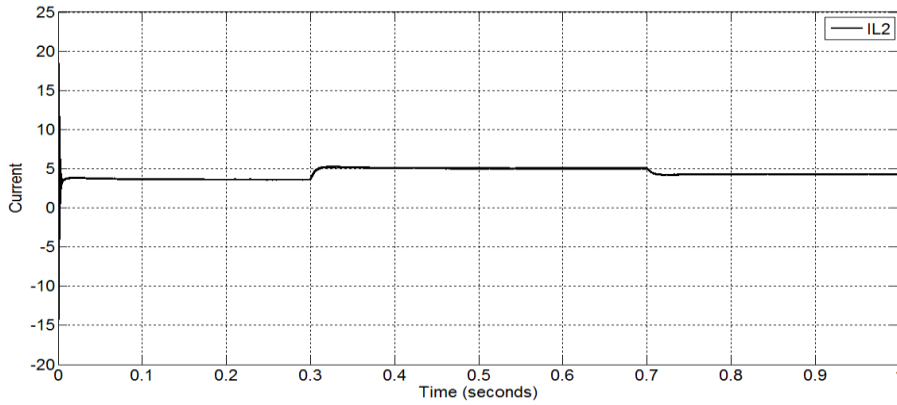
(الف)



(ب)



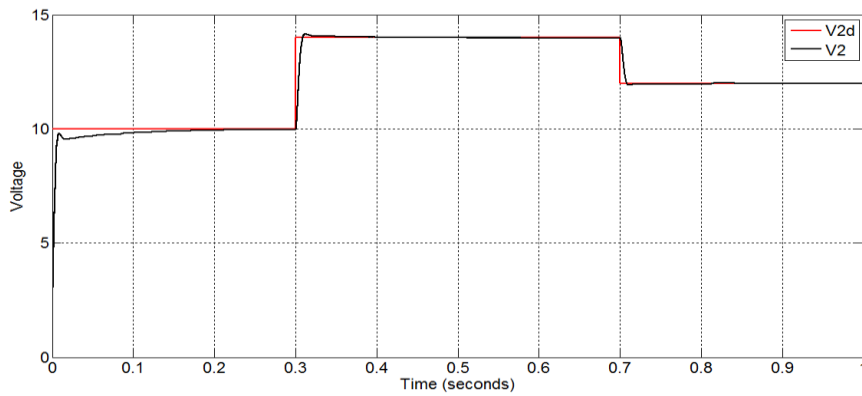
(ج)



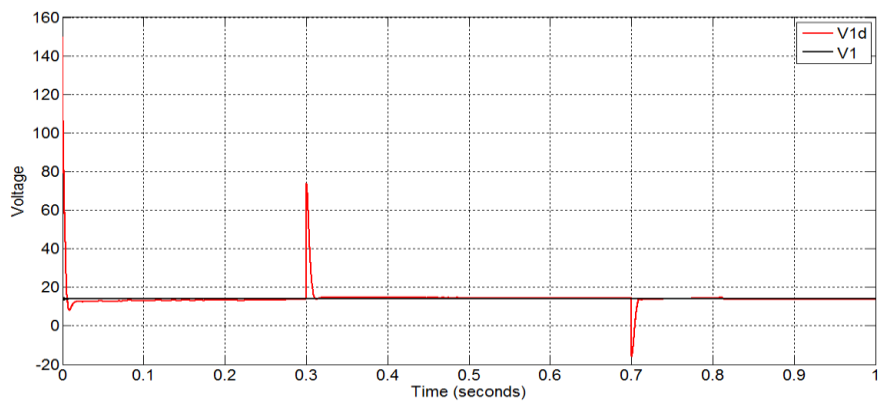
(د)

شکل ۳-۲: نتایج شبیه سازی مدل میانگین کانورتر سپیک با روش اشفتگی منفرد (الف) ولتاژ خروجی V_2 و مقدار مرجع آن (ب) ولتاژ خازن C_1 و مقدار مرجع آن (ج) جریان سلف L_1 و مقدار مرجع آن (د) جریان سلف L_2

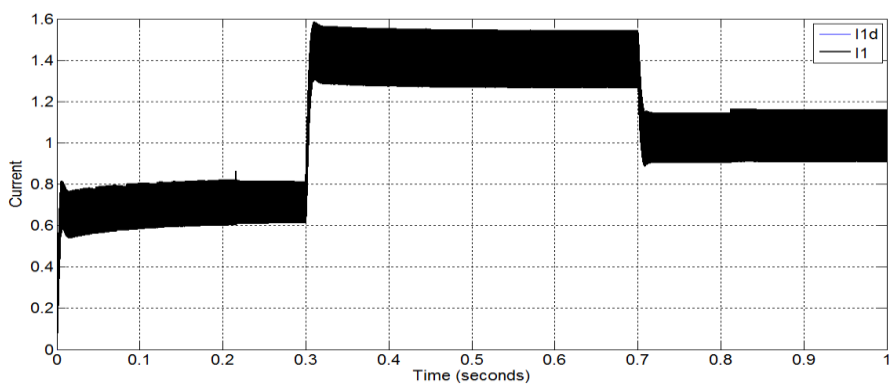
نتایج شبیه سازی توسط سیمولینک متلب و بر اساس مدل قدرت مبدل سپیک با کنترل کننده های (۳-۶) ، (۳-۲۳) و (۳-۲۹) در شکل های (۳-۳) و (۳-۴) و (۳-۵) نمایش داده شده است.



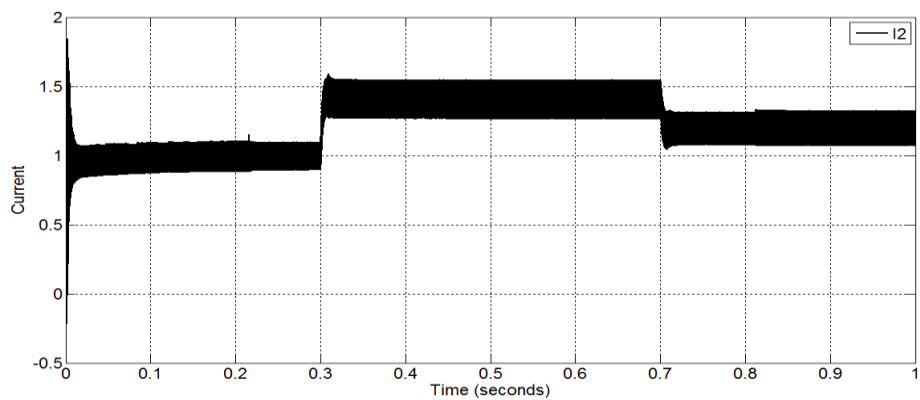
(الف)



(ب)

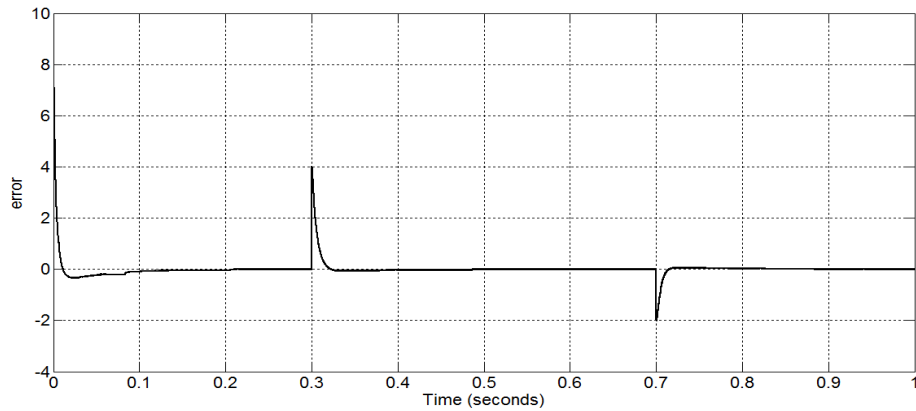


(ج)

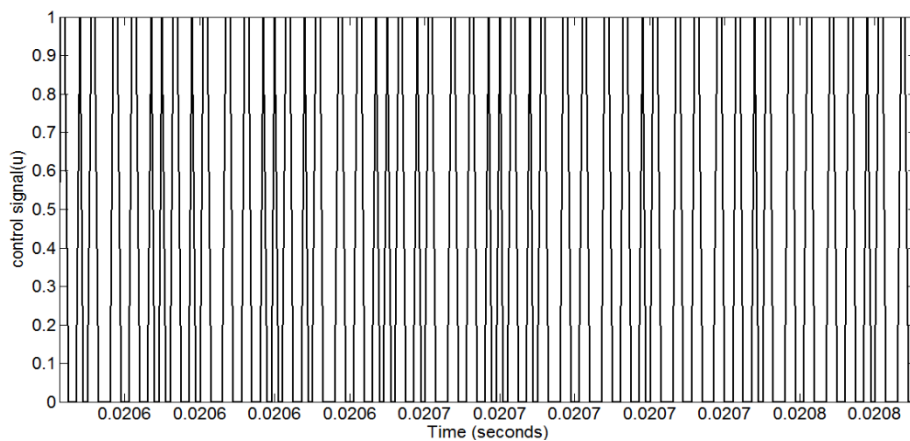


(د)

شکل ۳-۳: نتایج شبیه سازی مدل قدرت کانورتر سپیک با روش اشفتگی منفرد الف) ولتاژ خروجی V_2 و مقدار مرجع آن ب) ولتاژ خازن C_1 و مقدار مرجع آن ج) جریان سلف L_1 و مقدار مرجع آن د) جریان سلف L_2



شکل ۳-۴: خطای ولتاژ خروجی مبدل سپیک



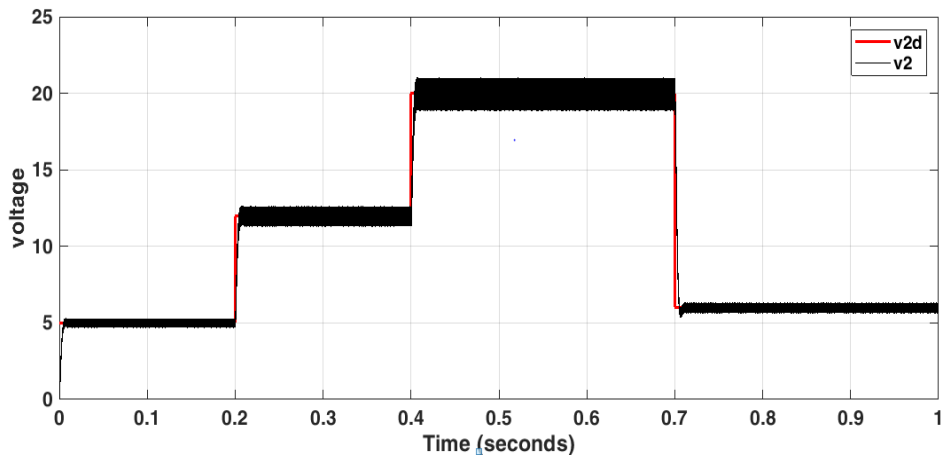
شکل ۳-۵: سیگنال کنترلی u (خروجی PWM)

با توجه به نتایج شبیه سازی ها دیده می شود که روش آشفته‌گی منفرد به خوبی مبدل سپیک را کنترل میکند. در اینجا برای مقایسه روش آشفته‌گی منفرد با روش های کلاسیک این مبدل را به کمک کنترل کننده PI کنترل می کنیم.

ضرایب کنترل کننده PI به صورت زیر انتخاب شده است.

$$K_p = 0.0001$$

$$K_I = 10$$



شکل ۳-۶: نتیجه شبیه سازی مبدل سپیک با کنترل کننده PI

همان گونه که از نتایج مشخص است روش آشفته‌گی منفرد دارای زمان نشست و چترینگ کمتری نسبت به کنترل کننده های کلاسیک می باشد و کارایی بهتری برای این گونه سیستم ها را دارا می باشد.

فصل چهارم

نتیجه‌گیری و پیشنهادات

۴-۱ نتیجه‌گیری

در این طرح پژوهشی با استفاده از سه حلقه کنترلی متوالی و استفاده از روش های مود لغزشی و آشفته‌گی منفرد، سیستم مبدل سپیک، کنترل شده است. این روش باعث پایدار سازی سیستم مبدل سپیک می شود و می تواند ولتاژ خروجی را در برابر تغییرات ولتاژ ورودی و تغییرات مقاومت بار بعنوان اغتشاشات سیستم، ثابت نگه دارد. این روش طراحی سیستم کنترلی باعث می شود که یک فرایند مشخص از انتخاب پارامترهای کنترل کننده بر طبق اهداف کنترلی داشته باشیم و در مقایسه با کنترل کننده ی PI دارای سرعت و دقت بیشتری می باشد. از سختی های این روش نیز به محاسبات پیچیده ریاضی می توان اشاره کرد.

۲-۴ پیشنهادات

در این پایان نامه با توجه به تجربه‌ای که کسب شده است. پیشنهاداتی به صورت زیر ارائه داده می‌شود:

(۱) پیاده‌سازی کنترل کننده‌های^۱ FOPID که درجه آزادی بیشتری نسبت به حالت معمولی در

کنترل سیستم‌ها دارند.

(۲) استفاده از روش‌های دیگر برای کنترل کننده داخلی و خارجی و بالا بردن سرعت و دقت

ولتاژ خروجی.

¹ Fractional order proportional - integral - derivative

منابع و مراجع

- ۱- علی حاجتی، محمد علی عباسیان، (۱۳۹۴)، ردیابی توان ماکزیمم سلول خورشیدی به روش الگوریتم فازی، کنفرانس ملی ایده های نو در مهندسی برق، اصفهان.
2. Morales-Saldana, J. A., Galarza-Quirino, R., Leyva-Ramos, J., Carbajal-Gutierrez, E. E., & Ortiz-Lopez, M. G. (2007). Multiloop controller design for a quadratic boost converter. *IET Electric Power Applications*, 1(3), 362-367.
3. Skinner, L. A. (2011). *Singular perturbation theory*. Springer Science & Business Media.
4. Yurkevich, V. D. (2011). PWM controller design based on singular perturbation technique: a case study of buck-boost dc-dc converter. *IFAC Proceedings Volumes*, 44(1), 9739-9744.
5. Yurkevich, V. D., Zinoviev, G. S., & Gordeev, A. A. (2011, June). PWM current controller design for multi-level DC-DC converter via singular perturbation technique. In *2011 International Conference and Seminar on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices Proceedings* (pp. 390-398). IEEE.
6. Ahmed, M. M. R., & Putrus, G. A. (2006, September). fuzzy logic speed control of DC motors fed by single-ended primary inductance converters (sepic). In *Proceedings of the 41st International Universities Power Engineering Conference* (Vol. 1, pp. 343-347). IEEE.
7. Lingeswaran, K. (2014). Microcontroller-Based MPPT Control for Standalone PV System with Sepic Converter. *Middle-East Journal of Scientific Research*, 8, 945-950.
8. Venkatanarayanan, S., & Saravanan, M. (2013, February). Control of sepic converter using neural network tuned pi controller. In *2013 International Conference on Power, Energy and Control (ICPEC)* (pp. 458-462). IEEE.
9. Hussain, J., & Mishra, M. K. (2015, April). Design of current mode controlled SEPIC DC-DC converter for MPPT control of wind energy conversion systems. In *2015 International Conference on Computation of Power, Energy, Information and Communication (ICCPEIC)* (pp. 0177-0182). IEEE.

10. Geethalakshmi, B. (2015, March). Design of a closed loop control scheme for a dc-dc sepic converter using loop shaping method. In *2015 International Conference on Circuits, Power and Computing Technologies [ICCPCT-2015]* (pp. 1-5). IEEE.
11. Lin, B. R., & Lu, H. H. (1999, July). Single-phase three-level PWM rectifier. In *Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems. PEDS'99 (Cat. No. 99TH8475)* (Vol. 1, pp. 63-68). IEEE.
12. Li, W., & He, X. (2010). Review of nonisolated high-step-up DC/DC converters in photovoltaic grid-connected applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(4), 1239-1250.

۱۳ - محمودی مسعود، میرزاییان دهکردی بهزاد، نیرومند مهدی، (پاییز ۱۳۹۴)، معرفی یک مبدل

سپیک غیرایزوله جدید با بهره و راندمان بالا برای سیستم های فتوولتائیک.

14. Franceschini, G., Lorenzani, E., Cavatorta, M., & Bellini, A. (2008). 3boost: A high-power three-phase step-up full-bridge converter for automotive applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(1), 173-183.
15. Newlin, D. J. S., Ramalakshmi, R., & Rajasekaran, S. (2013, March). A performance comparison of interleaved boost converter and conventional boost converter for renewable energy application. In *2013 International Conference on Green High Performance Computing (ICGHPC)* (pp. 1-6). IEEE.
16. Ghasemi, A., Eilaghi, S. F., & Adib, E. (2012, February). A new non-isolated high step-up SEPIC converter for photovoltaic applications. In *2012 3rd Power Electronics and Drive Systems Technology (PEDSTC)* (pp. 51-56). IEEE.
17. Chiang, S. J., Shieh, H. J., & Chen, M. C. (2008). Modeling and control of PV charger system with SEPIC converter. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 56(11), 4344-4353.
18. Sira-Ramirez, H. J., & Silva-Ortigoza, R. (2006). *Control design techniques in power electronics devices*. Springer Science & Business Media.
19. Mohan, N., Robbins, W. P., Imbertson, P., Undeland, T. M., Panaitescu, R. C., Jain, A. K., ... & Begalke, T. (2003). Restructuring of first courses in power

- electronics and electric drives that integrates digital control. *IEEE transactions on power electronics*, 18(1), 429-437.
20. Darla, R. B. (2007, September). Development of maximum power point tracker for PV panels using SEPIC converter. In *INTELEC 07-29th International Telecommunications Energy Conference* (pp. 650-655). IEEE.
 21. Erickson, R. W., & Maksimovic, D. (2007). *Fundamentals of power electronics*. Springer Science & Business Media.
 22. Aksenov, E. A., & Yurkevich, V. D. (2016, June). Sliding mode and time-scales in control system design for a Cuk converter. In *2016 17th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM)* (pp. 401-406). IEEE.
 23. Yurkevich, V. D. (2015). Tracking control of PWM non-affine nonlinear systems via singular perturbation approach. *IFAC-PapersOnLine*, 48(11), 854-859.

۲۴ - علی خاکی صدیق، (۱۳۹۴)، اصول کنترل مدرن، جلد اول، چاپ نهم، انتشارات دانشگاه

تهران.

Abstract

In this thesis, the sepic converter is controlled by the singular perturbation method. Based on the sepic converter characteristics, it is used in photovoltaic applications. The mathematical modeling of the system is performed by the State-space Average model. By considering noise, nonlinear properties and disturbances, some limitations are discussed in designing the controller where the conventional controllers do not have an appropriate performance. Thus, to control the converter system, three sequential controllers are designed. For the inner controller, sliding mode method is used, for the middle controller, singular perturbation method is applied and for the outer controller, the integrated controller is designed. Finally, the simulation results and the comparison between the proposed controller with PI controller show the effectiveness of the proposed controller. This controlling method causes the converter to be stable, while in comparison with PI controllers contains a lower settling time and overshoot which has a better performance. Compared with classical controllers.

Keywords

sepic converter, singular perturbation, sliding mode, photovoltaic cells, solar energy.



Shahrood University of Technology
Faculty of Electrical and Robotic Engineering

Titel

**Design and implementation of PWM Controller
based on Singular Perturbation Technique for A
DC-DC SEPIC Converter**

By: Fatemeh Khavari estahbanati

Supervisor:

Dr Hossein Gholizade Narm

December 2019

