





دانشکده برق و رباتیک

رشته‌ی مهندسی برق گرایش کنترل

پایان نامه کارشناسی ارشد

طراحی کنترل کننده تطبیقی مقاوم برای مبدل DC به DC

با یک پل فعال

نگارنده: حسن ملایی

استاد راهنما:

جناب آقای دکتر محمد حداد ظریف

شهریور ۱۴۰۰

تقدیم به

آنان که ناتوان شدند تا ما به توانایی برسیم...

موهایشان سپید شد تا ما روسفید شویم...

و عاشقانه سوختند تا گرمابخش وجود ما و روشنگر راهمان باشند...

سپاسگزاری

شکر شایان نثار ایزد منان که توفیق را رفیق راهم ساخت تا این پایان نامه را به پایان برسانم. از استاد فاضل و اندیشمند جناب آقای دکتر محمد حداد ظریف به عنوان استاد راهنما که همواره نگارنده را مورد لطف و محبت خود قرار داده‌اند و از همسر مهربان‌تر از جانم که همراه همیشگی من بوده، کمال تشکر را دارم.

تعهدنامه

اینجانب حسن ملایی دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته برق گرایش کنترل دانشکده برق و رباتیک دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه با موضوع طراحی کنترل کننده تطبیقی مقاوم برای مبدل DC به DC با یک پل فعال تحت راهنمایی دکتر محمد حداد ظریف متعهد می‌شوم:

- 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 می‌باشد 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 می‌گردد.
- در کلیه مراحل انجام این پایان نامه، در مواردی که از موجود زنده (یا 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 :

امضاء دانشجو

مالکیت نتایج و حق نشر

- کلیه حقوق معنوی این اثر و محصولات آن (مقالات، مستخرج، کتاب، برنامه‌های رایانه‌ای، نرم‌افزارها و تجهیزات ساخته شده) متعلق به دانشگاه صنعتی شاهرود می‌باشد. این مطلب باید به نحو مقتضی در تولیدات علمی مربوطه ذکر شود.
- استفاده از اطلاعات نتایج موجود در پایان نامه بدون ذکر مرجع مجاز نمی‌باشد.

چکیده

استفاده از منابع تجدیدپذیر در راستای تولید انرژی پاک و مقرون به صرفه، یکی از بحث‌های نوین علمی در سراسر جهان است. تبدیل انرژی‌های تجدیدپذیر به انرژی الکتریکی توسط مبدل‌های الکترونیک قدرت، به کمک علم کنترل اجرا می‌شود. انتخاب مبدل مناسب و روش کنترلی مطلوب و تضمین شده در عمل حائز اهمیت است. ساختار مبدل با یک پل فعال (SAB) و پیاده‌سازی روش کنترل تطبیقی-مقاوم برای این پایان‌نامه انتخاب شده است. از مزایای این مبدل می‌توان به کاربرد آن در توان‌های بالا، قابلیت ایزولاسیون خروجی به ورودی، کلیدزنی نرم، امکان شیفت فاز، فرکانس بالا، حجم و اندازه پایین فیلتر و ترانسفورماتور اشاره کرد. برای مدل‌سازی این مبدل، از قضیه جعبه خاکستری (Grey box) استفاده شده است. سپس با استفاده از روش شناسایی حداقل مربعات، معادلات سیستم به صورت گسسته استخراج می‌شود. توجه به وجود نویز، اغتشاش و تغییرات ولتاژ ورودی سیستم و خصوصیات غیرخطی سیستم، محدودیت‌هایی برای تعیین و انتخاب کنترل‌کننده‌ای مناسب ایجاد می‌کند. کنترل‌کننده‌های کلاسیک، کارایی مطلوبی برای پوشش نکات ذکر شده در بالا از خود نشان نمی‌دهند. به همین منظور سیستم به دو بخش AC و DC تقسیم و برای قسمت DC از کنترل‌کننده مرتبه کسری تناسبی-انتگرالی-مشتقی (FOPID) به منظور کنترل ولتاژ و برای قسمت AC از کنترل تطبیقی به روش خودتنظیم‌گر غیرمستقیم برای دستیابی به کنترل جریان استفاده شده است. با در کنار هم قرار گرفتن این دو بخش کنترلی، ساختار کنترلی به صورت دو حلقه یا آبشاری (Cascade) شکل می‌گیرد. در ادامه برای بهبود و تضمین شرایط مطلوب سیستم در مقابل عواملی از قبیل نویز و اغتشاش، کنترل مقاوم به کنترل تطبیقی اضافه می‌شود و همچنین بهینه‌سازی پارامترهای کنترل‌کننده کسری توسط الگوریتم بهینه‌سازی بیان می‌گردد. در نهایت با توجه به نتایج شبیه‌سازی‌ها، میزان کارا بودن استراتژی کنترلی نشان داده می‌شود.

واژه‌های کلیدی: کنترل‌کننده‌ی تطبیقی مقاوم، کنترل‌کننده مرتبه کسری، مبدل با یک پل فعال،

کنترل‌کننده آبشاری، نویز و اغتشاش

لیست مقالات مستخرج از پایان نامه:

...

فهرست مطالب

فصل اول: مقدمه	۱
۱-۱- مقدمه:	۲
۲-۱- انرژی‌های تجدیدپذیر	۳
۱-۲-۱- انرژی بادی	۴
۲-۲-۱- انرژی خورشیدی	۵
۳-۲-۱- میکرو توربین‌ها	۶
۳-۱- بیان کارهای انجام شده	۸
۴-۱- اهداف پایان‌نامه	۱۰
۵-۱- ضرورت انجام کار	۱۱
۶-۱- ساختار پایان‌نامه	۱۲
فصل دوم: معرفی مبدل‌های مورد استفاده در کاربردهای فتوولتائیک	۱۳
۱-۲- مقدمه	۱۴
۲-۲- معماری کلی	۱۶
۳-۲- مبدل افزایشده معمولی	۱۸
۴-۲- مبدل افزایشده-کاهنده	۱۸
۵-۲- مبدل افزایشده لایه‌ای	۱۹
۶-۲- مبدل اسپیک	۲۰
۷-۲- مبدل کاک	۲۱
۸-۲- مبدل زتا	۲۲
۹-۲- مبدل‌های تشدید	۲۲
۱-۹-۲- مبدل تشدید کلیدزنی با جریان صفر (ZCS)	۲۳
۲-۹-۲- مبدل‌های تشدید کلیدزنی با ولتاژ صفر (ZVS)	۲۴

۲۵	۱۰-۲- مبدل‌های تشدید سری
۲۶	۱۱-۲- مبدل‌های تشدید موازی
۲۷	۱۲-۲- مبدل‌های ایزوله
۳۰	۱-۱۲-۲- مبدل بازگشتی
۳۱	۲-۱۲-۲- مبدل پیشرو
۳۲	۳-۱۲-۲- مبدل پوش-پول
۳۳	۱۳-۲- مدولاسیون پهنای باند
۳۵	۱۴-۲- مبدل با یک پل فعال
۳۶	۱-۱۴-۲- عملکرد مبدل با یک پل فعال
۳۸	۲-۱۴-۲- فضای حالت و معادلات حاکم بر مبدل با یک پل فعال
۴۵	فصل سوم: طراحی کنترل‌کننده تطبیقی
۴۶	۱-۳- مقدمه
۴۷	۲-۳- کنترل‌کننده تطبیقی
۴۸	۱-۲-۳- انواع کنترل‌کننده‌های تطبیقی
۵۲	۲-۲-۳- انتخاب روش مناسب کنترل تطبیقی
۵۴	۳-۳- انواع مدل‌سازی سیستم
۵۵	۴-۳- شناسایی و تخمین پارامترها
۵۵	۵-۳- الگوریتم تخمین حداقل مربعات بازگشتی
۵۸	۶-۳- طراحی کنترل‌کننده غیرمستقیم بدون حذف صفر
۶۰	۷-۳- طراحی کنترل‌کننده کلاسیک تناسبی-انتگرالی-مشتقی
۶۲	۸-۳- کنترل آبشاری دو حلقه‌ای
۶۴	۹-۳- نتایج شبیه‌سازی
۷۱	فصل چهارم: طراحی کنترل‌کننده تطبیقی - مقاوم

۷۲	۱-۴- مقدمه
۷۳	۲-۴- طراحی کنترل کننده مرتبه کسری
۷۴	۳-۴- الگوریتم بهینه سازی شیر مورچه
۸۱	۴-۴- تخمین مربعات بازگشتی با فاکتور فراموشی:
۸۳	۵-۴- تخمین مقاوم برای حداقل مربعات بازگشتی با فاکتور فراموشی:
۸۴	۶-۴- کنترل مقاوم آبشاری دو حلقه ای:
۸۴	۷-۴- نتایج شبیه سازی:
۸۹	فصل پنجم: نتیجه گیری و پیشنهادات
۹۰	۱-۵- نتیجه گیری
۹۱	۲-۵- پیشنهادات
۹۲	منابع

فهرست شکل‌ها

- شکل ۱-۱: معماری کلی صفحات خورشیدی و مبدل‌ها ۳
- شکل ۲-۱: واحدهای تولید گسترده ۴
- شکل ۳-۱: نمودار جریان-ولتاژ صفحات خورشیدی بر اساس دما ۵
- شکل ۴-۱: نمودار جریان-ولتاژ صفحات خورشیدی بر اساس شدت تابش ۶
- شکل ۵-۱: سهم انرژی‌های مختلف ۸
- شکل ۱-۲: اتصال نوع اول ۱۶
- شکل ۲-۲: اتصال نوع دوم ۱۷
- شکل ۳-۲: اتصال نوع سوم ۱۷
- شکل ۴-۲: مبدل افزایش‌دهنده معمولی ۱۸
- شکل ۵-۲: مبدل افزایش‌دهنده-کاهنده ۱۹
- شکل ۶-۲: مبدل افزایش‌دهنده چندلایه‌ای ۲۰
- شکل ۷-۲: مبدل سپیک ۲۱
- شکل ۸-۲: مبدل کاک ۲۲
- شکل ۹-۲: مبدل زتا ۲۲
- شکل ۱۰-۲: مبدل تشدید با جریان صفر ۲۴
- شکل ۱۱-۲: مبدل تشدید با ولتاژ صفر ۲۵
- شکل ۱۲-۲: مبدل تشدید سری ۲۶
- شکل ۱۳-۲: مبدل تشدید موازی ۲۷
- شکل ۱۴-۲: ترانسفورماتور با دو سیم‌پیچ ۲۸
- شکل ۱۵-۲: مدل ترانسفورماتور ایده‌آل ۲۸
- شکل ۱۶-۲: مدل کامل ترانسفورماتور ۲۹

- شکل ۱۷-۲: مبدل بازگشتی ۳۰
- شکل ۱۸-۲: مبدل پیشرو یک طرفه ۳۲
- شکل ۱۹-۲: مبدل پیشرو دو طرفه ۳۲
- شکل ۲۰-۲: مبدل پوش-پول ایزوله ۳۳
- شکل ۲۱-۲: مدولاسیون PWM ۳۳
- شکل ۲۲-۲: مدولاسیون PWM ۳۴
- شکل ۲۳-۲: مبدل با یک پل فعال ۳۷
- شکل ۲۴-۲: ساختار موازی مبدل با یک پل فعال ۳۷
- شکل ۲۵-۲: مبدل با یک پل فعال به همراه اسنابر ۳۸
- شکل ۲۶-۲: نحوه کلیدزنی مبدل با یک پل فعال ۳۸
- شکل ۲۷-۲: مدار معادل حالت اول ۳۹
- شکل ۲۸-۲: مدار معادل حالت دوم ۴۰
- شکل ۲۹-۲: مکان هندسی ریشه‌های سیستم ۴۳
- شکل ۳۰-۲: نمودار اندازه و فاز سیستم ۴۳
- شکل ۱-۳: کنترل کننده با بهره‌های قابل تنظیم ۴۸
- شکل ۲-۳: کنترل کننده تطبیقی مبتنی بر جدول جست‌وجو ۴۹
- شکل ۳-۳: کنترل تطبیقی غیرمستقیم ۵۱
- شکل ۴-۳: کنترل تطبیقی مستقیم ۵۲
- شکل ۵-۳: کنترل تطبیقی خودتنظیم گر غیرمستقیم ۵۴
- شکل ۶-۳: بلوک دیاگرام کنترل کننده دو حلقه آبخاری ۶۳
- شکل ۷-۳: ولتاژ خروجی مبدل برای ۱۵۰۰ ولت ۶۴
- شکل ۸-۳: جریان عبوری از فیلتر مبدل برای ۱۵۰۰ ولت ۶۵

- شکل ۳-۹: ولتاژ خروجی مبدل برای ۷۰۰ ولت ۶۵
- شکل ۳-۱۰: جریان عبوری از فیلتر برای ۷۰۰ ولت ۶۶
- شکل ۳-۱۱: تخمین پارامتر a_1 توسط الگوریتم RLS ۶۷
- شکل ۳-۱۲: تخمین پارامتر b_0 توسط الگوریتم RLS ۶۷
- شکل ۳-۱۳: خروجی مبدل برای ۷۰۰ ولت با اعمال نویز به کنترل کننده ۶۸
- شکل ۳-۱۴: جریان عبوری از فیلتر برای ولتاژ ۷۰۰ ولت با اعمال نویز به کنترل کننده ۶۸
- شکل ۴-۱: تله ایجادشده توسط شیر مورچه ۷۵
- شکل ۴-۲: راه رفتن تصادفی مورچه در کنار تله شیر مورچه ۷۸
- شکل ۴-۳: فلوچارت الگوریتم بهینه‌سازی شیر مورچه ۷۹
- شکل ۴-۴: کاهش تابع هزینه در هر مرحله ۸۱
- شکل ۴-۵: بلوک دیاگرام کنترل مقاوم دو حلقه ای آبشاری ۸۴
- شکل ۴-۶: نویز با واریانس یک و میانگین صفر ۸۵
- شکل ۴-۷: تخمین پارامتر b_0 به همراه تغییرات پله‌ای ۸۶
- شکل ۴-۸: تخمین پارامتر a_1 به همراه تغییرات پله‌ای ۸۶
- شکل ۴-۹: خروجی مبدل برای ولتاژ ۷۰۰ به همراه نویز، اغتشاش و تغییرات پله‌ای پارامترها ۸۷
- شکل ۴-۱۰: جریان عبوری از فیلتر به همراه نویز اغتشاش و تغییرات پله‌ای پارامترها ۸۷
- شکل ۴-۱۱: پاسخ خروجی در برابر تغییرات سیگنال مرجع ۸۸

فهرست جداول

جدول ۱-۱: مقایسه انرژی‌ها	۷
جدول ۱-۲: مقایسه هسته آهنی با هسته فریت	۳۶
جدول ۲-۲: مقادیر پارامترهای استفاده شده در مبدل با یک پل فعال	۴۲
جدول ۱-۳: مقادیر کنترل‌کننده PID توسط الگوریتم زنتیک	۶۲
جدول ۱-۴: مقادیر بدست آمده از الگوریتم شیرمورچه	۸۱

فصل اول

مقدمه

۱-۱- مقدمه:

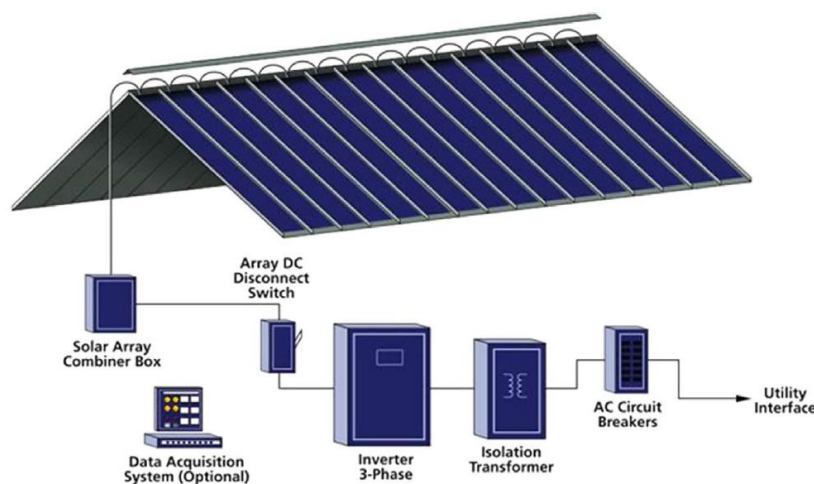
با توجه به رشد روزافزون صنعت در جهان، نیاز به منابع انرژی افزایش پیدا کرده است. در این بین انرژی الکتریکی با توجه به کاربرد بسیار زیاد آن حائز اهمیت است. به دلیل مسائل زیست‌محیطی نظیر آلودگی هوا و گرم شدن زمین، همچنین هزینه بسیار زیاد و متناهی بودن سوخت‌های فسیلی، توجه به انرژی‌های پاک و تجدیدپذیر نظیر انرژی خورشیدی بیشتر شده است.

با مورد استقبال گرفتن انرژی خورشیدی، بحث استفاده بهینه و هزینه‌های اقتصادی بهره‌برداری از آن مورد تحقیقات قرار گرفته است. در کشور ما با توجه به ارزان بودن سوخت‌های فسیلی و در دسترس بودن آن و همچنین هزینه بالای بهره‌وری از انرژی خورشیدی نسبت به سوخت‌های فسیلی، استفاده از انرژی خورشیدی با سرعت بسیار کمی نسبت به جهان در حال پیشروی است. یکی از روش‌های متداول در تبدیل انرژی خورشیدی به انرژی الکتریکی استفاده از آرایه‌ها و سلول‌های خورشیدی است. این آرایه‌ها قادر هستند تا انرژی حاصل از تابش خورشید را به صورت مستقیم به انرژی الکتریکی تبدیل کنند. در این روش نسبت به استفاده از سوخت‌های فسیلی، هیچ آلودگی زیست‌محیطی ایجاد نمی‌شود. به همین منظور سیستم‌های فتوولتائیک در جهان بسیار مورد توجه قرار گرفته‌اند. با در نظر گرفتن تفاوت سطح توان مورد استفاده شده توسط مصرف‌کننده‌ها، این آرایه‌ها قادر هستند به صورت سری و موازی با یکدیگر قرار گیرند. همچنین برای افزایش، کاهش و تثبیت سطح ولتاژ خروجی این آرایه‌ها، از مبدل‌های افزایشنده و کاهشنده استفاده می‌شود.

آرایه‌ها به کمک مبدل‌ها قادر به ذخیره انرژی الکتریکی در باتری‌ها هستند. می‌توان از انرژی ذخیره‌شده در باتری‌ها در موارد لازم از قبیل قطعی برق یا کاهش تابش خورشید در زمان‌های مختلف بهره گرفت. از مبدل‌های DC/AC برای تبدیل ولتاژ AC برای مصرف‌کننده‌های جریان متناوب و همچنین تزریق توان تولیدشده توسط آرایه‌های خورشیدی به شبکه استفاده می‌شود. ولتاژ تولیدشده قبل از تزریق به شبکه، از فیلتر عبور می‌کند. در شکل ۱-۱ نحوه قرارگیری آرایه‌ها و مبدل‌ها و شماتیک کلی قابل مشاهده است. همچنین برای استفاده از حداکثر توان آرایه‌های خورشیدی از الگوریتم‌ها و

کنترل‌هایی نظیر ^۱MPPT استفاده می‌شود. از طرفی امکان دارد ولتاژ تولیدشده توسط مبدل‌های DC/AC از نظر فرکانس با شبکه تداخل داشته باشد که این موضوع با کنترل و ردیابی فاز شبکه یا روش ^۲PLL برطرف می‌شود.

کلیه موارد ذکرشده در بالا نشان می‌دهند که بهره‌وری از انرژی خورشیدی برای تولید انرژی الکتریکی و همچنین کنترل مبدل‌های الکترونیک قدرت برای خروجی مطلوب از اهمیت و توجه بسیار زیادی برخوردار است.



شکل ۱-۱: معماری کلی صفحات خورشیدی و مبدل‌ها [1]

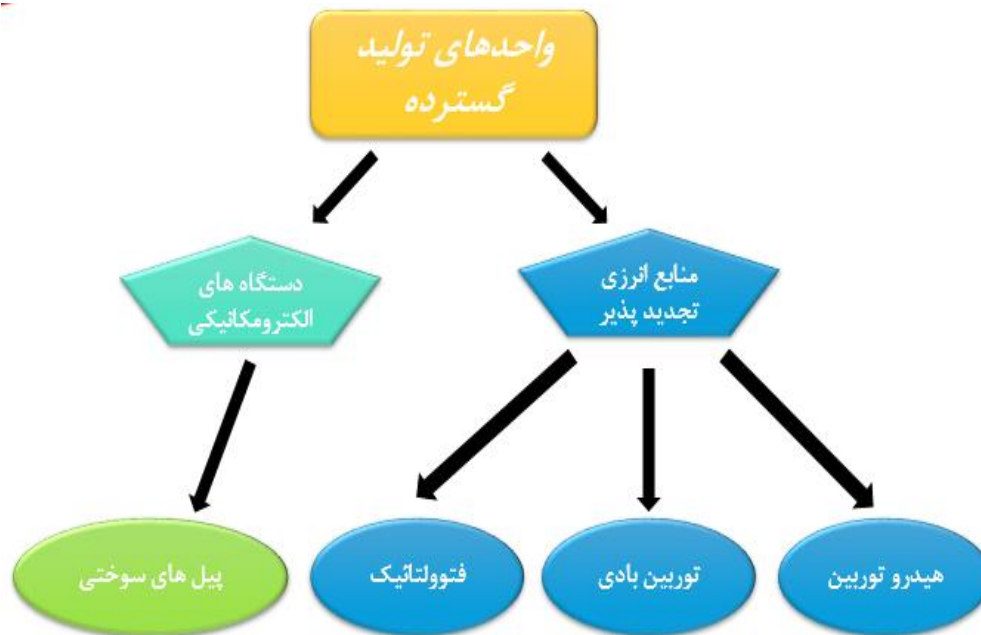
۲-۱- انرژی‌های تجدیدپذیر

انتظار می‌رود در آینده نزدیک تغییر و تحول‌های زیادی در بخش سیستم‌های توزیع و انتقال صورت بگیرد که سهم قابل توجهی از نیاز به انرژی الکتریکی توسط انرژی‌های تجدیدپذیر تأمین شود. انرژی‌های تجدیدپذیر شامل انرژی‌های بادی، خورشیدی، هیبریدی و ... که در کنار مراکز مصرف‌کننده واقع می‌شوند و توان موردنیاز را تأمین می‌کنند. از این منابع انرژی تجدیدپذیر به‌عنوان واحدهای تولید گسترده نیز یاد می‌شود (شکل ۲-۱) [2]. در شکل ۱-۲ رایج‌ترین منابع تجدیدپذیر تحت عنوان واحدهای

^۱ maximum power point tracker

^۲ phase lock loop

تولید گسترده ارائه شده است.



شکل ۱-۲: واحدهای تولید گسترده [2]

واحدهای تولید گسترده می‌توانند در حالت مستقل عمل کنند که مزایایی همچون کاهش هزینه برای سیستم انتقال، جبران توان راکتیو و هارمونیک، تصحیح ضریب توان^۱ و پشتیبانی تولید را در بر گیرد. به دلیل اینکه این واحدها را می‌توان به راحتی به شبکه متصل و جدا کرد، از اعمال خطا به شبکه جلوگیری می‌شود [3].

۱-۲-۱- انرژی بادی

انرژی بادی، توسط توربین بادی به انرژی الکتریکی تبدیل می‌شود. این توربین‌ها شامل پره‌های بزرگ، ژنراتور، تغذیه برق، مبدل‌های توان و گیربکس می‌باشند. توان تولیدی توسط توربین بادی بستگی به سایز پره‌ها و ژنراتور دارد. ژنراتور مستقیماً به پره‌ها و روتور توربین وصل می‌گردد. در حال حاضر مزارع تولید انرژی بادی گسترده‌ای برای تولید توان وجود دارند که با محیط زیست هم سازگار

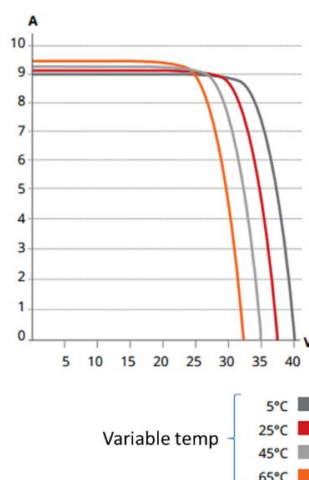
^۱ Power factor carection

می‌باشند. ظرفیت تولید توان اساساً بستگی به سرعت باد دارد و برای احداث توربین بادی باید مکانی مناسب انتخاب شود که شرایط مطلوب را از قبیل سرعت باد و قدرت وزش را مهیا سازد. بهره نسبی انرژی برق تولیدشده توسط توربین بادی در حدود $0/3$ تا 5 مگاوات است.

۱-۲-۲- انرژی خورشیدی

انرژی خورشیدی از طریق سلول‌ها و آرایه‌های خورشیدی مورد استفاده قرار می‌گیرد. این آرایه‌ها، از تعدادی سلول‌های داخلی ساخته شده‌اند که از جنس کریستال سیلیکون هستند. توان تولید سلول‌های خورشیدی بین $0/3$ کیلووات تا مقادیر کمتر متغیر است. تولید توان از این آرایه‌ها بستگی به شدت تابش نور خورشید، دما و زاویه تابش دارد. طبق این اصل، توان تولیدی این صفحات خورشیدی ثابت نیست. صفحات خورشیدی در اتصال دایره‌ای می‌توانند تقریباً تا 150 کیلووات تولید کنند.

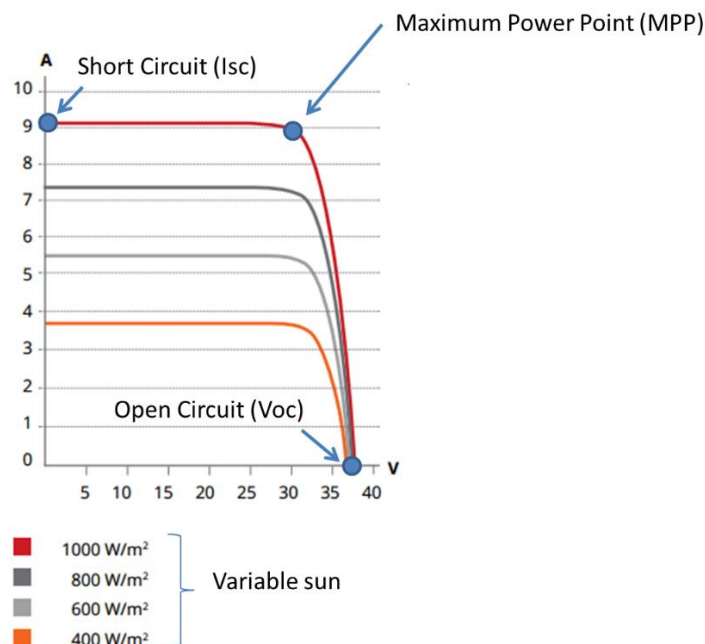
مشکل اصلی در این سیستم‌ها، تزریق هارمونیک‌های ضعیف و افت ولتاژ است. این مشکل را می‌توان با طراحی کنترل داخلی حل کرد که ردیابی توان خوبی از خود نشان می‌دهد. در حال حاضر مراکز تحقیقاتی زیادی در زمینه افزایش توان آرایه‌های خورشیدی فعالیت می‌کنند. در شکل ۱-۳، نمودار جریان-ولتاژ صفحات خورشیدی بر اساس متغیر دما و در شکل ۱-۴ نمودار ولتاژ-جریان بر اساس متغیر تابش مورد بررسی قرار گرفته است.



شکل ۱-۳: نمودار جریان-ولتاژ صفحات خورشیدی بر اساس دما [4]

شکل ۱-۳ گویای این مسئله است که با افزایش دما، راندمان صفحات خورشیدی کاهش پیدا می‌کند.

با افزایش شدت تابش، توان خروجی و جریان اتصال کوتاه صفحات افزایش پیدا می‌کند (شکل ۴-۱). از طرفی با افزایش شدت تابش نور خورشید، دمای سلول‌های صفحات زیاد شده و از افزایش بیشتر راندمان خروجی جلوگیری می‌کند. در این حالت قبل از افت توان، ناحیه‌ای از نمودار تحت عنوان نقطه توان ماکزیمم وجود دارد، که این ناحیه با کمک مبدل‌ها و کنترل ردیابی نقطه توان ماکزیمم به‌عنوان نقطه کار صفحات در نظر گرفته خواهد شد. شدت تابش نور خورشید بر اساس وات بر متر مربع اندازه‌گیری می‌شود.



شکل ۴-۱: نمودار جریان-ولتاژ صفحات خورشیدی بر اساس شدت تابش [4]

۳-۲-۱- میکرو توربین‌ها

این توربین‌ها شامل موتورهای احتراق کوچکی هستند که می‌توانند توسط گازهای طبیعی یا سایر منابع سوختی تحریق گردند. این توربین‌ها ظرفیت تولید توانی در حدود ۲۰ تا ۵۰۰ کیلووات را دارند. در حال حاضر به علت معایب حاصل از سوخت‌های فسیلی و قیمت بالای آن‌ها نمی‌توان زیاد از این منابع تولیدکننده انرژی بهره برد.

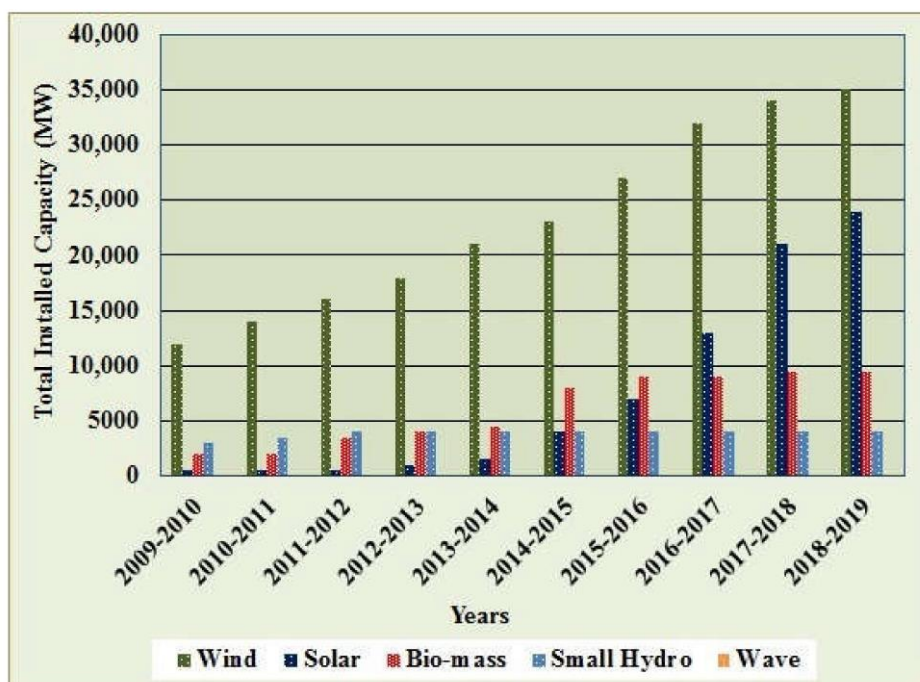
توربین‌ها دارای سرعت بسیار زیاد هستند و دمای کمی از خود ساطع می‌کنند. مزیت اصلی این توربین‌ها قابلیت حمل آن‌ها از یک مکان به مکان دیگر است. نصب آن‌ها راحت‌تر بوده و نیاز به نگهداری کمتری دارند. این توربین‌ها نیز می‌توانند توسط مبدل‌های DC/AC به شبکه متصل گردند.

در جدول ۱-۱ به مقایسه برخی از منابع انرژی و خصوصیات آن‌ها می‌پردازیم.

جدول ۱-۱: مقایسه انرژی‌ها

توربین‌ها	میکرو توربین‌ها	توربین‌های بادی	فتوولتائیک	سلول‌های خورشیدی	ژنراتور سوخت فسیلی
توان تولیدی	۲۰-۵۰۰ کیلووات	۱ کیلووات تا ۵ مگاوات	۰/۳ کیلووات تا ۲ مگاوات	۱ کیلووات تا ۵ مگاوات	چند صد مگاوات
هزینه هر کیلو به دلار	۹۰۰	۳۰۰۰	۵۵۰۰	۲۸۰۰	۵۰۰ تا ۹۰۰
بهره	۲۰-۳۰ درصد	۲۰-۴۰ درصد	۵-۱۵ درصد	۴۰-۶۰ درصد	۳۳ درصد
سوخت	گاز طبیعی - هیدروژن - بیوگاز-پروپان- دیزل	باد	نور خورشید	هیدروژن - گاز طبیعی - پروپان	روغن کوره - دیزل - گاز طبیعی - زغال سنگ و غیره
نحوه اتصال	الکترونیک قدرت	الکترونیک قدرت	الکترونیک قدرت	الکترونیک قدرت	الکترونیک قدرت

با توجه به مزایای ذکرشده از منابع تجدیدپذیر، سهم این منابع در تأمین انرژی الکتریکی در جهان در حال گسترش است. در این بین، استفاده از انرژی خورشیدی و تبدیل آن به انرژی الکتریکی از اهمیت بیشتری برخوردار است. با پیشرفت واحدهای تولید گسترده خورشیدی در کنار مناطق مصرف‌کننده، تحقیقات بسیاری در زمینه کنترل مبدل‌های الکترونیک قدرت در حال انجام است. شکل ۱-۳ بیانگر سهم انرژی‌های مختلف در بازه سال‌های ۲۰۱۲-۲۰۰۸ است.



شکل ۱-۵: سهم انرژی‌های مختلف [5]

۳-۱- بیان کارهای انجام‌شده

از ویژگی‌های مبدل انتخاب شده می‌توان به توان و فرکانس بالای آن اشاره کرد. دو ساختار مختلف با عنوان‌های مبدل DC/DC با یک پل فعال (SAB^1) و مبدل DC/DC با دو پل فعال (DAB^2) وجود دارد. در فصل بعدی به‌طور مفصل به ویژگی این مبدل‌ها پرداخته خواهد شد. مقالات منتخب برای بیان کارهای انجام‌شده، شامل هر دو ساختار است.

از مزایای این ساختار می‌توان به توان بالا، اجزا فیلتر کوچک، قابلیت کارکرد دوطرفه، تلفات کم و راندمان بالای آن اشاره کرد. در این مقاله یک نمونه تجربی با توان ۵۰ کیلووات مورد بررسی قرار گرفته است [6]. مرجع [7]، کنترل‌کننده ضریب توان برای ساختار تک فاز مبدل را طراحی می‌کند و با توجه به فرکانس کاری بالا، به بررسی کاهش اندازه، وزن و همچنین کلیدزنی می‌پردازد.

¹ Single active bridge

² Dual active bridge

در مقاله [8] به تغییر فاز جهت کارکرد دوطرفه، تزریق و مصرف توان می‌پردازد و بحث القای جریان نشتی را بیان می‌کند. مرجع [9] روش کنترلی تغییر فاز نوین به اسم تغییر فاز دوگانه (DPS^1) را مورد بررسی قرار می‌دهد که یکبار تغییر فاز را بعد از پل فعال و بار دیگر در خروجی ترانسفورماتور اعمال می‌کند. در این روش برخلاف روش تغییر فاز سنتی، بحث توان راکتیو موردتوجه است و با کاهش توان راکتیو، افزایش راندمان سیستم و بهبود کارایی سیستم را حاصل می‌کند.

مرجع [10] کنترل مدل پیش‌بین را برای سیستم طراحی می‌کند و از روش مدل‌سازی میانگین حالت پیوسته استفاده می‌گردد. در [11] روش کنترل تعادلی ولتاژ بیان شده که خطرات اضافه جریان و ولتاژ در ترانسفورماتور را کاهش داده و سیستم را به بخش تک ورودی و تک خروجی ($SISO^2$) تجزیه و پایداری هر بخش را موردبررسی قرار می‌دهد. سپس در حالت کلی سیستم را چند ورودی و چند خروجی ($MIMO^3$) در نظر می‌گیرد.

در [12]، کنترل مدل پیش‌بین برای ساختار موازی مبدل و بهینه‌سازی تنش جریان طراحی شده است. بهره‌گیری از شیفت فاز دوگانه، عملکرد سیستم را بهبود می‌بخشد. پیاده‌سازی این روش پاسخ دینامیکی سریع و راندمان بالا را تضمین می‌کند. مقاله [13] کنترل حلقه بسته بازخورد برای مبدل با ترانسفورماتور حالت جامد (SST^4) بیان کرده است. مرجع [14] کنترل مدولاسیون عرض پالس مبتنی بر شیفت فاز ارائه می‌کند که موجب به افزایش بهره‌وری سیستم می‌شود.

در مقاله [15] روش کنترل خودکار ولتاژ و زمان مرده کلیدزنی عنوان شده است که دامنه انتخاب مقدار بار برای مبدل را وسیع می‌کند و بهره‌وری و راندمان را برای بارهای مختلف حفظ می‌کند. مقاله [16] کنترل‌کننده مبتنی بر سیکل وظیفه ارائه می‌کند که در حالت پایدار سیستم رفتار دینامیک سیستم مورد مطالعه قرار می‌گیرد و مدل سیگنال کوچک برای مبدل استخراج می‌شود.

¹ Dual phase shift

² Single-input and Single-output

³ Multiple-Input Multiple-Output

⁴ Solid-state transformer

مرجع [17] مبدل را برای کاربرد هوشمند، جهت روشنایی بررسی می‌کند که در آن مبدل برای ذخیره و بازیابی انرژی استفاده می‌شود. استراتژی کنترلی $LPDC^1$ و $CPDC^2$ بر روی سیستم پیاده‌سازی می‌شود و بهره سیستم را افزایش می‌دهد. مقاله [18] ساختار را برای توربین بادی با توان ۵ مگاوات طراحی می‌کند و روش کنترل فرکانس قابل تغییر را پیشنهاد می‌دهد که به همراه طراحی مدار اسنابر^۳ از تلفات و تنش‌های کلیدزنی می‌کاهد. در [19] مزایا و رفتار دینامیکی سیستم مورد مطالعه قرار می‌گیرد و همچنین برای کنترل سیستم از کنترل PI^4 استفاده می‌شود. مرجع [20] با طراحی مدار اسنابر به افزایش بهره‌وری و کاهش تلفات سیستم می‌پردازد و با روش کنترلی بهینه‌سازی توسط خازن اسنابر بیان می‌شود.

۴-۱- اهداف پایان‌نامه

مبدل‌های الکترونیک قدرت در تبدیل انرژی‌های تجدیدپذیر به انرژی الکتریکی کاربردهای وسیعی دارند. از این رو کنترل این مبدل‌ها حائز اهمیت است. کنترل‌کننده‌های کلاسیک در برابر عدم قطعیت‌ها، نویز و اغتشاش عملکرد مطلوبی از خود نشان نمی‌دهند و انتظارات تضمین پایداری و ردیابی مقدار خروجی برای رسیدن به یک مقدار مطلوب را برآورده نمی‌سازند. در این پایان‌نامه طراحی و پیاده‌سازی استراتژی کنترل دو حلقه برای مبدل DC/DC با یک پل فعال شامل حلقه بیرونی کنترل‌کننده مرتبه کسری تناسبی-انتگرالی-مشتقی و حلقه داخلی تطبیقی-مقاوم انجام می‌شود و همچنین نقاط ضعف، قدرت و کارایی مبدل و کنترل‌کننده بررسی خواهد شد. در ادامه تأثیرات نویز، اغتشاشات، تغییرات پارامترها و ولتاژ ورودی بر روی سیستم کنترلی و مبدل بررسی می‌گردد.

اضافه شدن کنترل مقاوم به کنترل تطبیقی، باعث تضمین پایداری در سیستم می‌شود و با بهینه کردن قسمت کنترل‌کننده مرتبه کسری، تضمین سرعت پاسخ‌دهی و ردیابی مقدار مطلوب حاصل

¹ Linear phase droop control

² Cosine phase droob control

³ Snubber

⁴ Proportional-integral

خواهد شد. از چالش‌های طراحی کنترل‌کننده دو حلقه می‌توان به پایداری کنترل‌کننده‌ها و پهنای باند کنترل‌کننده داخلی و خارجی اشاره کرد.

به‌طور خلاصه، اهداف پایان‌نامه به‌صورت بیان می‌شود:

۱- مقایسه مبدل SAB با سایر مبدل‌های DC/DC

۲- استخراج معادلات سیستم و بررسی آن

۳- طراحی کنترل‌کننده تطبیقی - مقاوم

۴- طراحی کنترل‌کننده مرتبه کسری و بهینه‌سازی پارامترهای آن

۵- تضمین پایداری سیستم در قبال نویز و تغییرات پارامترها

۶- افزایش راندمان

۱-۵- ضرورت انجام کار

امروزه با توجه به فناپذیری منابع سوخت فسیلی و مسائل آلودگی محیط‌زیست، تحقیق در مورد منابع انرژی جایگزین جهت تولید انرژی الکتریسیته بسیار موردتوجه قرار گرفته است. از بهترین منابع انرژی می‌توان به انرژی خورشیدی اشاره نمود که در کاربرد آن حداقل دو نوع مدار واسط موردنیاز است. در مرحله اول مداری که سلول خورشیدی را در نقطه کار توان ماکزیمم قرار دهد و در مرحله دوم مدار مبدل که بین سلول و بار قرار گرفته و جهت تبدیل سطح ولتاژ و تنظیم ولتاژ مطرح می‌شود [21]. مبدل‌های زیادی برای تغییر سطح ولتاژ سلول خورشیدی به مقدار دلخواه برای بار مصرفی استفاده می‌شوند، که اکثر آن‌ها از نوع افزایشنده هستند. مبدل‌های ساده به علت تلفات ناشی از سوئیچ، دیود، سلف و خازن پالایه‌ای نمی‌توانند بهره‌ی ولتاژ بالایی ایجاد کنند و از طرفی به خاطر پدیده بازیابی معکوس، نرخ توان نامی به‌شدت کاهش‌یافته و بازدهی کم شده و مشکل تداخل الکترومغناطیسی نیز شدید می‌شود [22]. کنترل تطبیقی، کنترل‌کننده‌ای با پارامترهای قابل تنظیم است که به دلیل وجود مکانیسم تنظیم غیرخطی ارائه شده‌اند [23]. روش کنترل تطبیقی مورد استفاده بر پایه تطبیقی خودتنظیم‌گر غیرمستقیم است، که برای تخمین پارامترهای مدل بیان شده است [24]. کنترل‌کننده

تطبیقی در حالت ایده‌آل به‌خوبی عمل می‌کند، اما این الگوریتم قادر به مقابله با دینامیک‌های مدل نشده و اغتشاشات نیست، از این رو با تغییراتی در این الگوریتم به ارائه کنترل‌کننده تطبیقی مقاوم پرداخته خواهد شد که می‌توان به روش کنترل تطبیقی مقاوم بر اساس تخمین گر اشاره کرد. این روش با بهره‌گیری از مدل مرجع و با توجه به عدم قطعیت‌های مدل به شبیه‌سازی و تخمین پرداخته است [25].

۱-۶- ساختار پایان‌نامه

این پایان‌نامه در ۵ فصل گردآوری و نوشته شده است. در زیر شرح مختصری از فصل‌های پایان‌نامه با توضیحات جزئی بیان می‌شود.

فصل اول: شامل توضیحاتی برای منابع انرژی تجدیدپذیر و جایگاه علم کنترل در تبدیل انرژی‌ها به انرژی الکتریکی توسط مبدل‌های الکترونیک قدرت

فصل دوم: بررسی مبدل‌های DC/DC رایج، شرح ویژگی‌های مبدل با یک پل فعال، استخراج معادلات فضای حالت

فصل سوم: طراحی کنترل‌کننده تطبیقی و کنترل‌کننده PID^1

فصل چهارم: طراحی کنترل‌کننده مقاوم، کنترل‌کننده مرتبه کسری و بهینه‌سازی پارامترها توسط

الگوریتم بهینه‌سازی شیر مورچه

فصل پنجم: نتیجه‌گیری و ارائه پیشنهادات

¹ Proportional-integral-derivative

فصل دوم:

معرفی مبدل‌های مورد استفاده در کاربردهای فتوولتائیک

مبدل‌های DC/DC کاربردهای بی‌شماری در صنعت دارند. از کاربردهای این مبدل‌ها می‌توان به موارد ذخیره انرژی الکتریکی در باتری‌ها، منبع تغذیه بدون وقفه (UPS)^۱ و تبدیل انرژی‌های تجدیدپذیر به‌خصوص انرژی خورشیدی به انرژی الکتریکی نام برد. همان‌طور که در فصل قبل گفته شد، اختلافی بین ولتاژ و توان تولیدی صفحات خورشیدی و توان مصرف‌کنندگان انرژی الکتریکی وجود دارد که مبدل‌ها این اختلاف را پوشش می‌دهند.

در مواردی نیاز است تا ولتاژ به‌صورت AC به مصرف‌کننده برسد و یا بحث تزریق توان به شبکه سراسری مدنظر باشد. در این خصوص با بهره‌گیری از مبدل‌های DC/AC می‌توان این امر را ممکن ساخت. مبدل‌های DC/AC به دو شکل متصل به بار و متصل به شبکه استفاده می‌شوند. مبحث دیگری که در این بین مطرح است، تغییرات شدت تابش و زاویه تابش نور خورشید به صفحات است که موجب تغییراتی در ولتاژ ورودی و توان تولیدی می‌شود. به همین دلیل انتخاب مبدلی مناسب با راندمان بالا، تلفات پایین و انتخاب روش کنترلی مناسب برای تضمین پایداری، خروجی مطلوب و مقاوم نسبت به تغییرات بار و ورودی امر بسیار مهمی است.

به‌صورت نظری مبدل‌های افزاینده می‌توانند بهره ولتاژ زیادی در حضور بارهای ایجاد کنند اما به‌طور عملی این بهره به تلفات هدایتی سلف، خازن فیلترکننده، تلفات کلیدزنی در ماسفت و دیود یکسوکننده بستگی دارد. برای سری کردن تعداد صفحات خورشیدی، محدودیت وجود دارد. ولتاژ نهایی خروجی از صفحات نمی‌تواند از مقدار معینی فراتر برود و توانایی تأمین ولتاژ ورودی مبدل‌های DC/AC را ندارند. برای جبران این مقدار اختلاف، روش‌های متفاوتی با استفاده از مبدل‌های DC/DC وجود دارد.

از روش‌های افزایش بهره ولتاژ، میتوان استفاده از ترانسفورماتورهای ایزوله را نام برد. این روش به دلیل تلفات هسته ترانسفورماتور، با کاهش بازده روبه‌رو است. از طرفی وزن و هزینه و اندازه مبدل نیز زیاد می‌شود. از روش‌های مرسوم دیگر برای افزایش بهره ولتاژ، استفاده از مبدل‌های غیر ایزوله افزاینده

^۱ Uninterruptible power supply

است. مبدل افزایشده معمولی برای این منظور مورد استفاده قرار می‌گیرد که از معایب آن می‌توان به عدم دستیابی بهره ولتاژ بالا در کنار بازده بالا اشاره کرد. برای دستیابی به این مهم، تغییراتی در ساختار مبدل افزایشده معمولی انجام می‌شود. برای مثال در [26] یک مبدل بوست به صورت ساختار لایه‌ای^۱ و چند سطحی معرفی شده است اما این تغییرات در ساختار موجب افزایش هزینه و تعداد قطعات به کاررفته در این مبدل می‌شود. با این وجود تلفات کلیدزنی و تلفات در بازیابی معکوس دیود در خروجی این مبدل‌ها زیاد است.

استفاده از خازن سوئیچ شونده و سلف‌های تزویجی، تکنیک دیگری برای بالا بردن بهره ولتاژ مبدل‌های افزایشده غیر ایزوله است. با توجه به این که خازن‌ها را می‌توان به عنوان منبع ولتاژ در نظر گرفت، با سری کردن n طبقه خازن، بازده افزایش خواهد یافت. هر خازن سوئیچ شونده می‌تواند از اجزایی مثل خازن، دیود و سوئیچ یا بدون سوئیچ در نظر گرفته شود. مدل سلف تزویج را می‌توان به عنوان ترانسفورماتور در نظر گرفت که موجب افزایش بهره ولتاژ می‌شود. در این مورد سیم‌پیچ دوم سلف تزویجی به عنوان منبع ولتاژ فرض خواهد شد که به صورت سری با شاخه توان قرار دارد. گاهی برای افزایش بهره ولتاژ از دو سلف تزویجی استفاده می‌شود. معایب این روش شامل تنش زیاد جریان برای کلیدزنی، پیچیدگی مدار، هزینه بالای ساخت مبدل و بهره ولتاژ معین است.

روش‌های دیگری برای افزایش بهره ولتاژ در [27] بیان شده است. مبدل‌های SEPIC^۲، کاهنده-افزاینده^۳، کاک^۴ و زتا از مبدل‌هایی هستند که کاربرد وسیعی در تبدیل انرژی خورشیدی به انرژی الکتریکی دارند. این مبدل‌ها در دسته SMPS^۵ قرار می‌گیرند. مشکل مبدل کاک و افزایشده-کاهنده، اختلاف فاز ۱۸۰ درجه بین ولتاژ ورودی و خروجی است. در مبدل زتا نوسانات جریان ورودی نسبت به

^۱ Interleaved

^۲ Single-ended primary-inductor converter

^۳ Buck - Boost

^۴ Zeta

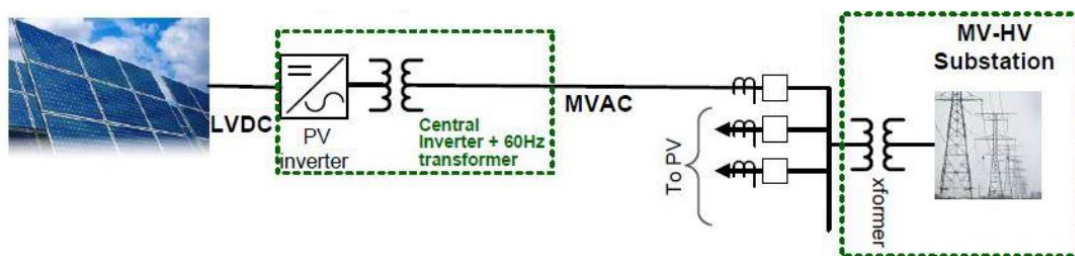
^۵ Switched-mode power supply

سایر مبدل‌های SMPS زیاد است. مشکل عمده مبدل‌های SMPS، استرس به وجود آمده بر روی کلیدها، تلفات کلیدزنی و همین‌طور نویزهای EMI^1 و RFI^2 به دلیل فرکانس کلیدزنی زیاد است. افزایش فرکانس کلیدزنی در مبدل‌ها همراه با افزایش تلفات در کلیدزنی خواهد بود. برای حل این مشکل از کلیدزنی نرم استفاده می‌شود که با نام ZVS^3 و ZCS^4 بیان می‌شوند [28].

در کاربرد مبدل‌های با ترانسفورماتور، به دلیل وجود هسته آهنی در ساختار آن‌ها، حجم ترانسفورماتور زیاد می‌شود و این باعث بروز مشکلاتی همچون نشتی ترانسفورماتور به علت افزایش حجم سیم‌پیچ استفاده شده، افزایش تنش ولتاژ بر روی قطعات، افزایش تلفات کلیدزنی، کاهش بازده سیستم، افزایش EMI و افزایش وزن مبدل می‌شود. مهم‌ترین محدودیت برای استفاده از مبدل‌های ایزوله همین نکات ذکر شده است.

۲-۲- معماری کلی

به‌طور کلی می‌توان معماری شبکه، مبدل‌ها و صفحات خورشیدی را به سه شکل زیر تقسیم کرد [29]. در شکل ۱-۲، ولتاژ DC صفحات خورشیدی با سطح پایین توسط مبدل DC/AC و ترانسفورماتور خط ۶۰ هرتز به یک ولتاژ AC با سطح متوسط تبدیل می‌شود. سپس این ولتاژ با عبور از فیلتر به شبکه با ولتاژ سطح بالا یا متوسط متصل می‌شود.



شکل ۱-۲: اتصال نوع اول [29]

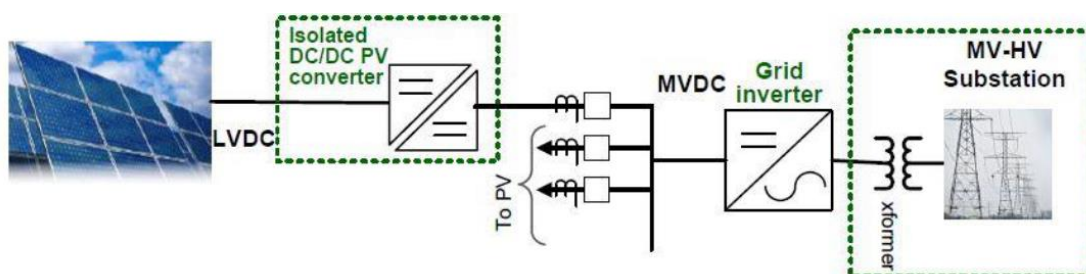
¹ Electromagnetic interference

² Radio-frequency interference

³ Zero voltage switching

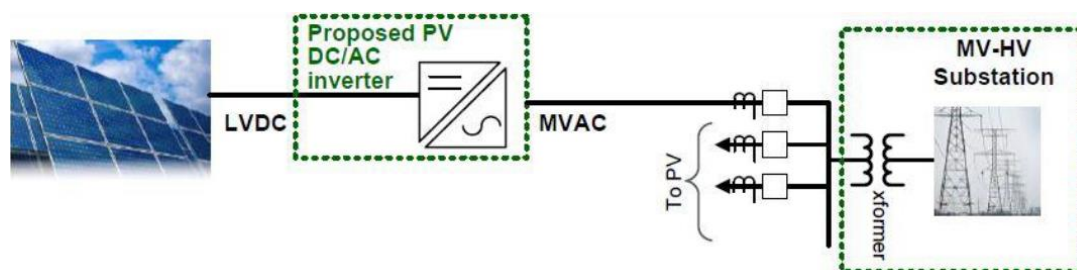
⁴ Zero current switching

در شکل ۲-۲، ولتاژ DC صفحات خورشیدی با سطح پایین توسط مبدل ایزوله DC/DC به یک ولتاژ DC با سطح متوسط تبدیل می‌شود. سپس ولتاژ DC با سطح متوسط، توسط مبدل DC/AC به یک ولتاژ AC با سطح متوسط یا سطح بالا تبدیل می‌شود و با گذشتن از فیلتر، به شبکه با ولتاژ سطح بالا یا متوسط متصل خواهد شد.



شکل ۲-۲: اتصال نوع دوم [29]

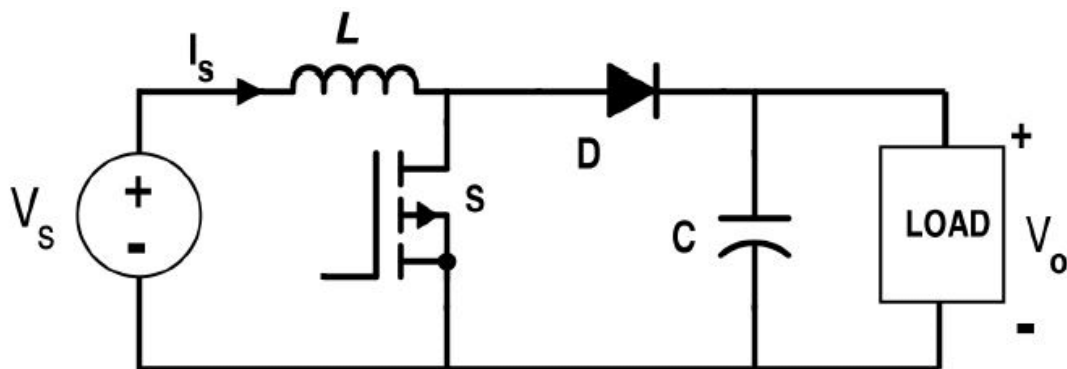
در حالت شکل ۲-۳، ولتاژ DC صفحات خورشیدی با سطح پایین به وسیله مبدل‌های پیشنهادی DC/AC به یک ولتاژ AC سطح متوسط تبدیل می‌شود. این ولتاژ با عبور از فیلتر به شبکه با ولتاژ سطح بالا یا متوسط متصل می‌گردد.



شکل ۲-۳: اتصال نوع سوم [29]

۳-۲- مبدل افزایشده معمولی

مبدل‌های افزایشده معمولی به دلیل تلفات کلیدزنی و تلفات دیود، معمولاً بهره ولتاژ بالایی ندارند. به‌منظور بالا بردن بهره ولتاژ در این نوع مبدل‌ها، لازم است تا سیکل وظیفه^۱ افزایش پیدا کند. با افزایش سیکل وظیفه، مشکل تداخل مغناطیسی، افزایش تلفات کلیدزنی، محدودیت فرکانس کلیدزنی، کاهش بازده و تلفات دیود خروجی نمایان می‌شود. در شکل ۴-۲ مبدل ساده جهت افزایش بهره ولتاژ نشان داده شده است [30].



شکل ۴-۲: مبدل افزایشده معمولی [30]

۴-۲- مبدل افزایشده-کاهنده

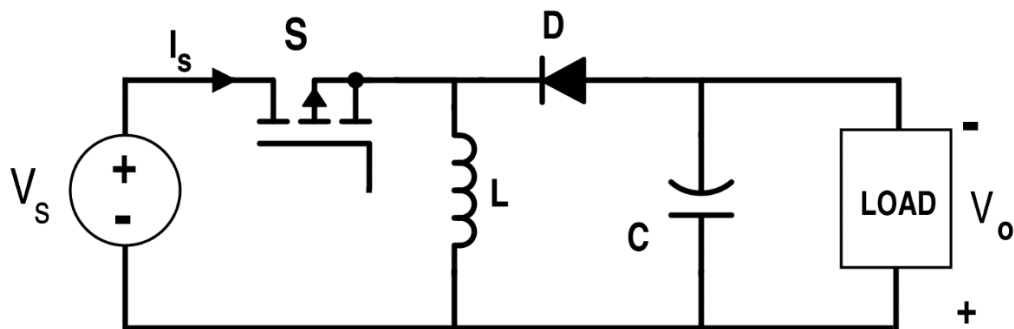
مبدل افزایشده-کاهنده در بین سایر مبدل‌های سوئیچینگ قدرت، ساختار ساده‌تری دارد. مزیت این مبدل ساختار ساده و مرتبه پایین آن است. مرتبه این مبدل به دلیل وجود یک سلف و خازن مرتبه دوم است همچنین هزینه ساخت آن پایین و حجم مبدل کم است. با سری گرفتن سلف و منبع ولتاژ ورودی، ریپل جریان در آن کاهش پیدا می‌کند.

ساختار این مبدل موجب به کلیدزنی سخت می‌شود. کلیدزنی سخت باعث تنش در کلید قدرت خواهد شد و تلفات کلیدزنی را افزایش می‌دهد. با افزایش تلفات کلیدزنی، بهره ولتاژ بسیار کاهش پیدا

^۱ Duty cycle

می‌کند. از طرفی، ولتاژ خروجی این مبدل با ولتاژ ورودی آن دارای ۱۸۰ درجه اختلاف فاز است که کاربرد این مبدل را محدود می‌سازد.

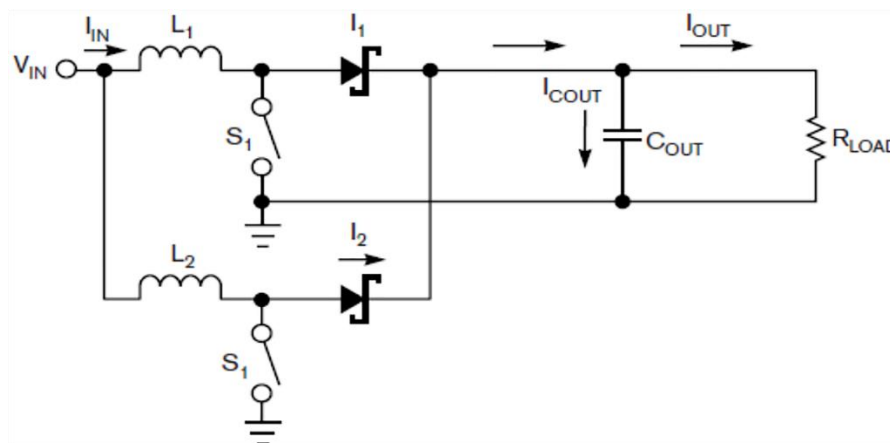
برای افزایش بهره ولتاژ، باید سیکل وظیفه را افزایش داد که این امر باعث افزایش بسیار زیاد تنش و تلفات در بازیابی معکوس دیود خروجی، افزایش تلفات کلیدزنی و کاهش عمر کلید قدرت می‌شود. ساختار مبدل افزایشنده-کاهنده در شکل ۵-۲ نشان داده شده است.



شکل ۵-۲: مبدل افزایشنده-کاهنده [30]

۵-۲- مبدل افزایشنده لایه‌ای

از تکنیک‌های افزایش توان خروجی و بهره ولتاژ، می‌توان روش توان‌های موازی را نام برد. مزایای این روش افزایش توان خروجی، کاهش مؤلفه غیرفعال، بهبود پاسخ گذرا سیستم، کاهش ریپل جریان و تقسیم گرما بین لایه‌ها است [31]. معایب این روش تلفات کلیدزنی، تلفات دیود خروجی در بازیابی معکوس، کلیدزنی سخت، محدودیت راندمان مبدل به دلیل تلفات، افزایش هزینه و حجم مبدل است. در شکل ۶-۲ مبدل افزایشنده لایه‌ای دو فاز نمایش داده شده است.



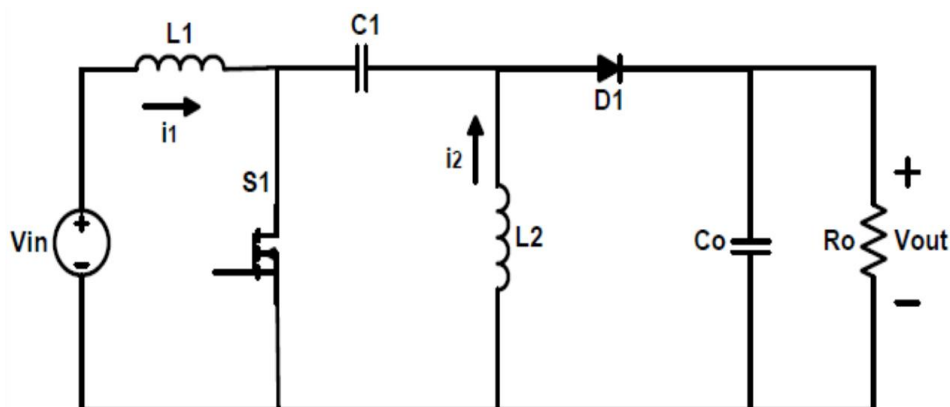
شکل ۲-۶: مبدل افزایشده چندلایه‌ای [31]

۲-۶- مبدل سپیک

مبدل سپیک از مبدل کاک گرفته شده است. ساختار مبدل کاک از مبدل افزایشده-کاهنده به وجود آمده است. به دلیل وجود کلید قدرت در سمت ولتاژ پایین این مبدل، تلفات کلیدزنی کاهش پیدا می‌کند. همچنین با سری شدن سلف با ولتاژ ورودی برخلاف مبدل زتا، نوسانات جریان محدود می‌شود. مبدل سپیک نسبت به ساختارهای دیگر SMPS بسیار بهتر عمل می‌کند اما در بهره ولتاژ این مبدل محدودیت وجود دارد.

این مبدل مانند مبدل‌های کاک و زتا، مرتبه چهار است که باعث پیچیدگی ساختار و افزایش هزینه می‌شود و در بهره‌های بالا تداخل مغناطیسی EMI خود را نمایان می‌کند. جریان عبوری از کلید قدرت در این مبدل نسبت به مبدل افزایشده معمولی برای توان یکسان بیشتر است، به همین منظور تنش بر روی کلید قدرت با بالا رفتن سیکل وظیفه افزایش پیدا می‌کند [32].

این مبدل قادر است در حالت افزایشده و کاهنده فعالیت کند و اختلاف‌فازی بین ولتاژ خروجی و ورودی حاصل نمی‌شود. یکی از ویژگی‌های مطلوب این مبدل جریان پیوسته با ریفیل خروجی کم است که به مبدل اجازه ارتباط موازی خروجی را می‌دهد. در شکل ۲-۷ ساختار مبدل سپیک نمایش داده شده است.

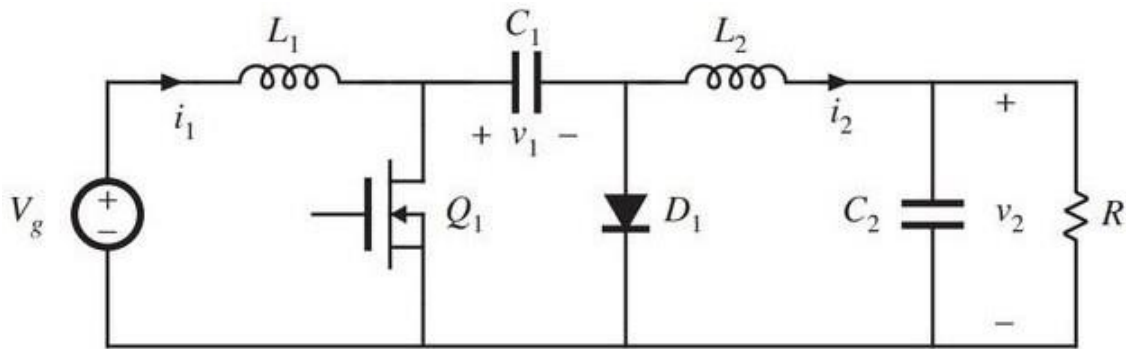


شکل ۷-۲: مبدل سپیک [32]

۷-۲- مبدل کاک

ساختار مبدل کاک دارای دو سلف است که با ورودی و خروجی به شکل سری قرار می‌گیرد. شبکه کلیدزنی به صورت تناوبی خازن را در مسیر سلف‌های خروجی و ورودی قرار می‌دهد. نسبت تبدیل این مبدل مشابه نسبت تبدیل مبدل کاهنده-افزاینده است و علاوه بر توانایی تغییر پلاریته ولتاژ می‌تواند آن را کاهش یا افزایش دهد. یکی از معایب این مبدل تغییر 180° درجه‌ای ولتاژ ورودی نسبت به ولتاژ خروجی است. درواقع مبدل کاک نسخه بهبودیافته مبدل کاهنده-افزاینده است.

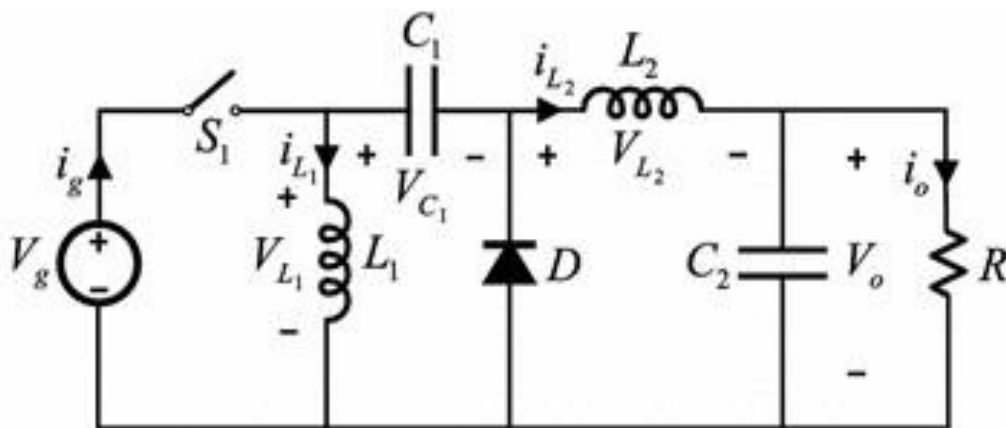
تلفات مبدل به دلیل کلیدزنی سخت، زیاد است. مبدل کاک در حالت جریان پیوسته و ناپیوسته و ولتاژ ناپیوسته فعالیت می‌کند. به عنوان مثال، ولتاژ دو سر خازن در زمان چرخه کاری به صفر می‌رسد. مرتبه این مبدل همانند مبدل زتا، مرتبه چهار است. وجود پیچیدگی به دلیل مرتبه بالا، افزایش هزینه و حجم این مبدل، معایب دیگر آن است. در شکل ۸-۲ مبدل کاک نشان داده شده است [33].



شکل ۸-۲: مبدل کاک [33]

۸-۲- مبدل زتا

مبدل زتا در دو حالت افزایشنده و کاهنده فعالیت می‌کند. یکی از مزیت‌های آن، نبود اختلاف فاز بین خروجی و ورودی است. درواقع پلاریته ولتاژ در خروجی نسبت به ورودی ثابت است. در مقابل به دلیل کلیدزنی سخت، تلفات کلیدزنی و تلفات دیود زیاد است و بازده سیستم افت می‌کند. علاوه بر آن نوسانات جریان ورودی به دلیل موازی شدن سلف با ولتاژ ورودی در این مبدل زیاد است. مبدل زتا از نظر مرتبه، در مبدل‌های مرتبه چهارم قرار می‌گیرد که به همین دلیل هزینه و حجم نسبت به بهره مبدل بسیار زیاد است؛ بنابراین این مبدل کاربرد زیادی ندارد. مبدل زتا در شکل ۹-۲ نشان داده شده است [33].



شکل ۹-۲: مبدل زتا [33]

۹-۲- مبدل‌های تشدید

کلیدزنی نامناسب که از آن به عنوان کلیدزنی سخت یاد می‌شود، یکی از بخش‌های مهم تلفات توان

در مبدل‌ها است. ادوات کلیدزنی در حالت روشن و خاموش شدن، دارای ولتاژ و جریان غیر صفر هستند و این باعث جذب توان می‌شود [33]. طبیعی است با بالا بودن فرکانس کلیدزنی، تعداد دفعات تغییر حالت کلید بیشتر است و متوسط توان تلف‌شده در کلید افزایش پیدا می‌کند. به دلیل تأثیری که فرکانس بالا در کوچک‌تر شدن ابعاد اجزا فیلتر و ترانسفورماتورها دارد، نمی‌توان آن را نادیده گرفت و به علت افزایش تلفات، فرکانس را کاهش داد.

در مبدل‌های تشدید^۱، کلیدزنی زمانی اتفاق می‌افتد که ولتاژ و جریان صفر است و از تغییرات هم‌زمان ولتاژ و جریان جلوگیری می‌شود و تلفات به صفر میل می‌کند. به این نوع کلیدزنی، کلیدزنی نرم می‌گویند. مبدل‌های تشدید شامل مبدل‌های تشدید در کلید، مبدل‌های تشدید بار و مبدل‌های تشدید لینک DC است.

۲-۹-۱- مبدل تشدید کلیدزنی با جریان صفر (ZCS)

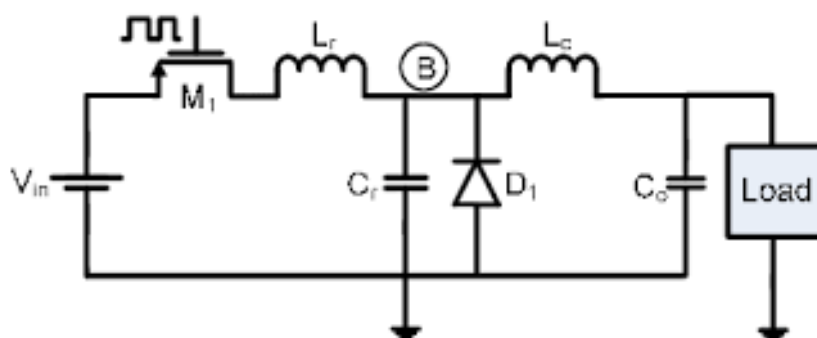
این مدار مشابه مبدل کاهنده است. یکی از روش‌های کاهش تلفات کلیدزنی، استفاده از خاصیت نوسانی مدار LC است [33]. جریان خروجی I_o بدون ریپل و معادل با جریان بار I_o است. زمانی که کلید روشن می‌شود دیود در حالت هدایت مستقیم قرار می‌گیرد تا جریان I_o را از خود عبور دهد که در این حالت ولتاژ L_r با ولتاژ منبع V_s برابر است. جریان در L_r به حالت خطی افزایش پیدا می‌کند و دیود تا زمانی که i_L کمتر از جریان خروجی I_o باشد در حالت هدایت مستقیم قرار دارد. حالتی که کلید خاموش است، دیود هدایت مستقیم می‌شود و ولتاژ دو سر C_r صفر است. هنگامی که i_L برابر I_o باشد، دیود خاموش می‌شود.

اگر جریان خروجی I_o ثابت باشد، بار مانند یک منبع جریان عمل می‌کند و مدار LC زیر میرا فعالیت می‌کند. در نتیجه i_L به سمت صفر میل می‌کند و با فرض این که کلید یک‌طرفه است، صفر باقی خواهد ماند. بعد از این که جریان صفر می‌شود، کلید خاموش می‌شود که در واقع کلیدزنی جریان صفر

^۱ Resonant converter

رخ می‌دهد و تلفات کلیدزنی وجود نخواهد داشت. بعد از این که جریان در کلید به سمت صفر می‌رود، ولتاژ مثبت خازن دیود را بایاس معکوس می‌کند، به همین دلیل جریان بار I_o در خازن C_r جاری می‌شود و رابطه $i_c = -I_o$ را شکل می‌دهد.

اگر I_o مثبت باشد، ولتاژ خازن به صورت خطی کاهش خواهد یافت. زمانی که ولتاژ خازن به صفر می‌رسد، دیود در حالت هدایت مستقیم قرار می‌گیرد تا جریان I_o را از خود عبور دهد. این سیکل برای مبدل در هر کلیدزنی تکرار می‌شود. ساختار مبدل تشدید با جریان صفر در شکل ۲-۱۰ نمایش داده شده است.

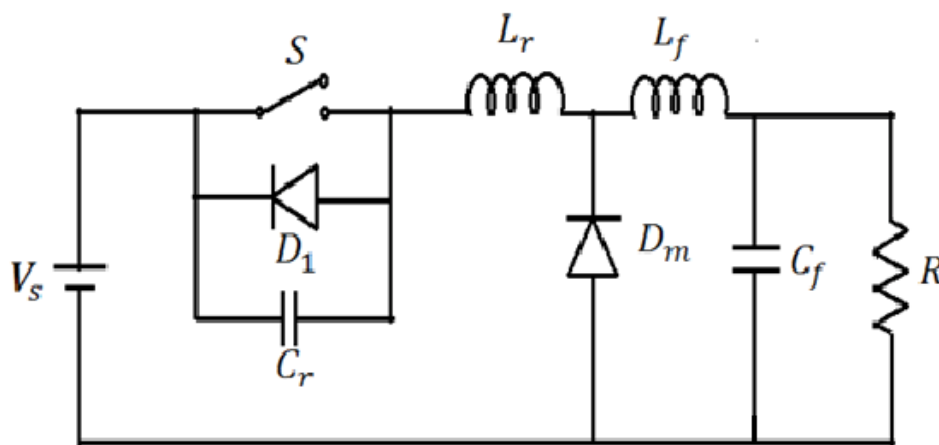


شکل ۲-۱۰: مبدل تشدید با جریان صفر [33]

۲-۹-۲- مبدل‌های تشدید کلیدزنی با ولتاژ صفر (ZVS)

در این مبدل‌ها با استفاده از نوسانات مدار LC ، به کلیدزنی در ولتاژ صفر ختم می‌شود [33]. فرض می‌شود که فیلتر خروجی یک جریان بدون ریپل I_o را در سلف خروجی L_o ایجاد می‌کند. با روشن شدن کلید، جریان I_o در کلید و در سلف L_r جاری می‌شود. جریان در دیودها صفر است و ولتاژ دو سر خازن C_r و کلید نیز به سمت صفر می‌رود. هنگامی که کلید خاموش باشد و جریان خروجی I_o برابر با جریان سلف i_L می‌شود و این جریان در خازن C_r جاری می‌گردد و موجب می‌شود تا ولتاژ خازن V_c به صورت خطی افزایش یابد. زمانی که ولتاژ خازن V_c برابر با ولتاژ منبع ورودی V_s است، دیود D_m بایاس مستقیم می‌شود و یک مدار سری با V_s ، C_r و L_r شکل می‌دهد. در این حالت جریان سلف i_L و ولتاژ خازن V_c در

این مدار سری زیر میرا شروع به نوسان می‌کند. هنگامی که V_c به صفر می‌رسد، دیود D_1 روشن می‌شود تا جریان سلف i_L که مقداری منفی است را از خود عبور دهد. ولتاژ دو سر سلف L_r برابر با ولتاژ منبع V_s می‌شود و جریان سلف i_L به صورت خطی افزایش پیدا می‌کند. برای روشن کردن کلید در ولتاژ صفر، کلید باید دقیقاً در زمانی که دیود D_1 روشن می‌شود، بسته شود. هنگامی که i_L مثبت می‌گردد، دیود D_1 خاموش می‌شود و جریان سلف i_L از کلید عبور می‌کند. زمانی که $i_L = I_o$ است، دیود D_m خاموش می‌شود و شرایط مدار به نقطه اول می‌رسد و این سیکل برای هر کلیدزنی اتفاق می‌افتد. شکل ۱۱-۲ گویای ساختار این مبدل است.

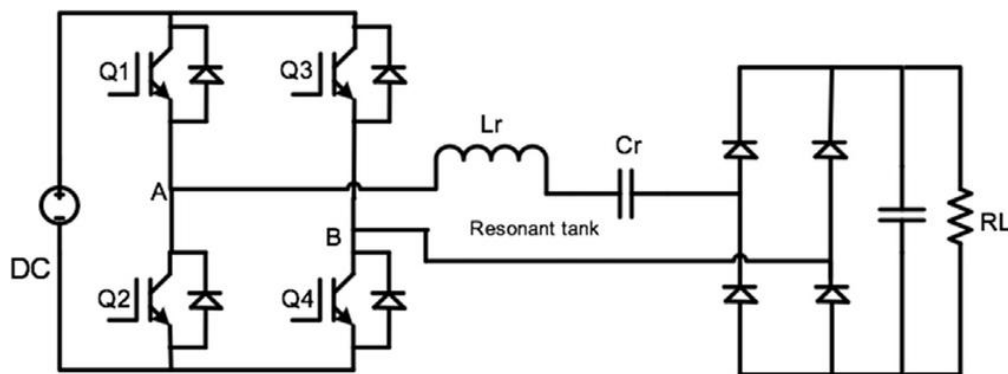


شکل ۱۱-۲: مبدل تشدید با ولتاژ صفر [33]

۱۰-۲- مبدل‌های تشدید سری

همان‌طور که گفته شد، فرکانس کاری به دلیل تلفات کلیدزنی محدود است و با افزایش فرکانس کاری، تلفات افزایش پیدا می‌کند [33]. یکی از تکنیک‌های کاهش تلفات کلیدزنی در مبدل DC/DC، استفاده از اینورتر تشدید برای تولید سیگنال AC و یک‌سوسازی آن برای یک ولتاژ DC است. در برخی از ساختارها از خازن‌های ورودی برای تقسیم ولتاژ منبع استفاده می‌شود که مقادیر آن‌ها بزرگ است. این خازن‌ها، جزئی از مدار تشدید نیستند. اساس عملکرد مبدل، استفاده از کلیدزنی برای تولید یک موج مربعی است. با کنار هم قرار گرفتن خازن C_r و سلف L_r به شکل سری، یک فیلتر برای جریان i_L ایجاد می‌شود. جریان i_L نوسان می‌کند و با عبور از یک‌سوساز تمام پل، یکسو می‌شود. سپس برای

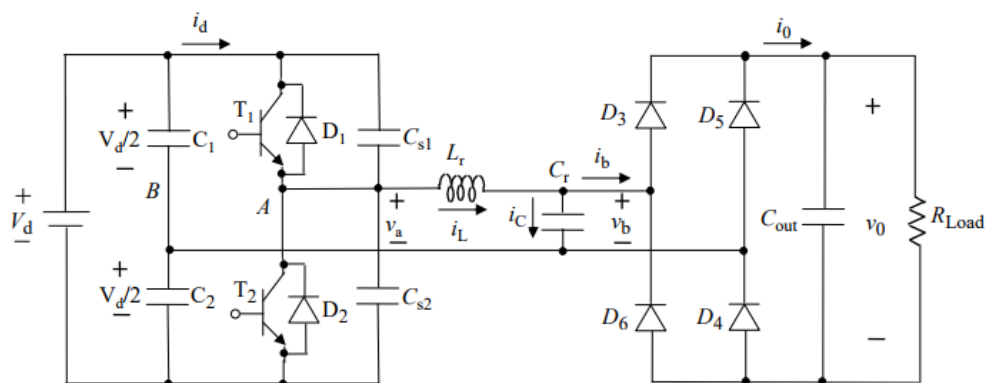
تولید ولتاژ خروجی DC فیلتر می‌گردد. عملکرد مبدل به فرکانس کلیدزنی و فرکانس تشدید ایجاد شده در فیلتر وابسته است. شکل ۱۲-۲ مبدل تشدید سری را نشان می‌دهد.



شکل ۱۲-۲: مبدل تشدید سری [33]

۱۱-۲- مبدل‌های تشدید موازی

در این مبدل خازن C_r به صورت موازی با یک‌سوساز قرار می‌گیرد. کلیدزنی باعث می‌شود تا ولتاژ دو سر خازن و ورودی پل یک‌سوساز، نوسان کند. هنگامی که ولتاژ خازن مثبت است، دیودهای یکسو کننده بایاس مستقیم می‌شوند و جریان خروجی را عبور می‌دهند. هنگامی که ولتاژ خازن منفی است، دیودهای دیگر پل یکسو کننده جریان را عبور می‌دهند. به همین دلیل جریان ورودی پل، یک جریان مربعی مثبت و منفی با دامنه I_o است. ولتاژ خروجی پل، یک ولتاژ یکسو شده تمام موج است. ولتاژ خروجی را می‌توان میانگین ولتاژ خروجی یکسو شده در نظر گرفت. مبدل DC/DC تشدید موازی را می‌توان با فرض اینکه ولتاژ دو سر C_r سینوسی است و با در نظر گرفتن فرکانس اصلی ورودی ولتاژ موج مربعی و جریان موج مربعی به پل تحلیل کرد. شکل ۱۳-۲ مبدل تشدید موازی را نشان می‌دهد [33].



شکل ۲-۱۳: مبدل تشدید موازی [33]

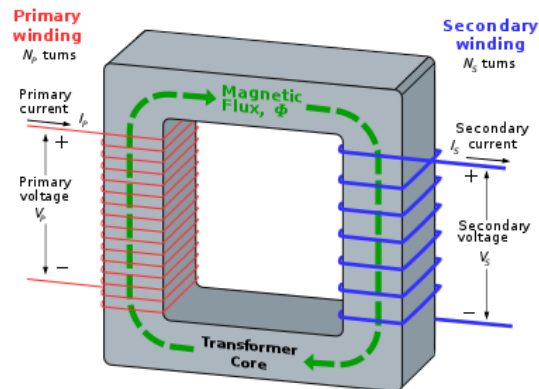
۲-۱۲- مبدل‌های ایزوله

عیب مهم مبدل‌های DC/DC، اتصال الکتریکی بین ورودی و خروجی است [33]. اگر منبع ورودی زمین شده باشد، زمین یکسان در خروجی وجود خواهد داشت. از روش‌های ایزوله کردن الکتریکی بین ورودی و خروجی استفاده از ترانسفورماتور است. اگر در قسمت ورودی مبدل DC/DC، یک مبدل AC/DC قرار داشته باشد، می‌توان یک ترانسفورماتور را در قسمت AC استفاده کرد. لازم به ذکر است که در همه موارد یک مبدل AC/DC در مرحله اول وجود ندارد.

به دلیل استفاده از هسته آهنی در ساختار ترانسفورماتور و محدودیت فرکانس کاری ۵۰ یا ۶۰ هرتز، هسته مغناطیسی بسیار بزرگ، سنگین و پرهزینه است. به‌منظور استفاده از ایزولاسیون الکتریکی بین ورودی و خروجی، ترانسفورماتور را در قسمت کلیدزنی قرار می‌دهند. فرکانس قسمت کلیدزنی به‌مراتب بیشتر از فرکانس منبع ولتاژ است و این امر باعث می‌شود که ابعاد ترانسفورماتور به شکل قابل توجهی کاهش یابد. نسبت دورهای سیم‌پیچ ترانسفورماتور قابلیت مانور بیشتری در رابطه کلی بین ورودی و خروجی و بهره ولتاژ را دارد.

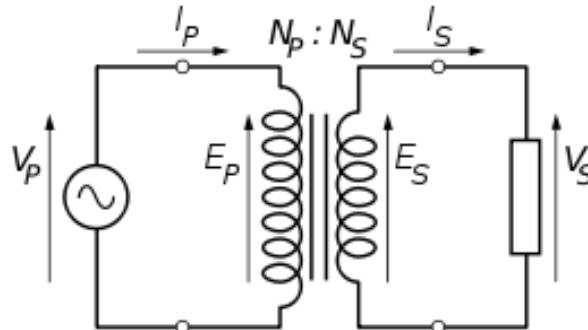
یکی دیگر از مزایای استفاده از ترانسفورماتور ایزوله، استفاده از سیم‌پیچ با دور متفاوت است که این امر موجب می‌شود تا بتوان خروجی‌های متفاوتی را دریافت کرد. وظایف ترانسفورماتور در این ساختارها، تضمین و تأمین ایزولاسیون الکتریکی، بالا و پایین بردن ولتاژها و جریان‌های متغیر با زمان است. ساختار

ترانسفورماتور با دو سیم‌پیچ در شکل ۱۴-۲ نمایش داده شده است.



شکل ۱۴-۲: ترانسفورماتور با دو سیم‌پیچ [33]

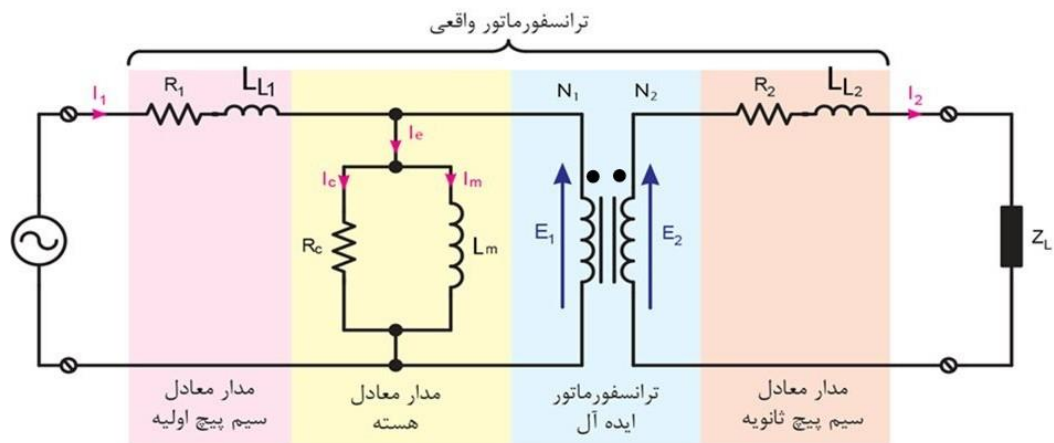
ساختار ترانسفورماتور ایده‌آل (شکل ۱۵-۲) و روابط آن به صورت زیر است [33]:



شکل ۱۵-۲: مدل ترانسفورماتور ایده‌آل [33]

$$\frac{V_P}{V_S} = \frac{I_S}{I_P} = \frac{N_P}{N_S} \quad (۱-۲)$$

همچنین می‌توان ساختار کامل شکل ۱۶-۲ را برای ترانسفورماتور در نظر گرفت.



شکل ۱۶-۲: مدل کامل ترانسفورماتور [33]

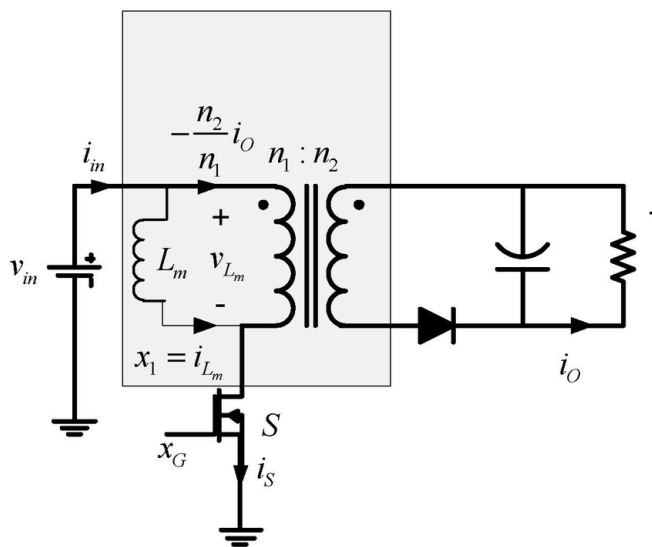
نقطه بر روی سیم‌پیچ‌ها، علامت قراردادی پلاریته نسبی بین دو سیم‌پیچ است. هنگامی که ولتاژ در ترمینال نقطه‌دار یک سیم‌پیچ مثبت است، ولتاژ در ترمینال سیم‌پیچ دیگر نیز مثبت می‌شود. هنگامی که جریان از سر نقطه‌دار یک سیم‌پیچ وارد می‌شود، از سر نقطه‌دار سیم‌پیچ دیگر خارج می‌شود. مقاومت‌های R_1 و R_2 مقاومت‌های هادی هستند. از طرفی L_1 و L_2 اندوکتانس نشتی سیم‌پیچ‌ها، L_m اندوکتانس مغناطیس شونده و r_m تلفات هسته را نشان می‌دهد. ترانسفورماتور ایده‌آل استفاده شده در این مدل برای بیان تبدیل جریان و ولتاژ بین اولیه و ثانویه است. در مدل ایده‌آل، مقاومت‌ها و اندوکتانس‌های سری صفر و المان‌های موازی بینهایت هستند.

برای به دست آوردن تخمینی خوب از مدل کامل ترانسفورماتور، فقط اندوکتانس مغناطیس شونده L_m در نظر گرفته می‌شود که پارامتر مهمی برای طراحی است. اندوکتانس‌های نشتی L_1 و L_2 فقط در حالت گذرا اهمیت دارند و در طراحی کلی برای مبدل‌های ایزوله در نظر گرفته نمی‌شوند. برای عملکرد دوره‌ای ولتاژ، شار مغناطیسی هسته باید در انتهای هر دوره کلیدزنی به مقدار اولیه آن بازگردد. در غیر این صورت، شار داخل هسته افزایش پیدا می‌کند و درنهایت ترانسفورماتور به حالت اشباع می‌رود. زمانی که هسته ترانسفورماتور اشباع شود، قادر نخواهد بود تا ولتاژ را در دو سر سیم‌پیچ اولیه و ثانویه نگاه

دارد که این امر باعث می‌شود جریان‌های دستگاه بیش از مقدار مجاز در طراحی باشد.

۱-۱۲-۲- مبدل بازگشتی

شکل ۱۷-۲ مبدل بازگشتی^۱ ایزوله را نشان می‌دهد. هنگامی که کلید بسته باشد، ولتاژ در دو سر اندوکتانس مغناطیس شوندگی ترانسفورماتور L_m قرار می‌گیرد. این ولتاژ باعث می‌شود جریان سلف به صورت خطی افزایش یابد. علاوه بر این زمانی که کلید بسته است، دیود خروجی در بایاس معکوس قرار دارد و جریان بار توسط خازن خروجی تأمین می‌شود. زمانی که کلید باز است، انرژی ذخیره شده در اندوکتانس مغناطیس شوندگی از طریق ترانسفورماتور به خروجی و بار منتقل می‌شود و دیود در حالت بایاس مستقیم قرار می‌گیرد که جریان بار و خازن تأمین می‌کند. ارتباط بین ولتاژ ورودی و خروجی در مبدل بازگشتی مانند مبدل افزاینده-کاهنده است با این تفاوت که نسبت تبدیل آن شامل یک ضریب نسبت در دور ترانسفورماتور است. خازن خروجی در این ساختار مقدار بزرگی است و همچنین استرس بر روی کلید مقدار قابل توجهی است [33].



شکل ۱۷-۲: مبدل بازگشتی [33]

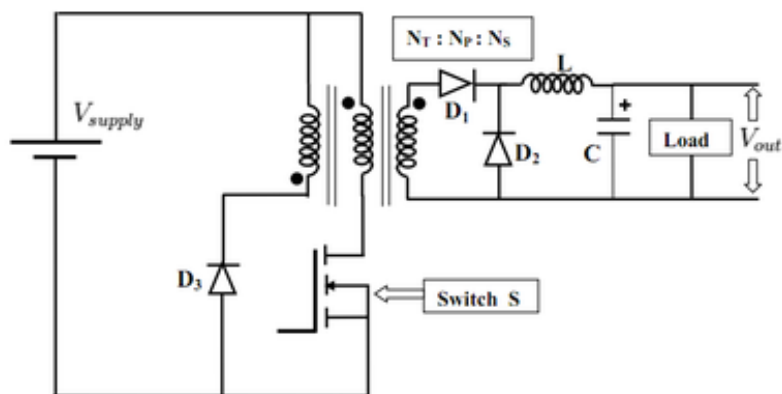
^۱ Fly back converter

هنگامی که کلید بسته است، انرژی الکتریکی از طریق ترانسفورماتور از منبع ولتاژ به سمت بار هدایت می‌شود. ولتاژ بر روی ثانویه ترانسفورماتور یک‌شکل موج پالسی است و خروجی مانند یک مبدل DC/DC کاهنده تحلیل می‌شود [33]. هنگامی که کلید بسته است، انرژی ذخیره‌شده در اندوکتانس مغناطیس شونددگی می‌تواند از طریق سیم‌پیچ سوم ترانسفورماتور به منبع ورودی هدایت شود.

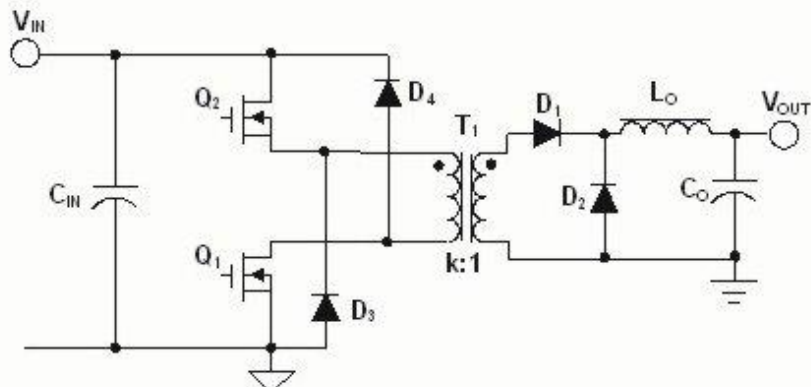
یک ساختار دیگری از مبدل پیشرو^۱ وجود دارد که دارای دو کلید است و به آن مبدل پیشرو دوطرفه می‌گویند. از این‌رو به مبدل پیشرو به دلیل وجود یک کلید قدرت در ساختار آن، مبدل پیشرو یک‌طرفه نیز می‌گویند. در مدار مبدل پیشرو دوطرفه، هر دو کلید به‌طور هم‌زمان خاموش و روشن می‌شوند. هنگامی که کلیدها روشن هستند، ولتاژ در دو سر سیم‌پیچ اولیه ترانسفورماتور قرار می‌گیرد و ولتاژ در دوسر سیم‌پیچ ثانویه مثبت است. انرژی از طریق سیم‌پیچ ثانویه به سمت بار هدایت می‌شود. با روشن شدن هر دو کلید به‌طور هم‌زمان، جریان در اندوکتانس مغناطیس شونددگی افزایش پیدا می‌کند. زمانی که کلیدها خاموش هستند، دیود D_1 از جاری شدن جریان اندوکتانس L_m در سیم‌پیچ ثانویه و اولیه در ترانسفورماتور ممانعت می‌کند و جریان مغناطیس شونددگی را مجبور می‌کند تا در دیودهای D_3 و D_4 جاری شود و به منبع بازگردد. در نتیجه ولتاژ اولیه ترانسفورماتور منفی می‌شود و به همین دلیل جریان مغناطیس شونددگی به‌طور خطی کاهش پیدا می‌کند. اگر نسبت وظیفه کلیدزنی کمتر از ۵۰ درصد باشد، در طول هر دوره شار مغناطیسی در هسته ترانسفورماتور به صفر میل می‌کند.

ولتاژ خروجی شبیه به ولتاژ خروجی در مبدل پیش رو یک‌طرفه است. در مبدل پیشرو دوطرفه، استرس بسیار کمتری به کلید قدرت اعمال می‌شود، در صورتی که برای مبدل پیرو یک‌طرفه این مقدار زیاد است. مبدل پیشرو دوطرفه در کار با ولتاژهای بالا مزیت و کاربرد بیشتری دارد. شکل ۲-۱۸ مبدل پیشرو یک‌طرفه و شکل ۲-۱۹ مبدل پیشرو دوطرفه را نشان می‌دهد.

^۱ Forward converter



شکل ۲-۱۸: مبدل پیشرو یک طرفه [33]

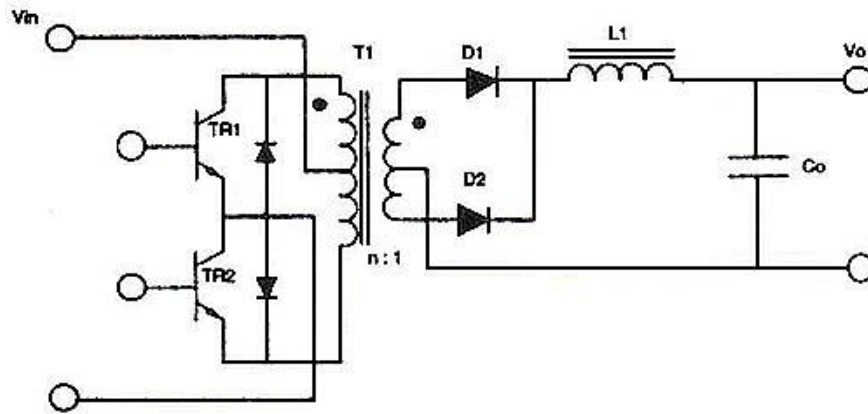


شکل ۲-۱۹: مبدل پیشرو دو طرفه [33]

۲-۱۲-۳- مبدل پوش-پول

توسط کلیدزنی، سیگنال‌هایی با پلاریته مخالف بر روی سیم‌پیچ‌های اولیه و ثانویه ترانسفورماتور ایجاد می‌شوند. دیودهای واقع شده در سمت سیم‌پیچ ثانویه، شکل سیگنال‌ها را یکسو می‌کنند و ولتاژی در ورودی فیلتر پایین گذر می‌سازند. خروجی مانند مبدل کاهنده تحلیل می‌شود. شکل ۲-۲۰ مبدل پوش-پول^۱ ایزوله را نشان می‌دهد [33].

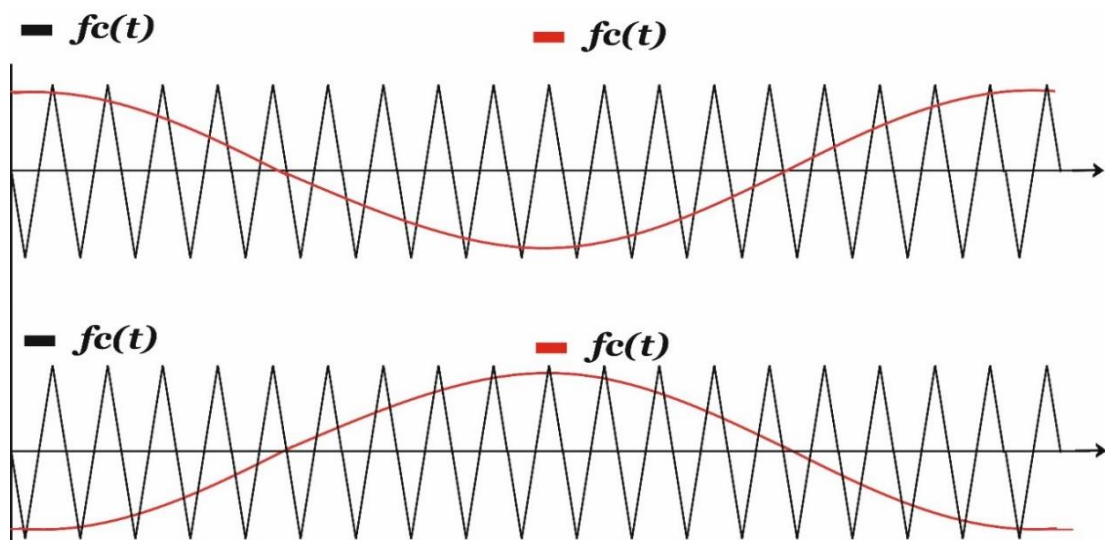
^۱ Push-pull converter



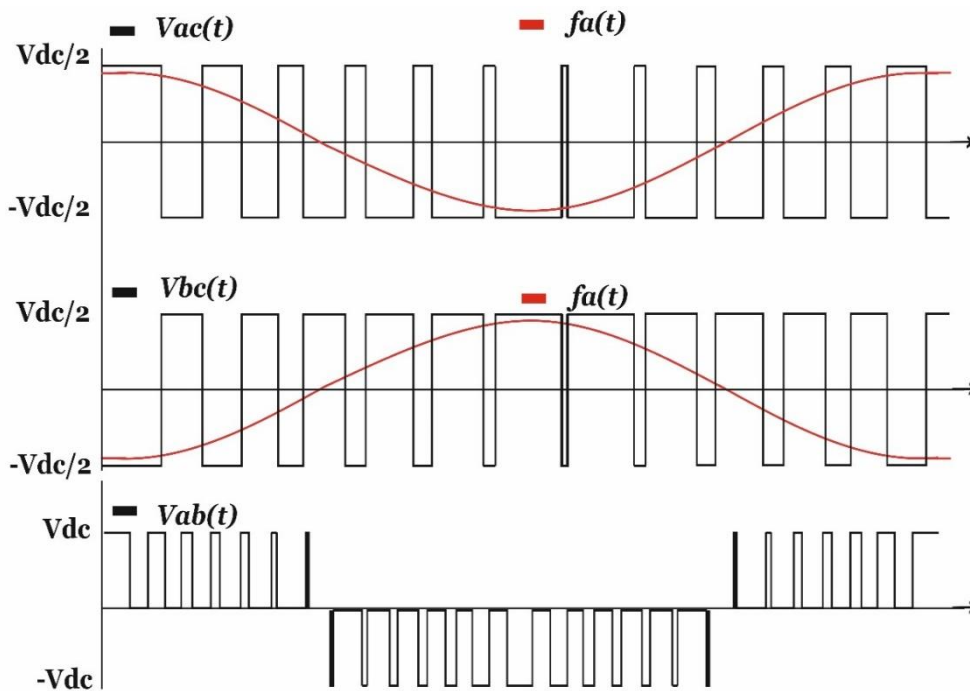
شکل ۲-۲۰: مبدل پوش-پول ایزوله [33]

۲-۱۳- مدولاسیون پهنای باند

تکنیک مدولاسیون پهنای باند، روشی مؤثر برای کنترل فرکانس و دامنه ولتاژ خروجی است. مدولاسیون پهنای باند به دو صورت حامل و برداری وجود دارد. از فضای برداری معمولاً برای سیستم سه فاز استفاده می‌شود. در اینجا PWM بر اساس حامل برای سیستم‌های تک‌فاز مورد بررسی قرار گرفته می‌شود. شکل ۲-۲۱ شمای کلی از مدولاسیون PWM را نشان می‌دهد.



شکل ۲-۲۱: مدولاسیون PWM



شکل ۲-۲۲: مدولاسیون PWM

جهت تولید ولتاژ سینوسی در فرکانس مشخص f_1 ، سیگنال کنترل سینوسی $V_{control}$ در فرکانس مورد نظر f_1 با یک موج مثلثی $V_{carrier}$ مقایسه می‌شود. با توجه به شکل ۲-۲۲ در هر نقطه مشترک، یک گذر در شکل موج PWM ظاهر می‌گردد. وقتی $V_{control}$ بزرگ‌تر از $V_{carrier}$ باشد، خروجی PWM مثبت می‌شود و وقتی کوچک‌تر از $V_{carrier}$ باشد شکل موج PWM منفی خواهد شد. فرکانس ولتاژ حامل $V_{carrier}$ در واقع فرکانس سوئیچ f_s را بیان می‌کند. برای یک پل با چهار سوئیچ به صورت زیر است: $V_{control}$ در ماکزیمم دامنه سیگنال کنترلی قرار می‌گیرد، در حالی که مقدار ماکزیمم سیگنال و مثلثی حامل است. نرخ مدولاسیون فرکانسی به صورت رابطه ۲-۲ است. m_f در واقع نرخ بین فرکانس حامل و سوئیچینگ نام دارد. جز اصلی ولتاژ خروجی V_{out} نیم پل، دارای مشخصه معادله زیر و منطقه مدولاسیون خطی است.

$$V_{out} = m_i \cdot V_d m_i \leq 1.0 \quad (2-2)$$

این معادله نشان می‌دهد که نتیجه موردنظر دامنه به‌طور خطی با اندیس مدولاسیون نسبت مستقیم دارد. مقدار m_i از صفر تا یک را می‌توان به‌عنوان محدوده کنترل خطی سیگنال حامل سینوسی PWM در خروجی تعریف کرد.

۲-۱۴- مبدل با یک پل فعال

در حال حاضر مبدل‌های DC/DC با فرکانس کلیدزنی بالا به صورت گسترده در الکترونیک قدرت مورد استفاده قرار می‌گیرند. فرکانس کلیدزنی بالا باعث کوچک‌تر شدن ابعاد خازن، سلف و ترانسفورماتور قدرت می‌شود. استفاده از توپولوژی‌های متداول DC/DC با کلیدزنی سخت موجب افزایش تلفات کلیدزنی در زمان روشن و خاموش شدن کلید قدرت می‌گردد. در برخی از ساختارها به کمک اسنابر خازنی و مقاومتی، تلفات کلیدزنی را کاهش می‌دهند.

محدودیت ظرفیت اتصال نیمه‌هادی‌ها و نشتی ترانسفورماتور در فرکانس کاری بالا از مشکلات دیگر است. در ساختار مبدل با یک پل فعال، ترانسفورماتور در بخش کلیدزنی قرار دارد. این ساختار محدودیت فرکانس کاری را حذف می‌کند. با کمک تانک رزونانسی LC می‌توان تلفات کلیدزنی در فرکانس‌های بالا را کاهش داد. در مبدل با یک پل فعال کلیدزنی در جریان یا ولتاژ صفر صورت می‌پذیرد تا تلفات کلیدزنی به کمترین مقدار خود برسد. ساختار مبدل با یک پل فعال مزیت‌هایی از قبیل کلیدزنی نرم، فرکانس کاری بالا، کاهش ابعاد هسته مغناطیسی ترانسفورماتور، توان خروجی بالا، کاهش ابعاد سیم‌پیچ ترانسفورماتور، کاهش ابعاد فیلتر، قابلیت شیف‌ت فاز و کارکرد دوطرفه، ایزولاسیون خروجی نسبت به ورودی و وزن کم نام برد.

به دلیل فرکانس کاری بالای مبدل DC/DC با یک پل فعال، از هسته فریت به‌جای هسته آهنی استفاده می‌شود. تلفات هسته‌های آهنی عمدتاً به خاطر جریان گردابی^۱ است. از این رو برای جلوگیری از افزایش جریان گردابی در هسته آهنی آن را به‌صورت ورقه‌ای می‌سازند. این تلفات با مجذور فرکانس رابطه مستقیم دارد. هسته‌های فریت در کاربردهای فرکانس بالا استفاده بیشتری دارند. افزایش جریان

^۱ Eddy current

گردابی در هسته ترانسفورماتور باعث می‌شود تا دمای هسته به‌طور چشمگیری افزایش یابد و عمر مفید ترانسفورماتور در این حالت کاهش پیدا می‌کند. برای همین منظور سیستمی برای خنک‌سازی ترانسفورماتور در نظر گرفته می‌شود که هزینه را افزایش می‌دهد.

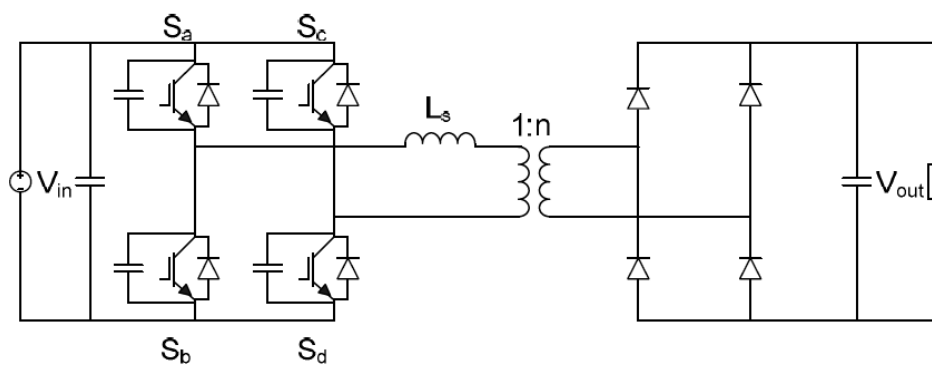
در جدول ۱-۲ به مقایسه این دو نوع هسته پرداخته شده است.

جدول ۱-۲: مقایسه هسته آهنی با هسته فریت

فریت	آهنی	
کم	زیاد	جریان گردابی
کم	زیاد	تلفات
سبک	سنگین	وزن
کم	زیاد	تولید گرما
کم	زیاد	نویز
نسبتاً کم	زیاد	فراوانی
کم	زیاد	قابلیت فرم دهی
زیاد	کم	فرکانس کاری
زیاد	کم	خاصیت القایی
کم	زیاد	اعوجاج سیگنال
پایین	بالا	هیستریزیس

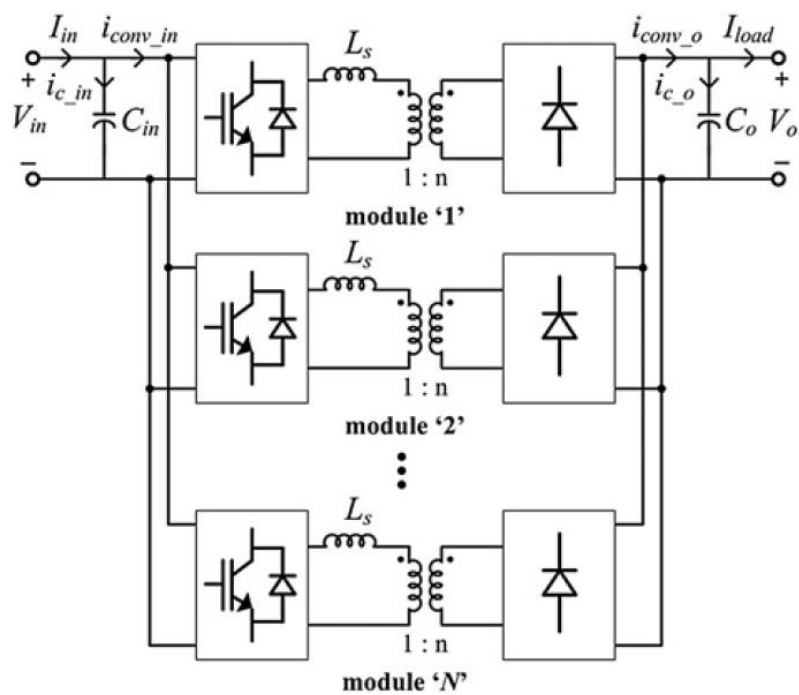
۲-۱۴-۱- عملکرد مبدل با یک پل فعال

مبدل با یک پل فعال در شکل ۲-۲۳ نمایش داده شده است. با استفاده از کلیدزنی تمام پل در سمت چپ، جریانی به شکل سینوسی با فرکانس بالا ساخته می‌شود. این جریان با عبور از فیلتر سلف به اولیه ترانسفورماتور خواهد رسید. اولیه ترانسفورماتور این جریان را به کمک خاصیت مغناطیس شوندگی هسته به سمت ثانویه منتقل می‌کند و سپس با عبور از پل غیرفعال دیودی این جریان صاف می‌شود. ریپل خروجی توسط خازن برطرف می‌گردد [34]. کنترل این مبدل توسط مدولاسیون پهنای باند صورت می‌گیرد.

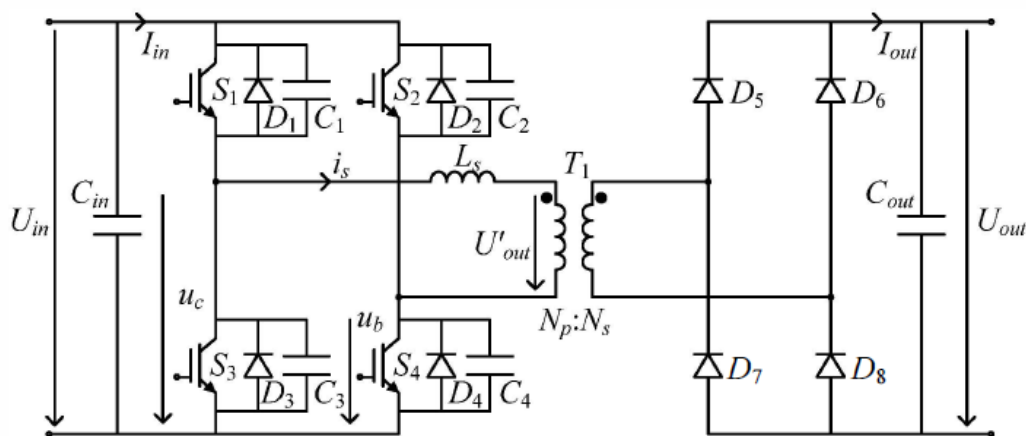


شکل ۲-۲۳: مبدل با یک پل فعال [34]

ایزولاسیون خروجی نسبت به ورودی باعث می‌شود تا قابلیت اطمینان این مبدل در استفاده به صورت موازی بیشتر شود (شکل ۲-۲۴). همچنین برای به صفر رساندن تلفات کلیدزنی می‌توان علاوه بر استفاده از خاصیت تشدید، از مدار اسنابر نیز کمک گرفت (شکل ۲-۲۵).



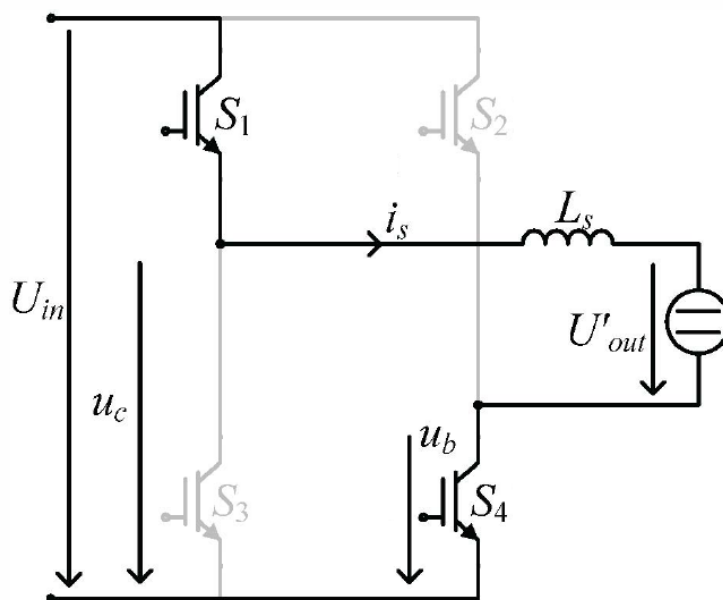
شکل ۲-۲۴: ساختار موازی مبدل با یک پل فعال [34]



شکل ۲-۲۵: مبدل با یک پل فعال به همراه اسنابر [34]

۲-۱۴-۲- فضای حالت و معادلات حاکم بر مبدل با یک پل فعال

این مبدل از یک تمام پل با چهار سوئیچ S_1, S_2, S_3 و S_4 تشکیل شده است. نحوه کلیدزنی به صورت دوتایی انجام می‌شود. سوئیچ‌های S_1 و S_4 باهم و برخلاف سوئیچ‌های S_2 و S_3 عمل کلیدزنی را انجام می‌دهند که در شکل ۲-۲۶ نشان داده شده است.



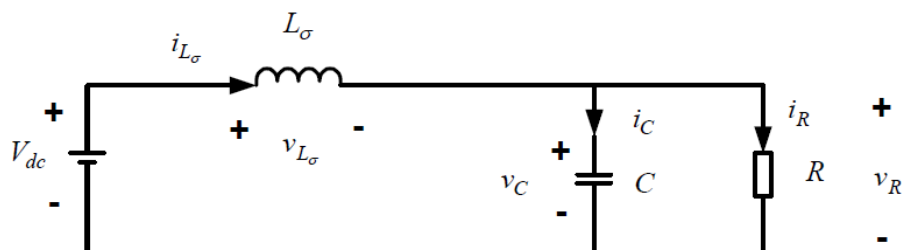
شکل ۲-۲۶: نحوه کلیدزنی مبدل با یک پل فعال [34]

کلیدزنی بر اساس روابط (۲-۳) توسط حالت سیگنال کنترلی u انجام می‌شود و d سیکل وظیفه نام

دارد.

$$u = 2d - 1 \text{ و } 0 \leq d \leq 1 \text{ و } -1 \leq u \leq 1 \quad (3-2)$$

برای حالت کلیدزنی S_1 و S_4 روشن و S_2 و S_3 خاموش، مدار معادل به صورت شکل ۲-۲۷ است [34]:



شکل ۲-۲۷: مدار معادل حالت اول [34]

با استفاده از قوانین ولتاژ و جریان کریشف روابط زیر برقرار است:

$$V_{dc} = L_{\sigma} \frac{d}{dt} i_{L_{\sigma}} + v_C \quad (4-2)$$

$$i_{L_{\sigma}} = i_C + i_R \quad (5-2)$$

$$i_C = C \frac{d}{dt} v_C \quad (6-2)$$

از طرفی:

$$i_R = \frac{v_C}{R} \quad (7-2)$$

$$i_{L_{\sigma}} = C \frac{d}{dt} v_C + \frac{v_C}{R} \quad (8-2)$$

با در نظر گرفتن جریان سلف و ولتاژ خازن به عنوان حالت‌های سیستم، ماتریس حالت به صورت زیر

است:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{L_{\sigma}} \\ v_C \end{bmatrix} \quad (9-2)$$

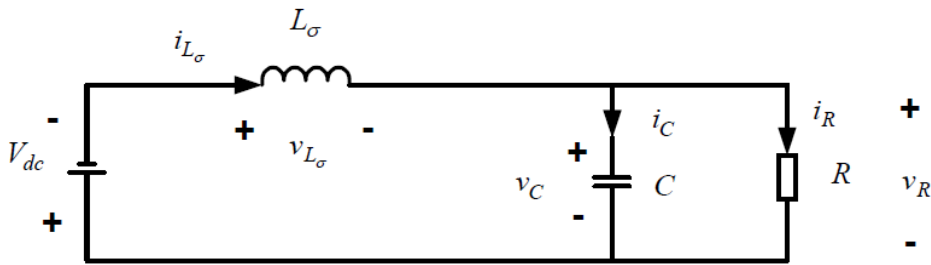
معادلات حالت به شکل زیر است:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_\sigma} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_\sigma} \\ 0 \end{bmatrix} V_{dc} \quad (۱۰-۲)$$

ماتریس‌های سیستم به صورت زیر خواهند بود:

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_\sigma} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_\sigma} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (۱۱-۲)$$

برای حالت کلیدزنی S_2 و S_3 روشن و S_1 و S_4 خاموش، مدار معادل به صورت شکل ۲-۲۸ است:



شکل ۲-۲۸: مدار معادل حالت دوم [34]

معادلات حالت به صورت شکل زیر است:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_\sigma} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_\sigma} \\ 0 \end{bmatrix} V_{dc} \quad (۱۲-۲)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_\sigma} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} B_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_\sigma} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (۱۳-۲)$$

با توجه به مدل سوئیچی و ترکیب معادلات حالت روابط بالا، فضای حالت به صورت زیر است:

$$\dot{x} = [A_1 d + A_2(1 - d)]x + [B_1 d + B_2(1 - d)]u \quad (۱۴-۲)$$

$$A = A_1 d + A_2(1 - d) \quad (۱۵-۲)$$

$$B = B_1 d + B_2(1 - d) \quad (۱۶-۲)$$

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \frac{1}{L_\sigma} V_{dc}(2d - 1) - \frac{1}{L_\sigma} x_2 \\ \dot{x}_2 = \frac{1}{C} x_1 - \frac{1}{RC} x_2 \end{cases} \quad (۱۷-۲)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_\sigma} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{2d - 1}{L_\sigma} \\ 0 \end{bmatrix} V_{dc} \quad (۱۸-۲)$$

برای محاسبه نقاط کار، مشتق حالت‌های سیستم صفر در نظر گرفته می‌شوند. نقاط کار برای سیستم

به صورت روابط زیر محاسبه شده است:

$$\begin{cases} x_{2e} = V_{dc}(2d_e - 1) \\ x_{1e} = \frac{1}{R} x_{2e} \end{cases} \quad (۱۹-۲)$$

اگر فرض شود که سیستم در نقطه کار خود است و تغییراتی کوچک در حوالی نقطه کار وجود دارد،

روابط حاکم بر حالت‌های سیستم به صورت زیر بیان می‌شود:

$$\begin{cases} x_1 = x_{1e} + \tilde{x}_1 \\ x_2 = x_{2e} + \tilde{x}_2 \\ d = d_e + \tilde{d} \end{cases} \quad (۲۰-۲)$$

با قرار دادن (۲۰-۲) در (۱۷-۲) و با توجه به نقاط کار در رابطه (۱۹-۲)، روابط سیگنال کوچک

سیستم محاسبه می‌شود:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}}_1 = -\frac{1}{L_\sigma} x_{2e} + \frac{2V_{dc}}{L_\sigma} \tilde{d} \\ \dot{\tilde{x}}_2 = \frac{1}{C} \tilde{x}_1 - \frac{1}{RC} \tilde{x}_2 \end{cases} \quad (۲۱-۲)$$

معادلات حالت سیستم در نهایت با استفاده از روابط (۲۱-۲) حاصل می‌گردد:

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{x}}_1 \\ \dot{\tilde{x}}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_\sigma} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{2V_{dc}}{L_\sigma} \\ 0 \end{bmatrix} \tilde{d} \quad (22-2)$$

$$y = [0 \quad 1] \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \end{bmatrix}$$

با استفاده از ماتریس‌های حالت سیستم در روابط (۲۲-۲)، تابع تبدیل سیستم به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$G(S) = \frac{\frac{2V_{dc}}{L_\sigma C}}{s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{1}{L_\sigma C}} \quad (23-2)$$

مقادیر استفاده شده برای سیستم در جدول ۲-۲ نوشته شده است.

جدول ۲-۲: مقادیر پارامترهای استفاده شده در مبدل با یک پل فعال

پارامترها	مقادیر
V_{dc}	1000 v
L	100 μH
C	100 μF
R	100 Ω
F_{sw}	10 KHz
N_1/N_2	1/2

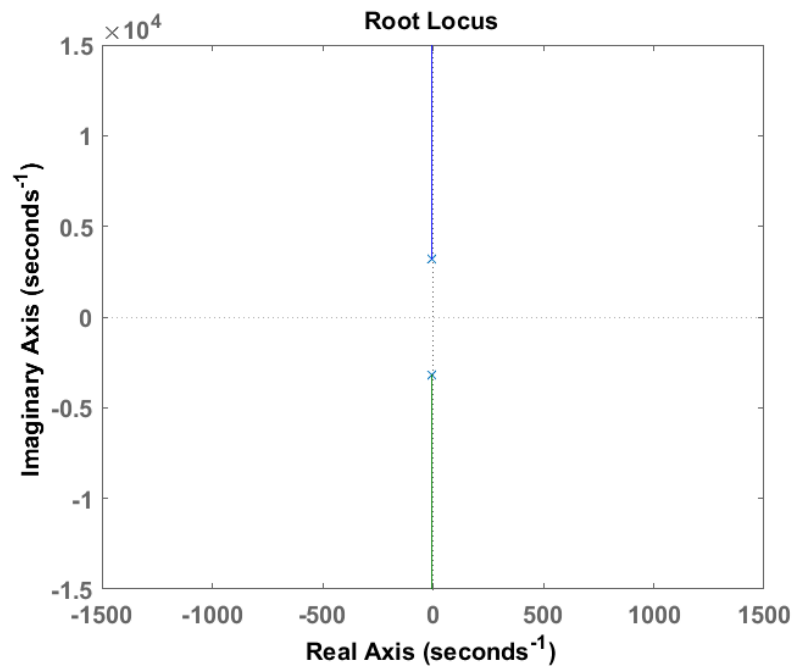
با جایگذاری مقادیر جدول ۲-۲ در رابطه (۲۳-۲)، تابع تبدیل به شکل زیر است:

$$G(s) = \frac{2e^{10}}{s^2 + 10s + 1e^7} \quad (24-2)$$

قطب‌های سیستم، طبق تابع تبدیل رابطه (۲۴-۲) به صورت زیر است:

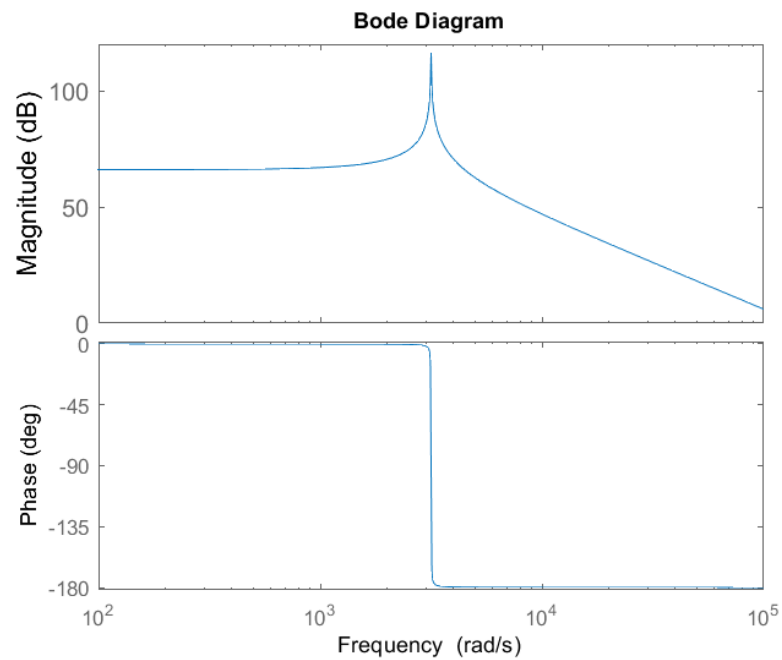
$$S_{1,2} = -5 \pm 3.162 \times 10^3 i$$

مکان هندسی ریشه‌ها در شکل ۲-۲۹ نمایش داده شده است:



شکل ۲-۲۹: مکان هندسی ریشه‌های سیستم

سیستم دارای دو قطب مختلط مزدوج است. نمودار اندازه و فاز سیستم به صورت شکل ۲-۳۰ است:



شکل ۲-۳۰: نمودار اندازه و فاز سیستم

فصل سوم

طراحی کنترل کننده تطبیقی

تئوری کنترل، شاخه‌ای میانی از علم مهندسی و ریاضیات است که با کنار هم قرار گرفتن مجموعه‌ای از اجزا و سیستم‌ها برای دستیابی به مقدار مطلوب خروجی، کنترل می‌گویند. مهندسی کنترل می‌کوشد تا با مدل‌سازی سیستم پاسخ خروجی سیستم را نسبت به ورودی‌های مختلف تخمین بزند. سیستم‌های کنترلی را می‌توان به دو بخش کلی مبتنی بر مدل و مبتنی بر داده‌های ورودی-خروجی سیستم تقسیم کرد. طراحی و اجرای کنترل‌کننده بر روی سیستم باعث اثرات مطلوبی مانند کاهش حساسیت سیستم به پارامترهای داخلی، بهبود حالت گذرا، کاهش اثر نویز، کاهش اثر اغتشاشات و کاهش دامنه خطا می‌شوند. این اثرات مطلوب از طریق اعمال ساختار پس‌خورد^۱ حاصل می‌شود. باید در نظر داشت که یک پس‌خورد تناسبی، به‌تنهایی قادر نیست تا سیستم را برای یک پاسخ خروجی مطلوب برای همیشه تضمین کند.

پایداری و مقاوم بودن^۲ کنترل‌کننده، از اهمیت زیادی برخوردار است. در عمل، سیستم‌های کنترلی با مواردی همچون نویز و اغتشاشات^۳ خارجی مواجه هستند. از طرفی مدل‌سازی سیستم دقیق نیست و با مدل واقعی سیستم اختلاف دارد و ممکن هست دینامیک‌هایی از سیستم مدل نشده باشند. درواقع یک کنترل مناسب باید پایداری و ردیابی سیستم را باوجود عدم قطعیت، نویز، اغتشاشات خارجی و تغییرات پارامترهای سیستم تضمین کند. کنترل‌کننده‌های کلاسیک در اکثر مواقع گزینه مناسبی برای انتخاب کنترل‌کننده نیستند. کنترل‌های کلاسیک در فضای فرکانس و کنترل‌های مدرن در فضای زمانی و معادلات حالت تعریف می‌شوند.

^۱ Feedback

^۲ Robust

^۳ Disturbance

۳-۲- کنترل کننده تطبیقی

در دو دهه اخیر به دلیل پیشرفت علم و افزایش سیستم‌های پیچیده، استفاده از کنترل تطبیقی^۱ افزایش چشمگیری داشته است. در سیستم‌هایی که پارامترهای متغیر با زمان^۲ و یا نامشخص دارند، از کنترل تطبیقی به منظور تطبیق رفتار سیستم با مقدار مطلوب استفاده می‌شود. بسیاری از سیستم‌های واقعی به دلیل متغیر با زمان بودن، برای کنترل پاسخ خود حتماً به کنترل تطبیقی نیاز دارند و کنترل کننده کلاسیک نمی‌تواند نتیجه مطلوب را برای این سیستم‌ها تضمین کند. به بیان ساده‌تر کنترل کننده تطبیقی، اعمال یک روش در کنترل کننده به منظور تطبیق با مقدار موردنظر است. به طور مثال، هواپیما سیستمی است که برای کنترل آن از گذشته تا به حال از کنترل کننده تطبیقی استفاده شده است.

کنترل کننده تطبیقی با کنترل کننده مقاوم متفاوت بوده و دو دیدگاه مختلف را بیان می‌کند. در سیستم‌هایی که ثابت با زمان هستند، کنترل کننده مقاوم می‌تواند نتیجه مطلوب بدهد، ولی چون بسیاری از سیستم‌های واقعی متغیر با زمان هستند، نمی‌توان از کنترل کننده مقاوم برای آن‌ها استفاده کرد و این امر موجب می‌گردد تا کنترل کننده تطبیقی حائز اهمیت باشد. در اکثر مقالات جدید، از روش‌های مختلف کنترل تطبیقی استفاده زیادی شده است که همین عامل اهمیت این کنترل کننده را نشان می‌دهد. با توجه به افزایش سیستم‌های متغیر با زمان و دارای عدم قطعیت^۳ در دهه‌های اخیر و ناکارآمدی کنترل کننده‌های خطی، مقاوم، مدرن و...، استفاده از کنترل کننده تطبیقی افزایش چشمگیری داشته است، چراکه کنترل کننده‌های تطبیقی به راحتی می‌توانند هم سیستم‌های دارای عدم قطعیت و هم سیستم‌هایی که متغیر با زمان هستند را به خوبی مدیریت کنند.

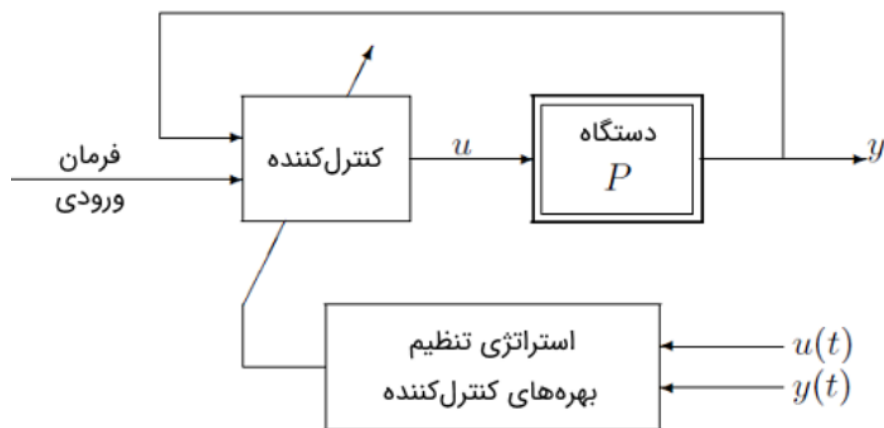
کنترل کننده‌های تطبیقی شامل دو حلقه هستند. یک حلقه پسخور دربرگیرنده فرآیند و کنترل سیستم و حلقه دیگر وظیفه تخمین و تنظیم پارامترها را بر عهده دارد. انتظار می‌رود یک

^۱ Adaptive control

^۲ Linear time-variant system

^۳ Uncertainty

کنترل کننده فیدبک پیشرفته، این توانایی را داشته باشد که تغییرات پارامتر را با پردازش خروجی تخمین زده و از بهره‌های مناسب برای سازگاری با آن‌ها استفاده کند. این گفته منجر به یک ساختار کنترل فیدبک می‌شود که کنترل تطبیقی بر آن بنا شده است. ساختار این کنترل کننده از یک حلقه فیدبک و یک کنترل کننده با بهره‌های قابل تنظیم تشکیل شده است. شکل ۱-۳ این ساختار را نشان می‌دهد.



شکل ۱-۳: کنترل کننده با بهره‌های قابل تنظیم [35]

۱-۲-۳- انواع کنترل کننده‌های تطبیقی

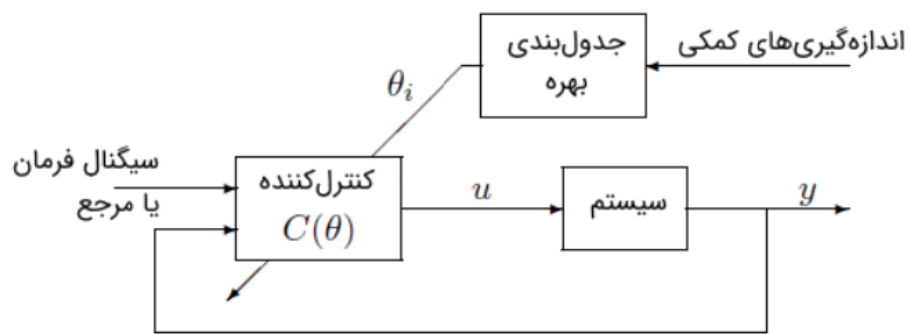
در دیدگاه کلی کنترل کننده‌های تطبیقی به دو صورت مبتنی و غیر مبتنی بر تخمین‌گر بیان می‌شوند [35]. در کنترل کننده‌های غیر مبتنی بر تخمین‌گر، هیچ تخمین‌گر پارامتری وجود ندارد، بلکه از روش‌های جست‌وجو برای پیدا کردن پارامترهای کنترل کننده در فضای پارامترهای ممکن یا روش‌های سوئیچ‌زنی بین کنترل کننده ثابت استفاده می‌شود. از روش‌های مهم در این زمینه می‌توان به روش زمان‌بندی بهره^۱ و روش سوئیچینگ و کلیدزنی^۲ اشاره کرد.

با در نظر گرفتن مدل هواپیما و بررسی آن، نقطه کارهای i که $i=1,2,\dots,N$ و ماتریس‌های حالت سیستم به صورت A_i, B_i, C_i و D_i حاصل می‌شود. برای نقطه کار i می‌توان یک کنترل کننده فیدبکی با

^۱ Gain Scheduling

^۲ Multiple Models and Switching Schemes

بهره ثابت θ_i طراحی کرد که الزامات عملکرد مدل خطی مربوطه را برآورده سازد. این امر منجر به کنترل کننده $C(\theta)$ با مجموعه بهره‌های $\{\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_i, \dots, \theta_N\}$ برای N نقطه کار خواهد شد. هنگامی که نقطه کار i آشکار می‌شود، بهره‌های کنترل کننده را می‌توان برای رسیدن به θ_i مطلوب تغییر داد. این مجموعه‌های بهره، از قبل محاسبه و تعیین می‌شوند. انتقال و گذار بین نقاط کار مختلف که منجر به تغییرات پارامتر قابل توجهی می‌شود را می‌توان با درون‌یابی یا افزایش تعداد نقاط کار مدیریت کرد. دو عنصر مهم در پیاده‌سازی این روش، جدول جست‌وجو^۱ برای ذخیره مقادیر θ_i و اندازه‌گیری کمکی سیستم مرتبط با تغییرات در نقاط کار است. این روش جدول‌بندی بهره نامیده می‌شود و در شکل ۲-۳ نشان داده شده است.



شکل ۲-۳: کنترل کننده تطبیقی مبتنی بر جدول جست‌وجو [35]

کنترل کننده تطبیقی از ترکیب یک تخمینگر پارامتر برخط (آنلاین) که در هر لحظه پارامترهای نامعلوم را تخمین می‌زند و یک قانون کنترل با پارامتر معلوم تشکیل می‌شود. تخمینگر پارامتر را که قانون تطبیق^۲ نامیده می‌شود، می‌توان به دو صورت با قانون کنترل ترکیب کرد. در روش اول که کنترل تطبیقی غیرمستقیم^۳ نام دارد، پارامترهای دستگاه یا سیستم به صورت آنلاین تخمین زده شده و برای محاسبه پارامترهای کنترل کننده مورد استفاده قرار می‌گیرند. همچنین این

^۱ Look up table

^۲ Adaptive law

^۳ Indirect Adaptive control

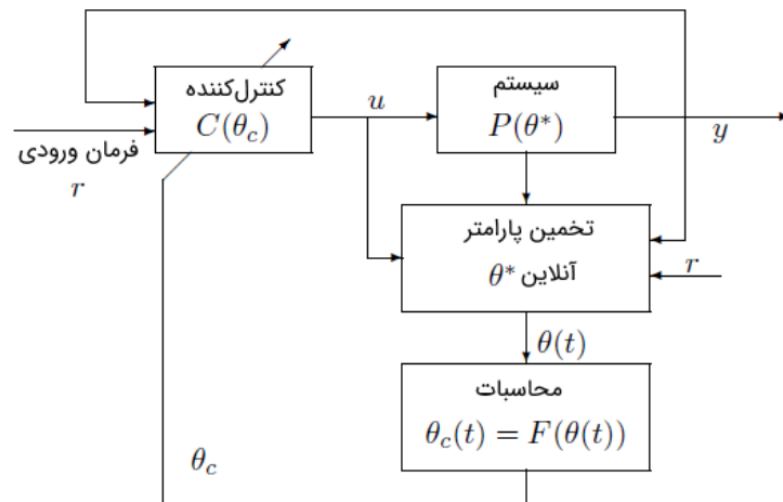
روش کنترل تطبیقی صریح^۱ نامیده می‌شود، زیرا طراحی بر اساس یک مدل صریح انجام خواهد شد. در روش دوم که به کنترل تطبیقی مستقیم^۲ معروف است، مدل سیستم برحسب پارامترهای کنترل‌کننده به صورت پارامتری است و این پارامترها مستقیماً و بدون تخمین پارامترهای سیستم تحت کنترل تخمین زده می‌شوند. از این روش با نام کنترل تطبیقی ضمنی^۳ نیز یاد می‌شود، زیرا طراحی آن مبتنی بر تخمین مدل ضمنی سیستم است.

در کنترل تطبیقی غیرمستقیم (شکل ۳-۳)، مدل $P(\theta^*)$ نسبت به بردار پارامتر مجهول θ^* پارامتری می‌شود. در یک سیستم خطی تغییرناپذیر با زمان (LTI) تک ورودی، تک خروجی، θ^* نشان‌دهنده ضرایب نامعلوم صورت و مخرج تابع تبدیل سیستم است. یک تخمین‌گر پارامتر آنلاین، تخمین $\theta(t)$ را از θ^* در هر زمان t با پردازش ورودی u و خروجی y سیستم تولید می‌کند. تخمین پارامتر $\theta(t)$ یک مدل تخمین زده شده را مشخص می‌کند که با $\hat{P}(\theta(t))$ نشان داده شده است و در طراحی کنترل به عنوان مدل صحیح سیستم در نظر گرفته می‌شود و برای محاسبه پارامتر کنترل‌کننده یا بردار بهره $\theta_c(t)$ به حل معادله جبری مشخص $\theta_c(t) = F(\theta(t))$ در زمان t مورد استفاده قرار می‌گیرد. فرم قانون کنترل $C(\theta_c(t))$ و معادله جبری $\theta_c = F(\theta)$ مشابه فرم قانون کنترل $C(\theta^*)$ و معادله $\theta^* = F(\theta^*)$ انتخاب می‌شود تا بتوان الزامات عملکرد مدل را برآورده کرد؛ بنابراین واضح است که با این روش، $C(\theta_c(t))$ در هر لحظه به گونه‌ای طراحی می‌شود که الزامات عملکرد مدل تخمین زده شده برای $\hat{P}(\theta(t))$ را که ممکن است نسبت به مدل نامعلوم $P(\theta^*)$ متفاوت باشد، برآورده کند. در نتیجه، مسئله اصلی در کنترل تطبیقی غیرمستقیم انتخاب دسته‌ای از قوانین کنترل $C(\theta_c(t))$ و دسته تخمین‌گرهای پارامتری $\theta(t)$ و معادله جبری $\theta_c(t) = F(\theta(t))$ به گونه‌ای است که $C(\theta_c(t))$ الزامات عملکرد مدل $P(\theta^*)$ را با متغیر نامعلوم θ^* برآورده کند.

^۱ Explicit Adaptive Control

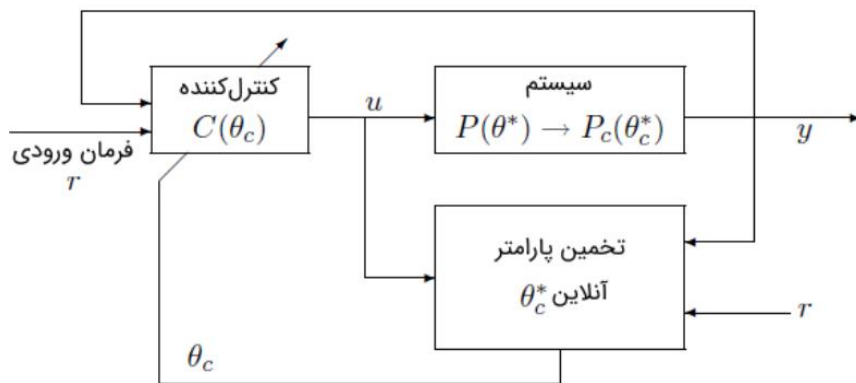
^۲ Direct Adaptive Control

^۳ Implicit Adaptive Control



شکل ۳-۳: کنترل تطبیقی غیرمستقیم [35]

در کنترل تطبیقی مستقیم (شکل ۳-۴)، مدل $P(\theta^*)$ برحسب بردار پارامترهای نامعلوم θ^* کنترل کننده، به گونه ای پارامتری می شود که کنترل کننده $C = (\theta^* c)$ الزامات عملکرد مدل $P_c(\theta^* c)$ را طبق ویژگی دقیقاً مشابه با ورودی-خروجی $P(\theta^*)$ برآورده سازد. در این رویکرد کنترلی تخمین گر آنلاین به جای $P(\theta^*)$ بر اساس $P_c(\theta^* c)$ طراحی شده است تا در هر لحظه، با پردازش ورودی u و خروجی y سیستم، مستقیماً تخمین $\theta_c(t)$ برای $\theta^* c$ مهیا کند. پس از آن، برای بروزرسانی بردار θ_c پارامتر کنترل کننده، از تخمین $\theta_c(t)$ استفاده می شود. مسئله اصلی کنترل تطبیقی مستقیم، انتخاب دسته قوانین کنترل $C(\theta_c(t))$ و تخمین گرهای $\theta_c(t)$ برای داشتن کنترل کننده $C(\theta_c(t))$ که موجب برآورده شدن الزامات عملکرد $P(\theta^*)$ است. ویژگی مدل $P(\theta^*)$ در به دست آوردن مدل پارامتری $P_c(\theta^* c)$ که تخمین آنلاین آن ساده باشد، بسیار مهم است. در نتیجه کنترل تطبیقی مستقیم محدود به دسته مشخصی از مدل ها می شود. دسته ای از مدل ها که برای کنترل تطبیقی مستقیم مناسب هستند، شامل همه مدل های تغییرناپذیر با زمان و تک ورودی-تک خروجی می شود که کمینه فاز باشند. در واقع صفرهای سیستم در سمت چپ محور موهومی صفحه مختلط قرار دارند.



شکل ۳-۴: کنترل تطبیقی مستقیم [35]

قاعده اصلی در طراحی کنترل کننده های تطبیقی مستقیم و غیرمستقیم در بلوک دیاگرام بالا بیان شده است. در طراحی $C(\theta_c(t))$ از تخمین $\theta_c(t)$ برای کنترل تطبیقی مستقیم یا تخمین $\theta(t)$ برای کنترل کننده تطبیقی غیرمستقیم درست مانند مقادیر اصلی استفاده می شود. این روش طراحی هم ارزی قطعی^۱ نام دارد؛ و می توان از آن برای تولید دسته وسیعی از طرح های کنترل تطبیقی با ترکیب تخمین های آنلاین با قوانین کنترلی مختلف استفاده کرد. هنگامی که تخمین های $\theta_c(t)$ و $\theta(t)$ به ترتیب به مقادیر واقعی θ^*_c و θ^* همگرا شوند، عملکرد کنترل کننده تطبیقی $C(\theta_c(t))$ به عملکردی میل می کند که توسط $C=(\theta^*_c)$ برای پارامترهای معلوم به دست می آید.

۳-۲-۲- انتخاب روش مناسب کنترل تطبیقی

با بررسی روش های گوناگون کنترل تطبیقی به جمع بندی کلی درباره انتخاب روشی مناسب جهت کنترل مبدل DC/DC با یک پل فعال پرداخته خواهد شد. در روش زمان بندی بهره با توجه به تعداد زیاد نقاط کار سیستم، عدم قطعیت و دینامیک های مدل نشده بار محاسباتی بسیار زیاد می شود. از طرفی برای کاهش خطا و گسترش دامنه خروجی نیاز به نقاط کار زیادی است که در عمل پیاده سازی آن را بسیار مشکل می کند. در روش کلیدزنی بین کنترل کننده ها با توجه به تغییر پارامترهای سیستم در طول زمان و همچنین اثر نویز و اغتشاش بر روی سیستم نیاز به در نظر گرفتن و طراحی تعداد

^۱ Certainty Equivalence

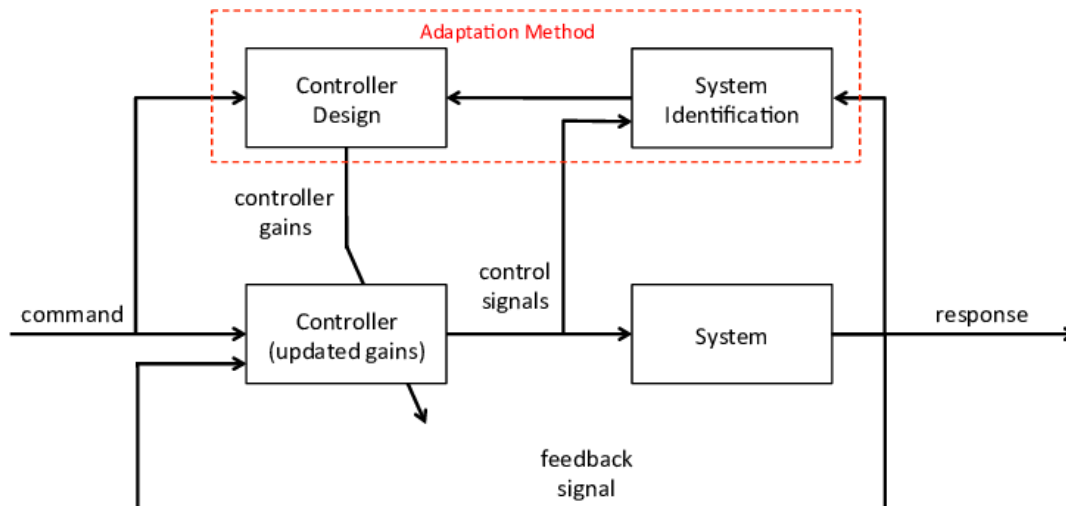
زیادی کنترل کننده است. نحوه کلیدزنی و تعیین هر کنترل برای شرایط خاص سیستم باعث پیچیدگی و صرف هزینه بیشتر برای سیستم کنترلی در عمل می شود و بار محاسباتی فیدبک را افزایش می دهد. در روش کنترل تطبیقی مبتنی بر تخمین گر، مشکل دینامیک های مدل نشده و عدم قطعیت حل می شود. با در نظر گرفتن روش تطبیقی مستقیم نیاز است تا به پارامترهای سیستم دسترسی کافی وجود داشته باشد و اطلاعات طراح از سیستم به صورت دقیق و کامل در دسترس قرار گیرد که برای طیف وسیعی از سیستم ها صدق نمی کند. کنترل تطبیقی غیرمستقیم با تعیین پارامترهای سیستم به صورت آنلاین و عدم نیاز به دانش دقیق و کافی از سیستم مورد مطالعه، مزیت قابل توجهی برای گزینش روش کنترلی مناسب را دارد. همچنین با تغییر پارامترهای سیستم در طول زمان و عدم قطعیت های موجود می تواند با تکیه بر تخمین آنلاین سیستم این مشکلات را برطرف سازد. در هر مرحله با تخمین جدید، کنترل کننده با شرایط وفق پیدا می کند و خروجی مطلوب در حضور نویز و اغتشاش میسر می شود. از این رو روش کنترل تطبیقی غیرمستقیم، روشی مناسب برای کنترل مبدل DC/DC با یک پل فعال است.

طراحی کنترل کننده تطبیقی به روش خودتنظیم گر غیرمستقیم برای مبدل DC/DC با یک پل فعال مطابق بلوک دیاگرام شکل ۳-۵ است. کنترل کننده تطبیقی خودتنظیم گر غیرمستقیم از بخش های زیر تشکیل شده است:

۱- شناسایی و تخمین پارامترهای سیستم

۲- طراحی کنترل کننده

۳- به روزرسانی کنترل کننده



شکل ۳-۵: کنترل تطبیقی خودتنظیم‌گر غیرمستقیم [35]

سیگنال خروجی و ورودی سیستم با عبور از بخش شناسایی، پارامترهای سیستم را تخمین می‌زند. این پارامترها با ورود به بخش طراحی کنترل باعث ایجاد سیگنال بهره برای به‌روزرسانی کنترل‌کننده می‌شود. سپس سیگنال کنترلی به سیستم وارد شده و این چرخه تا زمانی ادامه خواهد یافت که خروجی به مقدار مطلوب برسد. در صورت تغییر پارامترهای سیستم در طول زمان بخش شناسایی و تخمین، پارامترهای جدید را تخمین خواهد زد و شناسایی جدیدی از سیستم به بخش طراحی کننده ارائه می‌کند و سپس کنترل‌کننده با پارامترهای جدید به‌روزرسانی می‌شود.

۳-۳- انواع مدل‌سازی سیستم

مدل‌سازی سیستم‌ها به سه صورت انجام می‌پذیرد که به شرح زیر است:

جعبه سفید^۱ یا مدل‌سازی تحلیلی: به معنی به دست آوردن روابط ریاضی بین متغیرهای سیستم بر اساس قوانین فیزیک است. برای مثال می‌توان به استفاده از قوانین کیرشهف برای تحلیل مدارهای الکترونیکی اشاره کرد.

جعبه سیاه^۲ یا مدل‌سازی آزمایشی: به دست آوردن یک مدل ریاضی برای سیستم با استفاده از نتایج

^۱ White box

^۲ Black box

انجام یک آزمایش است. در این روش اطلاعاتی از داخل سیستم و اجزا آن وجود ندارد. با نمونه‌برداری از سیگنال ورودی و خروجی سیستم به وسیله بردار و پردازش داده‌ها انجام می‌شود.

جعبه خاکستری^۱ یا مدل‌سازی ترکیب: در این روش معادلات حاکم بر سیستم بر اساس قوانین فیزیک نوشته می‌شود ولی نیازی به مقادیر هر پارامتر نیست. با انجام آزمایش بر روی سیگنال ورودی و خروجی به صورت برداری و پردازش آن سعی می‌شود تا مقادیر پارامترهای سیستم تخمین زده شود.

۳-۴- شناسایی و تخمین پارامترها

اساس کار کنترل‌کننده‌های تطبیقی، شناسایی و تخمین پارامترهای سیستم است. در روش کنترل تطبیقی غیرمستقیم پارامترهای سیستم به صورت برخط^۲ شناسایی می‌شوند و این قابلیت را به کنترل‌کننده می‌دهد که خود را با شرایط جدید تطبیق دهد و خروجی مطلوب را تضمین کند. با افزایش درجه سیستم، پیاده‌سازی روش‌های تطبیقی خودتنظیم‌گر به صورت پیوسته دشوار است. در این قسمت سعی بر استفاده از یک رگلاتور خودتنظیم غیرمستقیم است که به صورت گسسته پیاده‌سازی شده است. اعمال کنترل‌کننده خودتنظیم غیرمستقیم بر روی سیستم در دو مرحله شناسایی و طراحی کنترل‌کننده انجام می‌شود. برای شروع فرایند شناسایی باید حداقل اطلاعاتی از قبیل نوع ورودی و درجه سیستم موجود باشد.

۳-۵- الگوریتم تخمین حداقل مربعات بازگشتی

روش‌های کلاسیک شناسایی سیستم، مشکلاتی همچون محاسبات پیچیده و دقت کم در تخمین پارامترها را دارند و در حضور نویز، خطای تخمین افزایش پیدا می‌کند. در روش تخمین حداقل مربعات^۳ فرض می‌شود در تمامی مراحل اندازه‌گیری نویز و خطا وجود خواهد داشت. همچنین ساختار مدل‌سازی با مدل واقعی سیستم اختلاف دارد. ممکن است مدل یک سیستم غیرخطی به صورت خطی تخمین زده

^۱ Gray box

^۲ Online

^۳ Least Square Estimation (LS)

شود که خود مدل سازی نیز با خطا همراه است. در این صورت بین پارامترهای تخمین و مدل مفروض خطا وجود دارد. اگر مجموع خطای تخمین پارامترها و خطای مدل سازی ساختار با e نشان داده شود، برای افزایش دقت تخمین باید مجموع مربعات خطا به صفر میل کند. در کنترل تطبیقی مشاهدات پی در پی در زمان حقیقی به دست می آیند. برای این کار استفاده از محاسبات بازگشتی برای صرفه جویی در زمان محاسبه، امر مطلوبی است. اگر محاسبات انجام شده در زمان $t-1$ ذخیره شود و در زمان t مورد استفاده قرار گیرد در این حالت الگوریتم به صورت بازگشتی طراحی شده است. در کنترل تطبیقی سرعت محاسبات بسیار اهمیت دارد. روش تخمین حداقل مربعات بازگشتی^۱ به دلیل سرعت و دقت در تخمین پارامترها گزینه مناسبی برای کنترل های تطبیقی به شمار می رود. کنترل کننده تطبیقی در حلقه دوم استفاده شده و وظیفه آن ردیابی جریان مرجع سینوسی است. برای شناسایی سیستم، ورودی بعد از پل و خروجی قبل از اولیه ترانسفورماتور در نظر گرفته می شود. به دلیل وجود فیلتر مرتبه اول (سلف) در این قسمت، شناسایی مرتبه یک است. برای اجرای الگوریتم بازگشتی فرآیند سیستم به صورت زیر نوشته می شود [35].

$$y(k) = -a_1 y(k-1) + b_0 u(k-d_0) \quad (۱-۳)$$

مدل فرآیند را می توان به شکل برداری همانند زیر نوشت:

$$\hat{y}(k) = \phi^T(k) \theta \quad (۲-۳)$$

که در اینجا

$$\begin{aligned} \theta &= [b_0, a_1]^T \\ \phi(k) &= [u(k-d_0), -y(k-1)]^T \end{aligned} \quad (۳-۳)$$

روابط بازگشتی تخمین مربعات به شکل زیر است:

$$\begin{aligned} \hat{\theta}(k) &= \hat{\theta}(k-1) + K(k)[y(k) - \phi^T(k)\hat{\theta}(k-1)] \\ K(k) &= P(k-1)\phi(k)(I + \phi^T(k)P(k-1)\phi(k))^{-1} \end{aligned} \quad (۴-۳)$$

^۱ Recursive least squares (RLS)

$$P(k) = P(k-1) - P(k-1)\phi(k)[I + \phi^T(k)P(k-1)\phi(k)]^{-1}\phi^T(k)P(k-1)$$

که در آن ماتریس همانی I به صورت عدد اسکالر یک در نظر گرفته می‌شود. در تخمین مربعات بازگشتی باید ورودی به اندازه کافی سیستم را تحریک کند. به این نوع تحریک، تحریک پایا^۱ می‌گویند. در این حالت تا زمانی که سیگنال ورودی ویژگی خاصی را برآورده نسازد پارامترهای مدل قابل تخمین نیستند. به عبارتی دیگر اگر تعداد پارامترهای سیستم n در نظر گرفته شود باید سیگنال ورودی، تحریک کننده پایا حداقل از مرتبه n فرکانس متفاوت باشد تا تخمین سازگار باشد و واریانس تخمین به سمت صفر میل کند. نکته‌ای دیگر که در تخمین پارامترها اهمیت دارد، تعداد پارامترهای سیستم است. با افزایش تعداد پارامترها، میزان تحریک لازم نیز افزایش می‌یابد. برای حل این مشکل تعداد پارامترهای مجهول سیستم را کاهش می‌دهند. این کار را می‌توان با استفاده از اطلاعات قبلی انجام داد. این موضوع اغلب در مدل‌های زمان پیوسته بیان می‌شود.

اگر سیگنال ورودی فرایند به اندازه کافی تحریک کننده باشد و ساختار مدل تخمینی با فرایند سازگار باشد، تخمین‌ها به مقادیر صحیح خود همگرا می‌شوند. مدت زمانی که طول می‌کشد تا پارامترهای تخمینی همگرا شوند $MAX(n, m+d)$ است. در حالت قطعی با فرض این که ورودی تحریک کننده پایا باشد حداقل $n+m+1$ زمان نمونه برداری برای تعیین $n+m+1$ پارامتر لازم است؛ بنابراین حداقل مقدار زمان نمونه برداری برای همگرایی الگوریتم برابر با رابطه (۳-۵) است [35].

$$N = n + m + 1 + MAX(n, m + d) \quad (۳-۵)$$

برای استفاده از الگوریتم تخمین مربعات بازگشتی نیاز به مقادیر اولیه تخمین پارامترها است. اگر مقادیر اولیه تخمین پارامترها در دسترس نباشد این مقادیر را صفر در نظر می‌گیرند. همچنین مقدار اولیه ماتریس کوواریانس خطا (P_0) لازم است. ماتریس کوواریانس خطا معمولاً به صورت $P_0 = K.I$ در نظر گرفته می‌شود که I یک ماتریس واحد با بعد مناسب و K یک عدد مثبت است. در مسائل کاربردی

^۱ Persistent Exciting (PE)

عدد K را عددی مثبت و بزرگ در نظر می‌گیرند. درواقع مقدار K به میزان اطمینان از تخمین اولیه پارامترها بستگی دارد. پارامتر K بر روی حالت گذرای تخمین تاثیر می‌گذارد. اگر K مناسب انتخاب شود، تخمین بهینه‌ای از پارامترها به صورت سریع و یکنواخت محاسبه میگردد.

با استفاده از روش حداقل مربعات که در آن مقدار اولیه‌ی ماتریس P بزرگ باشد، ممکن است تعداد کمی به گام‌ها اضافه شود. نکته قابل توجه این است که وجود نویز ممکن است همگرایی را کندتر کند. یکی از ویژگی‌های جالب کنترل تطبیقی این است که پارامترها در حلقه بسته تخمین زده می‌شوند. درنتیجه، مدل ساده در کنترل کننده تطبیقی بر سیگنال‌های واقعی حاصل از پس‌خور، برازش می‌شود. از آنجایی که شناسایی در شرایط واقعی در حلقه‌ی بسته انجام می‌شود، امکان خطا در تخمین پارامترها وجود دارد. هنگامی که از یک کنترل کننده ساده مثل تناسبی - انتگرالی استفاده می‌شود، برای شناسایی پس از تشکیل ماتریس رگرسیون با توجه به اینکه خروجی و ورودی با رابطه‌ی جبری به یکدیگر مربوط می‌شوند، امکان این که ماتریس منفرد شود زیاد است. در این حالت شناسایی دچار مشکل می‌شود؛ اما در حالتی که از کنترل کننده خطی عمومی استفاده شود، به دلیل اینکه در مسیر پس‌خور تابع تبدیل $S(s)/R(s)$ وجود دارد، این تابع تبدیل باعث می‌شود که در عمل مقدار پس‌خور متغیر با زمان باشد. به همین دلیل همواره ماتریس رگرسیون دارای ابعاد کاملی خواهد بود. در عمل عدم بروز خطا به خاطر معکوس پذیری ماتریس رگرسیون در زمان اجرا این موضوع را تأیید می‌کند.

۳-۶- طراحی کنترل کننده غیرمستقیم بدون حذف صفر

کنترل تطبیقی غیرمستقیم به دو روش حذف صفر و بدون حذف صفر تقسیم می‌شود. برای سیستم‌های ناکمینه فاز که صفر سمت راست دارند اگر کنترل کننده با حذف صفر طراحی شود، باعث می‌شود تا نوساناتی برای سیگنال کنترلی ایجاد شود. شدت این نوسانات بستگی به فاصله صفر ناپایدار حذف شده از فرایند نسبت به مبدأ دارد. اگر صفر و قطب ناپایدار فرایند توسط کنترل کننده حذف شود باعث ناپایداری داخلی می‌گردد. درواقع حذف صفر و قطب ناپایدار توسط کنترل کننده معنایی ندارد. برای رفع مشکل در نوسانات سیگنال کنترلی، روش بدون حذف صفر فرایند پیشنهاد می‌شود. کنترل

تطبیقی بدون حذف صفر برای حلقه داخلی و کنترل جریان استفاده می‌شود که درجه سیستم در حلقه دوم به دلیل وجود سلف، مرتبه اول است.

اگر هیچ صفری حذف نشود تجزیه عامل‌ها به صورت زیر انجام می‌شود [35]:

$$B_m = \beta B \quad (۳-۶)$$

$$\beta = A_m(1)/B(1) \quad (۳-۷)$$

$$B^+ = 1 \quad (۳-۸)$$

$$B^- = B \quad (۳-۹)$$

$$T = \beta A_o \quad (۳-۱۰)$$

$$AR + BS = A_o A_m = A_c \quad (۳-۱۱)$$

در رابطه‌ی بالا «۱- درجه‌ی B - درجه‌ی A = درجه‌ی A_o » است. برای اعمال این روش همان فرآیند مبدل در نظر گرفته می‌شود. چون فرآیند مرتبه اول است، پاسخ حداقل درجه برای چندجمله‌ای‌های R ، S و T مرتبه صفر است. در نتیجه سیستم حلقه بسته مرتبه دوم خواهد بود. از آنجایی که هیچ صفری حذف نمی‌شود، با توجه به شرط سازگاری روابط به صورت (۳-۱۲) است.

$$B^+ = 1 \quad (۳-۱۲)$$

$$B^- = B = b_1$$

همان‌طور که ملاحظه می‌شود با توجه به شرط سازگاری مدل باید همان صفرهای فرآیند را داشته باشد؛ بنابراین عملگر تبدیل حلقه بسته مطلوب به صورت زیر است:

$$H_m(z) = \beta \frac{b_1}{z + a_{m1}} \quad (۳-۱۳)$$

$$\beta = \frac{1 + a_{m1}}{b_1}$$

چندجمله‌ای A_o در حل جایابی قطب با حداقل درجه، در حالتی ظاهر می‌شود که هیچ صفری حذف نشود. در این حالت مسئله جایابی قطب با پس‌خور حالت و یک رویتگر قابل حل است. در این صورت دینامیک‌های حلقه بسته از دو قسمت پس‌خور حالت و دینامیک رویتگر تشکیل می‌شود. با توجه به

معادله مشخصه مطلوب A_0 را چندجمله‌ای روی‌تگر^۱ می‌نامند. چندجمله‌ای روی‌تگر باید مونیک باشد. با استفاده از چندجمله‌ای A_0 ، چندجمله‌ای T همانند زیر محاسبه می‌شود:

$$T(z) = \beta A_0(z) = \beta(a_0) \quad (۱۴-۳)$$

چندجمله‌ای R و S با حل معادله دیوفانتین^۲ محاسبه می‌شوند. رابطه دیوفانتین به شکل زیر است:

$$AR + BS = A_0 A_m = A_c \quad (۱۵-۳)$$

شرط برقراری رابطه دیوفانتین، مونیک بودن چندجمله‌ای R و نبود عامل مشترک بین A و B است. درواقع A و B باید نسبت به هم اول باشند.

زمان نمونه‌برداری t_s با توجه به زمان تأخیر t_r در پاسخ پله سیستم به صورت زیر است:

$$10t_s < t_r \quad (۱۶-۳)$$

برای برقراری شرط علی بودن رابطه دیوفانتین، مرتبه مدل مرجع باید برابر و یا بزرگتر از مرتبه فرآیند سیستم باشد. در این جا مرتبه مدل مرجع برابر با مرتبه فرآیند سیستم در نظر گرفته شده است. مدل مرجع با زمان نمونه‌برداری 0.0001 به صورت زیر تعیین می‌گردد [35]:

$$H(z)_{ref} = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{1}{z + 0.106} \quad (۱۷-۳)$$

با توجه به این که قطب سیستم مرجع نزدیک به محور موهومی است، از این رو عملکرد سیستم سریع است.

۳-۷- طراحی کنترل کننده کلاسیک تناسبی-انتگرالی-مشتقی:

هنگامی که از کنترل کننده‌های کلاسیک با مرتبه صحیح استفاده می‌شود، می‌توان رفتار کنترل کننده را به صورت خلاصه با سه ترم تناسبی، انتگرالی و مشتق‌گیری بیان نمود. تأثیر هر یک از ترم‌ها به صورت زیر بیان می‌شود [36].

^۱ Observer Polynomial

^۲ Diophantine

ترم تناسبی: افزایش سرعت پاسخ، کاهش خطای حالت ماندگار، حفظ پایداری

ترم انتگرالی: حذف خطای حالت ماندگار، کاهش پایداری نسبی

ترم مشتق گیر: افزایش پایداری نسبی، افزایش حساسیت به نویز

تأثیرات مثبت و منفی هر ترم در حوزه فرکانس به سادگی قابل درک است. اثر مثبت مشتق گیر که باعث به افزایش پایداری نسبی می شود، به علت افزایش فاز $\pi/2$ و اثر منفی حساسیت به نویزهای فرکانس بالا نیز به علت افزایش بهره با شیب $20db/dec$ در فرکانس های بالا است. در حالت انتگرالی می توان اثر مثبت حذف خطای حالت ماندگار را به دلیل بهره بی نهایت در فرکانس صفر و اثر منفی کاهش پایداری نسبی را به دلیل کاهش فاز $\pi/2$ دانست. رابطه کنترل تناسبی، انتگرالی، مشتقی به صورت زیر است [36]:

$$u(s) = P + \frac{I}{s} + D \frac{N}{1 + N \frac{1}{s}} \quad (۱۸-۳)$$

مؤلفه های فرکانس بالا نویز، منجر به تولید مقادیر بزرگ مشتق توسط قسمت مشتق گیر کنترل کننده می شود. برای کاهش اثر مخرب قسمت مشتق گیر، یک فیلتر پایین گذر مرتبه اول در خروجی مشتق گیر قرار می گیرد که با N در رابطه (۱۸-۳) نشان داده شده است. سیستم دارای پاسخ کند است و حالت گذرا مناسبی از خود نشان نمی دهد. برای حل این موضوع از کنترل PID کلاسیک جهت بهبود سرعت و پاسخ گذرا سیستم استفاده می شود. از کنترل PID در حلقه بیرونی و جهت کنترل ولتاژ بهره گرفته خواهد شد.

برای تنظیم پارامترهای کنترل کننده PID از الگوریتم ژنتیک استفاده شده است. پارامترهای سیستم به صورت روابط (۱۹-۳) در نظر گرفته می شوند. جهت کاهش تعداد مجهولات و همچنین افزایش سرعت اجرای الگوریتم، پارامتر N معلوم در نظر گرفته خواهد شد.

$$\begin{aligned} P &= x(1) \\ I &= x(2) \\ D &= x(3) \\ N &= 0.1 \end{aligned} \quad (۱۹-۳)$$

کنترل کننده PID که با $K(s)$ نمایش داده شده است، در هر مرحله به صورت فیدبک واحد $T(s)$ با تابع تبدیل $G(s)$ سیستم قرار می گیرد. سپس مقادیر بدست آمده در هر مرحله با پاسخ پله از نظر ماکزیمم فراجش و زمان نشست مورد بررسی واقع شده است:

$$K(s) = pid(P, I, D, N)$$

$$T(s) = feedback(K(s) * G(s), 1)$$

$$OS = Over\ shoot$$

$$St = Settling\ time$$
(۲۰-۳)

با وزن دهی مقادیر OS و St ، تابع هزینه Z حاصل می شود:

$$Z = W1 * OS + W2 * St$$
(۲۱-۳)

در نهایت الگوریتم ژنتیک تابع هزینه Z را حداقل می کند و مقادیر پارامترهای PID حاصل می گردد. محدوده تغییرات پارامترهای کنترل کننده PID، با سعی و خطا و همچنین مقایسه جواب ها در پاسخ سیستم، به صورت بازه صفر تا ۱۰ در نظر گرفته شده است. مقادیر بدست آمده پارامترهای کنترل کننده PID توسط الگوریتم ژنتیک در جدول ۳-۱ قرار داده شده است.

جدول ۳-۱: مقادیر کنترل کننده PID توسط الگوریتم ژنتیک

پارامترهای کنترل کننده	مقادیر بدست آمده از الگوریتم ژنتیک
P	۹/۶۸۴۵۵
I	۷/۵۶۸۵۱
D	۰/۰۱۱۲۲

۳-۸- کنترل آبشاری دو حلقه ای:

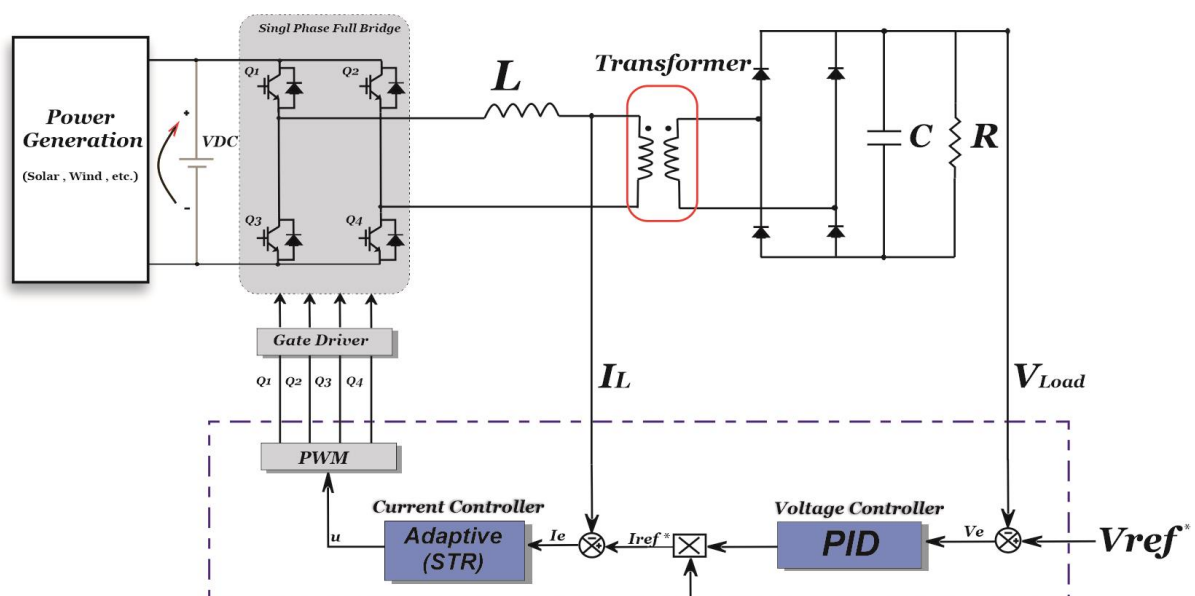
استراتژی کنترلی به صورت دو حلقه و آبشاری^۱ پیشنهاد می شود. از کنترل کننده کلاسیک PID جهت کنترل ولتاژ و از کنترل کننده تطبیقی جهت کنترل جریان استفاده می شود. سیگنال خروجی بعد از

^۱ Cascade

مقایسه با مقدار مطلوب منجر به تولید سیگنال خطا می‌گردد. سیگنال خطا پس از عبور از کنترل کننده PID در یک سیگنال سینوسی با دامنه یک و فرکانس مرجع، ضرب می‌شود سپس با مقدار جریان سلف مقایسه و به کنترل کننده تطبیقی تحویل داده می‌شود. کنترل کننده تطبیقی سیگنال کنترلی u را جهت انجام کلیدزنی تولید می‌کند.

دینامیک کنترل کننده‌های آبخاری پیچیدگی بسیاری دارد و طراحی کنترل کننده دو حلقه در اکثر روش‌ها بدون در نظر گرفتن تأخیر و با انجام سعی و خطا صورت می‌پذیرد [38][37]. وجود تأخیر باعث پیچیدگی زیادی در طراحی می‌شود. در مواردی برای طراحی این روش‌ها از حل دستگاه‌های معادلات غیرخطی کمک گرفته می‌شود که خود باعث ایجاد محاسبات سنگین و دشوار می‌گردد و در اکثر مواقع جواب دستگاه معادلات غیرخطی واگرا می‌شود [40][39]. چنانچه هر کدام از حلقه‌ها دچار ناپایداری شوند، کل سیستم ناپایدار می‌شود. پهنای باند و سرعت حلقه داخلی باید بیشتر از حلقه خارجی طراحی شود [42][41]. برای همین منظور فرکانس مرجع ۱۰ کیلوهرتز در نظر گرفته می‌شود تا مشکل سرعت برطرف گردد.

استفاده از کنترل کننده آبخاری دو حلقه، پایداری سیستم را تضمین می‌کند و کنترل بهتر خروجی مبدل را ممکن می‌سازد. از دیگر مزیت‌های کنترل دو حلقه نسبت به تک حلقه وجود قابلیت اطمینان

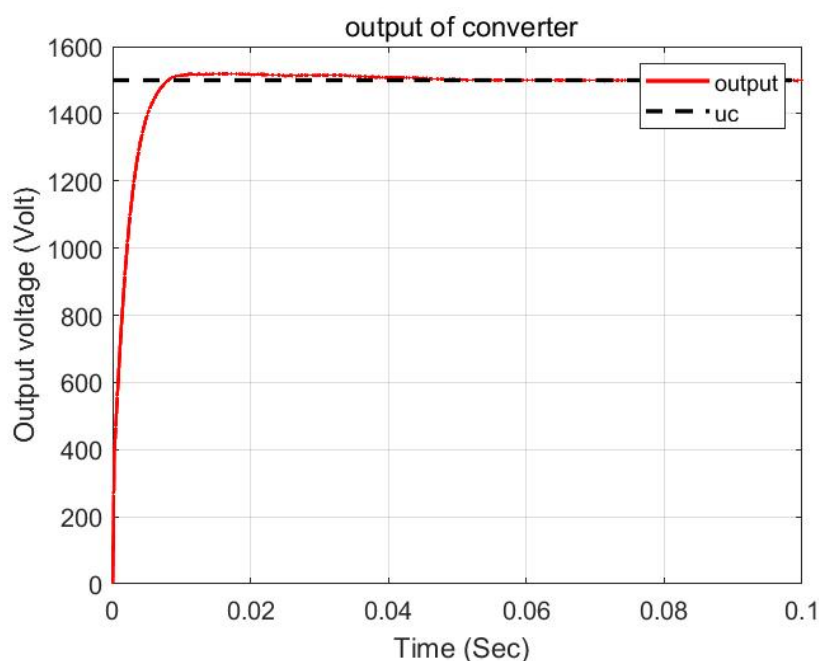


شکل ۳-۶: بلوک دیاگرام کنترل کننده دو حلقه آبخاری

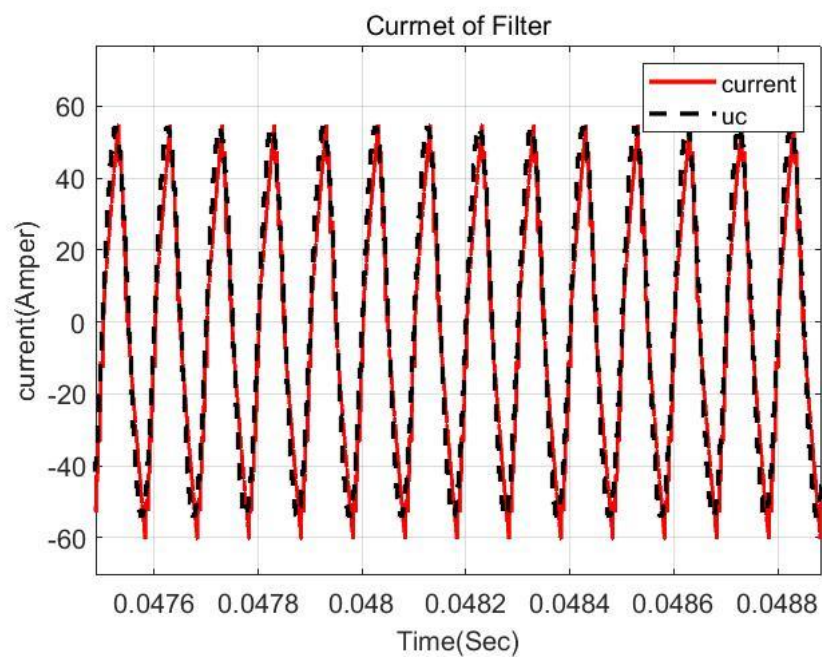
بیشتر به دلیل کنترل جریان است. همچنین به هنگام موازی‌سازی مبدل‌های الکترونیک قدرت و متعادل‌سازی جریان، وجود حلقه کنترل‌کننده از اهمیت بالایی برخوردار است [45][44][43]. بلوک دیاگرام کنترل دو حلقه آبشاری در شکل ۳-۶ نمایش داده شده است.

۳-۹- نتایج شبیه‌سازی:

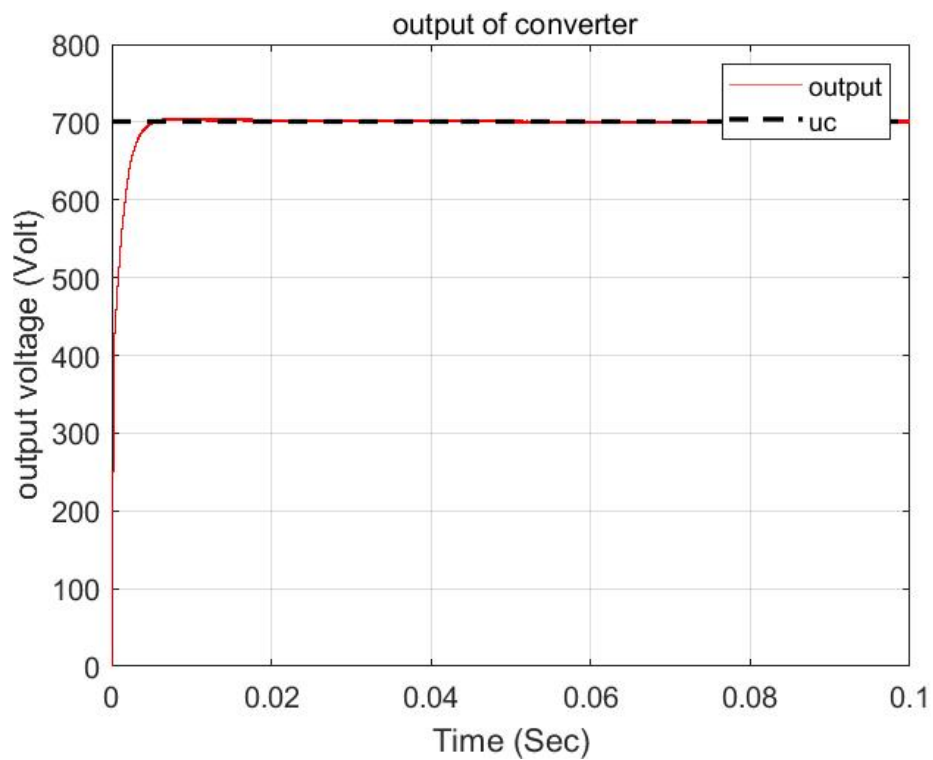
نتایج حالت افزایشنده برای خروجی ۱۵۰۰ ولت در شکل ۳-۷ و حالت کاهنده برای خروجی ۷۰۰ ولت در شکل ۳-۹ و همچنین جریان عبوری از فیلتر برای ولتاژهای ۱۵۰۰ ولت و ۷۰۰ ولت به ترتیب در شکل‌های ۳-۸ و ۳-۱۰ نمایش داده شده است.



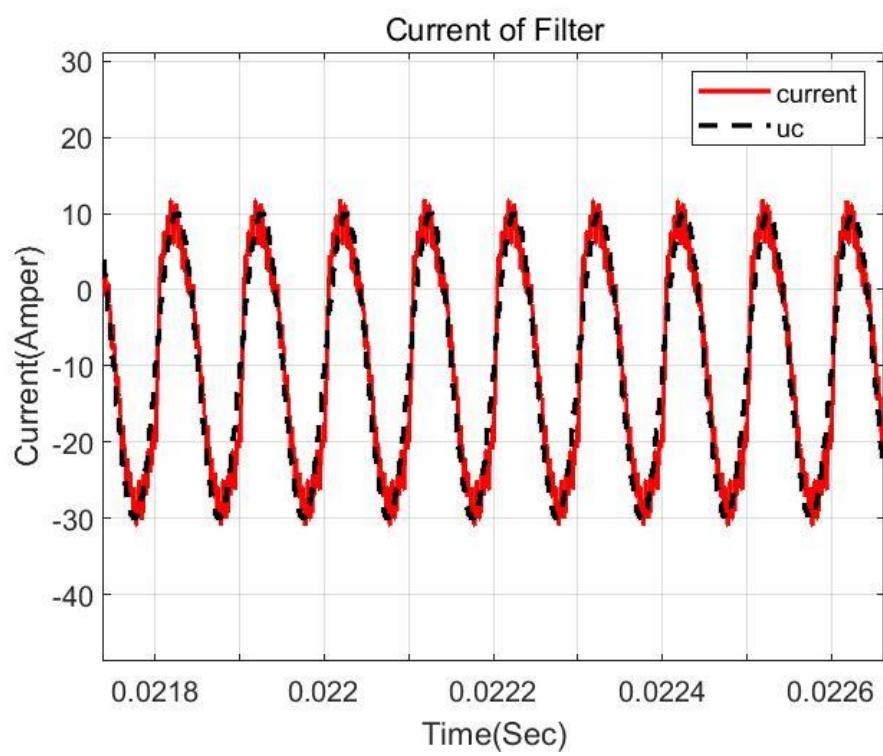
شکل ۳-۷: ولتاژ خروجی مبدل برای ۱۵۰۰ ولت



شکل ۳-۸: جریان عبوری از فیلتر مبدل برای ۱۵۰۰ ولت

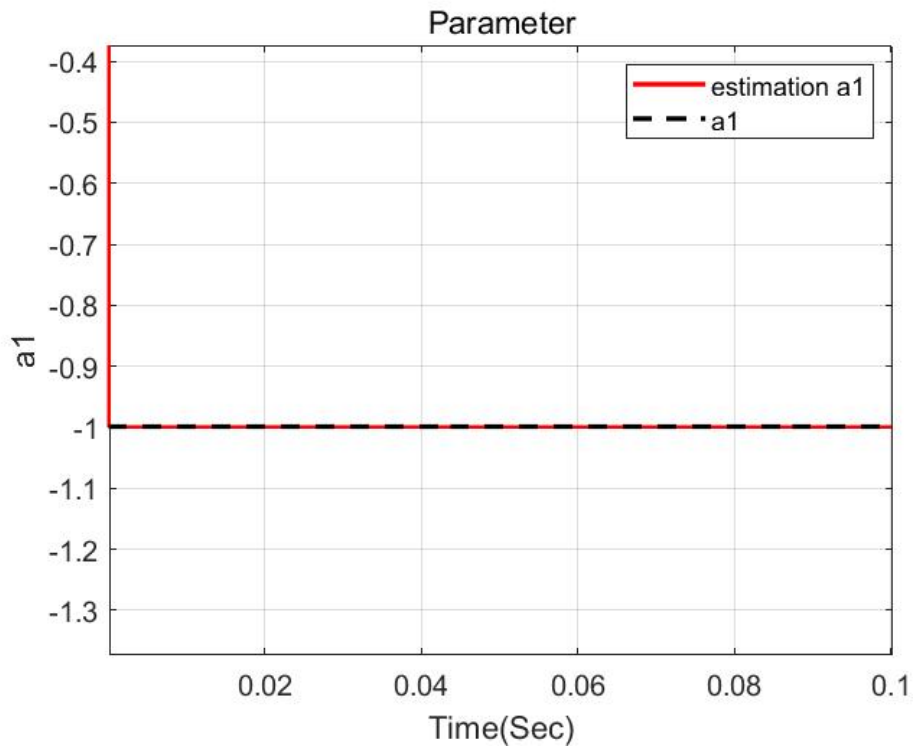


شکل ۳-۹: ولتاژ خروجی مبدل برای ۷۰۰ ولت

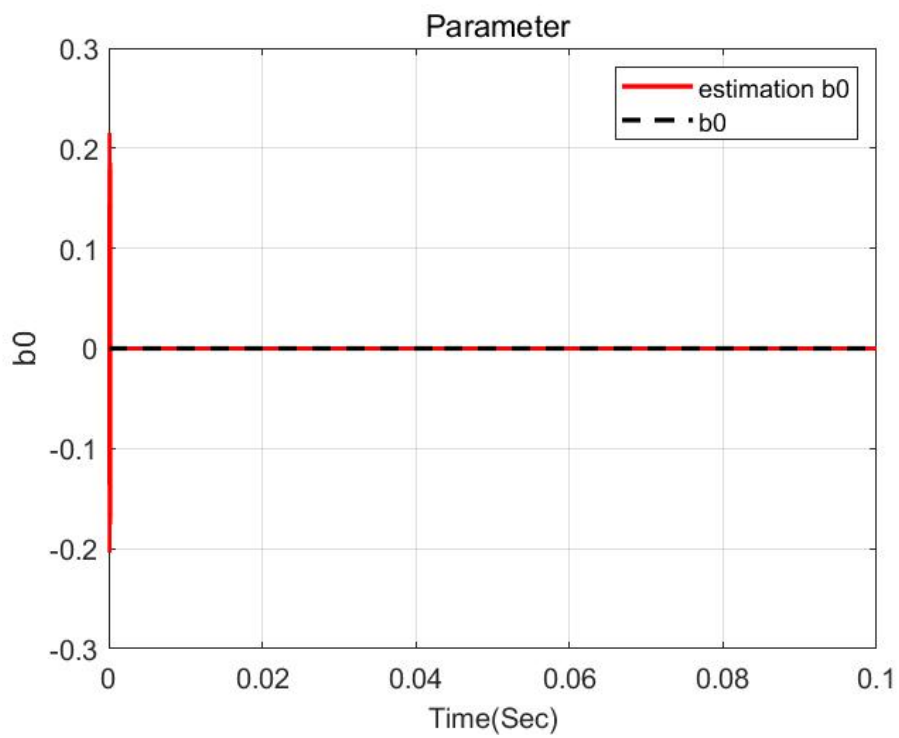


شکل ۳-۱۰: جریان عبوری از فیلتر برای ۷۰۰ ولت

تخمین پارامترها به صورت شکل های ۱۱-۳ و ۱۲-۳ صورت می گیرند.

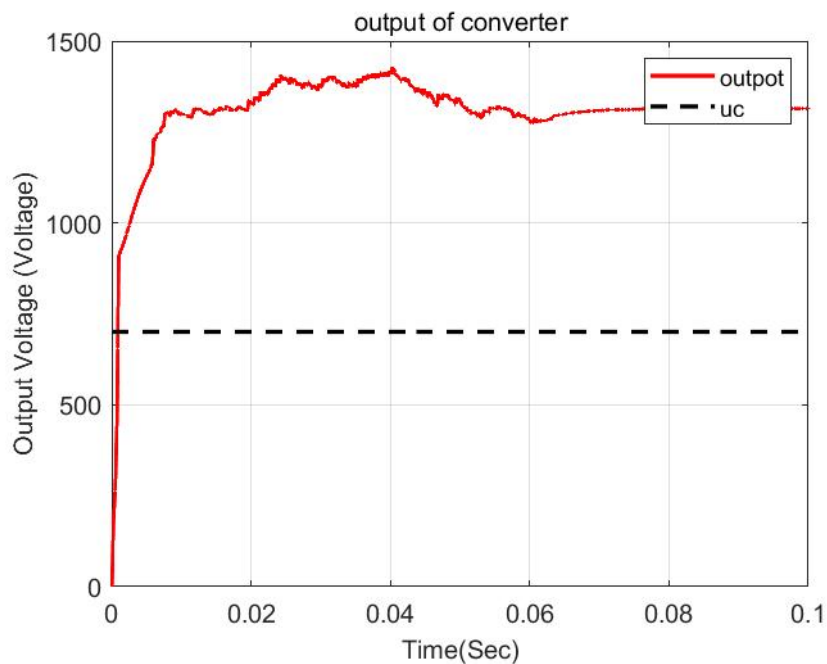


شکل ۱۱-۳: تخمین پارامتر a_1 توسط الگوریتم RLS

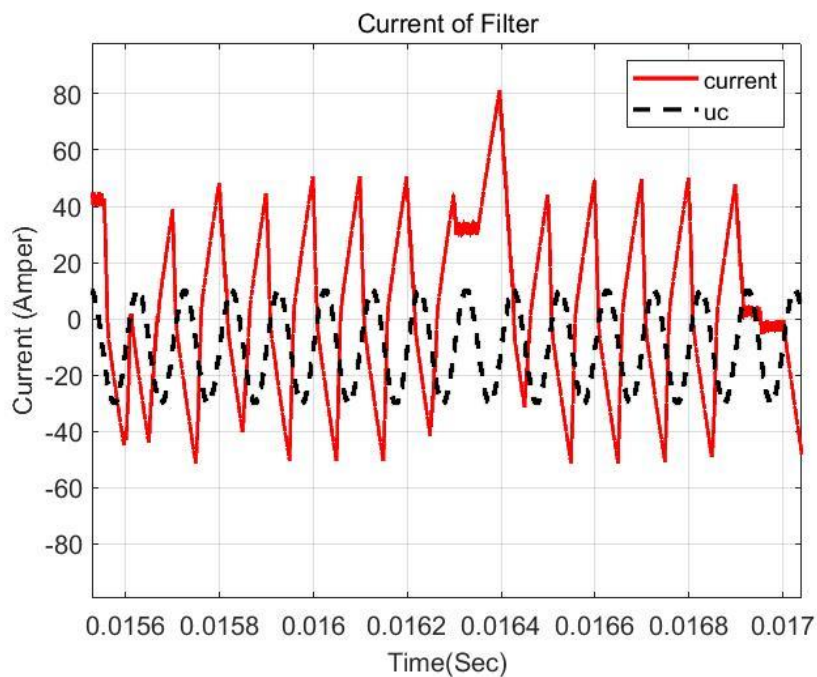


شکل ۱۲-۳: تخمین پارامتر b_0 توسط الگوریتم RLS

در غیاب نویز تخمین پارامترها توسط الگوریتم RLS به خوبی انجام می شود و تخمین با سرعت بالایی همگرا می گردد. به منظور آزمایش کنترل کننده، نویز با واریانس یک به خروجی اعمال می شود و نتیجه ولتاژ و جریان عبوری از فیلتر برای ۷۰۰ ولت به ترتیب در شکل های ۱۳-۳ و ۱۴-۳ قابل مشاهده است.



شکل ۳-۱۳: خروجی مبدل برای ۷۰۰ ولت با اعمال نویز به کنترل کننده



شکل ۳-۱۴: جریان عبوری از فیلتر برای ولتاژ ۷۰۰ ولت با اعمال نویز به کنترل کننده

کنترل کننده در غیاب نویز می تواند به خوبی سیگنال مرجع را دنبال کند. با اعمال نویز به خروجی کنترل کننده قادر به ردیابی سیگنال مرجع نیست و به اشباع می رود. برای کاهش اثر نویز و افزایش پایداری باید کنترل کننده حلقه اول و دوم مقاوم شوند.

فصل چهارم:

طراحی کنترل کننده تطبیقی - مقاوم

کنترل کننده‌های کلاسیک در حضور نویز نمی‌توانند پایداری سیستم را تضمین کنند. به دلیل وجود ساختار کنترل کننده به صورت آبشاری دو حلقه‌ای، مقاوم بودن نسبت به نویز و دینامیک‌های مدل نشده بسیار اهمیت دارد. مؤلفه‌های فرکانس بالا نویز به دلیل وجود ترم مشتق‌گیر در کنترل کننده PID، به راحتی می‌توانند باعث ناپایداری حلقه خارجی کنترل کننده و در نتیجه ناپایداری سیستم شوند. در مبدل SAB پاسخ سیستم کند است و پاسخ گذرای مطلوبی از خود نشان نمی‌دهد. از این رو وجود ترم مشتق‌گیر باعث افزایش پایداری، سرعت پاسخ و بهبود حالت گذار سیستم می‌شود. به همین دلیل نمی‌توان به علت وجود نویز از تأثیرات مثبت ترم مشتق‌گیر صرف نظر کرد و کنترل کننده را به صورت PI در نظر گرفت.

مشکل دیگر، وجود کنترل کننده تطبیقی خودتنظیم‌گر به صورت خالص است. اگر پارامترهای سیستم به طور ناگهانی و یا ملایم تغییر کنند، شناسایی و تخمین پارامترها دچار مشکل خواهد شد. اگر تخمین واگرا باشد، عمل تنظیم در کنترل کننده تطبیقی به درستی انجام نخواهد شد، در این صورت محاسبه سیگنال کنترلی u به درستی صورت نمی‌پذیرد و حلقه داخلی ناپایدار می‌شود. همچنین وجود نویز تقویت شده در سیگنال خطا که توسط ترم مشتق‌گیر به وجود آمده می‌تواند کنترل کننده تطبیقی را به اشباع ببرد و در این صورت سیگنال کنترلی u بی‌نهایت می‌شود. از این رو مقاوم‌سازی حلقه‌های داخلی و خارجی کنترلر امری ضروری است. می‌توان نتیجه گرفت سیستم‌هایی که در معرض نویز و اغتشاشات هستند، نیاز به کنترل کننده‌ای مقاوم دارند.

۴-۲- طراحی کنترل کننده مرتبه کسری

از روش‌های توسعه کنترل کننده کلاسیک PID استفاده از کنترل کننده‌های PID مرتبه کسری^۱ بر اساس حسابان کسری است [46]. امروزه استفاده از کنترل کننده‌های مرتبه کسری به دلیل انعطاف بیشتر آن نسبت به کنترل کننده‌ای کلاسیک برای کنترل سیستم‌های قدرت در مقالات متعدد بیان شده است [49][48][47]. طبیعی به نظر می‌آید که با در نظر گرفتن توان‌های حقیقی برای انتگرال گیر و مشتق گیر می‌توان شاهد بهبود عملکرد بود و ترکیبی از اثرات مثبت بیشتر در برابر اثرات منفی کمتر در کنترل کننده PID کلاسیک به دست آورد. در کنترل کننده‌های PID کلاسیک سه درجه آزادی وجود دارد در صورتی که در کنترل کننده‌های PID مرتبه کسری درجه آزادی پنج است. به خاطر آزادی عمل در مرتبه مشتق گیر و انتگرال گیر می‌توان سیستم‌های کنترل را با دقت و کارایی بالا طراحی کرد [50]. کنترل کننده مرتبه کسری عملکرد بهتری در دفع اغتشاشات و همچنین حساسیت کمتری در مقابل تغییرات پارامترهای فرایند نسبت به کنترل کننده کلاسیک دارد. عملکرد مقاوم در کنترل کننده‌های کسری بسیار بالا است [51]. کنترل کننده مرتبه کسری PID به صورت زیر است:

$$u(s) = P + \frac{I}{s^\lambda} + Ds^\mu \quad (۴-۱)$$

که در آن λ و μ به ترتیب توان‌های حقیقی انتگرال گیر و مشتق گیر هستند. به طور کلی مواردی برای استفاده از کنترل کننده‌های مرتبه کسری برای سیستم‌های مختلف به همراه نتایج به دست آمده وجود دارد که به شرح زیر است [53][52]:

- ۱- کنترل کننده PID مرتبه کسری دارای پنج پارامتر طراحی در مقابل کنترل کلاسیک با سه پارامتر طراحی است. به دلیل این آزادی عمل کنترل مرتبه کسری می‌تواند عملکرد بهتری داشته باشد.
- ۲- برای سیستم‌های با مرتبه بالا عملکرد کنترل کننده PID مرتبه کسری نسبت به کنترل کننده PID کلاسیک بهتر است.

^۱ Fractional order PID controller (FOPID)

۳- عملکرد کنترل PID مرتبه کسری برای سیستم‌های با تأخیر نسبت به کنترل PID کلاسیک به مراتب بهتر است.

۴- کنترل PID مرتبه کسری عملکرد مقاوم و پایداری بیشتری دارد.

۵- استفاده از کنترل PID مرتبه کسری برای سیستم‌های غیرخطی ساده‌تر است و عملکرد بهتری دارد.

۶- استفاده از کنترل‌کننده PID مرتبه کسری برای سیستم‌های ناکمینه فاز به نتیجه بهتری می‌انجامد.

۷- بیشتر سیستم‌های غیرخطی حول نقطه کار خود خطی می‌شوند و براساس نقاط کار مختلف برای آن‌ها کنترل‌کننده طراحی می‌گردد. با استفاده از کنترل‌کننده PID مرتبه کسری نیازی به خطی‌سازی حول نقطه کار نیست و عملکرد خوبی از خود نشان می‌دهد.

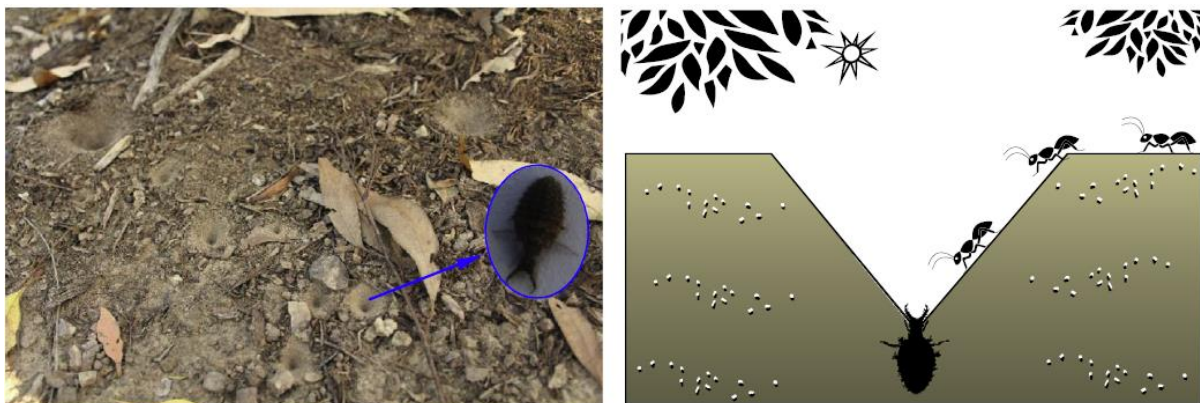
با توجه به مزیت‌های گفته‌شده، استفاده از کنترل‌کننده PID مرتبه کسری می‌تواند انتظارات را از جهت عملکرد مقاوم و پایداری برآورده سازد. از کنترل‌کننده FOPID برای حلقه بیرونی و کنترل ولتاژ استفاده می‌شود. کنترل‌کننده FOPID دارای پنج پارامتر طراحی است و به همین علت تنظیم و بهینه‌سازی این پارامترها به‌منظور پاسخ خروجی مطلوب امری ضروری به شمار می‌آید. برای تنظیم و بهینه‌سازی پارامترهای کنترل‌کننده FOPID از الگوریتم بهینه‌سازی شیر مورچه استفاده می‌شود.

۳-۴- الگوریتم بهینه‌سازی شیر مورچه

در الگوریتم بهینه‌سازی شیر مورچه^۱ از نحوه شکار شیر مورچه‌ها در طبیعت الهام گرفته می‌شود. پنج مرحله اصلی شکار شامل راه رفتن تصادفی مورچه‌ها، ساخت تله، به دام افتادن مورچه‌ها در تله، صید طعمه‌ها و بازسازی دوباره تله است. آزمایش عملکرد این الگوریتم در سه مرحله توابع ریاضی، مسائل کلاسیک مکانیک و عمرانی صورت می‌پذیرد [54]. با توجه به حل مسائل گفته‌شده، این الگوریتم می‌تواند عملکردی رقابتی بین الگوریتم‌های دیگر را نشان دهد.

^۱ The Ant Lion Optimizer (ALO)

شیر مورچه‌ها اقدام به حفر گودال مخروطی شکل با شیب زیاد می‌کنند (شکل ۴-۱). این گودال‌ها تله هستند. شیر مورچه‌ها بعد از حفر گودال در قسمت پایین منتظر شکار می‌شوند. زمانی که مورچه‌ها داخل گودال می‌روند، با شیب بسیار زیادی مواجه خواهند شد. هنگامی که شیر مورچه متوجه حضور مورچه در گودال می‌شود، توسط چنگک‌های فکش تمام سعی خود را برای شکار مورچه انجام می‌دهد. در این زمان مورچه اقدام به فرار می‌کند که شیر مورچه ماسه‌های موجود در کف گودال را به طرف لبه گودال پرتاب می‌کند. هنگامی که شیر مورچه موفق به شکار مورچه می‌شود آن را درون حفره انتهایی گودال می‌کشد و بعد از مصرف، باقی‌مانده مورچه را به طرف بیرون تله پرتاب می‌کند.



شکل ۴-۱: تله ایجادشده توسط شیر مورچه [54]

مدل ریاضی شکار شیر مورچه بر اساس شیر مورچه و مورچه‌های گرفتار در تله است. ابتدا مورچه‌ها را به عنوان حرکت در فضای جست‌وجو در نظر می‌گیرند. سپس شیر مورچه اقدام به شکار می‌کند. حرکت مورچه‌ها در فضا به صورت تصادفی است و طبق رابطه زیر مدل می‌شود [54].

$$X(t) = [0, \text{cumsum}(2r(t_1) - 1), \text{cumsum}(2r(t_2) - 1), \dots, \text{cumsum}(2r(t_n) - 1)] \quad (4-2)$$

که در آن

Cumsum: مجموع تجمعی

n: بیشترین تکرار

t : مراحل راه رفتن تصادفی به صورت t امین تکرار در این زمان

متغیر تصادفی $r(t)$ به صورت زیر محاسبه می شود:

$$r(t) = \begin{cases} 1 & \text{if rand} > 0.5 \\ 0 & \text{if rand} \leq 0.5 \end{cases} \quad (3-4)$$

بهینه سازی بر اساس موقعیت مورچه توسط ماتریس زیر بیان می شود:

$$M_{Ant} = \begin{bmatrix} A_{1,1} & A_{1,2} & \dots & \dots & A_{1,d} \\ A_{2,1} & A_{2,2} & \dots & \dots & A_{2,d} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ A_{n,1} & A_{n,2} & \dots & \dots & A_{n,d} \end{bmatrix} \quad (4-4)$$

که در آن

M_{Ant} : موقعیت هر مورچه

$A_{i,j}$: مشخصه i امین مورچه

n : تعداد مورچه ها

d : تعداد متغیرها

ذخیره سازی تابع برازندگی هر مورچه برای بهینه سازی به صورت زیر است:

$$M_{OA} = \begin{bmatrix} f([A_{1,1}, A_{1,2}, \dots, A_{1,d}]) \\ f([A_{2,1}, A_{2,2}, \dots, A_{2,d}]) \\ \vdots \\ \vdots \\ f([A_{n,1}, A_{n,2}, \dots, A_{n,d}]) \end{bmatrix} \quad (5-4)$$

هر مورچه دارای موقعیت و تابع هدف است که به صورت رابطه زیر استفاده می شود:

$$M_{Antlion} = \begin{bmatrix} AL_{1,1} & AL_{1,2} & \dots & \dots & AL_{1,d} \\ AL_{2,1} & AL_{2,2} & \dots & \dots & AL_{2,d} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ AL_{n,1} & AL_{n,2} & \dots & \dots & AL_{n,d} \end{bmatrix} \quad (6-4)$$

$$M_{OAL} = \begin{bmatrix} f([AL_{1,1}, AL_{1,2}, \dots, AL_{1,d}]) \\ f([AL_{2,1}, AL_{2,2}, \dots, AL_{2,d}]) \\ \vdots \\ f([AL_{n,1}, AL_{n,2}, \dots, AL_{n,d}]) \end{bmatrix} \quad (7-4)$$

که در آن

$M_{Antlion}$: ماتریس موقعیت هر شیر مورچه

M_{OAL} : ماتریس تابع هدف هر شیر مورچه

$AL_{i,j}$: بیانگر مقدار زام شیر مورچه i ام

n : تعداد شیر مورچه‌ها

d : تعداد متغیرها

در هر مرحله بهینه‌سازی موقعیت مورچه‌ها بر اساس قدم زدن تصادفی شکل می‌گیرد که به صورت

رابطه زیر است:

$$X_i^t = \frac{(X_i^t - a_i) \times (d_i - c_i^t)}{(d_i^t - a_i)} + c_i \quad (8-4)$$

که در آن

a_i : حداقل حرکت تصادفی متغیر i ام

b_i : حداکثر حرکت تصادفی متغیر i ام

C_i^t : حداقل حرکت تصادفی متغیر i ام در t امین تکرار

d_i^t : حداکثر حرکت تصادفی متغیر i ام در t امین تکرار

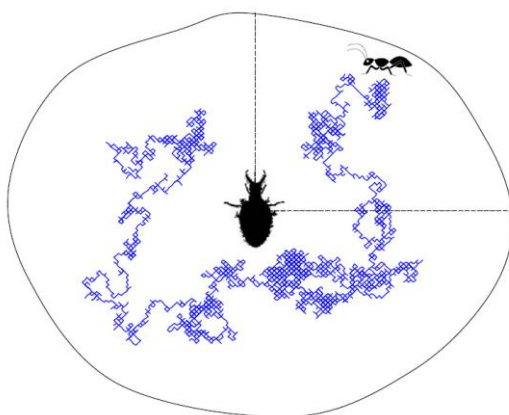
شرط حرکت تصادفی در فضای جست‌وجو این است که رابطه بالا همواره در هر تکرار برقرار باشد.

حرکت هر مورچه تحت تأثیر تله‌های ایجادشده توسط شیر مورچه است. حرکت تصادفی مورچه‌ها

به‌منظور بهینه‌سازی توسط رابطه زیر بیان می‌گردد.

$$\begin{aligned} c_i^t &= \text{Antlion}_j^t + c^t \\ d_i^t &= \text{Antlion}_j^t + d^t \end{aligned} \quad (9-4)$$

به منظور مدل سازی توانایی شکار شیر مورچه ها از ساختار چرخ گردان استفاده می شود که در شکل ۲-۴ قابل مشاهده است.



شکل ۲-۴: راه رفتن تصادفی مورچه در کنار تله شیر مورچه [54]

$$\begin{aligned} c^t &= \frac{c^t}{I} \\ d^t &= \frac{d^t}{I} \end{aligned} \quad (10-4)$$

که در آن I یک نسبت ساده است و به صورت رابطه زیر استفاده می شود:

$$I = 10^w \frac{t}{T} \quad (11-4)$$

T حداکثر تعداد تکرار و w نسبت ثابتی است که به صورت زیر تعریف می گردد:

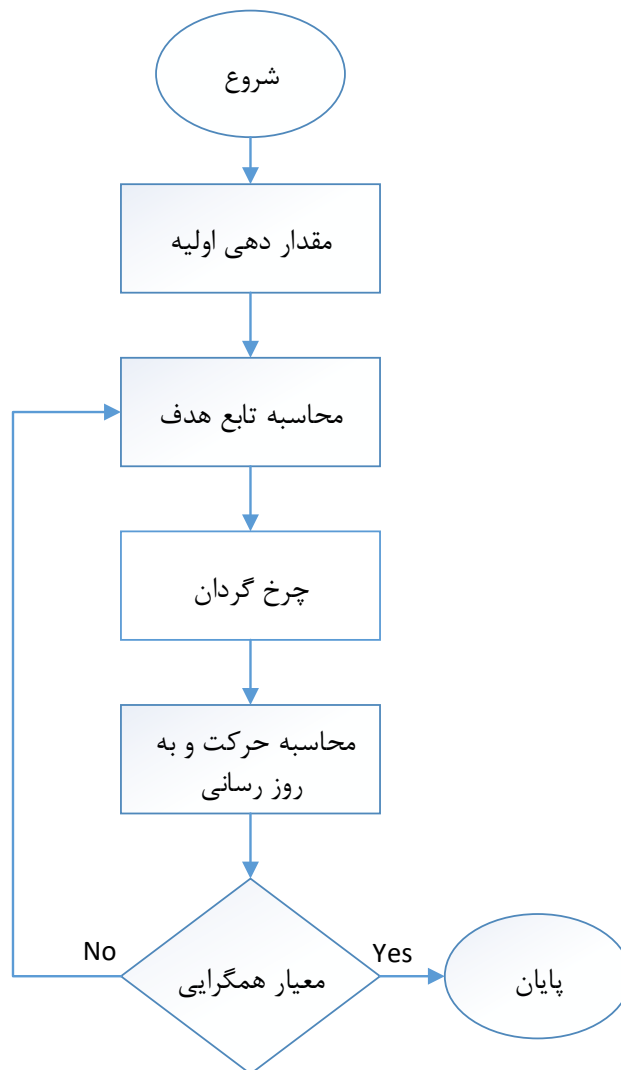
$$w = \begin{cases} 2 & t > 0.10 \times T \\ 3 & t > 0.50 \times T \\ 4 & t > 0.75 \times T \\ 5 & t > 0.90 \times T \\ 6 & t > 0.95 \times T \end{cases} \quad (12-4)$$

زمانی که مورچه به انتهای تله رسیده و در دهان شیر مورچه قرار گرفته است به عنوان مرحله پایانی الگوریتم قلمداد می شود. پس از این مرحله شیر مورچه طعمه خود را به داخل ماسه می کشد و آن را می خورد. فرض می شود شکار هنگامی رخ داده که مورچه به داخل ماسه فرو رفته باشد. برای افزایش

شانس شکار شیر مورچه باید موقعیت به روزرسانی گردد:

$$Antlion_j^t = Ant_i^t \text{ if } f(Ant_i^t) > f(Antlion_j^t) \quad (13-4)$$

حرکت مورچه‌ها در فضا به صورت تصادفی اتفاق می‌افتد. راه رفتن تصادفی تحت تأثیر موقعیت تله‌ها رخ می‌دهد. شیر مورچه‌ها به تناسب تابع هدف خود قادر خواهند بود تا گودال‌های بزرگ‌تری حفر کنند. با افزایش اندازه تابع هدف، گودال نیز بزرگ‌تر می‌شود و قابلیت شکار بیشتری دارد. به این علت که هر شیر مورچه توانایی شکار یک مورچه را خواهد داشت، شیر مورچه پس از شکار موقعیت خود را تغییر می‌دهد و گودال مناسب با تغییرات را حفر می‌کند. فلوچارت الگوریتم به صورت شکل ۳-۴ بیان می‌شود:



شکل ۳-۴: فلوچارت الگوریتم بهینه‌سازی شیر مورچه

مزایای الگوریتم شیر مورچه عبارت‌اند از [54]:

۱-افزایش توانایی حل مسائل نسبت به روش‌های کلاسیک ریاضی و منطقی

۲-پایداری مناسب

۳-سرعت بالا

۴-کاهش تعداد مراحل حل مسئله

۵-عدم توقف در نقاط بهینه محلی یا قابلیت دستیابی به نقطه بهینه سراسری

۶-عدم وجود پارامتر تنظیم

۷-کاهش انحراف از معیار

تابع هزینه همانند تابع هزینه فصل سوم، بر اساس بهترین پاسخ پله طبق فاکتورهای ماکزیمم فرا جهش و زمان نشست طراحی می‌شود با این تفاوت که مقادیر مجهول برای طراحی کنترل کننده FOPID طبق رابطه (۴-۱۴) است. تابع هزینه توسط ALO بر اساس فاکتورهای ذکرشده با شروع از مرحله ۱ تا ۱۵۰ کاهش پیدا می‌کند (شکل ۴-۴). پارامترهای کنترل کننده مرتبه کسری از ALO استخراج می‌شود.

$$P = x(1)$$

$$I = x(2)$$

$$D = x(3)$$

$$\lambda = x(4)$$

$$\mu = x(5)$$

(۴-۱۴)

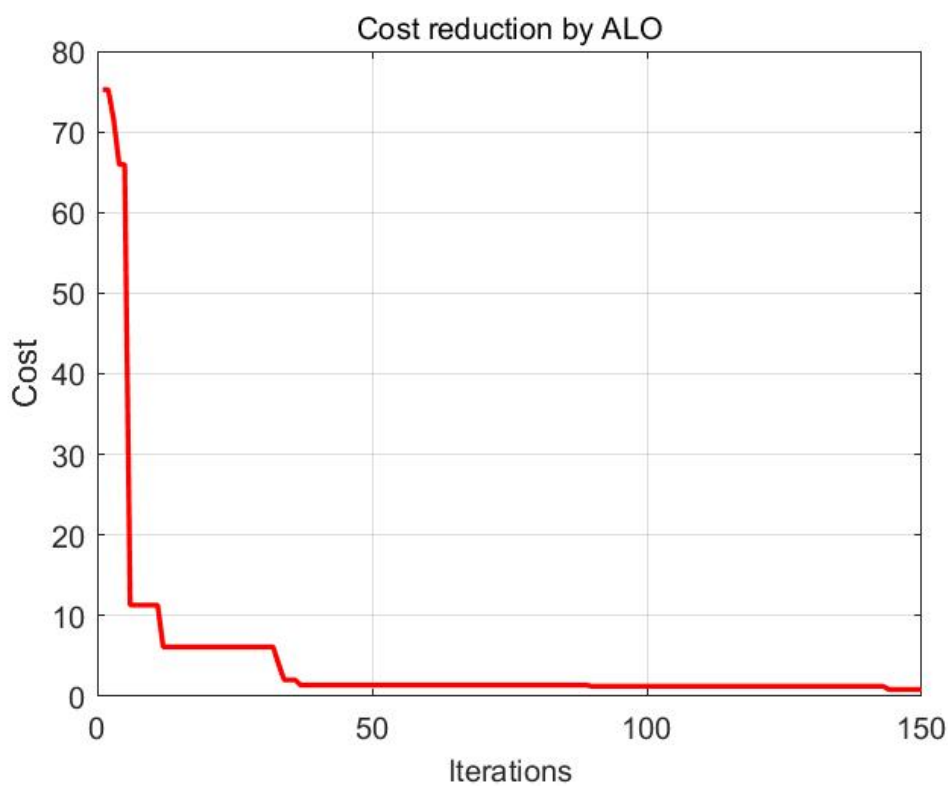
محدوده تغییرات پارامترهای کنترل کننده FOPID، با سعی و خطا و همچنین مقایسه جواب‌ها در

پاسخ سیستم، به صورت بازه صفر تا ۱۰ در نظر گرفته شده است.

مقادیر بدست آمده برای پارامترهای کنترل کننده FOPID در جدول ۴-۱ بیان شده است.

جدول ۴-۱: مقادیر بدست آمده از الگوریتم شیرمورچه

پارامترهای کنترل کننده	مقادیر بدست آمده توسط الگوریتم شیرمورچه
P	۰/۵۹۸۵۵۶
I	۹/۵۵۴۴۶
D	۱/۲۵۳۹۳
λ	۰/۸۷۴۸۵
μ	۰/۱۳۵۹۵



شکل ۴-۴: کاهش تابع هزینه در هر مرحله

۴-۴- تخمین مربعات بازگشتی با فاکتور فراموشی:

در فصل قبل به طراحی و ویژگی‌های الگوریتم تخمین مربعات بازگشتی پرداخته شد. این الگوریتم می‌تواند در غیاب نویز و اغتشاشات عمل تخمین پارامترها را به نحو مطلوبی ارائه کند. زمانی که سیستم در حضور نویز باشد، تخمین پارامترها توسط RLS به مقادیر واقعی همگرا نخواهد شد. برای حل این مشکل از روشی برای تخمین استفاده می‌شود که بتواند دینامیک نویز را تخمین بزند. به این الگوریتم

^۱RELS گویند. روش RELS کند است و به دلیل اینکه سرعت در تخمین پارامترها به صورت برخط بسیار اهمیت دارد، در عمل برای سیستم‌های تطبیقی غیرمستقیم مناسب نیست. به علت این که کنترل تطبیقی در حلقه دوم استفاده شده است، تأخیر در محاسبات باعث ناپایداری می‌گردد.

اگر پارامترهای سیستم، متغیر با زمان باشند و به صورت تدریجی تغییر کنند، الگوریتم RLS نقاط محلی را برای تخمین ارائه می‌کند. برای بیان بهتر می‌توان گفت که الگوریتم RLS متوجه تغییر پارامترها نمی‌شود و در همسایگی نقاط تخمین قبل باقی خواهد ماند. دلیل این مشکل یکسان بودن اهمیت اندازه‌گیری‌ها در تمام زمان‌های اجرای الگوریتم است. درواقع اهمیت اندازه‌گیری مرحله اول با مرحله n ام برابر خواهد بود و با تغییر تدریجی پارامترها الگوریتم RLS به اشباع می‌رود. برای حل این مشکل می‌توان برای هر مدت زمان ماتریس کوواریانس خطا را بازنشانی کرد که این عمل ممکن است باعث ایجاد بهره بزرگی در تخمین شود.

الگوریتم تخمین مربعات با فاکتور فراموشی به داده اندازه‌گیری شده جدید، وزن بیشتری می‌دهد. فاکتور فراموشی λ ابزاری برای تنظیم سرعت همگرایی در حین ردیابی دینامیک‌های کند و متغیر با زمان است. از طریق این ماتریس، می‌توان وزن بیشتری را به داده‌های اخیر اعمال نمود. در مقادیر کوچک λ تعقیب پارامترهای جدید سریع‌تر انجام می‌شود؛ اما اثر نویز در حالت دائمی افزایش پیدا خواهد کرد. لذا این پارامتر، مصالحه‌ای را بین سرعت همگرایی و اثر نویز برقرار می‌کند. از طرفی، λ را می‌توان به صورت ثابت یا متغیر در نظر گرفت. عموماً به خاطر سهولت استفاده، این پارامتر را ثابت در نظر گرفته است و معمولاً بین $0.98 \leq \lambda \leq 0.995$ انتخاب می‌شود. در اینجا $\lambda = e^{-h/T_f}$ و h دوره تناوب نمونه‌برداری به عنوان واحد زمان انتخاب می‌شود و در آن T_f ثابت زمانی فراموش نمای است. روابط الگوریتم تخمین مربعات با فاکتور فراموشی به صورت زیر بیان شده است [35]:

^۱ Recursive extended least squares

$$\begin{aligned}
\hat{\theta}(k) &= \hat{\theta}(k-1) + K(k)[y(k) - \phi^T(k)\hat{\theta}(k-1)] \\
K(k) &= P(k-1)\phi(k)(\lambda I + \phi^T(k)P(k-1)\phi(k))^{-1} \\
P(k) &= P(k-1)/\lambda - P(k-1)\phi(k)[I + \phi^T(k) \\
&\quad P(k-1)\phi(k)]^{-1}\phi^T(k)P(k-1)/\lambda
\end{aligned}
\tag{۱۵-۴}$$

الگوریتم تخمین مربعات بازگشتی با فاکتور فراموشی مشکل تغییرات تدریجی پارامترها با زمان را حل می‌کند، اما همچنان با تغییر پله‌ای و ناگهانی پارامترها، تخمین به‌درستی انجام نمی‌شود. اگر پارامترهای سیستم به‌صورت پله‌ای و ناگهانی تغییر کنند پاسخ الگوریتم تخمین مربعات بازگشتی با فاکتور فراموشی همگرا نخواهد شد. برای حل این مشکل نیاز به تخمین مقاوم است.

۴-۵- تخمین مقاوم برای حداقل مربعات بازگشتی با فاکتور فراموشی:

کنترل تطبیقی غیرمستقیم شامل دو قسمت است. در قسمت اول پارامترها توسط شناسایی سیستم تخمین زده می‌شوند و در قسمت دوم سیگنال کنترلی برخط محاسبه می‌گردد. اگر شناسایی سیستم دچار اختلال شود، باعث واگرایی در تخمین پارامترها خواهد شد. زمانی که واگرایی رخ می‌دهد باعث بروز مشکل در قسمت محاسبه سیگنال کنترلی u خواهد شد و کنترل‌کننده به سمت اشباع می‌رود. همان‌طور که در قبل به آن اشاره شد، حساسیت به نویز در کنترل تطبیقی غیرمستقیم زیاد است. از این رو وجود تخمین گر مقاوم در این قسمت شناسایی سیستم امری ضروری است. مشکل تغییرات تدریجی پارامترها با اصلاح الگوریتم RLS توسط فاکتور فراموشی λ برطرف گردید اما همچنان الگوریتم اصلاح‌شده در برابر خطاهای ناگهانی به‌صورت پله‌ای و نویز مقاوم نیست. به علت این که معیار خطا در الگوریتم RLS به توان دو است، وجود یک خطای پله‌ای باعث می‌شود تا معیار خطا به سرعت رشد کند و موجب واگرایی در تخمین پارامترها شود. احتمال رخداد خطاهای بزرگ قابل صرف‌نظر نیست و ضرورت دارد تا تخمین گر با خواص متفاوت طراحی شود. برای طراحی تخمین گر مقاوم رابطه زیر بیان می‌شود [55][56]:

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + P(k)\phi(k-1)f(\varepsilon(k)) \tag{۱۶-۴}$$

در معادله فوق تابع $f(\varepsilon)$ برای مقدار کوچک ε خطی است، اما برای مقدار بزرگ ε بسیار آهسته از

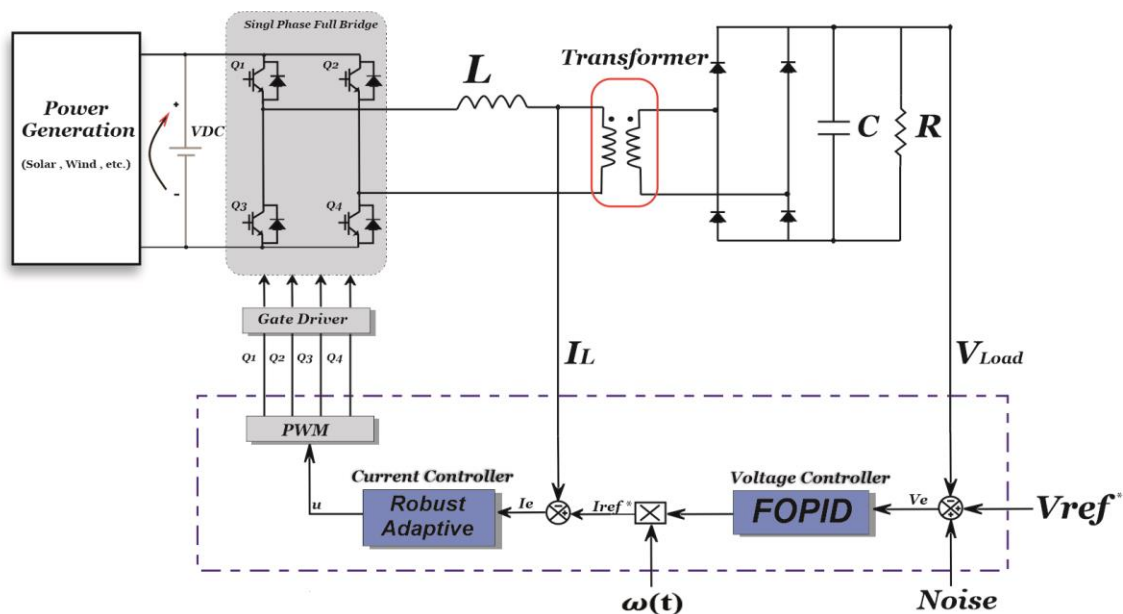
حالت خطی افزایش می‌یابد؛ که برای ایجاد این چنین ویژگی تابع به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$f(\varepsilon) = \frac{\varepsilon}{1 + a|\varepsilon|} \quad (4-17)$$

پارامتر طراحی a مقدار مثبت است. با تنظیم این پارامتر پیامدهای مخرب ناشی از وجود خطاهای پله‌ای و نویز کاهش خواهد یافت. می‌توان گفت که تخمین موجود با تنظیم پارامتر a ، یک تخمین مقاوم در خطاهای بزرگ است.

۴-۶- کنترل مقاوم آبشاری دو حلقه‌ای:

کنترل کننده‌های PID و تطبیقی همان‌طور که در فصل سوم بیان شد، در حضور نویز مقاوم نیستند. به همین منظور برای حلقه بیرونی از کنترل کننده PID و برای حلقه داخلی از کنترل کننده تطبیقی-مقاوم^۱ استفاده می‌شود. بلوک دیاگرام کنترل مقاوم آبشاری دو حلقه‌ای به صورت شکل ۴-۵ است.



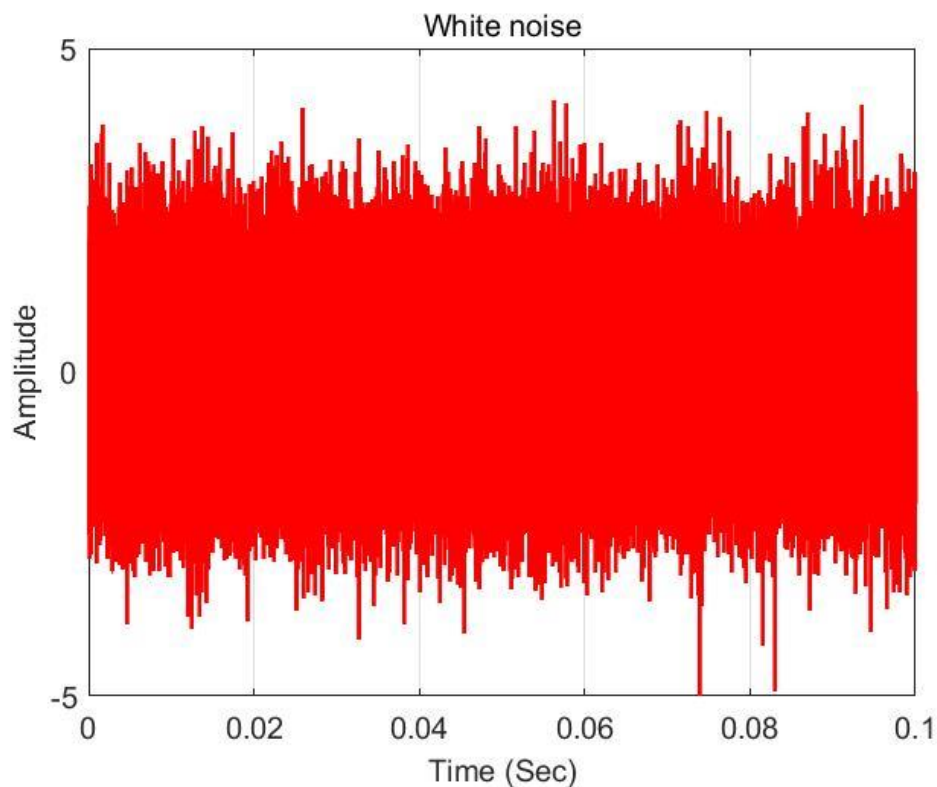
شکل ۴-۵: بلوک دیاگرام کنترل مقاوم دو حلقه‌ای آبشاری

۴-۷- نتایج شبیه‌سازی:

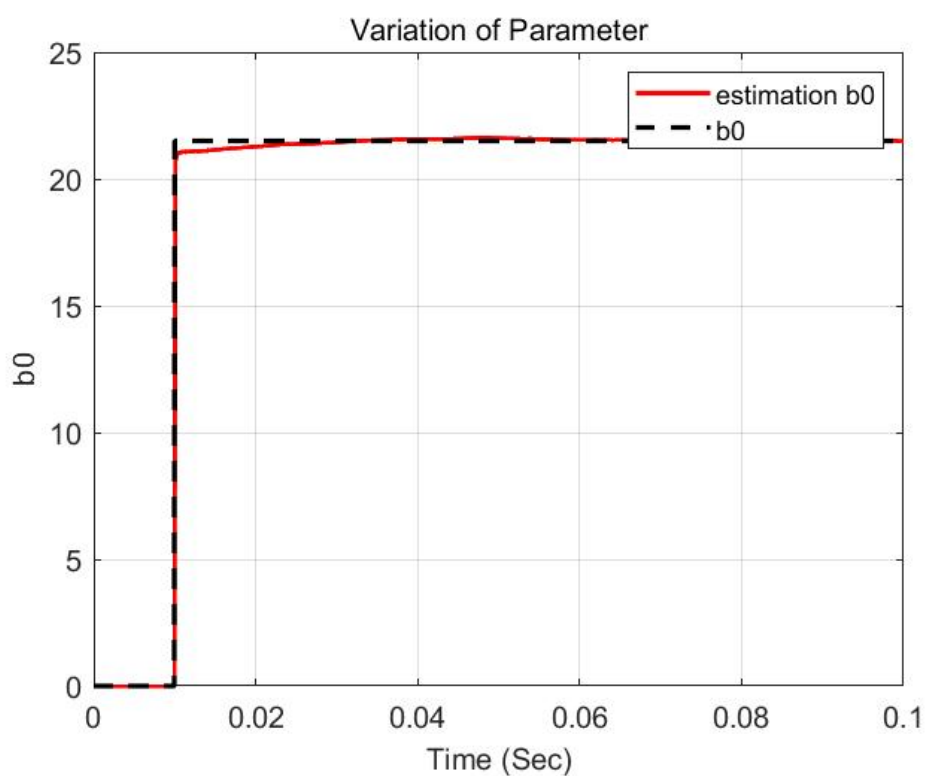
برای آزمایش عملکرد مقاوم حلقه‌های کنترلی ولتاژ و جریان، نویز با واریانس یک و میانگین صفر

^۱ Robust-Adaptive

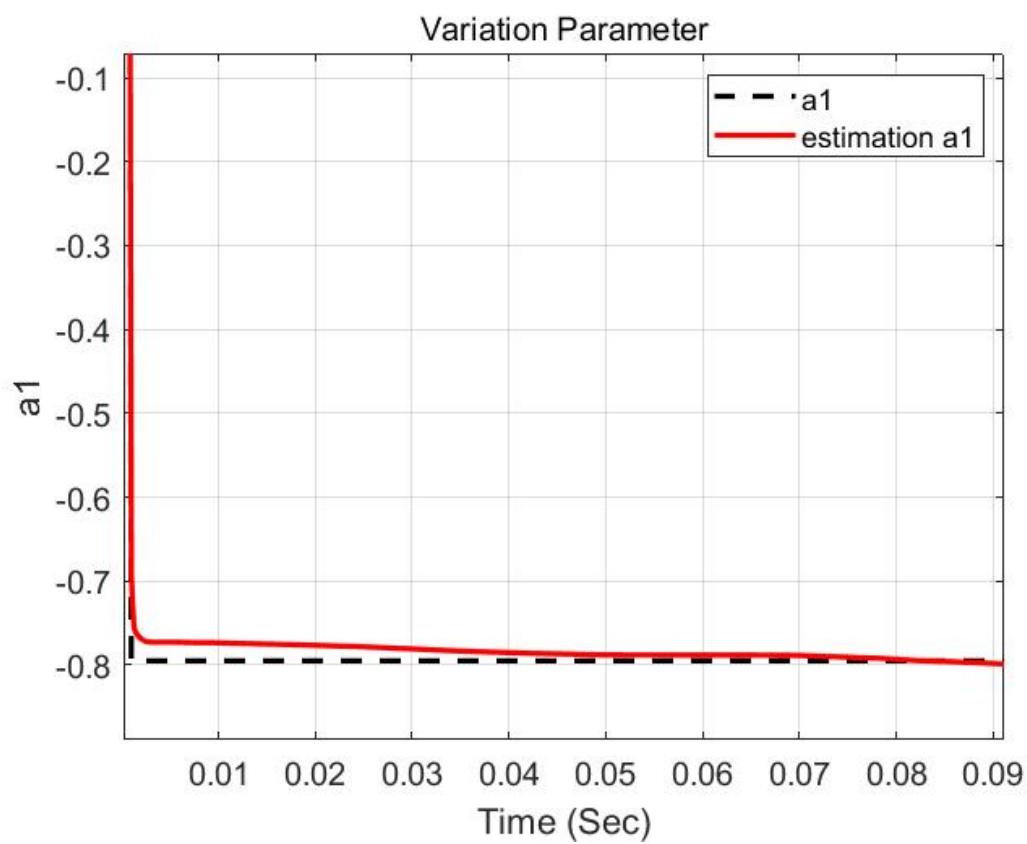
مطابق شکل ۴-۶ به سیستم داده می‌شود. علاوه بر نویز، اغتشاش در ورودی و تغییرات پله‌ای پارامترها به اندازه ۱۰ درصد که در شکل‌های ۴-۷ و ۴-۸ قابل مشاهده است به سیستم اضافه می‌گردد. مشاهده می‌شود که کنترل‌کننده از قوام بسیار خوبی نسبت به خطا برخوردار است و خروجی سیستم توانایی ردیابی سیگنال مرجع را دارد (شکل ۴-۹). جریان عبوری از فیلتر به همراه نویز در شکل ۴-۱۰ نشان داده شده است.



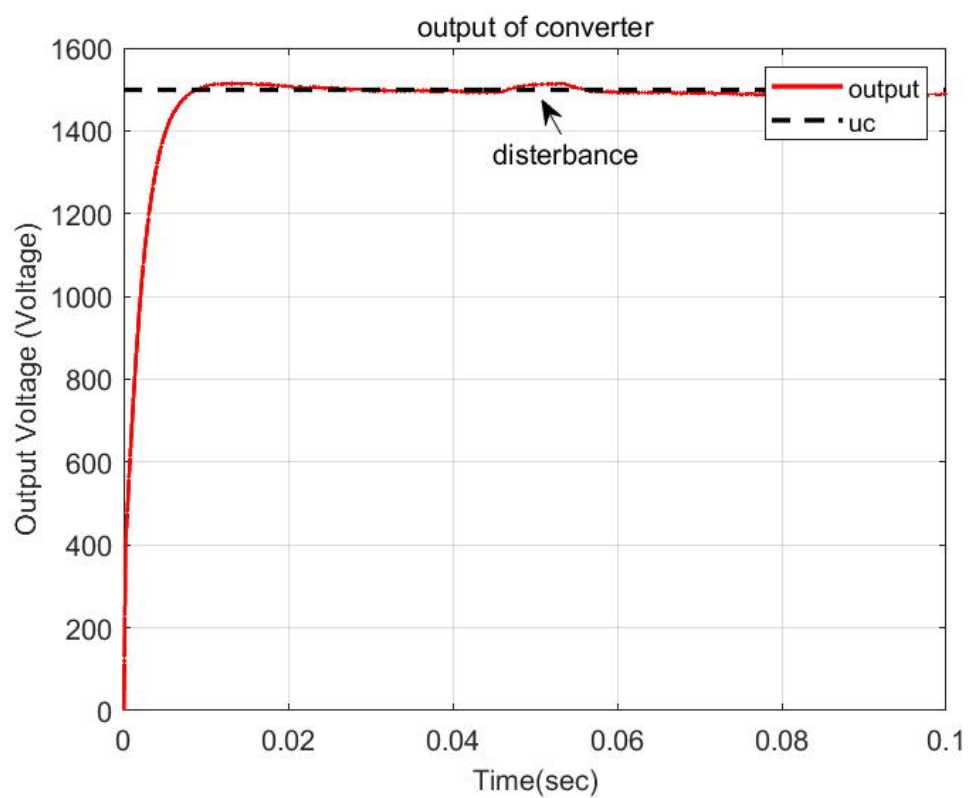
شکل ۴-۶: نویز با واریانس یک و میانگین صفر



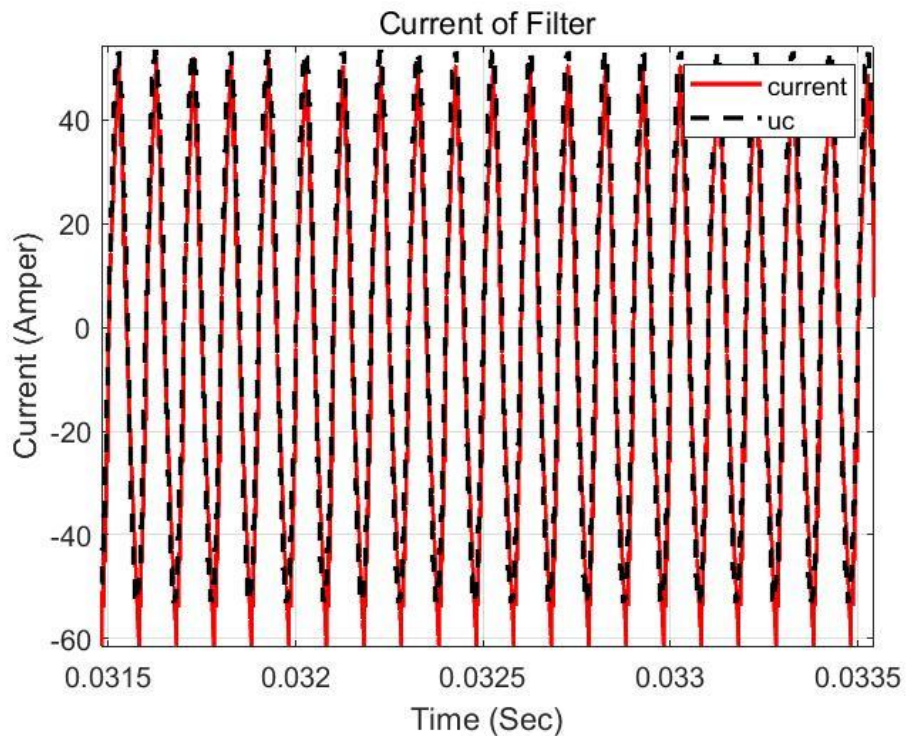
شکل ۴-۷: تخمین پارامتر b_0 به همراه تغییرات پله‌ای



شکل ۴-۸: تخمین پارامتر a_1 به همراه تغییرات پله‌ای



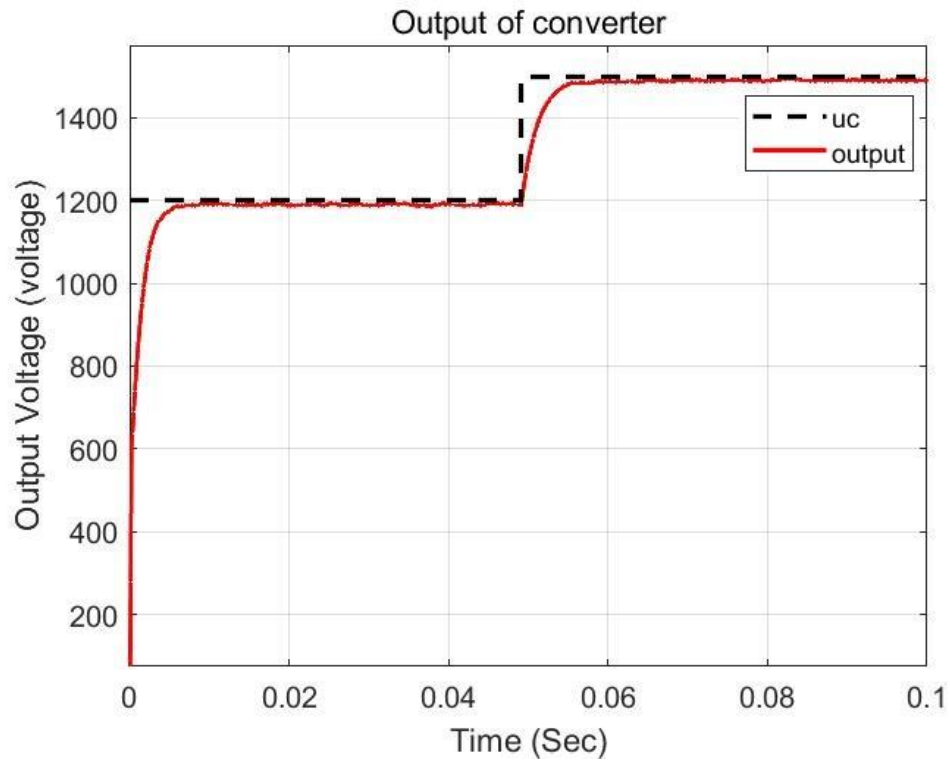
شکل ۹-۴: خروجی مبدل برای ولتاژ ۷۰۰ به همراه نویز، اغتشاش و تغییرات پله‌ای پارامترها



شکل ۱۰-۴: جریان عبوری از فیلتر به همراه نویز اغتشاش و تغییرات پله‌ای پارامترها

برای آزمایش سرعت پاسخ‌دهی سیستم، مقدار مرجع به صورت ناگهانی تغییر می‌کند. کنترل‌کننده

ردیابی سیگنال مرجع جدید را مطابق شکل ۴-۱۱ به خوبی انجام می‌دهد.



شکل ۴-۱۱: پاسخ خروجی در برابر تغییرات سیگنال مرجع

فصل پنجم:

نتیجه گیری و پیشنهادات

۵-۱- نتیجه گیری

در این پایان نامه کنترل کننده آبشاری دو حلقه بر روی مبدل SAB پیاده سازی شده است. پاسخ سیستم کند است و پاسخ گذرای مطلوبی از خود نشان نمی دهد. به همین منظور برای تضمین پایداری و بهبود سرعت و پاسخ گذاری سیستم، از کنترل کننده تطبیقی برای کنترل جریان در حلقه داخلی و برای کنترل ولتاژ در حلقه خارجی از کنترل کننده PID استفاده می گردد. به دلیل تغییرات پارامترها با زمان از کنترل کننده تطبیقی غیرمستقیم بدون حذف بهره گرفته شده است. با اعمال نویز به سیستم کنترل کننده PID باعث تقویت مؤلفه های فرکانس بالای نویز می شود و همچنین عمل تخمین و شناسایی پارامترهای سیستم به خوبی صورت نمی پذیرد. با واگرایی در تخمین پارامترهای سیستم، عمل تطبیق با خطا مواجه می شود که این امر موجب ایجاد بهره های بزرگ برای سیگنال کنترلی u می شود. با افزایش سیگنال کنترلی u ، کنترل کننده به اشباع می رود و پایداری سیستم را دچار اختلال می کند. از این رو طراحی کنترل کننده مقاوم برای پایداری سیستم در هر حلقه کنترلی در حضور نویز امری ضروری و اجتناب ناپذیر است.

به منظور مقاوم سازی کنترل کننده کلاسیک PID، از کنترل کننده مرتبه کسری PID استفاده شده است. کنترل کننده FOPID به دلیل درجه آزادی پنج، عملکرد بهتری نسبت به PID دارد. همچنین در مراجع ذکر شده که کنترل کننده FOPID در برابر نویز و تغییر پارامترها عملکرد مقاوم بسیار زیادی از خود نشان می دهد. در بخش شناسایی کنترل تطبیقی مشاهده می شود که الگوریتم RLS در حضور نویز، تغییر تدریجی پارامترهای با زمان و خطاهای پله ای واگرا می شود. برای حل مشکل تغییر تدریجی پارامترها از فاکتور فراموشی و برای مقاوم بودن در برابر خطاهای پله ای و نویز از تخمین مقاوم بهره گرفته شده است. با مقاوم سازی هر دو حلقه سیستم در حضور نویز و تغییرات پارامترها پایداری خود را حفظ و خروجی مطلوب را ردیابی می کند.

۵-۲- پیشنهادات

با توجه به مطالعات انجام شده در این پایان نامه پیشنهادهایی به صورت زیر بیان می شود:

- ۱- پیاده سازی و بررسی عملکرد کنترل کننده طراحی شده در عمل
- ۲- استفاده از روش های شناسایی کسری
- ۳- استفاده از کنترل مدل پیش بین در حلقه دوم
- ۴- طراحی اسنابر برای بهبود راندمان
- ۵- پیاده سازی کنترل کننده بر روی توپولوژی DAB
- ۶- به کارگیری ساختار موازی مبدل به منظور افزایش توان و کنترل جریان تزریقی

- [1] N. Kannan and D. Vakeesan, "Solar energy for future world : - A review," vol. 62, pp. 1092–1105, 2016, doi: 10.1016/j.rser.2016.05.022.
- [2] L. E. B. R. P. F. T. H.A., and W. S., "Multiphase induction motor drives-a technology status review," *IET Electr. Power Appl.*, vol. 1, no. 5, pp. 643–656, 2007, doi: 10.1049/iet-epa.
- [3] J. M. L. da Fonseca, F. K. de A. Lima, F. L. Tofoli, and C. G. C. Branco, "Three-phase phase-locked loop algorithm and application to a static synchronous compensator," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 192, no. July, p. 106924, 2021, doi: 10.1016/j.epsr.2020.106924.
- [4] A. Abbasi *et al.*, "Maximum Power Harvesting using Fuzzy Logic MPPT Controller," 2020.
- [5] R. M. Elavarasan, L. Selvamanohar, and K. Raju, "A Holistic Review of the Present and Future Drivers of the Renewable Energy Mix in Maharashtra , State of India," 2022.
- [6] K. a Kaczmarek and J. G. Webster, "W i 53706," *Eng. Med.*, pp. 2–3, 1989.
- [7] M. H. Kheraluwala and R. W. De Doncker, "Single phase unity power factor control for dual active bridge converter," *Conf. Rec. - IAS Annu. Meet. (IEEE Ind. Appl. Soc.)*, vol. 2, pp. 909–916, 1993, doi: 10.1109/ias.1993.299007.
- [8] C. M. H. B. C. W. S. Gargies3, "Operation, design and control of dual H-bridge-based isolated bidirectional DC–DC," *Int. Rev. Electr. Eng.*, vol. 6, no. 7, pp. 2846–2852, 2011, doi: 10.1049/iet-pel.
- [9] H. Bai and C. Mi, "Eliminate reactive power and increase system efficiency of isolated bidirectional dual-active-bridge dc-dc converters using novel dual-phase-shift control," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 6, pp. 2905–2914, 2008, doi: 10.1109/TPEL.2008.2005103.
- [10] D. N. Pawar and N. M. Singh, "MPC based controller for dual active bidirectional DC-DC converter driving inverter using dynamic phasor approach," *IEEE Int. Conf. Power, Control. Signals Instrum. Eng. ICPCSI 2017*, pp. 661–666, 2018, doi: 10.1109/ICPCSI.2017.8391795.
- [11] J. Liu, J. Yang, J. Zhang, Z. Nan, and Q. Zheng, "Voltage Balance Control Based

- on Dual Active Bridge DC/DC Converters in a Power Electronic Traction Transformer,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 2, pp. 1696–1714, 2018, doi: 10.1109/TPEL.2017.2679489.
- [12] F. An, W. Song, B. Yu, and K. Yang, “Model predictive control with power self-balancing of the output parallel DAB DC-DC converters in power electronic traction transformer,” *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 6, no. 4, pp. 1806–1818, 2018, doi: 10.1109/JESTPE.2018.2823364.
- [13] H. Qin and J. W. Kimball, “Closed-loop control of DC-DC dual-active-bridge converters driving single-phase inverters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 2, pp. 1006–1017, 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2257859.
- [14] B. Zhao, Q. Song, W. Liu, G. Liu, and Y. Zhao, “Universal High-Frequency-Link Characterization and Practical Fundamental-Optimal Strategy for Dual-Active-Bridge DC-DC Converter under PWM Plus Phase-Shift Control,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 12, pp. 6488–6494, 2015, doi: 10.1109/TPEL.2015.2430934.
- [15] D. Costinett, R. Zane, and D. Maksimovic, “Automatic voltage and dead time control for efficiency optimization in a dual active bridge converter,” *Conf. Proc. - IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. - APEC*, pp. 1104–1111, 2012, doi: 10.1109/APEC.2012.6165956.
- [16] G. D. Demetriades and H. P. Nee, “Dynamic modeling of the dual-active bridge topology for high-power applications,” *PESC Rec. - IEEE Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, pp. 457–464, 2008, doi: 10.1109/PESC.2008.4591971.
- [17] M. Rico-Secades, D. Garcia-Llera, E. Lopez-Corominas, and A. J. Calleja-Rodriguez, “Designing Dual-Active Bridge (DAB) Converter for Energy Storage/Recovery Systems in a Lighting Smart Grid context,” *Work. J.*, vol. 1, no. 2, pp. 1–20, 2014, doi: 10.15592/workrooms.2014.0003.
- [18] L. Max and T. Thiringer, “Control method and snubber selection for a 5 MW wind turbine single active bridge DC/DC converter,” *2007 Eur. Conf. Power Electron. Appl. EPE*, 2007, doi: 10.1109/EPE.2007.4417324.
- [19] K. Park and Z. Chen, “Control and dynamic analysis of a parallelconnected single active bridge dc-dc converter for dc-grid wind farm application,” *IET Power Electron.*, vol. 8, no. 5, pp. 665–671, 2015, doi: 10.1049/iet-pel.2014.0420.
- [20] Y. Ting, S. De Haan, and J. A. Ferreira, “Efficiency improvements in a Single

- Active Bridge modular DC-DC converter with snubber capacitance optimisation,” *2014 Int. Power Electron. Conf. IPEC-Hiroshima - ECCE Asia 2014*, pp. 2787–2793, 2014, doi: 10.1109/IPEC.2014.6870076.
- [21] C. Hua and J. Lin, “A modified tracking algorithm for maximum power tracking of solar array,” *Energy Convers. Manag.*, vol. 45, no. 6, pp. 911–925, 2004, doi: 10.1016/S0196-8904(03)00193-6.
- [22] Sira-Ramirez HJ, Silva-Ortigoza R. Control design techniques in power electronics devices. Springer Science & Business Media; 2006 Sep 7.
- [23] M. Liserre, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, “Stability of photovoltaic and wind turbine grid-connected inverters for a large set of grid impedance values,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, no. 1, pp. 263–271, 2006, doi: 10.1109/TPEL.2005.861185.
- [24] A. Asif, D. Sedhom, K. Hongalgi, R. Matthew, and S. Haqqie, “Hypokalemic metabolic alkalosis and hypertension in white and black patients,” *J. Am. Soc. Hypertens.*, vol. 9, no. 4, p. e63, 2015, doi: 10.1016/j.jash.2015.03.144.
- [25] A. K. Chakrabarty and S. Bhattacharya, “Lyapunov based two-stage robust model reference adaptive controller for linear plants with time varying bounded uncertainties,” *IFAC-PapersOnLine*, vol. 49, no. 1, pp. 213–218, 2016, doi: 10.1016/j.ifacol.2016.03.055.
- [26] B. Lin and H. Lu, “Single-phase Three-Level PWM Rectifier,” no. July, pp. 63–68, 1999.
- [27] G. Applications, W. Li, and X. He, “Review of Nonisolated High-Step-Up DC / DC Converters in Photovoltaic,” vol. 58, no. 4, pp. 1239–1250, 2011.
- [28] I. Jan, “A COMPREHENSIVE ANALYSIS OF VARIOUS TOPOLOGIES OF THE RESONANT CONVERTER,” vol. 5, no. 5, pp. 184–193, 2020.
- [29] L. E. Shephard, D. Ph, S. Ahmed, and D. Ph, “GRID TIED DC TO THREE PHASE AC DUAL ACTIVE BRIDGE BASED CURRENT SOURCE INVERTER WITH SPACE VECTOR BASED MODULATION AND ISOLATED HIGH FREQUENCY TRANSFORMER by THESIS Presented to the Graduate Faculty of The University of Texas at San Antonio in Partial Ful,” no. May, 2017.
- [30] G. Franceschini, E. Lorenzani, M. Cavatorta, and A. Bellini, “3boost: A High-Power Three-Phase Step-Up Full-Bridge Converter for Automotive Applications,”

- vol. 55, no. 1, pp. 173–183, 2008.
- [31] D. J. S. Newlin, “A Performance Comparison of Interleaved Boost Converter and Conventional Boost Converter for Renewable Energy Application,” no. Ccm, 2013.
 - [32] A. Ghasemi, S. Ieee, S. Fazlollohzadeh, E. Adib, and M. Ieee, “A New Non-isolated High Step-up SEPIC Converter for Photovoltaic Applications,” pp. 51–56, 2012.
 - [33] Hart DW. Power electronics. Tata McGraw-Hill Education; 2011.
 - [34] I. Kth, *ON SMALL-SIGNAL ANALYSIS AND CONTROL OF THE SINGLE- AND THE DUAL-ACTIVE BRIDGE TOPOLOGIES Georgios D . Demetriades Doctoral Dissertation Royal Institute of Technology Department of Electrical Engineering Electrical Machines and Power Electronics STOCKHOLM*. 2005.
 - [35] Åström KJ, Wittenmark B. Adaptive control. Courier Corporation; 2013 Apr 26.
 - [36] “Li, Y. and Ang, K.H. and Chong, G.C.Y. (2006) PID control system analysis and design,” vol. 26, no. November, pp. 32–41, 2007.
 - [37] F. Liu, Y. Zhou, S. Duan, J. Yin, B. Liu, and F. Liu, “Parameter Design of a Two-Current-Loop Controller Used in a Grid-Connected Inverter System With LCL Filter,” vol. 56, no. 11, pp. 4483–4491, 2009.
 - [38] J. Dannehl, S. Member, F. W. Fuchs, S. Member, P. B. Thøgersen, and S. Member, “PI State Space Current Control of Grid-Connected PWM Converters With LCL Filters,” vol. 25, no. 9, pp. 2320–2330, 2010.
 - [39] Y. W. Li, “Control and Resonance Damping of Voltage-Source and Current-Source Converters With LC Filters,” vol. 56, no. 5, pp. 1511–1521, 2009.
 - [40] G. Zeng, T. W. Rasmussen, L. Ma, and R. Teodorescu, “Design and Control of LCL-Filter with Active Damping for Active Power Filter,” pp. 2557–2562, 2010.
 - [41] R. D. Middlebrook, “TOPICS IN MULTIPLE-LOOP REGULATORS AND CURRENT- MODE PROGRAMMING,” pp. 716–732, 1985.
 - [42] N. Kondrath, “Relative Stability of the Inner-Current Loop of Peak Current-Mode Controlled PWM DC-DC Converters in CCM INNER-CURRENT LOOP IN PEAK CURRENT-MODE CONTROLLED PWM DC-DC CONVERTERS IN CCM Wright State University,” 2010.
 - [43] S. Buso, S. Fasolo, and P. Mattavelli, “Uninterruptible Power Supply Multiloop Control Employing Digital Predictive Voltage and Current Regulators,” vol. 37,

- no. 6, pp. 1846–1854, 2001.
- [44] W. Shu-hui, J. Wen-yao, J. Zhong-lu, and P. Li, “Study on Dual-loop Control for Inverters Based on State Observer with Repetitive Compensation,” vol. 3, pp. 1550–1553.
 - [45] L. Zhou, X. Jian, K. Zhang, and P. Shi, “Improved Dual-loop Control plus Repetitive Control for PWM Inverters,” 2006.
 - [46] C. Zhao and Y. Chen, “MAIN MENU AUTHOR INDEX A Fractional Order PID Tuning Algorithm for A Class of Fractional Order Plants,” no. July, pp. 216–221, 2005.
 - [47] M. Sarvi and I. N. Avanaki, “An optimized Fuzzy Logic Controller by Water Cycle Algorithm for power management of Stand-alone Hybrid Green Power generation,” *ENERGY Convers. Manag.*, vol. 106, pp. 118–126, 2015, doi: 10.1016/j.enconman.2015.09.021.
 - [48] A. Khodabakhshian, M. R. Esmaili, and M. Bornapour, “Electrical Power and Energy Systems Optimal coordinated design of UPFC and PSS for improving power system performance by using multi-objective water cycle algorithm,” *Int. J. Electr. POWER ENERGY Syst.*, vol. 83, pp. 124–133, 2016, doi: 10.1016/j.ijepes.2016.03.052.
 - [49] H. Eskandar, A. Sadollah, A. Bahreininejad, and M. Hamdi, “Author ’ s personal copy Water cycle algorithm – A novel metaheuristic optimization method for solving constrained engineering optimization problems.”
 - [50] “A Comparative Introduction of,” pp. 3228–3235, 2002.
 - [51] Qu L, Hu H, Huang Y. Fractional order PID controller based on particle swarm optimization implemented with FPGA. In 2010 International Conference on Artificial Intelligence and Computational Intelligence 2010 Oct 23 (Vol. 1, pp. 165-169). IEEE.
 - [52] P. Shah and S. Agashe, “Mechatronics Review of fractional PID controller,” vol. 38, pp. 29–41, 2016, doi: 10.1016/j.mechatronics.2016.06.005.
 - [53] “A Comparative Introduction of,” pp. 3228–3235, 2002.
 - [54] S. Mirjalili, “The ant lion optimizer,” *Adv. Eng. Softw.*, vol. 83, pp. 80–98, 2015, doi: 10.1016/j.advengsoft.2015.01.010.
 - [55] S. M. Ghamari, H. Mollaee, and F. Khavari, “Design of robust self-tuning regulator adaptive controller on single-phase full-bridge inverter,” *IET Power Electron.*, vol.

13, no. 16, pp. 3613–3626, 2020.

- [56] S. M. Ghamari, H. Mollaei, and F. Khavari, “Robust self-tuning regressive adaptive controller design for a DC–DC BUCK converter,” *Measurement*, vol. 174, p. 109071, 2021.

Abstract

The usage of renewable energy sources is one of the novel scientific topics all over the world owing to its environmental friendly nature and affordable cost. In addition, power electronic converters are used to convert the renewable energy sources to electricity with the help of control engineering. Hence, selecting a proper converter and an efficient control technique is at the highest importance. The structure of single active bridge (SAB) converter and the implementation of robust adaptive controller are focused in this thesis. Some of the main advantages of this topology are high power, the isolation capability of input from output, soft switching, ability to shift phase, high frequency, and small size for both the filter and the transformer; also, to model this converter, the concept of Grey-box is utilized. Then, system equations are extracted by Least Square identification method. Considering different harmful disturbances such as noise, input voltage variations and nonlinearity characteristics of the system, some limitations are proposed for the control process. However, classical controllers are not robust enough to cover the issues discussed above. Thus, this system is classified into two sections of AC and DC while, for the DC section, Fractional-order PID (FOPID) controller is used to control voltage and for the AC part, adaptive indirect self-tuning controller is used to manage the current. This double loop structure is called Cascade controller. Next, to improve and ensure the ideal application of the system against noise and disturbances, robust control will be added to the optimization algorithm. Finally, based on the simulation results, the efficiency of the proposed control strategy will be shown.

Keywords: Robust Adaptive Controller, Fractional-order Controller, Single Active Bridge Converter, Cascade Controller, Noise, Disturbance.



Shahrood University of Technology
Faculty of Electrical and Robotic Engineering

Titel

Robust Adaptive Controller Design for a DC- DC Single Active Bridge Converter

By: Hasan mollaee

Supervisor:

Dr Mohammad Haddad Zarif

August 2021