

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



دانشگاه صنعتی شاهرود

دانشکده مهندسی برق و رباتیک

پایان نامه کارشناسی ارشد مهندسی کنترل

طراحی و شبیه سازی کنترل تطبیقی مقاوم مبدل افزایشنده DC-DC با استفاده از کلیدزنی نرم

نگارنده: هادی عباسی

استاد راهنما

دکتر علیرضا الفی

دی ۱۴۰۰



باسمه تعالی

فرم های ارزشیابی پایان نامه کارشناسی ارشد
مربوط به ورودی های ۹۴ به بعد

مدیریت تحصیلات تکمیلی

شماره: ۱۸۵۶
تاریخ: ۱۴۰۱/۱۰/۲۲
ویرایش: ۱

فرم شماره (۳): صورتجلسه نهایی دفاع از پایان نامه دوره کارشناسی ارشد

با نام و یاد خداوند متعال، ارزیابی جلسه دفاع از پایان نامه کارشناسی ارشد آقای هادی عباسی شماره دانشجویی ۹۷۱۱۳۵۴ رشته مهندسی برق گرایش کنترل تحت عنوان طراحی و شبیه سازی کنترل تطبیقی مقاوم مبدل افزایشده DC-DC با استفاده از کلیدزنی نرم که در تاریخ ۱۴۰۱/۱۰/۲۲ با حضور هیأت محترم داوران در دانشگاه صنعتی ماهرود برگزار گردید بشرح ذیل اعلام می گردد:

☐ الف) درجه عالی: نمره ۲۰-۱۹	☐ ب) درجه خیلی خوب: نمره ۱۸-۱۸/۹۹
☐ ج) درجه خوب: نمره ۱۷/۹۹-۱۶	☒ د) درجه متوسط: نمره ۱۵/۹۹-۱۴
☐ ه) کمتر از ۱۴ غیر قابل قبول و نیاز به دفاع مجدد دارد	
نوع تحقیق: ☒ نظری ☐ عملی	

عضو هیأت داوران	نام و نام خانوادگی	مرتبه علمی	امضاء
استاد راهنما	دکتر علیرضا الفی	استاد	
نماینده تحصیلات تکمیلی	دکتر محمد حداد ظریف	دانشیار	
استاد ممتحن اول	دکتر حسین قلی زاده نرم	دانشیار	
استاد ممتحن دوم	دکتر محمد حسین تبار مرزبالی	استادیار	

نام و نام خانوادگی رئیس دانشکده مهندسی برق

دکتر حسین خسروی

تاریخ و امضاء و مهر دانشکده

توضیح: در صورتی که کسی مردود شود حداکثر یکبار دیگر (در مدت مجاز تحصیل) می تواند از پایان نامه خود دفاع نماید (دفاع مجدد نباید زودتر از ۴ ماه برگزار شود).

تقدیم اثر

به پاس تعبیر عظیم و انسانی شان از کلمه ایثار و از خودگذشتگان

به پاس عاطفه سرشار و کرمای امید بخش وجودشان که در این سردترین روزگار ان بهترین

پشتیان است

به پاس قلب های بزرگشان که فریاد رس است و سرگردانی و ترس در پناهشان به شجاعت می

گراید

و به پاس محبت های بی دریغشان که هرگز فروکش نمی کند

این مجموعه را به پدر و مادر عزیزم تقدیم می کنم

مشکرو قدردانی

به مصداق «من لم یسکر المخلوق لم یسکر الخالق» بسی شایسته است از استاد

فریخته و فرزانه جناب آقای دکتر علیرضا الفی

که با کرامتی چون خورشید، سرزمین دل را روشنی بخشید و گلشن سرای علم و

دانش را بار اهنایی های کار ساز و سازنده بارور ساختند؛ تقدیر و تشکر نمایم.

تهدیه نامه

اینجانب هادی عباسی دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته مهندسی برق کنترل دانشکده برق و رباتیک دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه طراحی و شبیه سازی کنترل تطبیقی مقاوم مبدل افزایشدهنده DC-DC با استفاده از کلیدزنی نرم تحت راهنمایی دکتر علیرضا الفی متعهد می شوم.

- تحقیقات در این پایان نامه توسط اینجانب انجام شده است و از صحت و اصال برخوردار است .
- در استفاده از نتایج پژوهشهای محققان دیگر به مرجع مورد استفاده استناد شده است .
- مطالب مندرج در پایان نامه تاکنون توسط خود یا فرد دیگری برای دریافت هیچ نوع مدرک یا امتیازی در هیچ جا ارائه نشده است .
- کلیه حقوق معنوی این اثر متعلق به دانشگاه صنعتی شاهرود می باشد و مقالات مستخرج با نام « دانشگاه صنعتی شاهرود » و یا « **Shahrood University of Technology** » به چاپ خواهد رسید .
- حقوق معنوی تمام افرادی که در به دست آمدن نتایج اصلی پایان نامه تأثیرگذار بوده اند در مقالات مستخرج از پایان نامه رعایت می گردد.
- در کلیه مراحل انجام این پایان نامه ، در مواردی که از موجود زنده (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 .

هادی عباسی
۱۴۰۰/۱۰/۲۲

تاریخ ۱۴۰۰/۱۰/۲۲

امضای دانشجو

مالکیت نتایج و حق نشر

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

چکیده

در این پایان نامه با استفاده از روش کنترل آبشاری، مبدل افزایشدهنده DC-DC با قابلیت کلید زنی نرم ZVS کنترل می شود. مبدل افزایشدهنده DC-DC به دلیل بهره ولتاژ بالا و هم چنین قابلیت کنترل برای دستیابی حداکثر توان سیستم های فتوولتائیک از اهمیت ویژه ای برخوردار می باشد. با در نظر گرفتن خصوصیات غیرخطی و نویز، محدودیت هایی برای طراحی کنترل کننده وجود دارد و کنترل کننده های کلاسیک کارایی مناسبی ندارند. به همین منظور برای کنترل سیستم مبدل از کنترل کننده آبشاری استفاده می شود. برای حلقه بیرونی از روش کنترل انتگرالی با فیدبک حالت و برای حلقه داخلی از روش تطبیقی و مقاوم بر سیستم نهایی طراحی می شود. در نهایت با استفاده از نتایج شبیه سازی میزان کارا بودن کنترل کننده پیشنهادی نشان داده می شود.

واژه های کلیدی: کلید زنی نرم ZVS ، کنترل کننده ی تطبیقی مقاوم ، مبدل افزایشدهنده

، آرایه های فتوولتائیک

فهرست مطالب

ط	فهرست جداول
ی	فهرست اشکال
۱	فصل ۱: مقدمه
۲	۱-۱ تعریف موضوع
۵	۱-۲ بیان کارهای انجام شده
۶	۱-۳ اهداف پایان نامه
۷	۱-۴ ضرورت انجام کار
۸	۱-۵ ساختار پایان نامه
۹	فصل ۲: معرفی مبدل ها با سوئیچ زنی نرم
۱۰	۲-۱ مقدمه :
۱۱	۲-۲ مبدل افزایشده ساده
۱۲	۲-۲-۱ مبدل افزایشده ساده در حالت CCM
۱۳	۲-۳ معایب مبدل افزایشده ساده
۱۳	۲-۳-۱ مشکل جریان بازیابی مستقیم دیود
۱۳	۲-۳-۲ تلفات هدایتی
۱۳	۲-۳-۳ استرس ولتاژ و جریان
۱۴	۲-۳-۴ تلفات کلید زنی
۱۵	۲-۳-۵ تداخل الکترو مغناطیسی EMI
۱۵	۲-۴ انواع روش های کلیدزنی در مبدل های قدرت
۱۵	۲-۴-۱ کلیدزنی سخت
۱۷	۲-۴-۲ کلیدزنی نرم
۱۸	۲-۵ انواع مبدل های کلید زنی نرم
۱۸	۲-۵-۱ اسنابرها
۲۰	۲-۵-۲ مبدل های رزونانسی
۲۱	۲-۵-۳ مبدل های شبه رزونانسی
۲۱	۲-۵-۴ مبدل های رزونانسی ZCS
۲۳	۲-۵-۵ مبدل های رزونانسی ZVS
۲۴	۲-۵-۶ مبدل های MRC

۲۵.....	۲-۶ تحلیل عملکرد مبدل
۲۶.....	۲-۶-۱ حالت سوئیچ روشن
۲۶.....	۲-۶-۲ حالت سوئیچ خاموش
۲۹	فصل ۳: طراحی کنترل کننده
۳۰.....	۳-۱ مقدمه
۳۰.....	۳-۲ اصول استفاده از کنترل آبخاری
۳۱.....	۳-۳ شرایط طراحی کنترل آبخاری
۳۳.....	۳-۴ کنترل کننده فیدبک حالت
۳۳.....	۳-۴-۱ کنترل انتگرالی با فیدبک حالت
۳۴.....	۳-۵ کنترل کننده تطبیقی
۳۵.....	۳-۵-۱ کنترل کننده تطبیقی مقاوم
۳۶.....	۳-۵-۲ طراحی کنترل کننده تطبیقی به روش خودتنظیم گر غیرمستقیم
۳۷.....	۳-۵-۳ تخمین پارامترها
۳۷.....	۳-۵-۴ الگوریتم تخمین حداقل مربعات بازگشتی
۳۹.....	۳-۵-۵ طراحی کنترل کننده تطبیقی بدون حذف صفر فرایند
۴۲.....	۳-۵-۶ طراحی کنترل کننده تطبیقی مقاوم به روش خودتنظیم غیرمستقیم
۴۳.....	۳-۵-۷ مقاوم سازی تخمین پارامترها برای روش حداقل مربعات بازگشتی
۴۹	فصل ۴: نتیجه گیری و پیشنهادات
۵۰.....	۴-۱ نتیجه گیری:
۵۰.....	۴-۲ پیشنهادات
۵۲.....	فهرست منابع و مراجع.....

فهرست جداول

جدول ۱-۲ جدول پارامترهای مبدل افزایشده سوئیچ چند رزونانسی ZVS-QRC ۲۵

فهرست اشکال

- شکل ۱-۱. مقدار توان ماکزیمم در حالت‌های مختلف..... ۴
- شکل ۱-۲. بلوک دیاگرام سیستم فتوولتائیک همراه با کنترل کننده..... ۴
- شکل ۱-۳. ساختار کلی یک شبکه فتوولتائیک..... ۵
- شکل ۲-۱. مبدل افزایشده ساده..... ۱۱
- شکل ۲-۲. وضعیت عملکرد مبدل افزایشده ساده در حالت جریان پیوسته..... ۱۲
- شکل ۲-۳. استرس ولتاژ و جریان سوئیچ و تلفات کلیدزنی و تلفات هدایتی در سوئیچ..... ۱۵
- شکل ۲-۴. نمودار ولتاژ جریان کلید تحت شرایط سخت..... ۱۶
- شکل ۲-۵. نمودار ولتاژ با جریان کلید در شرایط کلیدزنی نرم..... ۱۸
- شکل ۲-۶. شکل اسنابرهای پسیو..... ۱۹
- شکل ۲-۷. شکل اسنابرهای غیرپسیو..... ۲۰
- شکل ۲-۸. سوئیچ‌های رزونانسی ZCS نوع L و M..... ۲۲
- شکل ۲-۹. سوئیچ‌های رزونانسی ZCS نیم موج نوع L و M..... ۲۲
- شکل ۲-۱۰. سوئیچ‌های رزونانسی ZCS تمام موج نوع L و M..... ۲۳
- شکل ۲-۱۱. سوئیچ‌های رزونانسی ZVS..... ۲۳
- شکل ۲-۱۲. سوئیچ‌های رزونانسی ZVS نیم موج..... ۲۴
- شکل ۲-۱۳. سوئیچ‌های رزونانسی ZVS تمام موج..... ۲۴
- شکل ۲-۱۴. سوئیچ‌های چند رزونانسی..... ۲۵
- شکل ۲-۱۵. عملکرد یک مبدل افزایشده سوئیچ چند رزونانسی ZVS-QRC..... ۲۷
- شکل ۳-۱. بلوک دیاگرام کنترل آبخاری..... ۳۲
- شکل ۳-۲. ساختار کنترل آبخاری مبدل افزایشده ZVS-QRC..... ۳۳
- شکل ۳-۳. بلوک دیاگرام سیستم کنترل انتگرالی با فیدبک حالت..... ۳۴
- شکل ۳-۴. نمودار بلوکی کنترل تطبیقی با روش خودتنظیم گر غیر مستقیم..... ۳۶
- شکل ۳-۵. مقایسه ورودی مرجع با سیگنال خروجی سیستم..... ۴۴
- شکل ۳-۶. تخمین پارامترها از سیستم..... ۴۵
- شکل ۳-۷. سیگنال خطای سیستم..... ۴۵
- شکل ۳-۸. نویز اعمالی به سیستم..... ۴۶
- شکل ۳-۹. مقایسه ورودی مرجع با سیگنال خروجی سیستم همراه با نویز..... ۴۶
- شکل ۳-۱۰. تخمین پارامترها از سیستم با نویز..... ۴۷
- شکل ۳-۱۱. سیگنال کنترلی سیستم با نویز..... ۴۷
- شکل ۳-۱۲. نمودار سوئیچ زنی سیستم..... ۴۸

فصل ۱: مقدمه

۱-۱ تعریف موضوع

امروزه اهمیت استفاده از منابع انرژی تجدید پذیر و مزیت های فراوان آنها نسبت به سایر منابع انرژی موجب شده است که آنها به یکی از مهم ترین و کاربردی ترین منابع انرژی تبدیل شوند. از دلایل مهم توجه به انرژی جایگزین می توان به فنا پذیری منابع موجود مانند سوخت های فسیلی و هم چنین مسائل آلودگی محیط زیست توجه کرد که این مسائل باعث شده است انرژی الکتریسیته بسیار مورد توجه قرار بگیرد. انرژی خورشیدی از بهترین منابع انرژی است که می توان به صورت جایگزین قرار بگیرد. هرچند بایستی از این انرژی به صورت بهینه استفاده نماییم. به همین منظور ، مطالعات فراوانی برای بهینه سازی اقتصادی و هم چنین استفاده صحیح و به صرفه از این انرژی در مصارف مختلف انجام شده است. یکی از دلایلی که باعث شده است که استفاده از این انرژی در ایران به کندی توسعه یابد، گران بودن قطعات خورشیدی و هم چنین ارزان بودن سوخت های موجود در حال حاضر در ایران می باشد. متداول ترین روش مورد استفاده برای تبدیل انرژی خورشیدی به انرژی الکتریکی استفاده از پنل های خورشیدی می باشد که این پنل ها تبدیل انرژی خورشیدی به الکتریکی را به صورت مستقیم انجام می دهد. از جمله عواملی که موجب توجه به این سیستم ها شده است می توان به کاهش سوخت های فسیلی و هم چنین کاهش آلودگی محیط زیست اشاره نمود. برای جبران اختلاف ولتاژ ما بین ولتاژ DC^۱ صفحات فتوولتائیک با ولتاژ AC^۲ مورد استفاده، از روش های گوناگونی استفاده می شود که از جمله می توان به مواردی مانند اتصال متوالی چند مبدل های DC/DC با یکدیگر، اتصال متوالی چندین صفحه ی خورشیدی، استفاده از مبدل های با بهره ی ولتاژ بیشتر و هم چنین استفاده از ترانسفورماتور جهت افزایش ولتاژ خروجی استفاده کرد. در این پایان نامه برای جبران اختلاف ولتاژ، از روش به کار گیری

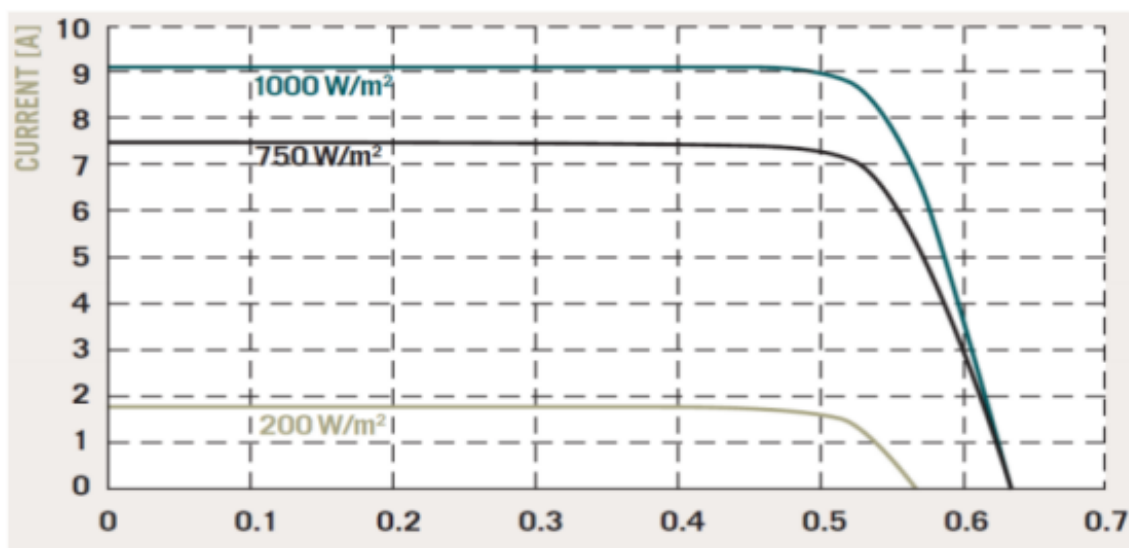
^۱) Direct Current

^۲) Alternating Current

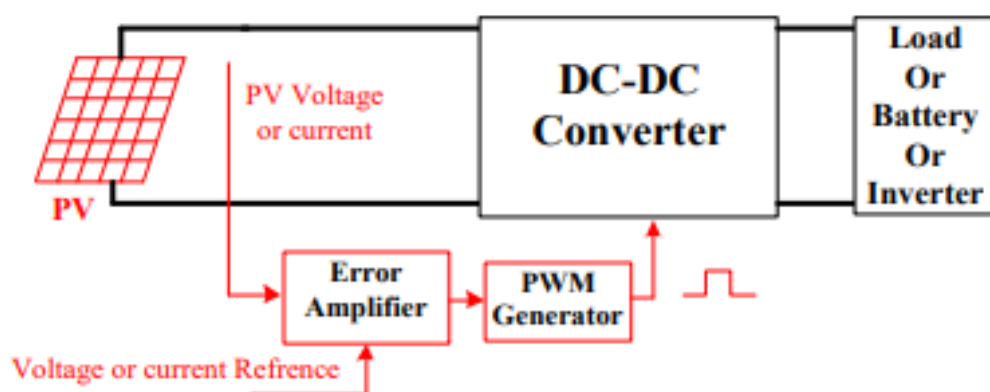
مبدل های DC-DC استفاده می شود. منحنی مشخصه ولتاژ و جریان سیستم های فتوولتائیک^۱ به صورت غیرخطی می باشد. این منحنی دارای یک نقطه توان ماکزیمم است که توسط ردیاب ماکزیمم توان ایجاد می گردد. به دلیل وجود مقدار ولتاژ خروجی پایین و متغیر و هم چنین نیاز شبکه به ولتاژ ثابت، از ویژگی های مبدل DC/DC افزایشده با کلیدزنی نرم استفاده می کنیم. به دلیل این که مبدل ها موجب افزایش بازده در سیستم های فتوولتائیک می شوند، با توجه به عملکرد و محدودیت های سیستم، بایستی از یک کنترل کننده ی مناسب به منظور افزایش راندمان استفاده کنیم. یکی از مهم ترین کاربردها های مبدل DC/DC در سیستم های فتوولتائیک، برای اتصال پنل های خورشیدی به اینورتر می باشد. این نکته باعث کاهش قیمت تمام شده ی آن ها و در نتیجه کاهش قیمت این سیستم ها می شود که در نهایت موجب رقابت با دیگر منابع انرژی می گردد. سه عامل در راندمان این سیستم ها تاثیرگذار هستند: عامل اول، خود پنل های خورشیدی هستند؛ که این مقدار برای آرایه های تجاری بین ۸ تا ۱۵ درصد است. عامل دوم، مبدل ها و عامل سوم ردیاب ماکزیمم توان می باشد. عامل اول تاثیر کمی در راندمان^۲ دارد و افزایش میزان کارایی آن کار ساده ای نمی باشد. اما در دو عامل دیگر، افزایش راندمان نسبتاً کم هزینه می باشد. همان طور که ذکر شد پنل های خورشیدی دارای منحنی مشخصه ی جریان ولتاژ غیرخطی هستند که در شکل (۱-۱) نمایش داده شده است. در این منحنی مشخصه یک نقطه دارای اهمیت است که مقدار توان ماکزیمم را نشان می دهد. عوامل مختلفی هم چون شرایط محیطی و میزان تابش در تعیین این نقطه تاثیرگذار هستند. در صورتی که ردیابی نقطه ی ماکزیمم انجام نشود، راندمان به شدت کاهش می یابد. همین نکته، موجب اهمیت ردیابی نقطه توان ماکزیمم در این سیستم ها شده است. بلوک دیاگرام سیستم کنترل آرایه های فتوولتائیک در شکل ۱-۲ نشان داده شده است.

^۱) Photovoltaic System

^۲) Efficiency

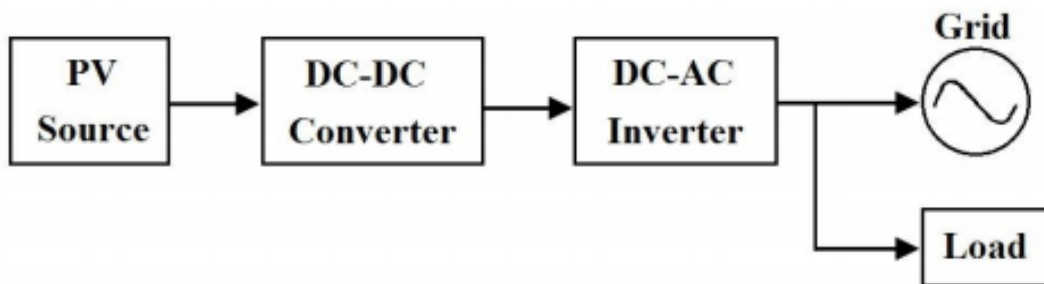


شکل ۱-۱. مقدار توان ماکزیمم در حالت‌های مختلف



شکل ۱-۲. بلوک دیاگرام سیستم فتوولتائیک همراه با کنترل کننده

انرژی الکتریکی تولید شده در صفحات خورشیدی به صورت انرژی الکتریکی DC می باشد. اما نیاز روزمره ی ما به انرژی الکتریکی AC است. به همین منظور بایستی انرژی الکتریکی خروجی صفحات خورشیدی به شکل AC تبدیل شوند که برای این تبدیل می توانیم از اینورترها استفاده نماییم. از سوی دیگر، بایستی قبل از اینورترها از مبدل های افزایشده کمک بگیریم که اختلاف سطح ولتاژ پنل خورشیدی با بار جبران شود. شکل ۱-۳ ساختار کلی یک شبکه فتوولتائیک را نشان می دهد.



شکل ۳-۱. ساختار کلی یک شبکه فتوولتائیک

در سیستم های فتوولتائیک علاوه بر تغییر سطح ولتاژ، به دلیل اهمیت فرکانس بالای کلید زنی در روشن و خاموش شدن سوئیچ، و به منظور اینکه تلفات کلید زنی نسبتا کمی در کلیدزنی نرم ایجاد شود از مبدل ها کمک گرفته می شود که موجب می شود آرایه ها خورشیدی به حداکثر میزان بازدهی خود برسند.

۲-۱ بیان کارهای انجام شده

تاکنون مطالعات زیادی در زمینه ی کنترل مبدل های DC-DC انجام شده است. به منظور از بین بردن ریبِل^۱ ولتاژ خروجی در مبدل های افزاینده از یک خازن و از یک دیود برای یکسوسازی جریان خروجی استفاده شده است تا بارهای اکتیو^۲ را تغذیه کند [۱]. به منظور ایجاد جریان ورودی ثابت، سلف در محل ورودی مدار، در هنگام بسته بودن کلید انرژی مورد نیاز را از ولتاژ ورودی دریافت و هنگام باز شدن کلید، انرژی را آزاد می کند. هم چنین کلید قدرت به صورت موازی با ورودی منبع تغذیه مدار قرار می گیرد و به عنوان عنصر کلید زنی برای کنترل ولتاژ خروجی مدار استفاده می شود. انرژی ذخیره شده در سلف به هنگام خاموش شدن کلید قدرت، به خروجی منتقل می شود و زمانی که کلید قدرت روشن است، انرژی خروجی از منبع تغذیه به صورت مستقیم تامین می شود. بدین ترتیب ولتاژ خروجی، بیشتر از ولتاژ ورودی است [۲].

^۱) Ripple

^۲) Active

در [۳] مبدل افزایشنده برای دستیابی به حداکثر توان در سیستم سلول خورشیدی استفاده شده است و از کنترل کننده مقاوم پارامترهای غیر ایده آل استفاده شده است. در مدل غیرخطی برای دستیابی به عملکرد و پایداری مقاوم از روش خطی سازی فیدبک و در مدل خطی از روش خاریتانوف^۱ استفاده شده است. به منظور دستیابی به سطح ولتاژ بیشتر نسبت به ولتاژ ورودی از کنترل کننده فیدبک حالت انتگرالی استفاده شده است. با این وجود، کنترل کننده تناسبی انتگرالی مشتق گیر^۲ به تنهایی برای اطمینان از پاسخ دینامیکی ولتاژ و جریان خروجی به طور همزمان کافی نمی باشد. از روش کنترل کننده دو حلقه‌ای آبخاری برای مبدل افزایشنده (DC-DC) استفاده شده است که منجر به ساده سازی محاسبات نیز می شود. استفاده از منطق فازی در زمینه ی مبدل افزایشنده (DC-DC) که علاوه بر بهبود ولتاژ خروجی، مدل سازی سیستم‌های پیچیده را امکان پذیر می کند. برای دستیابی به یک ولتاژ تثبیت شده با وجود تغییرات پارامتر، از کنترل کننده فیدبک حالت انتگرالی در حلقه‌ی کنترل مبدل افزایشنده استفاده می شود که سیستم طراحی شده منجر به پایداری بهتر و حداقل نوسان شده است [۵][۴]. برای جلوگیری از حذف سیستم‌های غیرخطی از کنترل تطبیقی^۳ استفاده شده است که تضمین ردیابی^۴ ولتاژ خروجی و اطمینان از پایداری سیستم حلقه بسته مطالعه شده است [۶].

۳-۱ اهداف پایان نامه

در این پایان نامه در جهت کاربرد مبدل های DC-DC در سیستم های فتوولتائیک به دنبال پیاده سازی کنترل کننده مناسب برای این مبدل ها می باشیم. مهم ترین عاملی و نکته ای که بایستی در مورد این سیستم ها مورد توجه قرار بگیرد تنظیم ولتاژ خروجی و هم چنین ثابت نگه داشتن مقدار آن می باشد. در همین راستا سعی می شود که با استفاده از ابزار های مناسب این نیازها برآورده گردد. با بررسی

^۱) Kharitanov

^۲) Proportional Integral Derivative

^۳) Adaptive control

^۴) Tracking

تحقیقاتی که در گذشته مورد بررسی قرار گرفته است می توان روش های گوناگونی که برای کنترل این سیستم ها موجود است را در دسته بندی های متفاوتی قرار داد. به عنوان مثال استفاده از برخی کنترل کننده های کلاسیک خطی به تنهایی نمی تواند موجب برآورده کردن تمامی نیاز های سیستم در عمل شود؛ زیرا در برابر برخی اغتشاشات و تداخلات خارجی و عدم قطعیت ها^۱ رفتار و عملکرد مناسبی را از خود نشان نمی دهند[8]. به طور کلی طبق مطالعات موجود استفاده از برخی روش ها به پاسخ مناسبی برای سیستم ختم نمی شود. در این پایان نامه با استفاده از روش کنترل کننده ی آبخاری دو حلقه ای در حلقه داخلی کنترل تطبیقی مقاوم^۲ و حلقه بیرونی کنترل فیدبک حالت انتگرالی به دنبال کنترل سیستم به نحوه مطلوبی می باشیم. در ادامه اهداف پایان نامه به طور خلاصه بیان شده است:

۱. طراحی کنترل کننده آبخاری^۳ دو حلقه ای با حلقه بیرونی کنترل فیدبک حالت انتگرالی و حلقه داخلی تطبیقی مقاوم به نحوی که بر نویز و تغییرات پارامتری سیستم غلبه کند

۲. تضمین پایداری

۳. حفظ مقدار ولتاژ خروجی به صورت ثابت در برابر تغییرات ولتاژ ورودی

۴-۱ ضرورت انجام کار

مزیت های سیستم های فتوولتائیک موجب اهمیت روز افزون آن ها شده است. با توجه به ساختار و شیوه ی عملکرد آنها، به منظور دستیابی به کاربرد مناسب و کافی، حضور مبدل ها لازم و ضروری می باشد. حال به منظور استفاده مطلوب از انرژی تولیدی پنل های خورشیدی و برآورده کردن نیاز ها، بایستی از تجهیزات و ابزار مناسب استفاده شود[9]. از جمله ابزار های مناسب که دارای ویژگی های مطبویی برای برآورده کردن خواسته های سیستم است می توان به مبدل DC-DC افزایشده اشاره نمود که در کنار آن از سوئیچ زنی نرم نیز استفاده شود. از طرف دیگر کنترل تطبیقی در حلقه ی داخلی توانایی مقابله با عدم

^۱) Uncertainty

^۲) Robust

^۳) Cascade controller

قطعیت ساختاری را ندارد و از این رو نیاز به مقاوم سازی کنترل کننده در مقابل عوامل خارجی احساس می شود. برای رفع این اشکال نیز در حلقه ی داخلی از کنترل تطبیقی مقاوم استفاده کرده ایم [11].

۵-۱ ساختار پایان نامه

این پایان نامه در ۴ فصل گردآوری و تدوین شده است. در فصل دوم، انواع سوئیچ زنی سخت و نرم معرفی می شوند. در فصل سوم کنترل کننده سیستم طراحی می شود. بدین ترتیب که در ابتدا کنترل کننده آبشاری را معرفی می گردد. سپس کنترل کننده فیدبک حالت انتگرالی که حلقه بیرونی این کنترل کننده را تشکیل می دهد طراحی می شود. در ادامه کنترل کننده تطبیقی مقاوم به عنوان حلقه ی داخلی کنترل کننده بر روی این سیستم طراحی می شود. هم چنین نتایج حاصل از شبیه سازی با استفاده از کنترل کننده طراحی شده آورده می شود.

در فصل چهارم، نتیجه گیری و پیشنهادات ارائه می شوند.

فصل ۲ : معرفی مبدل با سوچ زنی نرم

۱-۲ مقدمه :

مبدل های DC-DC کاربرد گسترده ای در صنعت دارند که از دلایل آن می توان به قدرت بالا، پاسخ گویی سریع و آسان بودن کنترل آن ها اشاره کرد. بهترین راهکار برای به حداقل رساندن اندازه و حجم مبدل، افزایش فرکانس کلیدزنی^۱ می باشد. اما در مقابله با افزایش فرکانس کلیدزنی، تلفات کلیدزنی و تداخلات الکترومغناطیسی افزایش می یابد. برای حل این مشکلات، روش های کلیدزنی نرم به طور گسترده مورد استفاده قرار می گیرد. در این روش ها، المان های پارازیتی مدار که منبع تداخلات الکترومغناطیسی است، جذب می شوند. از دیگر مزایای این تکنیک ها، می توان به کنترل ولتاژ خروجی توسط مدولاسیون پهنای پالس (PWM^۲) اشاره کرد. امروزه استفاده از منابع تجدید پذیر انرژی مانند سلول خورشیدی کارکرد روزافزونی دارند. این منابع، ولتاژ بسیار پایینی تولید می کنند. برای افزایش این ولتاژ بایستی از مبدل های افزایشده استفاده شود. مبدل های DC/DC یکی از این مبدل ها محسوب می شود که برای تبدیل سطوح مختلف ولتاژهای DC به طور گسترده ای در صنعت مورد استفاده قرار می گیرند. از عناصر اساسی در مدار های الکترونیک قدرت، می توان به کلیدهای نیمه هادی قدرت اشاره کرد. ساده ترین راه کنترل این کلیدها، روش مدولاسیون پهنای پالس است. به طور معمول در این روش از کلید زنی سخت استفاده می شود که عبارت است از قطع و وصل ناگهانی ولتاژ روی کلید و یا جریان آن. از معایب این روش کلیدزنی می توان به افزایش استرس سوئیچ ها، تلفات کلیدزنی و نیز تداخلات الکترومغناطیسی (EMI^۳) اشاره نمود. به خاطر تنش های کم جریان و سادگی کنترل در اواخر دهه ۱۹۸۰ و اوایل دهه ۱۹۹۰ کلید زنی نرم مورد توجه و توسعه قرار گرفت.

فرکانس سیستم با میزان تلفات کلیدزنی در ارتباط مستقیم است و به همین خاطر در مبدل های کلیدزنی مسئله تلفات ناشی از کلیدزنی بسیار شدیدتر و دارای اهمیت بیشتری است. استفاده از روش

^۱) Switching Frequency

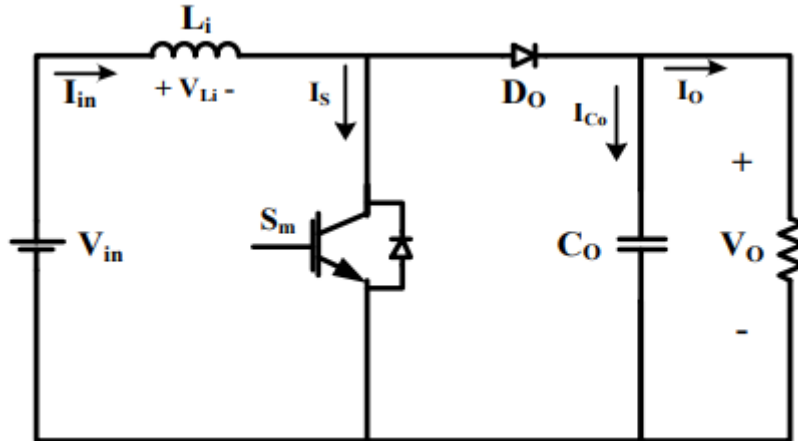
^۲) Pulse Width Modulation

^۳) Electro Magnetic Interface

هایی مانند تکنیک های ZVS^1 و ZCS^2 که از جمله روش های مورد استفاده در زمینه کلیدزنی نرم است استفاده می شود. در ادامه به طور مختصر به بررسی مبدل های کلیدزنی نرم می پردازیم.

۲-۲ مبدل افزایشده ساده

اشاره شد که برای حل مشکل ولتاژ پایین حاصل از سلول های خورشیدی و افزایش این ولتاژ، از مبدل افزایشده استفاده می شود. مبدل افزایشده ساده یک مبدل کلیدزنی DC/DC می باشد که بهره ولتاژ بیشتر از یک دارد و همانند یک ترانسفورماتور DC/DC عمل می کند. مبدل افزایشده ساده، برای ایجاد و تنظیم یک ولتاژ خروجی بزرگ تر از ورودی بدون استفاده از ترانسفورماتور بکار می رود. ساختار کلی مبدل افزایشده ساده از یک سلف ورودی، یک سوئیچ الکترونیک قدرت، دیود خروجی، خازن خروجی و معمولاً یک دیود هرزگرد موازی با سوئیچ تشکیل می شود که نمای کلی آن در شکل (2-1) نشان داده شده است. با توجه به پیوسته بودن جریان سلف ورودی، عملکرد این مبدل را از طریق CCM^3 بررسی می کنیم.



شکل ۲-۱ مبدل افزایشده ساده

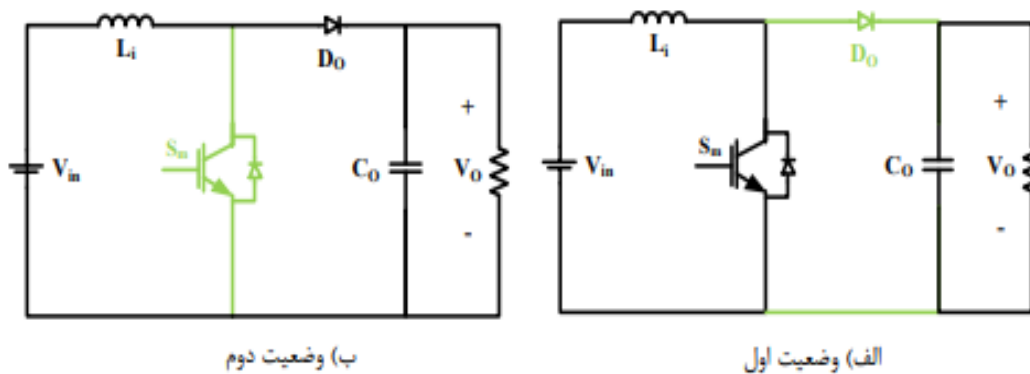
¹) Zero Voltage Switching

²) Zero Current Switching

³) Continuous Conduction Mode

۱-۲-۲ مبدل افزایشده ساده در حالت CCM

عملکرد مبدل افزایشده در حالت جریان پیوسته (CCM) دارای دو وضعیت است. در وضعیت اول سوئیچ S روشن بوده و انرژی در سلف ذخیره می شود. چون در حالت پایدار، ولتاژ خروجی بزرگ تر از ولتاژ ورودی است در نتیجه دیود D بایاس معکوس است. جریان خروجی در این وضعیت توسط خازن تامین می شود. در وضعیت دوم، سوئیچ خاموش است و دیود بایاس مستقیم می گردد و باعث انتقال انرژی ذخیره شده در سلف و انرژی منبع ورودی به خازن و بار می شود. این دو وضعیت در شکل (۲-۲) نشان داده شده است.



شکل ۲-۲ وضعیت عملکرد مبدل افزایشده ساده در حالت جریان پیوسته

در وضعیت اول سوئیچ S روشن است و ولتاژ منبع در سر سلف L قرار می گیرد. در حالت CCM جریان سلف از یک مقدار مثبت اولیه I_{min} به صورت خطی به مقدار حداکثر خود I_{max} افزایش می یابد تا این که سوئیچ خاموش شود. در این وضعیت اکثر جریان خروجی توسط خازن C_{out} تامین می شود و ولتاژ خازن کاهش می یابد. در وضعیت دوم سوئیچ S خاموش می گردد و ولتاژ سلف معکوس می گردد و برابر تفاضل ولتاژ خروجی از ولتاژ ورودی و کاهش ولتاژ دیود شود، دیود هدایت می کند و ولتاژ سلف را در سطح معینی می بندد. در این وضعیت مقداری از انرژی سلف به خروجی منتقل می شود و جریان آن باید در حالت پایدار از مقدار I_{max} تا مقدار I_{min} کاهش یابد. جریان خروجی برابر متوسط جریان دیود است.

۲-۳ معایب مبدل افزایشده ساده

مبدل افزایشده ساده، کاربرد بسیاری در الکترونیک قدرت دارد اما دارای محدودیت های زیادی نیز می باشد که از جمله آن ها می توان به مشکل استرس بالای جریان و ولتاژ سوئیچ، تلفات هدایتی، تلفات کلید زنی، بازه پایین و غیره می باشد که در ادامه به کلید زنی مبدل به طور جامع تشریح می شود.

۲-۳-۱ مشکل جریان بازیابی مستقیم دیود

هنگامی که دیود در حالت بایاس معکوس قرار می گیرد، به دلیل وجود حامل های اقلیت یک جریان نشتی به وجود می آید. دیود با استفاده از یک ولتاژ مستقیم، در حالت هدایت مستقیم قرار می گیرد. برای انجام این کار زمان معینی نیاز است که زمان بازیابی مستقیم یا زمان روشن شدن نامیده می شود. اگر جریان مستقیم به سرعت افزایش پیدا کند سبب آسیب رسیدن به دیود می شود. بنابراین زمان بازیابی مستقیم موجب محدودیت، سرعت افزایش جریان مستقیم و سرعت کلید زنی می شود.

۲-۳-۲ تلفات هدایتی

در حالت هدایت دیود غیر ایده آل مقداری افت ولتاژ در دو سر دیود ایجاد می شود، که تلفات هدایتی نامیده می شود. اگر چه مقدار این افت ولتاژ کم است، اما اگر جریان عبوری از دیود در این حالت زیاد باشد، حاصل ضرب ولتاژ در جریان عبوری مقدار بزرگی می شود که توان مصرفی افزایش یافته و بازدهی مبدل به شدت کاهش می یابد. شکل (۲-۳) تلفات هدایتی را نشان می دهد.

۲-۳-۳ استرس ولتاژ و جریان

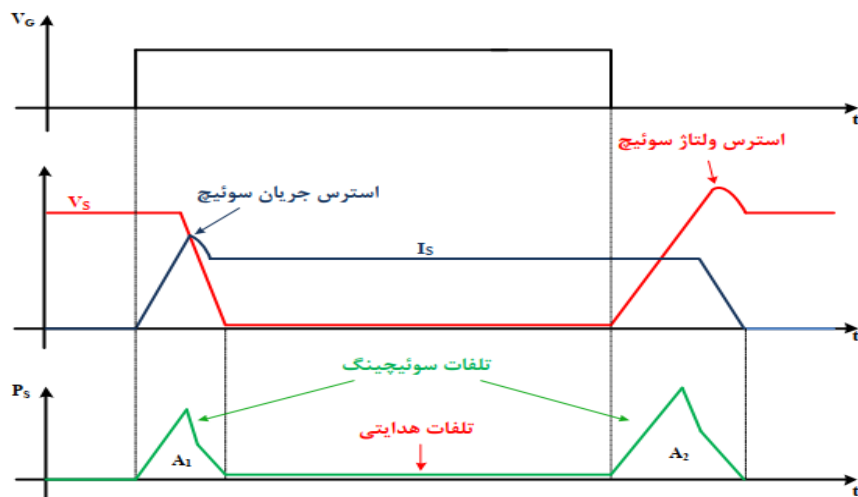
المان های نیمه هادی مبدل های کلید زنی از جمله سوئیچ ها و دیودها، با توجه به محدودیت ناشی از ساختار خود نمی توانند بیش از یک محدوده ی معین، جریان را از خود عبور داده یا ولتاژی را در دو سر خود تحمل نمایند. هر چه این آستانه تحمل المان ها بیشتر باشد، هزینه ساخت آن المان ها نیز بیشتر می شود. لذا برای کاهش هزینه ساخت یک مدار کلید زنی می توان آستانه تحمل جریان و ولتاژ آن المان

را کاهش داد. به حداکثر جریان و حداکثر ولتاژ اعمال شده در هر المان مدار به ترتیب استرس جریان و استرس ولتاژ آن المان نامیده می شود.

با افزایش استرس جریان از محدوده مجاز در یک المان نیمه هادی، تلفات هدایتی افزایش می یابد. هم چنین وجود استرس ولتاژ اضافه بر روی یک المان نیمه هادی موجب استفاده از المانی با مقادیر نامی بزرگتر و در نتیجه افزایش تلفات هدایتی آن المان می گردد. استرس ولتاژ و جریان در یک سوئیچ را در شکل (۲-۳) مشاهده می شود.

۴-۳-۲ تلفات کلید زنی

ولتاژ سوئیچ ها در حالت روشن، نزدیک به صفر بوده و جریان آن ها در حالت خاموش، تقریباً صفر است که سبب افت توان ناچیزی در آن ها می شود. تفاوت در سوئیچ های غیر ایده آل نسبت به سوئیچ های ایده آل این است که سوئیچ های غیر ایده آل دارای وقفه می باشند، یعنی در سوئیچ های غیر ایده آل در لحظه سوئیچ زنی زمانی صرف می شود تا جریان و ولتاژ به سطح جدید خود برسند. به دلیل وجود تاخیر در سوئیچ ها برای حالت روشن و خاموش شدن و وجود هم زمان ولتاژ و جریان در سوئیچ، مصرف توان نسبتاً بالایی در سوئیچ به وجود می آید. این توان مصرفی ناشی از لحظه کلید زنی سوئیچ، تلفات کلید زنی نامیده می شوند. هم چنین کلید زنی با فرکانس بالا و تکرار این تلفات در هر روشن و خاموش شدن سوئیچ موجب می شود، تلفات کلید زنی افزایش می یابد. در شکل (۲-۳) تلفات کلید زنی نشان داده شده است. محدوده A_1 تلفات کلید زنی لحظه روشن شدن و محدوده های A_2 تلفات کلید زنی خاموش شدن را نشان می دهد.



شکل ۲-۳ استرس ولتاژ و جریان سوئیچ و تلفات کلیدزنی و تلفات هدایتی در سوئیچ

۵-۳-۲ تداخل الکترو مغناطیسی EMI

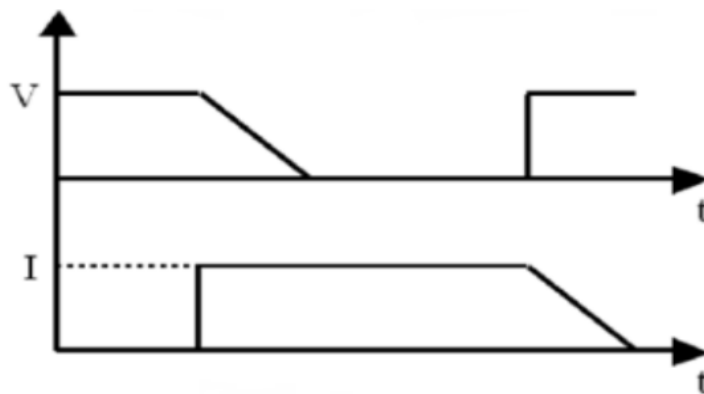
سوئیچ های به کار رفته در مبدل های کلید زنی، سبب قطع و وصل شدن جریان های بزرگ و ولتاژ های بزرگ در فرکانس های بالا می شود. تغییرات سریع جریان di/dt و تغییرات سریع ولتاژ dv/dt در تجهیزات کلید زنی در فرکانس های بالا، باعث به وجود آمدن میدان الکتریکی به شکل کاملاً ناخواسته می شود که پدیده تداخل اختلال الکترومغناطیسی EMI را افزایش می دهد. این مساله باعث اختلال در عملکرد سایر سیستم های الکترونیکی نزدیک می شود. برای رفع این نویز معمولاً از فیلترهای ورودی و خروجی استفاده می شود. هم چنین، روش های کلید زنی نرم، می تواند موجب کاهش di/dt و dv/dt و در نتیجه کاهش EMI شود.

۴-۲ انواع روش های کلیدزنی در مبدل های قدرت

۱-۴-۲ کلیدزنی سخت

کلیدزنی سخت نشان دهنده رفتار پر تنش قطعات الکترونیک قدرت در مبدل ها می باشد. در طول عملیات کلید زنی سوئیچ، قطعات قدرت در مقابل جریان و ولتاژ زیاد از خود مقاومت زیادی نشان می دهند. هم چنین هم زمانی زیاد ولتاژ و جریان با یکدیگر موجب ایجاد تلفات کلیدزنی، تنش و فشار زیاد روی کلید می شود به دلیل وجود این تلفات، فرکانس کلیدزنی در مبدل هایی که تحت شرایط سخت کلیدزنی می کنند محدود می شود و به صورت (۵۵-۲۵) در هر ده کیلوهرتز می باشد.

از طرفی اجزای خازنی و سلفی موجود در مدارات قدرت باعث ایجاد آثار گذرای قابل توجهی می شود که در نهایت موجب مشکلات تداخل مغناطیسی می گردد. اگر دو زمان متمایز برای قطع یا وصل کلید در نظر گرفته شود، یک زمان برای ارسال دستور وصل یا قطع و دیگری برای زمان هدایت یا عدم هدایت کلید موجب می شود زمانی که دستور وصل برای کلید صادر می شود کلید بلا فاصله قطع و فوراً ولتاژ روی کلید افت می کند. هم چنین فرض می شود که زمان ارسال دستور وصل و هدایت یا زمان ارسال دستور قطع و عدم هدایت در این روش یکی است و هم زمان صورت می گیرد.



شکل ۴-۲ نمودار ولتاژ جریان کلید تحت شرایط سخت

همان طور که در شکل (۴-۲) مشاهده می شود در زمان قطع کلید، مقدار ولتاژ V در دو سر کلید وجود دارد. هم چنین زمانی که دستور وصل کلید صادر می شود، کلید به صورت آنی وصل و جریان I در آن برقرار می شود. با دستور قطع، کلید خاموش می شود و ولتاژی با مقدار V بر روی آن قرار می گیرد. این

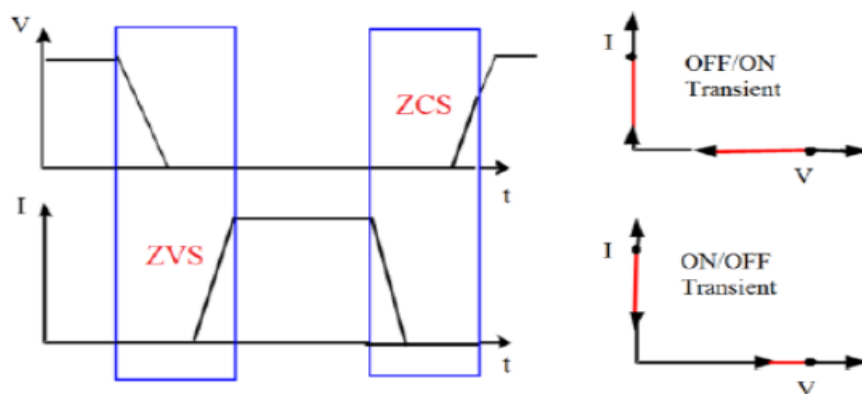
تغییرات ولتاژ و جریان به صورت ناگهانی و پله ای می باشد و در عمل به صورت ضربه ای در شکل موج نمایان می شود. در نتیجه هم پوشانی ولتاژ و جریان تلفات کلیدزنی را به همراه خواهد داشت.

۲-۴-۲ کلیدزنی نرم

برای رفع مشکلات مبدل های PWM معمولی تحت شرایط کلید زنی سخت، استفاده از مبدل هایی با مدارهای خازنی گسترش یافتند. ولی به دلیل تلفات انتقالی و عمل در فرکانس های متغیر، این مبدل ها جای خود را به مبدل ها با کلیدزنی نرم دادند. محققان با توجه به مطالعات انجام شده در زمینه مزایای مبدل های PWM معمولی و مبدل های رزونانسی، مبدل های کلیدزنی نرم را تعریف کردند. این مبدل ها دارای شکل موج همانند مبدل های PWM معمولی هستند [12]. تنها تفاوت موجود در لبه های افزایش و کاهش شکل موج های جریان و ولتاژ است که به صورت پله ای نبوده و صاف و هموار می باشد. همچنین، حالت گذرای کلید زنی که در لحظه روشن و خاموش شدن کلید اتفاق می افتد و موجب تداخلات مغناطیسی می شود نیز بسیار کاهش می یابد. عملکرد این مبدل ها به شکل کنترل رزونانس^۱ می باشد، تا شرایط را برای کلیدزنی نرم در حالتی که ولتاژ و جریان هم پوشانی ندارد فراهم کند. برای پیاده سازی کلیدزنی نرم از مدارها و قطعات کمکی متفاوتی استفاده می شود.

اصطلاح کلیدزنی نرم اشاره به روش های متفاوتی دارد که موجب می شوند حالت گذرای کلیدزنی تدریجی شود. دو روش مهم آن ولتاژ صفر (ZVS) و جریان صفر (ZCS) می باشند. که در ادامه مورد بحث قرار می گیرند.

^۱) Resonansy



شکل ۲-۵ نمودار ولتاژ با جریان کلید در شرایط کلیدزنی نرم

۲-۵ انواع مبدل های کلید زنی نرم

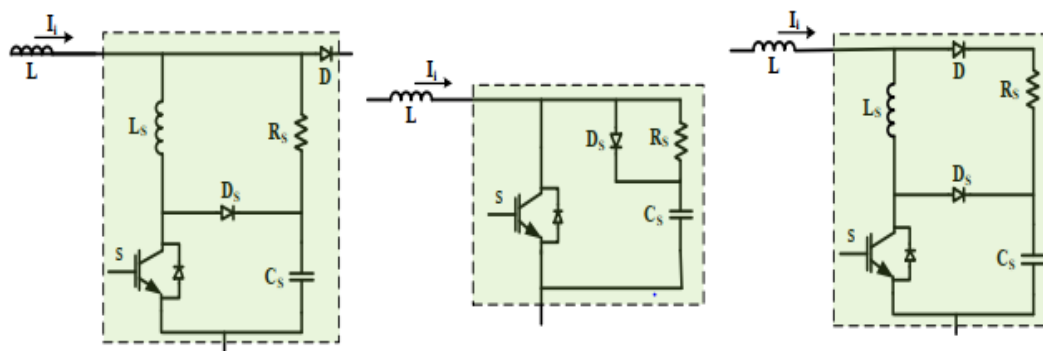
۲-۵-۱ اسنابرها^۱

روش اول برای کلید زنی نرم، استفاده از اسنابرها برای ایجاد شرایط کلید زنی مطلوب می باشد. در این روش استفاده از اسنابر، با استفاده از اجزا پسیو مشتق گیر و انتگرال گیر سوئیچ در طول زمان کلیدزنی محدود می شود و تلفات کلید زنی کاهش می یابد. معمولاً از یک سلف که به صورت سری با سوئیچ قرار می گیرد برای رسیدن به شرایط کلیدزنی در جریان صفر در زمان خاموش شدن سوئیچ قرار می گیرد. هم چنین، یک خازن موازی با سوئیچ نیز برای ایجاد شرایط کلید زنی در ولتاژ صفر در زمان روشن شدن سوئیچ قرار می گیرد. بنابراین در این روش می توان به حالت مطلوب روشن شدن سوئیچ در ولتاژ صفر و خاموش شدن سوئیچ در جریان صفر دست یافت. با این وجود، در زمان روشن شدن سوئیچ، استرس جریان سوئیچ و در زمان خاموش شدن سوئیچ استرس ولتاژ سوئیچ افزایش می یابد. در این روش به برخی عناصر اضافی برای دستیابی به اطمینان لازم از حذف انرژی ذخیره شده در مدت زمان کلیدزنی

^۱) Snubber

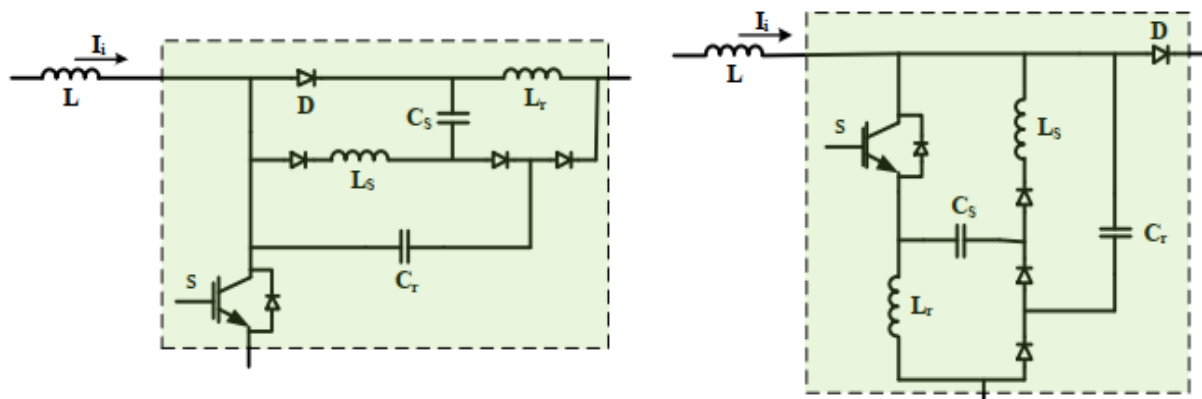
نیاز می باشد. با توجه به این که انرژی ذخیره شده در لحظه کلیدزنی توسط یک مقاومت به صورت گرما تلف می شود یا این که انرژی در مبدل بازیافت شود اسنابرها را می توان به دو دسته اصلی اسنابرهای پسیو و غیر پسیو تقسیم کرد. در اسنابرهای پسیو با استفاده از یک مقاومت، انرژی ذخیره شده در طول مدت کلیدزنی تخلیه می گردد. در شکل (۲-۶) نمای کلی چند اسنابر پسیو متصل شده به سوئیچ نشان داده شده است.

در این روش تنها شرایط کلیدزنی نرم برای سوئیچ مهیا می شود و محافظت از سوئیچ اهمیت بیشتری برای اسنابر دارد. اما به دلیل تلفات ناشی از کلید زنی و انرژی تلف شده در مقاومت، تلفات هم چنان زیاد است.



شکل ۲-۶ شکل اسنابرهای پسیو

در اسنابرهای غیر پسیو، در مبدل از مقاومت استفاده نمی شود و انرژی ذخیره شده در مدت زمان کلید زنی در مبدل بازیافت می شود و موجب افزایش راندمان مبدل می شود اما هم چنان استرس ولتاژ و جریان زیاد است. در شکل (2-7) دو نمونه از اسنابرهای غیرپسیو مشاهده می شود.



شکل ۲-۷ اسنابرهای غیرپسیو

۲-۵-۲ مبدل های رزونانسی

در این روش به دلیل نوسانی بودن ولتاژ و جریان ناشی از مدار رزونانسی، کلید زنی می تواند در لحظه دلخواهی که ولتاژ یا جریان صفر است صورت گرفته و در نتیجه تلفات کلیدزنی کاهش یابد.

یکی از مهم ترین اهداف در مبدل ها، افزایش فرکانس کلید زنی است که موجب می شود حجم و وزن ترانس و فیلتر خروجی کاهش یابد. در مبدل های PWM، فرکانس کلیدزنی به علت مشکلاتی که قبلاً ذکر شد و هم چنین تلفات کلید زنی محدود است. از مبدل های رزونانسی می توانند در فرکانس های بالاتری خارج از این محدودیت ها عمل نمایند.

اما در مبدل های رزونانسی نیز به دلیل اضافه شدن مدار رزونانس تلفات هدایتی افزایش می یابد ولی این تلفات به طور معمول در مقایسه با تلفات کلیدزنی ناچیز است. از معایب این نوع مبدل ها می توان به استرس ولتاژ یا جریان المان ها اشاره کرد.

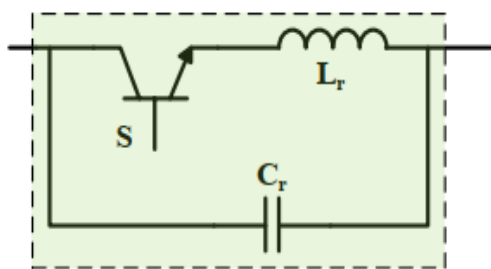
۲-۵-۳ مبدل های شبه رزونانسی

مزیت اصلی مبدل های رزونانسی عملکرد سوئیچ ها تحت شرایط کلیدزنی نرم است. اما در بسیاری از این مبدل ها کلیدزنی نرم فقط برای خاموش یا روشن کردن سوئیچ کاربرد دارد. گرچه در مقایسه با مبدل های PWM کلیدزنی سخت، تلفات کاهش یافته است.

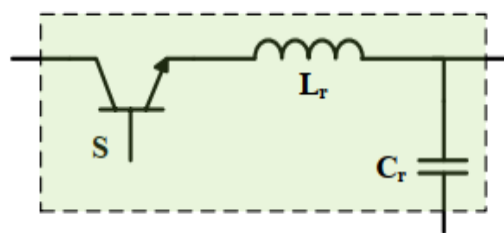
برای کاربردهای با توان بالا بایستی فرکانس کلیدزنی افزایش یابد. اما در فرکانس های بالا، بدلیل وجود سلف های ناشی و خازن های پیوند تلفات کلیدزنی افزایش می یابد. به منظور شرایط کلیدزنی نرم و جذب المان های پارازیتی مدار در مبدل های PWM معمولی می توان از مدارهایی به عنوان جایگزین سوئیچ مبدل استفاده نمود تا شرایط کلیدزنی در جریان صفر یا ولتاژ صفر را فراهم کند. به دلیل این که شکل موج ولتاژ و یا جریان سوئیچ در این مبدل ها شبه رزونانسی است، مبدل های شبه رزونانسی با کلیدزنی در ولتاژ صفر (ZVS) یا جریان صفر (ZCS) می باشد.

۲-۵-۴ مبدل های رزونانسی ZCS

در این روش به جای سوئیچ PWM یک سلول سوئیچ رزونانسی به مبدل افزوده می شود. برای ساخت سلول سوئیچ رزونانسی، مدار رزونانسی LC به سوئیچ که شرایط کلیدزنی سوئیچ را تحت حالت ZCS فراهم می کند، اضافه می شود. در این نوع مبدل ها یک سلف رزونانسی به صورت سری با سوئیچ قرار می گیرد. اگر سوئیچ و سلف و خازن رزونانسی تشکیل حلقه بدهند سوئیچ رزونانسی نوع M و در غیر این صورت سوئیچ رزونانسی نوع L تشکیل می شود (شکل ۸-۲).



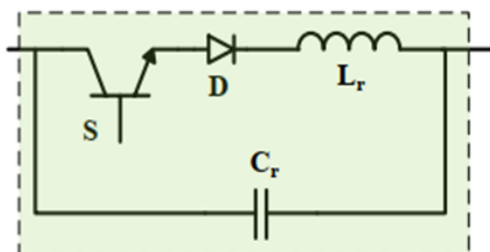
ب) سوئیچ رزونانسی ZCS نوع M



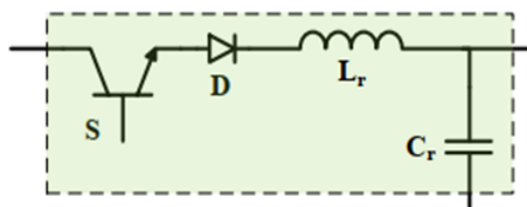
الف) سوئیچ رزونانسی ZCS نوع L

شکل ۸-۲ سوئیچ های رزونانسی ZCS نوع L و M

در مبدل های شبه رزونانسی که از سوئیچ های رزونانسی ZCS تشکیل شده اند، ولتاژ دو سر دیود هرزگرد به آرامی تغییر می کند و موجب ایجاد تلفات نمی شود اما به دلیل جریان بازیابی معکوس دیود بدنه سوئیچ، تغییرات ناگهانی ولتاژ (dv/dt) در سوئیچ به وجود می آید و در نتیجه موجب ایجاد نوسان ولتاژ و تلفات می گردد. با قرار دادن یک دیود به صورت سری با سوئیچ، این مشکل برطرف می گردد که به آن سوئیچ رزونانسی نیم موج گفته می شود. اما این حالت نیز به تغییرات بار وابسته می شود (شکل ۹-۲). هم چنین اگر یک دیود به صورت موازی معکوس با سوئیچ متصل گردد سوئیچ رزونانسی تمام موج تشکیل می شود (شکل ۱۰-۲).

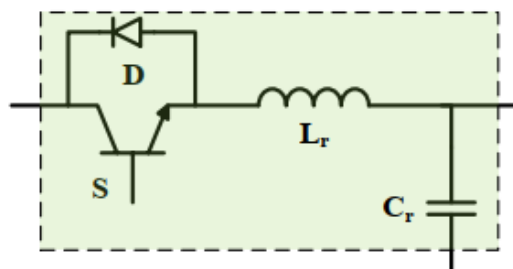
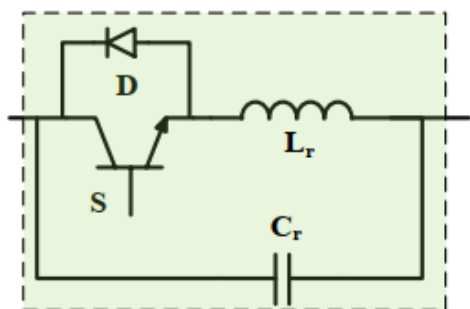


ب) سوئیچ رزونانسی ZCS نیم موج نوع M



الف) سوئیچ رزونانسی ZCS نیم موج نوع L

شکل ۹-۲ سوئیچ های رزونانسی ZCS نیم موج نوع L و M

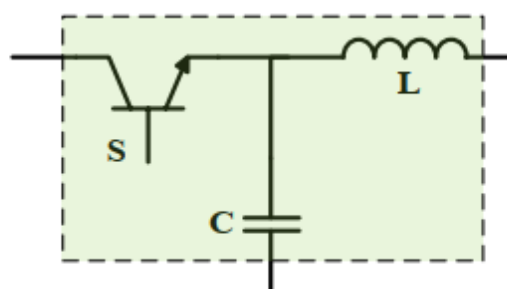
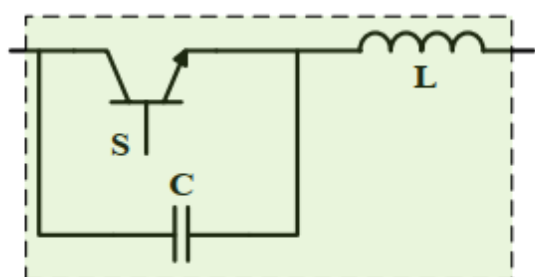


الف) سوئیچ رزونانسی ZCS تمام موج نوع L ب) سوئیچ رزونانسی ZCS تمام موج نوع M

شکل ۱۰-۲ سوئیچ های رزونانسی ZCS تمام موج نوع L و M

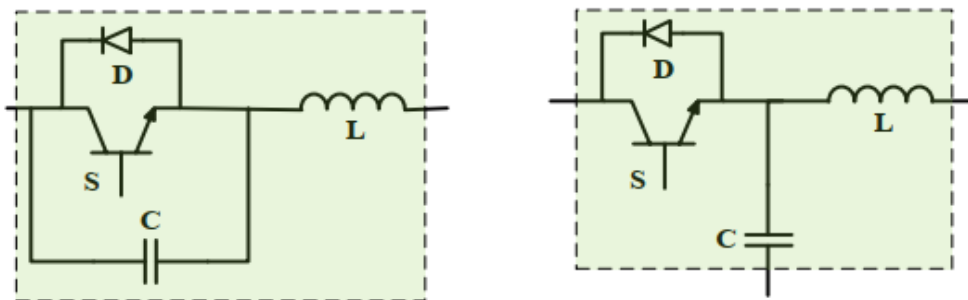
۵-۵-۲ مبدل های رزونانسی ZVS:

در این روش، یک سلول سوئیچ رزونانسی به جای سوئیچ PWM قرار می گیرد. برای ساخت سلول سوئیچ رزونانسی، مدار رزونانسی LC به سوئیچی که شرایط کلیدزنی سوئیچ را تحت حالت ZVS فراهم می کند، اضافه می شود. در این نوع مبدل ها یک خازن رزونانسی به صورت موازی با سوئیچ قرار می گیرد. سوئیچ های رزونانسی ZVS در شکل (۱۱-۲) نشان داده شده است.

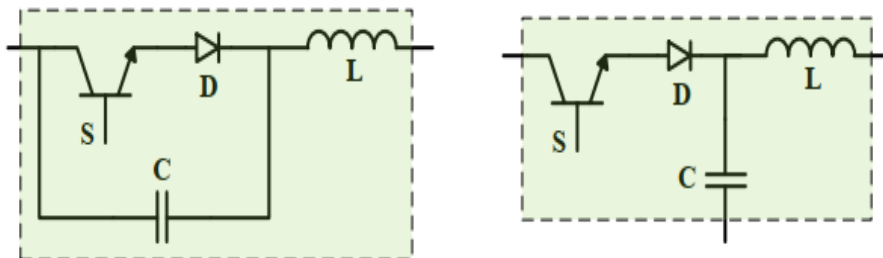


شکل ۱۱-۲ سوئیچ های رزونانسی ZVS

در مبدل های شبه رزونانسی دارای سوئیچ های رزونانسی ZVS، شرایط کلیدزنی به صورت نرم انجام می گیرد و تلفات حذف می گردد. اما وجود تغییرات ناگهانی ولتاژ (dv/dt) در دو سر دیود هرزگرد موجب تلفات می شود. هم چنین سوئیچ های رزونانسی نیم موج و تمام موج در این حالت بر عکس حالت ZCS می باشد. روش ساخت این سوئیچ ها به این گونه است که، با اتصال یک دیود به صورت موازی معکوس با سوئیچ باشد سوئیچ رزونانسی نیم موج و اگر یک دیود با سوئیچ به صورت سری متصل شود سوئیچ رزونانسی تمام موج تشکیل می شود (شکل ۲-۱۲ و ۲-۱۳).



شکل ۲-۱۲ سوئیچ های رزونانس ZVS نیم موج



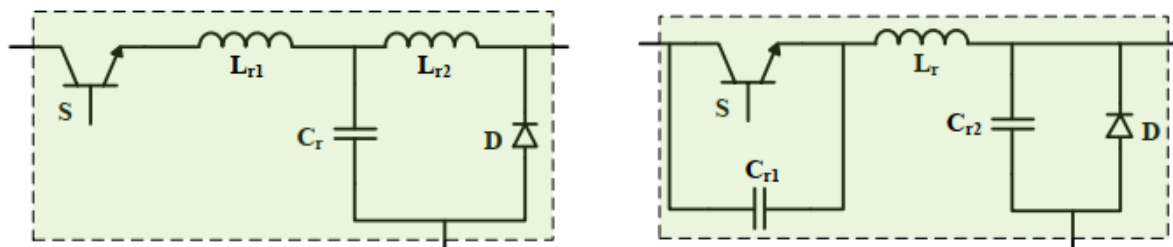
شکل ۲-۱۳ سوئیچ های رزونانس ZVS تمام موج

۲-۵-۶ مبدل های MRC:

سوئیچ مبدل های چند رزونانسی (MRC^۱) از ترکیب سوئیچ زنی ZCS و ZVS تشکیل شده است. به این صورت که در سوئیچ چند رزونانسی ZVS-QRC، علاوه بر یک خازن موازی با دیود هرزگرد، یک خازن دیگر نیز با سوئیچ قرار می گیرد و بین این دو حلقه یک سلف قرار می گیرد. برای تشکیل سوئیچ

^۱) Multi resonansy Converter

چند رزونانسی ZCS-QRC، بایستی با هر کدام از المان های نیمه هادی (سوئیچ و دیود) یک سلف به صورت سری متصل شود و یک خازن نیز با این دو شاخه موازی می شود. در شکل (۲-۱۴) سوئیچ چند رزونانسی ZVS-QRC و ZCS-QRC را نشان داده شده است.



ب) سوئیچ چند رزونانسی ZCS-QRC

الف) سوئیچ چند رزونانسی ZVS-QRC

شکل ۲-۱۴ سوئیچ های چند رزونانسی

۲-۶ تحلیل عملکرد مبدل

جدول (۲-۱) مقادیر پارامتر های مورد نیاز برای مبدل سوئیچ چند رزونانسی (ZVS-QRC) را نشان می دهد. بیان شده است. همچنین شکل (۲-۱۵) به ترتیب نمای کلی مدار و مدار متناظر با آن را به ازای حالت های سوئیچ روشن و خاموش نشان می دهد.

جدول ۲-۱ جدول پارامتر های مبدل افزایشده سوئیچ چند رزونانسی ZVS-QRC

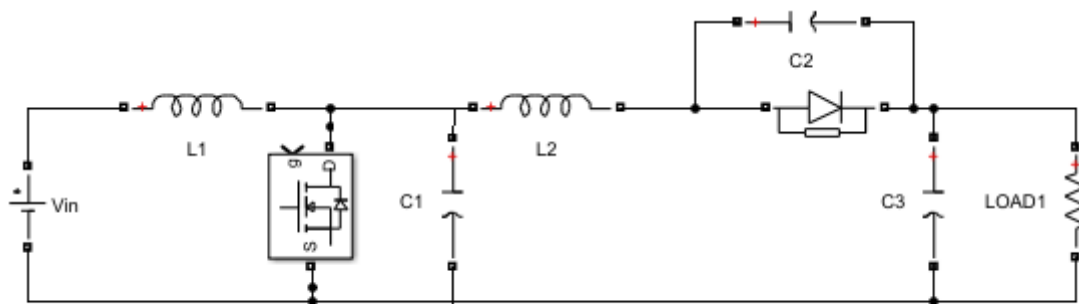
پارامترها	مقادیر	پارامترها	مقادیر
C_3	60 μf	V_{in}	15 v
L_1	150 μH	V_{out}	25 v
L_2	0.7 μH	C_1	7 nf
R	24 Ω	C_2	23 nf

۲-۶-۱ حالت سوئیچ روشن

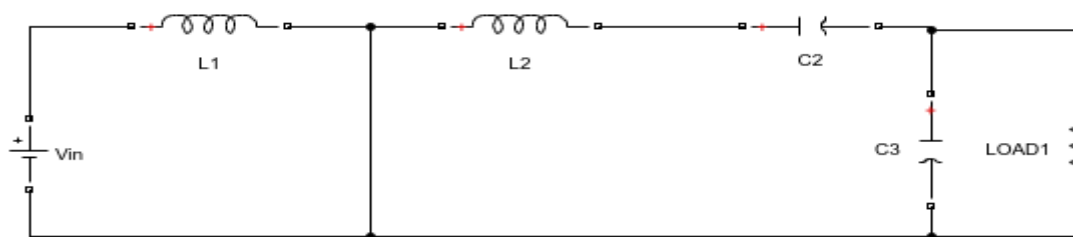
در شکل (۲-۱۵ ب) حالت سوئیچ روشن و دیود خاموش می باشد که ولتاژ دو سر بار توسط خازن C_3 تأمین می شود، سلف L_1 توسط جریان ورودی شارژ می شود و انرژی خازن C_2 را سلف L_2 تأمین می شود.

۲-۶-۲ حالت سوئیچ خاموش

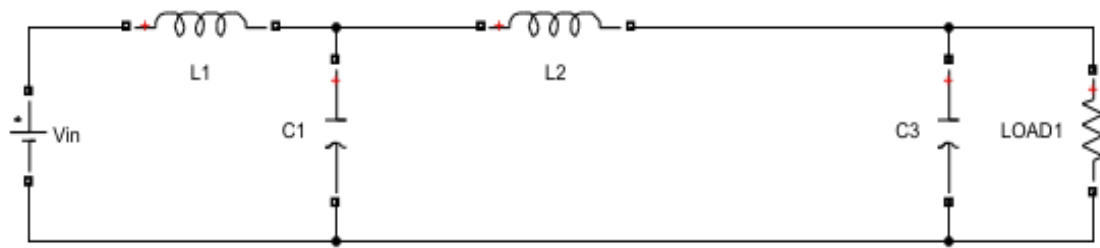
شکل (۲-۱۵ ج) حالتی را نشان میدهد که سوئیچ خاموش و دیود روشن است. با استفاده از سلف L_1 خازن C_1 شارژ می شود و هم چنین، خازن C_3 توسط سلف L_2 شارژ می شود و ولتاژ دو سر بار نیز توسط خازن C_3 تأمین می شود.



(الف)



(ب)



(ج)

شکل ۱۵-۲ عملکرد یک مبدل افزایشده سوئیچ چند رزونانسی ZVS-QRC

الف) نمای کلی یک مبدل افزایشده سوئیچ چند رزونانسی ZVS-QRC (ب) زمانی که سوئیچ ماسفت روشن و دیود خاموش (ج) حالت سوئیچ ماسفت خاموش و دیود روشن

فصل ۳ : طراحی کنترل کننده

۱-۳ مقدمه

ادوات الکترونیکی و مبدل های الکترونیک قدرت در کاربرد های امروزه نیازمند کنترل، تنظیم و نظارت هستند. اکثراً در مبدل های DC/DC، خروجی های مبدل کنترل می شود تا خروجی مطلوب به دست آید. ولتاژ و جریان مبدل با توجه به مقدار مورد نیاز تنظیم شوند و فرکانس کاری و کلید زنی نرم نیز به درستی انتخاب شوند. استفاده از کنترل کننده ها به منظور کاهش خطای مبدل و اثر اغتشاشات وارد شده به مبدل در خروجی آن تا حد امکان می باشد. یک کنترل کننده مطلوب علاوه بر قدرت پاسخ دهی مناسب، باید سرعت پاسخ دهی مطلوبی داشته باشد [۱۰].

کنترل آبخاری از چند حلقه ی کنترلی تودرتو که اغلب از دو حلقه تشکیل شده است، زمانی کاربرد دارد که بیش از یک متغیر اندازه گیری شده (غالباً متغیر های حالت سیستم) و یک خروجی وجود داشته باشد. این ساختار، موجب تقویت کنترل کننده می شود و به دلیل استفاده از دو حلقه کنترلی، به تقاضای کنترل سریع تر پاسخ می دهد، نهایتاً دینامیک ها را بهبود می بخشد. در ابتدا این فصل با کنترل آبخاری و ملزومات آن آشنا می شویم. سپس به طراحی کنترل برای مبدل افزایشنده ZVS-QRC می پردازیم.

۲-۳ اصول استفاده از کنترل آبخاری

کنترل آبخاری یکی از روش های موفق به منظور تقویت عملکرد کنترل تک حلقه ای می باشد. این روش به شکل قابل توجهی عملکرد کنترل تک حلقه را بهبود می بخشد. اطلاع از عملکرد سیستم به منظور طراحی مناسب کنترل آبخاری ضروری است [23].

چند نکته مهمی که بایستی در مورد ساختار کنترل آبخاری مد نظر قرار گیرد، عبارت است از:

- کنترل کننده ثانویه بسیار سریع تر از کنترل کننده اولیه است. لذا هر چه تاخیر زمانی در حلقه ثانویه کوچک تر باشد باعث می شود نتیجه کنترل آبخاری نسبت به حلقه تک حلقه بهتر شود.

اگر کنترل کننده ثانویه سریع تر از کنترل کننده اولیه نباشد، طراحی و استفاده از کنترل آبخاری تاثیر مثبتی نخواهد داشت.

- کنترل کننده اولیه به همراه عامل انتگرالی موجب افت کنترل حاصل از اغتشاش به سمت صفر می شود.

وجود کنترل کننده اولیه ضروری است، زیرا

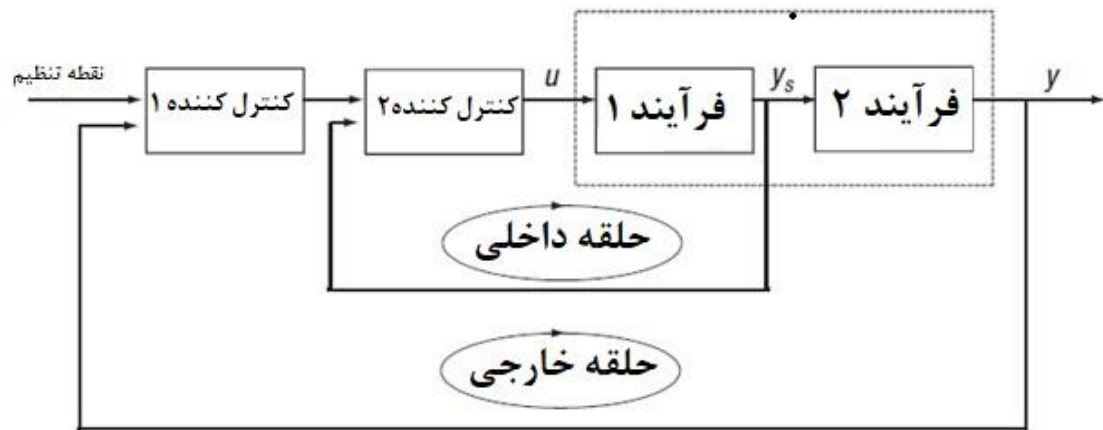
- ❖ اغتشاش های دیگری نیز رخ می دهند که کنترل آبخاری هیچ گونه تاثیری بر روی آن ها ندارد.
- ❖ باید قادر به تغییر نقطه تنظیم اولیه باشد. این نکته نیز باید در نظر گرفته شود که متغیر های ثانویه برای یک (یا چند) اغتشاش معلوم انتخاب شده است.
- ❖ کنترل آبخاری نسبت به خطاهای مدل حساسیت شدیدی ندارد، زیرا خطاها منجر به نوسان و یا ناپایداری نسبی در یکی از کنترل کننده های فیدبک می شود.

۳-۳ شرایط طراحی کنترل آبخاری

به طور معمول، تنها زمانی از روش های کنترل آبخاری استفاده خواهیم کرد که حلقه تک حلقه نتواند کنترل مطلوبی را فراهم کند. همان گونه که می دانیم کنترل تک حلقه زمانی به تنهایی کافی خواهد بود که دینامیک سیستم سریع باشد و اغتشاشات به آهستگی رخ دهد و تاثیر چندانی نداشته باشد [۱۳].

در حلقه داخلی، متغیر ثانویه بایستی در سه شرط صدق کند. اول این که وقوع اغتشاش را به صورت کامل بیان کند. متغیر ثانویه باید در هر لحظه در مقابل وقوع اغتشاش، رفتار قابل پیش بینی داشته باشد. شرط دوم این است که متغیر دست کاری شونده بایستی بر روی متغیر ثانویه، تاثیر بگذارد. این رابطه منطقی برای حلقه ثانویه ضروری و لازم است و شرط آخر نیز این است که برای جلوگیری از اثرگذاری اغتشاش بر روی متغیر اولیه کنترل شونده، متغیر های ثانویه بایستی به نسبت سریع باشند. تصور کلی این است که باید دینامیک حلقه ثانویه سه برابر سریع تر از دینامیک حلقه اولیه باشد [۲۵].

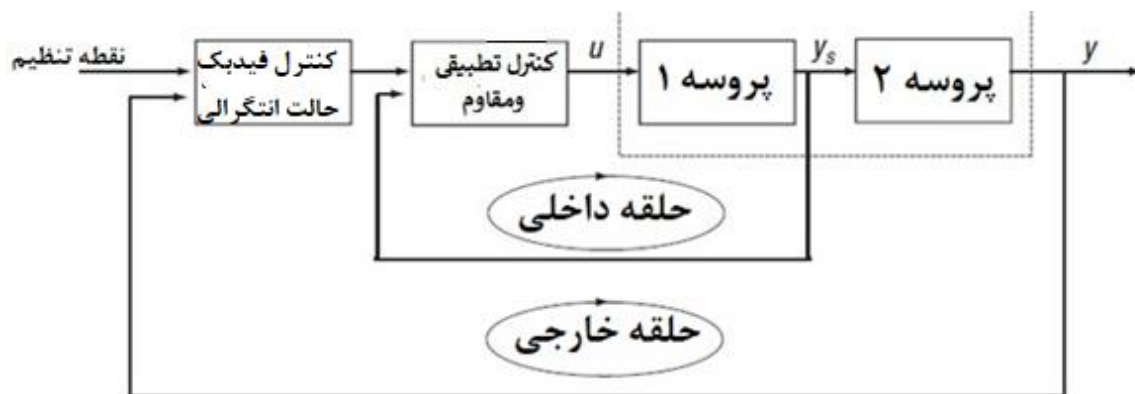
به طور کلی کنترل آبخاری از دو کنترل فیدبک تشکیل شده است که خروجی کنترل کننده اولیه به عنوان نقطه تنظیم برای کنترل کننده ثانویه مورد استفاده قرار می گیرد. نمودار بلوکی طراحی سیستم کنترل آبخاری در شکل (3-1) آورده شده است.



شکل ۳-۱. بلوک دیاگرام کنترل آبخاری

به منظور استفاده از کنترل آبخاری بر روی مبدل افزایشده ZVS-QRC بایستی از دو حلقه کنترلی تودرتو استفاده شود. در حلقه ی داخلی، جریان های سلف L_1 و L_2 که در شکل (۲-۱۵) نشان داده شده است به عنوان متغیر اندازه گیری می شود. سپس با استفاده از کنترلر ۲ در شکل (3-1) که به روش تطبیقی و مقاوم عمل می کند، کنترل می شود. در ادامه مقدار ولتاژ خروجی اندازه گیری می شود برای استفاده در حلقه بیرونی که کنترلر ۱ در شکل (3-1) مشاهده می شوند و به روش فیدبک حالت انتگرالی کنترل می شود.

خروجی کنترل کننده که در حلقه بیرونی به عنوان مقدار نهایی است در حلقه داخلی هم مورد استفاده قرار می گیرد. کنترل نهایی در ساختار کنترل کننده آبخاری که برای کنترل سوئیچ زنی ماسفت استفاده می شود از جریان برای کنترل کننده حلقه داخلی و ولتاژ خروجی در حلقه بیرونی استفاده می شود که این ساختار کنترلی در شکل (3-2) نشان داده شده است.



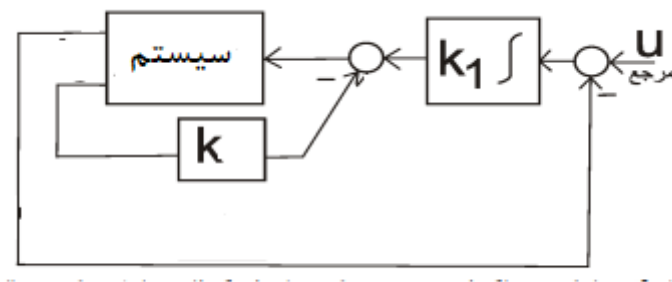
شکل ۲-۳. ساختار کنترل آبشاری مبدل افزایشنده ZVS-QRC

۳-۴ کنترل کننده فیدبک حالت

کنترل فیدبک حالت روشی است که در تئوری سیستم های کنترل فیدبک به منظور جابجایی قطب های سیستم حلقه بسته برای یک سیستم در موقعیت مطلوب استفاده می شود. ورودی کنترل کننده مقادیر حالت های سیستم می باشد و خروجی آن به حلقه داخلی کنترل کننده آبشاری داده می شود. سیگنال کنترل به روشی می شود که خروجی سیستم برای رسیدن به مقدار ولتاژ مطلوب تلاش می کند [۲۱].

۳-۴-۱ کنترل انتگرالی با فیدبک حالت

همانطور که ذکر شد کنترل فیدبک حالت یکی از روش های کنترلی مناسب می باشد که در کاربرد های متنوعی مورد استفاده قرار می گیرد. اما یکی از مهم ترین معایب استفاده از این روش این است که در حضور اغتشاشات عملکرد نامناسبی دارد. برای رفع این اشکال استفاده از کنترل انتگرالی به همراه فیدبک حالت می تواند موثر باشد [۲۲]. در شکل (۳-۳) کنترل فیدبک حالت انتگرالی نشان داده شده است:



شکل ۳-۳. بلوک دیاگرام سیستم کنترل انتگرالی با فیدبک حالت

۳-۵ کنترل کننده تطبیقی

کنترل کننده تطبیقی بایستی قادر باشد که رفتارش را در پاسخ به تغییر دینامیک سیستم و اغتشاش ها، تغییر دهد. از آن جایی که پسخور معمولی نیز به عنوان عاملی برای کاهش اثر اغتشاش و عدم قطعیت شناخته می شود، این سؤال پیش می آید که تفاوت بین پسخور و کنترل تطبیقی چیست؟ سیستم تطبیقی، هر سیستم فیزیکی می باشد که با رویکرد تطبیقی طراحی شده باشد و عامل دیگری که این دو را از هم متمایز می کند، می توان به این نکته اشاره کرد که پسخور با بهره ی ثابت، سیستم تطبیقی محسوب نمی شود. کنترل تطبیقی، نوعی کنترلر است که از پارامترهای قابل تنظیم تشکیل شده است و همراه با آنها مکانیزمی برای تنظیم این پارامترها نیز وجود دارد. چنین کنترل کننده ای به دلیل وجود مکانیزم تنظیم، غیرخطی است [۲۶]. به همین دلیل دارای ساختار خاصی است. از آن جایی که بررسی جامع سیستم های غیرخطی دشوار است، منطقی است که تنها دسته ی خاصی از سیستم های غیرخطی را در نظر بگیریم. در حالت کلی سیستم های تطبیقی از دو حلقه تشکیل شده اند: حلقه ی پسخور که شامل فرایند و کنترل کننده می باشد و حلقه دیگر که از تخمین پارامترها و تنظیم پارامترها به وجود می آید.

۱-۵-۳ کنترل کننده تطبیقی مقاوم

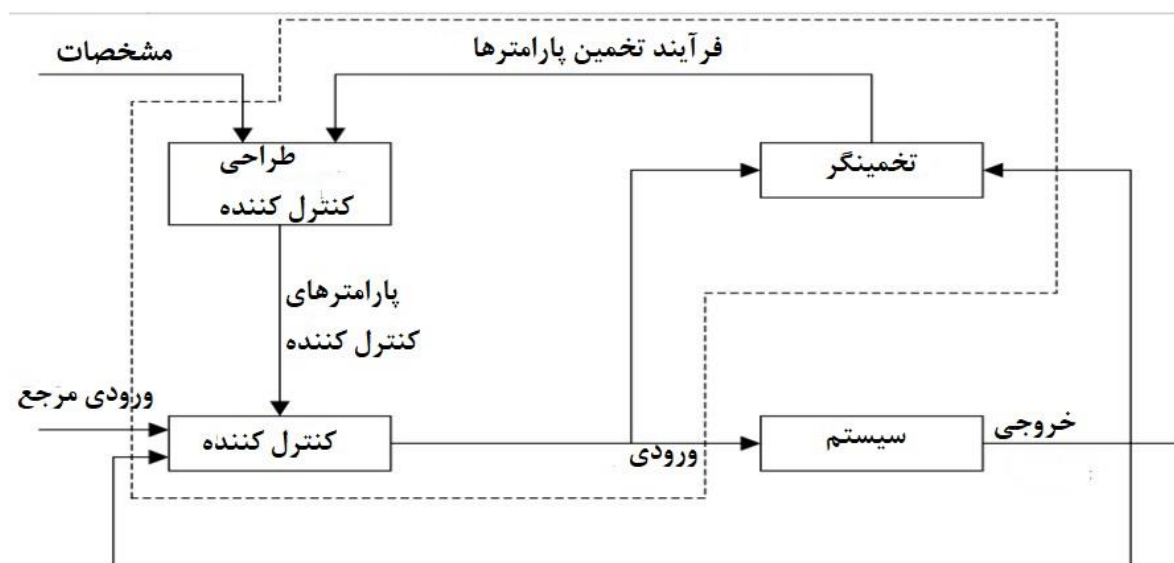
مطالعات اولیه در زمینه کنترل تطبیقی مربوط به شش دهه پیش می باشد. در یک نگاه کلی می توان به سه دوره از سیستم های تطبیقی اشاره کرد. سیستم های تطبیقی اولیه، که در آنها قوانین تطبیقی برای پارامترهای کنترل کننده ی سیستم نامعلوم از طریق روش گرادیان به دست می آید. در صورت پایداری حلقه بسته خطای ردیابی به صفر میل می کند. ایراد اصلی این روش ها ناپایداری آن ها در مقابل تغییرات ساده در چارچوب مسئله است. با وجود اینکه در حل چند مسئله مفید بودند، اما برای پیاده سازی در سیستم های واقعی کاربرد چندانی نداشتند. نسل دوم سیستم های تطبیقی، سیستم های تطبیقی پایدار نامیده می شوند که از اواخر دهه 60 تا اوایل دهه 80 به طور جدی مورد توجه قرار گرفته بودند. این روش ها، قوانین تطابق را با در نظر گرفتن نظریه های پایداری، لیپانوف و غیرفعال، پیاده سازی می کردند و با قرار دادن شروطی برای مسئله، پایداری حلقه بسته را تضمین می کردند. در اوایل دهه ۸۰، شرایط مورد استفاده برای تضمین پایداری حلقه بسته و هم چنین همگرایی پارامترها در سیستم های تطبیقی، مجدداً مورد بررسی قرار گرفته اند و نتایج حاصله نشان داد که سیستم های تطبیقی پایدار در صورت نقض یکی از این شروط به راحتی ناپایدار می شوند. به همین دلیل، در ابتدای دهه 80 موضوع سیستم های تطبیقی مقاوم مطرح شد و نسل سوم سیستم های تطبیقی ظهور کردند. این موضوع تا به امروز نیز مورد توجه بوده و یکی از زمینه های فعال پژوهشی شناخته می شود.

سیستم های تطبیقی مقاوم که در ابتدای ظهور این نسل از سیستم های تطبیقی ارائه شده اند را سیستم های تطبیقی مقاوم کلاسیک نامیده اند. با وجود این که هم چنان از آن ها استفاده می شود، اما توجه اصلی پژوهشگران حوزه سیستم های تطبیقی مقاوم به نسل جدید روش های کنترل تطبیقی مقاوم که بر پایه کلید زنی و مدل چندگانه است، معطوف شده است [۲۴]. کنترل کننده های تطبیقی در حالت ایده آل دارای عملکرد مطلوبی هستند؛ اما این الگوریتم ها قادر به مقابله با عدم قطعیت های ساختاری و اغتشاش ها نیستند. این امر باعث شده است که این الگوریتم ها با اصلاحاتی روبرو شوند [۱۴].

کنترل تطبیقی خالص از دیدگاه نظری بسیار با اهمیت است، ولی از دیدگاه عملی ارزش محدودی دارد، زیرا فرضیاتی در نظر گرفته می شود که در صورت عدم برقراری آن ها سیستم تطبیق برقرار نیست. هم چنین صرف نظر کردن از اغتشاش ها، عمل واقع بینانه ای نیست. این مطالب نتیجه می دهد که پایداری جامع تنها بر اساس فرضیات غیرواقعی قابل تحقق است [۱۵].

۲-۵-۳ طراحی کنترل کننده تطبیقی به روش خودتنظیم گر غیرمستقیم

کنترل کننده های تطبیقی از انواع گوناگونی مانند رگولاتور خودتنظیم^۱، کنترل تطبیقی مدل مرجع و غیره تشکیل شده اند که در این پایان نامه کنترل کننده تطبیقی خودتنظیم مورد استفاده قرار می گیرد. در این قسمت در زمینه رگولاتورهای خودتنظیم شرح خواهیم داد. بلوک دیاگرام رگولاتور خودتنظیم در شکل (3-4) نشان داده شده است.



شکل ۳-۴. نمودار بلوکی کنترل تطبیقی با روش خودتنظیم گر غیر مستقیم

پارامترهای سیستم با استفاده از روش حداقل مربعات^۲ در قسمت تخمین گر بلوک دیاگرام فوق به صورت برخط بازگشتی تخمین زده می شود. در قسمت بعدی پارامترهای کنترل کننده تطبیقی را به

^۱) Self Tuning Regulator

^۲) Least Square

صورت برخط، با استفاده از پارامترهای تخمین زده شده و داده های ورودی و خروجی محاسبه می شود. در آخر با استفاده از مقادیر به دست آمده برای کنترل کننده سیگنال کنترلی به دست می آید.

۳-۵-۳ تخمین پارامترها

در کنترل تطبیقی، تخمین پارامترهای فرآیند به صورت برخط مساله بسیار مهم و ضروری است. اساس کار مکانیزم تطبیق در این کنترل کننده ها، شناسایی سیستم است. عوامل تاثیر گذار در شناسایی سیستم عبارتند از انتخاب ساختار مدل مناسب، تخمین پارامتر و اعتبارسنجی است. از جمله مشکلاتی که در پیاده سازی سیستم ها با روش رگولاتورهای خودتنظیم، به صورت پیوسته وجود دارد این است که هر چه درجه سیستم بیشتر شود، پیاده سازی کنترل کننده دشوارتر می شود. علاوه بر این موضوع، زمان اجرای شبیه سازی نیز به شدت افزایش می یابد. در این قسمت از یک رگولاتور خودتنظیم غیرمستقیم استفاده می شود که به صورت گسسته پیاده سازی شده است [16]. اعمال کنترل کننده بر روی سیستم، در دو قسمت شناسایی و طراحی کنترل کننده انجام می شود. حداقل اطلاعات مورد نیاز برای شروع فرایند شناسایی می توان به نوع ورودی و درجه ی سیستم اشاره کرد که این اطلاعات اولیه لازم و ضروری می باشند.

۳-۵-۴ الگوریتم تخمین حداقل مربعات بازگشتی^۱

برای شناسایی سیستم از روش حداقل مربعات بازگشتی استفاده می شود. زمانی که پارامترهای سیستم برای ما مجهول باشند، باید از روش ریاضی مجموع حداقل مربعات استفاده شود. این روش در واقع بر مبنای به حداقل رساندن مربع خطا بین سیستم اصلی و سیستم شناسایی شده، عمل می کند. در کنترل تطبیقی از گام های متوالی در زمان حقیقی استفاده می شود. برای این کار استفاده از محاسبات بازگشتی به منظور صرفه جویی در مدت زمان محاسبه، امر مطلوبی است [17]. اگر اطلاعات به دست آمده از محاسبات در زمان $t-1$ ذخیره شود و در زمان t مورد استفاده قرار گیرد، گفته می شود که این حالت الگوریتم

¹) Recursive Least Square

بازگشتی پیاده سازی شده است. به همین منظور جهت اجرای الگوریتم بازگشتی، مدل سیستم به صورت زیر نوشته شود.

$$y(t) = -a_1 y(t-1) - a_2 y(t-2) - \dots - a_n y(t-n) + b_0 u(t) + b_1 u(t-1) + \dots + b_m u(t-m) \quad (3-1)$$

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

$$\hat{y}(t) = \phi^T(t) \theta \quad (3-2)$$

$$\phi = [u(t) \ u(t-1) \ \dots \ u(t-m) \ -y(t-1) \ -y(t-2) \ \dots \ -y(t-n)]$$

$$\theta = [b_0 \ b_1 \ \dots \ b_m \ a_1 \ a_2 \ \dots \ a_n]^T \quad (3-3)$$

برای تخمین پارامترهای سیستم از معادلات زیر استفاده می کنیم:

$$\theta(t) = \theta(t-1) + k(t) [y(t) - \phi^T(t) \theta(t-1)] \quad (3-4)$$

$$k(t) = p(t-1) \phi(t) \left[I + \phi^T(t) p(t-1) \phi(t) \right]^{-1} \quad (3-5)$$

$$p(t) = (I - k(t) \phi^T(t)) p(t-1) \quad (3-6)$$

اگر سیگنال ورودی موجب تحریک کافی در فرایند باشد و ساختار مدل تخمینی با فرایند سازگار باشد، مقادیر تخمین پارامترها به مقادیر صحیح خود همگرا می شوند. مدت زمانی لازم برای همگرایی پارامترهای تخمینی به مقادیر صحیح آنها، برابر با $\max(n, m+d)$ است. در حالت کلی، به طور کامل سیستم را تحریک کند، جهت تعیین $n+m+1$ پارامتر، حداقل $n+m+1$ زمان نمونه برداری لازم است؛ بنابراین مقدار زمان نمونه برداری برای همگرایی الگوریتم حداقل مربعات برابر است با:

$$N = n + m + 1 + \max(n, m + d) \quad (3-7)$$

در روش حداقل مربعات بازگشتی بایستی مقدار اولیه ی ماتریس P بزرگ انتخاب شود. با این انتخاب ممکن است تعداد کمی به گام ها اضافه شود. از ویژگی های کاربردی کنترل تطبیقی این است که به منظور

درک بهتر از تخمین پارامترها به روش حداقل مربعات بازگشتی که مورد استفاده قرار می گیرد، توضیحاتی در زمینه ی ساختار و نحوه ی عملکرد این تخمین گر بیان خواهد شد. در این روش تخمین پارامترها با استفاده از داده های ورودی و خروجی انجام می گیرد و قوانین تطبیقی نیز در تخمین پارامترها به کار گرفته می شود. در روش حداقل مربعات بازگشتی، مجموع مربعات اختلال میان خروجی فرایند و مدل به نحوی حداقل سازی می شود که پارامترهای تخمین زده ی مدل، حتی الامکان به مقادیر واقعی نزدیک باشد [18].

طراحی کنترل کننده های تطبیقی با روش خودتنظیم گر غیرمستقیم به دو روش متفاوت قابل اجرا است. یکی روش خودتنظیم گر غیرمستقیم با حذف صفر فرایند و دیگری خودتنظیم گر غیرمستقیم بدون حذف صفر فرایند. با توجه به مشخصات سیستم می توان از هر کدام روش ها در جای مناسب خود استفاده کرد. اگر کنترل کننده با حذف صفر فرایند طراحی شود باعث ایجاد نوساناتی در سیگنال کنترلی خواهد شد. این نوسانات بسته به فاصله ی صفر حذف شده از مبدأ تغییر می کند. با وجود این که حذف صفر باعث می شود در سیگنال کنترلی دچار نوسانی شود و این امر در بحث کنترل مطلوب نیست، اما مزیتی که بر این عیب چشم پوشی می کند این است که نوسانات موجود در سیگنال کنترل، موجب همگرایی سریع پارامترها به مقدار حقیقی خود می شود. در سیستم هایی که دارای صفر ناپایدار هستند، نمی توان از روش حذف صفر فرایند استفاده کرد. برای رفع مشکل در نوسانات سیگنال کنترلی، روش بدون حذف صفر فرایند مورد استفاده قرار می گیرد.

۵-۳ طراحی کنترل کننده تطبیقی بدون حذف صفر فرایند

با استفاده از روابط (۳-۸) و (۳-۹) داریم:

$$G(s) = \frac{b_0}{z + a_1} \quad (۳-۸)$$

$$G(m) = \frac{b_{m0}}{z + a_{m1}} \quad (3-9)$$

$$\beta = \frac{A_m(1)}{B(1)} = \frac{1 + a_{m1}}{b_0} \quad (3-10)$$

طبق رابطه (3-11) داریم:

$$\deg(A) + \deg(R) = \deg(A_m) + \deg(A_o) \quad (3-11)$$

$$\deg(A) = 1 \quad (3-12)$$

$$\deg(R) = 0$$

$$\deg(A_m) = 1$$

چون چند جمله ای A_o مونیک می باشد خواهیم داشت:

$$\deg(A_o) = 0 \Rightarrow A_o = a_o$$

در نتیجه با استفاده از روابط (3-11) و با توجه به مونیک¹ بودن R و رابطه (3-14) داریم:

$$AR + BS = A_m A_o \quad (3-13)$$

$$(z + a_1)(r_0) + b_0 s_0 = (z + a_{m1})(a_o)$$

$$zr_0 + a_1 r_0 + b_0 s_0 = za_o + a_{m1} a_o$$

$$z(r_0) + (a_1 r_0 + b_0 s_0) = z(a_o) + (a_{m1} a_o) \quad (3-14)$$

از روابط (3-14) به روابط زیر دست می یابیم:

¹) Monique

$$\Rightarrow \begin{cases} r_0 = a_o \\ a_1 r_0 + b_0 s_0 + a_{m1} a_o \end{cases} \quad (3-15)$$

حال برای بدست آوردن r_0 و s_0 رابطه (3-15) را به فرم ماتریسی تبدیل می کنیم:

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ a_1 & b_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_0 \\ s_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_o \\ a_{m1} a_o \end{bmatrix} \quad (3-16)$$

حال برای به دست آوردن r_0 و s_0 از رابطه (3-16) و برای به دست آوردن پارامتر t نیز از رابطه (3-17) استفاده می کنیم که تمامی پارامترهای قانون کنترلی به دست می آید:

$$\begin{bmatrix} r_0 \\ s_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ a_1 & b_0 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} a_o \\ a_{m1} a_o \end{bmatrix} \quad (3-17)$$

$$\begin{cases} R(z) = r_0 \\ S(z) = s_0 \\ T(z) = \beta A_o \end{cases}$$

پس از حل معادله دیوفانتین و به دست آمدن ضرائب کنترل کننده، سیگنال کنترلی حلقه داخلی به شکل زیر به دست می آید:

$$R(z)u = T(z)u_c - S(z)y \quad (3-18)$$

$$u = \frac{\beta A_o}{r_0} u_c - \frac{s_0}{r_0} y$$

پارامترهای سیستم که از طریق شناسایی به دست آمده اند به صورت زیر می باشند :

$$a_1 = -0.005$$

$$b_0 = 1.003$$

همچنین ضرائب مدل مرجع مد نظر نیز برابر با مقادیر زیر می باشند:

$$b_{m1} = 1$$

$$a_{m1} = 8.37$$

با داشتن مقادیر فوق، ضرائب کنترل کننده بر اساس روابط به دست آمده در رابطه (۱۸-۳) به صورت زیر می باشند:

$$\beta = \frac{1+8.37}{1.003} = 9.341$$

$$a_o = r_o = 0.0025$$

$$s_o = 0.028$$

$$t_1 = 0.0233$$

۳-۵-۶ طراحی کنترل کننده تطبیقی مقاوم به روش خودتنظیم

غیرمستقیم

در کنترل کننده تطبیقی که با روش خودتنظیم غیرمستقیم طراحی شده باشد، در صورت اعمال نویزی به ورودی تخمین گر باعث ایجاد سیگنال ورودی با دامنه ی وسیع می شود که منجر به شوک شدیدی به سیستم می شود. مشکل ذکر شده در فوق، یعنی افزایش ناگهانی سیگنال کنترلی که به دلیل خطا در تخمین گر یا عواملی از این قبیل به وجود می آید، باعث می شود که با تخمین نادرستی از پارامترها، سیستم به صورتی تخمین زده شود که باعث ایجاد عوامل مشترک در صورت و مخرج آن می گردد. بنابراین معادله ی دیوفانتین در این مساله دارای جواب مناسب نمی باشد که در پی آن برای محاسبه ی سیگنال کنترلی نیز دچار مشکل می گردد و مقدار نامناسبی به وجود می آید. همان گونه که ذکر شد ریشه ی اصلی این مشکل در تخمین گر است و برای حل کامل این مشکل باید تخمین گر به شکل مقاوم طراحی شود که در ادامه روش طراحی تخمین گر مقاوم بیان خواهد شد [19].

با استفاده از روش ذکر شده در فوق، الگوریتم طراحی برای بهره های بزرگ اصلاح شده است؛ اما مشکلات دیگری که باعث می شود تخمین گر، پارامترهای سیستم را به خوبی تخمین نزنند بایستی مورد بحث قرار بگیرد. در این مساله تحت عنوان یک مشکل ریشه ای معرفی می گردد و با توجه به پیامدی که برای سیستم دارد، حائز اهمیت است. در ادامه برای حل این مشکل، با در نظر گرفتن ساختار تخمین گر و نحوه ی عملکرد آن روش های متناسبی بیان می شود.

۷-۵-۳ مقاوم سازی تخمین پارامترها برای روش حداقل مربعات بازگشتی

در قسمت قبل در مورد معایب تخمین پارامترها به روش حداقل مربعات بازگشتی صحبت شد و راه حل هایی در این زمینه برای اصلاح الگوریتم ارائه شد. روش حداقل مربعات بازگشتی که قبلاً اشاره شد در برابر نویز خروجی حساس است و این مساله تأثیر زیادی در همگرایی نتایج تخمین به مقدار صحیح پارامترها دارد. هم چنین بیان شد که در روش کنترل خودتنظیم گر غیرمستقیم، کنترل کننده از دو بخش شناسایی و محاسبه سیگنال کنترلی به صورت برخط استفاده می کند، به طوری که ابتدا عملیات شناسایی سیستم انجام می گیرد و سپس از نتایج حاصل از شناسایی انجام شده، سیگنال کنترل محاسبه می شود. در ادامه، مساله مقاوم ساختن الگوریتم شناسایی در برابر نویز خروجی و عوامل تأثیرگذار در همگرایی سیستم، مورد بررسی قرار می گیرد. یکی از معایب روش حداقل مربعات این است که یک خطای ساده بزرگ، موجب تأثیر زیادی در نتیجه می شود، زیرا معیار خطا به توان دو می رسد. به توان دو رسیدن معیار خطا ویژگی اصلی روش حداقل مربعات بازگشتی شناخته می شود که در این مساله موجب می شود که خطا به سرعت رشد کند. در بعضی مواقع که خطا بزرگ باشد موجب دور شدن تخمین از مقادیر حقیقی پارامترها می شود. برای حل مشکل به وجود آمده در تخمین پارامترها، مقاوم سازی تخمین گر همراه با خواص متفاوت ارائه می شود. برای طراحی تخمین گر مقاوم از رابطه ی زیر استفاده می شود:

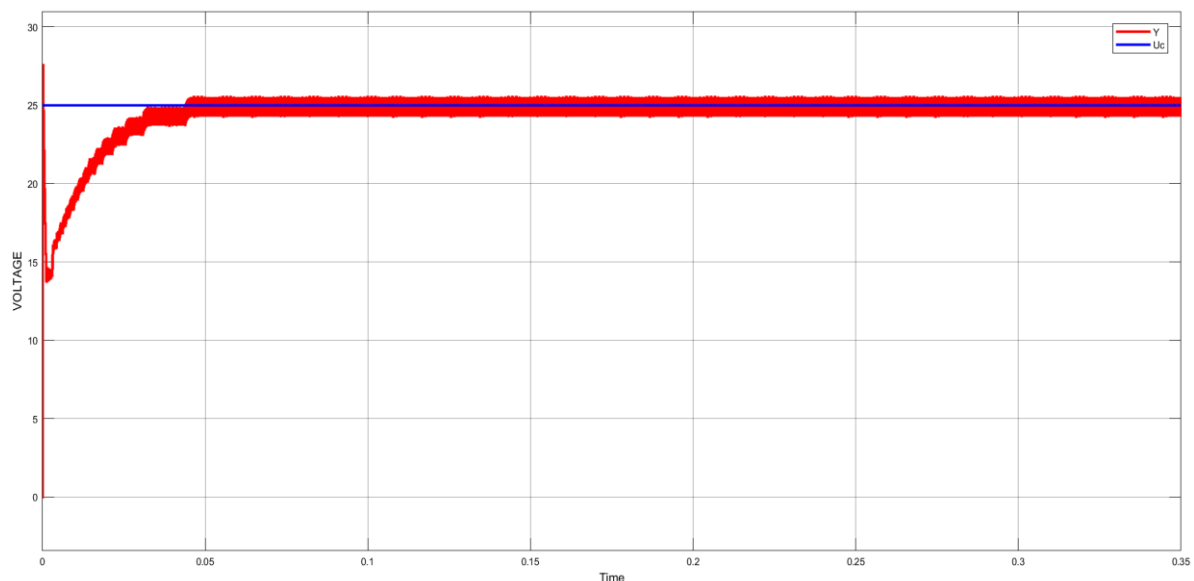
$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + p(t)\phi(t-1)f(\varepsilon(t)) \quad (3-19)$$

در معادله فوق تابع $f(\varepsilon)$ برای مقدار کوچک ε به شکل خطی است، اما برای مقدار بزرگ ε بسیار آهسته نسبت به حالت خطی افزایش می یابد که در آن ε نشان دهنده اندازه خطا می باشد. تابع مورد نظر که دارای ویژگی های ذکر شده باشد به صورت زیر تعریف می شود:

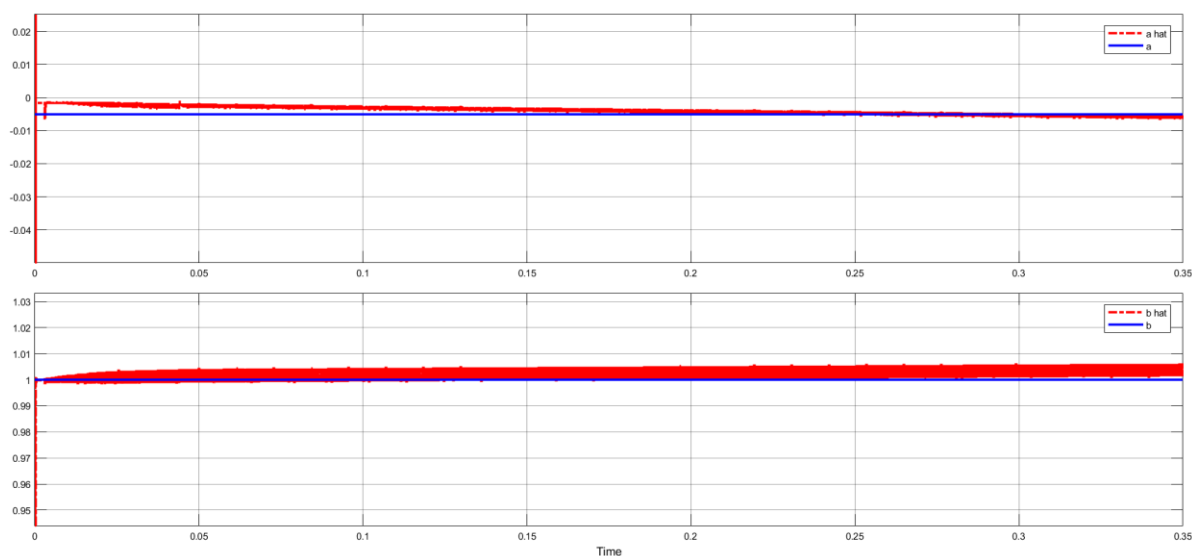
$$f(\varepsilon) = \frac{\varepsilon}{1 + a|\varepsilon|} \quad (3-20)$$

در رابطه فوق مقدار a ، بسته به مقدار خطا در نظر گرفته می شود و هر چقدر خطا بزرگ باشد a نیز بزرگتر انتخاب می شود. تأثیر نهایی این رابطه کاهش پیامدهای ناشی از خطاهای بزرگ است. از این رو به آن ها تخمین گر مقاوم می گویند. پس می توان نتیجه گرفت که تخمین ما به شرط تنظیم مناسب مقدار پارامتر a در تابع فوق، در مقابل با بزرگی خطا مقاوم است. نکته ی دیگری که در مساله ی تخمین پارامتر و محاسبه ی پارامترهای سیگنال کنترلی حائز اهمیت است این است که مقداردهی اولیه این پارامترها بسیار مهم هستند [20]. در اینجا مقدار مطلوب پارامتر a برابر 0.00002 قرار می دهیم.

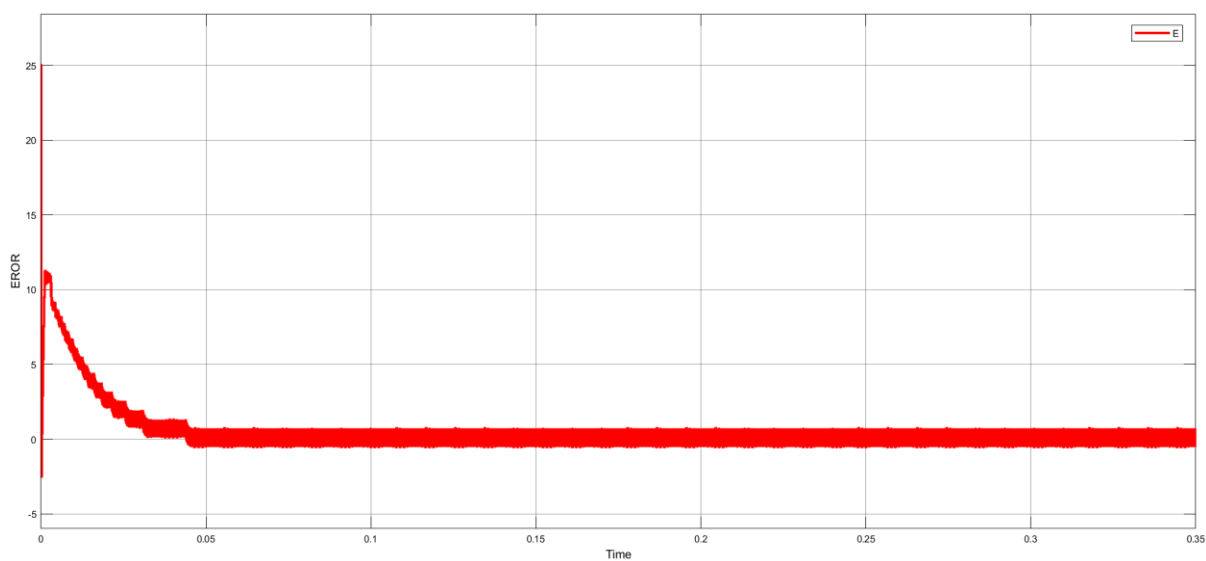
به همین منظور با توجه به مطالب ذکر شده برای اصلاح کنترل کننده و تخمین گر به منظور مقاوم سازی، سیستم را شبیه سازی می کنیم. در ابتدا ورودی و خروجی تخمین گر و خروجی سیستم به صورت همزمان بدون در نظر گرفتن نویز در نظر گرفته می شود نتایج را به ازای ورودی مرجع منبع DC با مقدار ۲۵ ولت مورد بررسی قرار می دهیم:



شکل ۳-۵. مقایسه ورودی مرجع با سیگنال خروجی سیستم



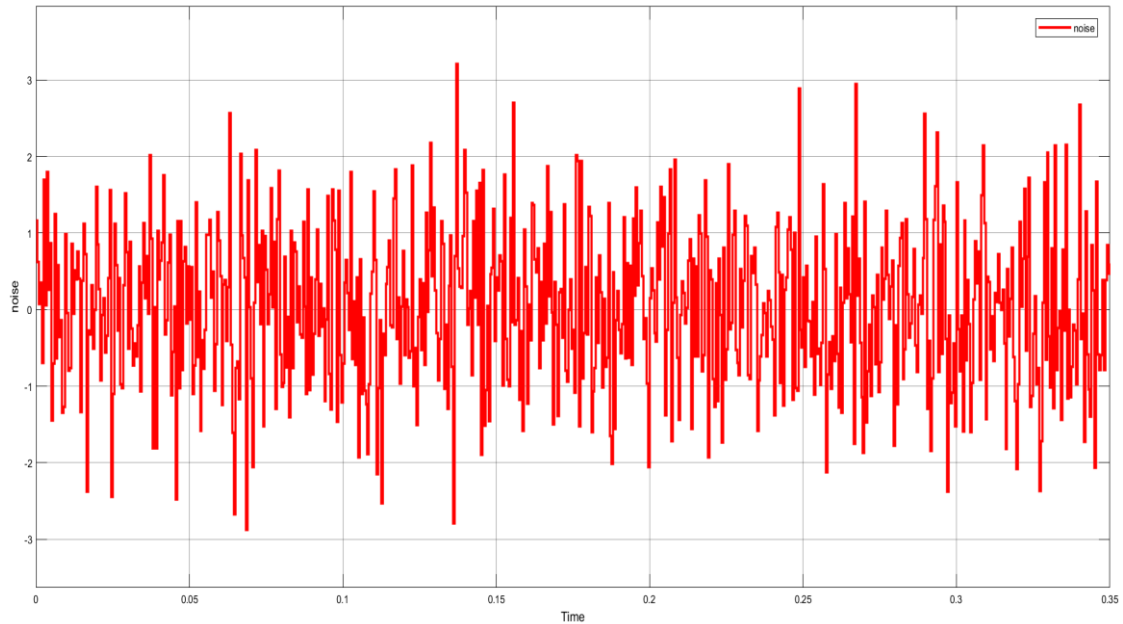
شکل ۶-۳. تخمین پارامترها از سیستم



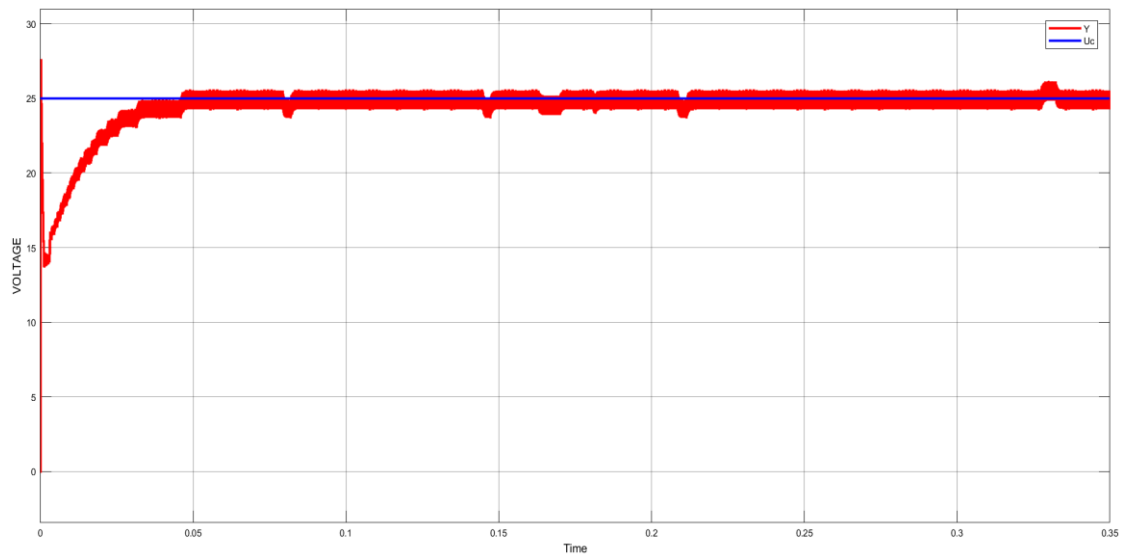
شکل ۷-۳. سیگنال خطای سیستم

در نمودار فوق تمامی نمودار های به دست آمده برای حالتی بوده اند که هیچ گونه نویزی به سیستم اعمال نشده است. در ادامه تاثیرات نویز نیز بر این سیستم نشان داده می شود.

در ابتدا سیگنال نویز اعمال شده به سیستم با واریانس^۱ یک نشان داده می شود. هدف از اعمال این نویز بررسی مقاومت سیستم در مقابل تداخلات خارجی سیستم می باشد. پس از آن رفتار سیستم و کنترل کننده در برابر این نویز نشان داده می شود.

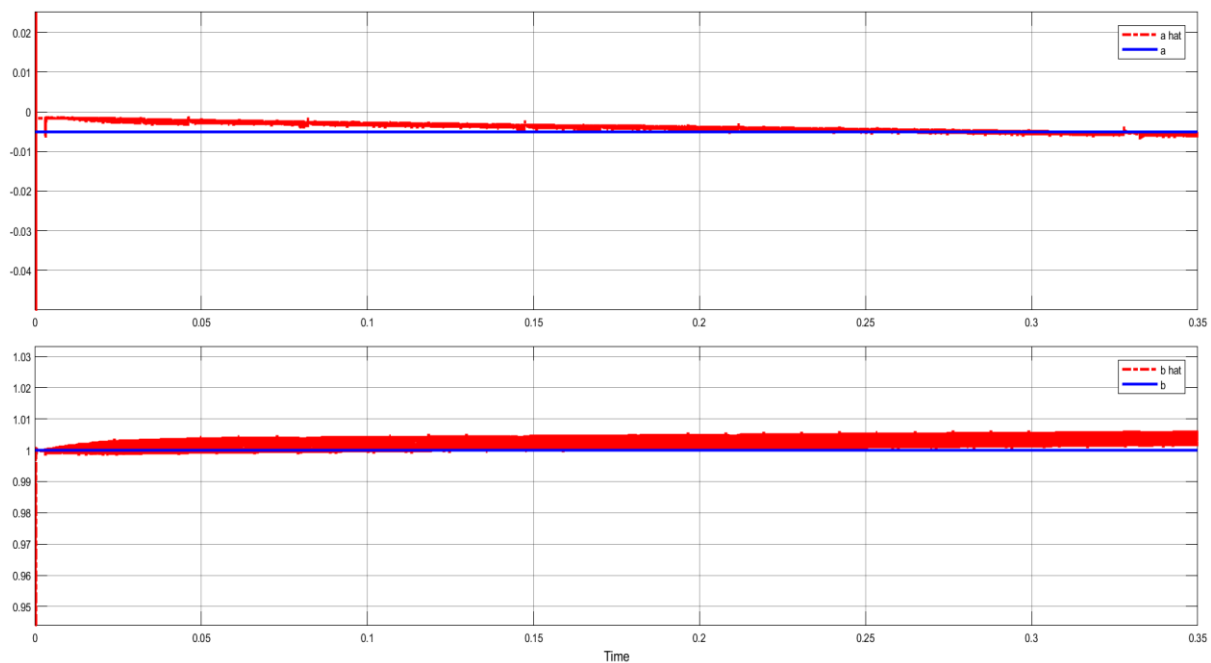


شکل ۸-۳. نویز اعمالی به سیستم

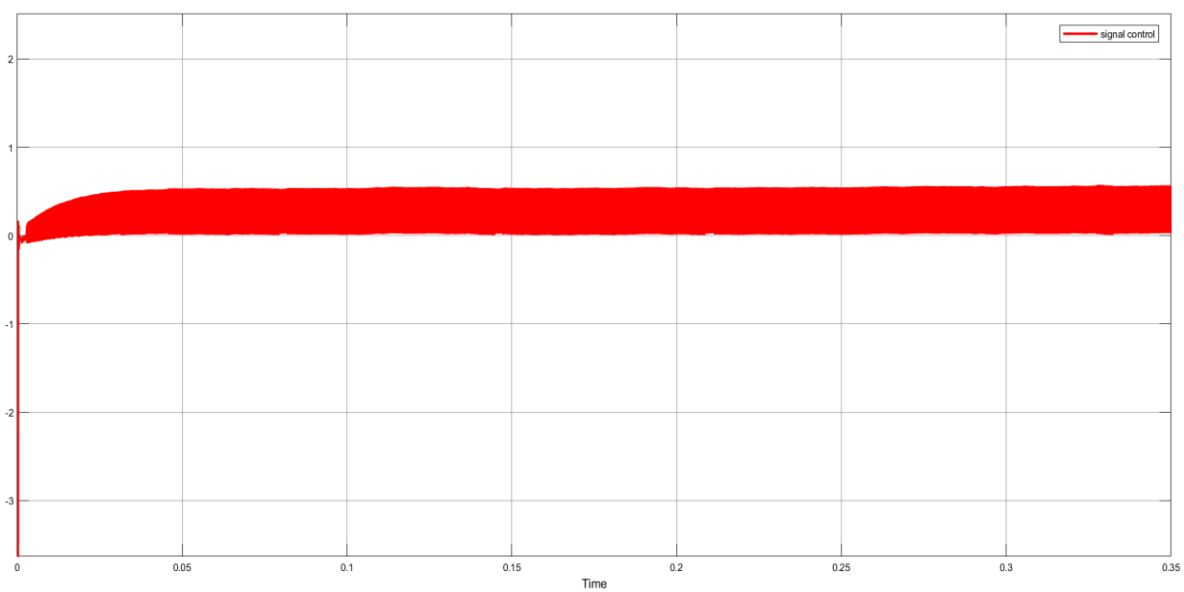


شکل ۹-۳. مقایسه ورودی مرجع با سیگنال خروجی سیستم همراه با نویز

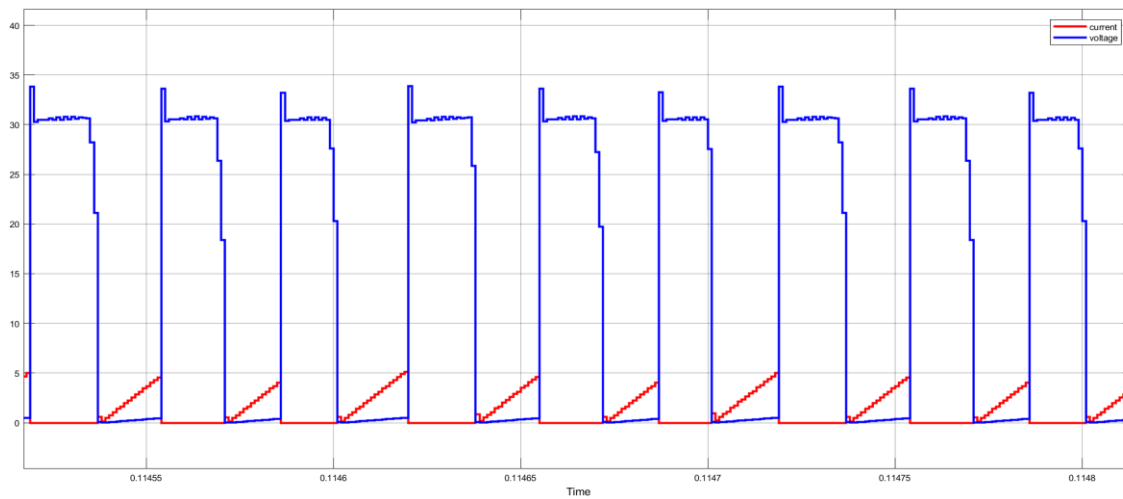
^۱) Variance



شکل ۳-۱۰. تخمین پارامترها از سیستم با نویز



شکل ۳-۱۱. سیگنال کنترلی سیستم با نویز



شکل ۱۲-۳. نمودار سویچ زنی سیستم

فصل ۲ : نتیجه گیری و پیشنهادات

۴-۱ نتیجه گیری:

در این پایان نامه، به کنترل مبدل های افزایشده DC-DC و بهبود عملکرد آنها پرداخته شده است. ضرورت استفاده از مبدل های افزایشده در کاربرد های امروزه تشریح و شیوه کنترل آنها در جهت استفاده بهینه از این سیستم ها بیان شده است. با استفاده از کنترل کننده آبخاری که در حلقه ی بیرونی آن از کنترل کننده انتگرالی با فیدبک حلت و در حلقه ی داخلی آن از کنترل کننده تطبیقی مقاوم استفاده شده است، سیستم مورد مطالعه کنترل می شود و مزیت استفاده از چنین کنترل کننده ای نشان داده شده است. برای حلقه ی داخلی نشان داده شد که کنترل کننده تطبیقی به تنهایی برای کنترل سیستم مناسب است اما با حضور نویز ، این کنترل کننده عملکرد مناسبی ندارد. به همین دلیل برای مقاوم سازی سیستم، از کنترل کننده تطبیقی و مقاوم استفاده شد و عملکرد مناسب آن گردید.

۴-۲ پیشنهادات

باتوجه به مطالعات پیشین و هم چنین بیشینه تحقیقی که از این موضوع موجود است، پیشنهادات زیر برای ادامه مسیر این پایان نامه ارائه می گردد :

۱. به منظور مقاوم سازی کنترل کننده تطبیقی در برابر اغتشاشات از روش ها و الگوریتم های

دیگری استفاده گردد.

۲. برای حلقه های داخلی و خارجی کنترل کننده آبخاری از دیگر کنترل کننده های موجود در

راستای بهبود دقت و عملکرد سیستم استفاده شود.

۳. از کنترل کننده های هوشمند مانند کنترل فازی به جای کل سیستم کنترلی پیشنهادی

استفاده گردد.

۴. با توجه به مزیت اصلی مبدل ها DC-DC در فرکانس های بالا، بایستی از تلفات کلیدزنی

جلوگیری شود که در این پایان نامه بدین منظور از کلیدزنی نرم ZVS استفاده شد.

بنابراین به عنوان پیشنهادی برای ادامه این کار می توان از ساختار مبدل هایی همراه با سوئیچ زنی نرم ZCS و ZVS استفاده نمود.

فهرست منابع و مراجع:

1. Chen, Y.-T., Z.-M. Li, and R.-H. Liang, *A novel soft-switching interleaved coupled-inductor boost converter with only single auxiliary circuit*. IEEE transactions on power electronics, 2017. **33**(3): p. 2267-2281.
2. Dao, N.D. and D.-C. Lee. *Passive soft-switching circuit for high power density sic-based DC-DC boost converter*. in *2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. 2020. IEEE.
3. Veerachary, M. and S. Devassy. *Robust stabilizing Digital Controller for Soft-Switching zero voltage turn-on H-bridge Boost Converter*. in *2010 Joint International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems & 2010 Power India*. 2010. IEEE.
4. Firdaus, A.A., et al. *Design and simulation of fuzzy logic controller for boost converter in renewable energy application*. in *2013 IEEE International Conference on Control System, Computing and Engineering*. 2013. IEEE.
5. Özdemir, A. and Z. Erdem, *Double-loop PI controller design of the DC-DC boost converter with a proposed approach for calculation of the controller parameters*. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering, 2018. **232**(2): p. 137-148.
6. Tahri, A., et al., *Nonlinear adaptive control of a hybrid fuel cell power system for electric vehicles—a Lyapunov stability based approach*. Asian Journal of Control, 2016. **18**(1): p. 166-177.
7. Ramkumar, M.S. and M.S. Krishnan, *Hybrid Solar-Wind Energy System*. International Journal of Advance Research in Computer Science and Management Studies, 2014. **2**(2).
8. Saleem, O., U.T. Shami, and K. Mahmood-ul-Hasan, *Time-optimal control of DC-DC buck converter using single-input fuzzy augmented fractional-order PI controller*. International Transactions on Electrical Energy Systems, 2019. **29**(10): p. e12064.
9. Gupta, S. and R. Shrivastava, *Study and Design of a Zero Voltage Switched Boost Converter*. 2009.
10. Rabiaa, O., et al. *Cascade control loop of dc-dc boost converter using pi controller*. in *2018 International Symposium on Advanced Electrical and Communication Technologies (ISAECT)*. 2018. IEEE.
11. He, W., et al., *An Adaptive Passivity-Based Controller of a Buck-Boost Converter with a Constant Power Load*. Asian Journal of Control, 2019. **21**(1): p. 581-595.

12. Wu, X., et al., *Analysis and design for a new ZVS dc–dc converter with active clamping*. IEEE transactions on power electronics, 2006. **21**(6): p. 1572-1579.
13. Bryant, B. and M.K. Kazimierczuk, *Modeling the closed-current loop of PWM boost DC-DC converters operating in CCM with peak current-mode control*. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2005. **52**(11): p. 2404-2412.
14. Ushakumari, S. and A. Mithila. *Design of robust sliding mode and fuzzy logic controllers for boost and buck-boost converters*. in *2017 International Conference on Intelligent Computing, Instrumentation and Control Technologies (ICICT)*. 2017. IEEE.
15. Oucheriah, S. and L. Guo, *PWM-based adaptive sliding-mode control for boost DC–DC converters*. IEEE Transactions on industrial electronics, 2012. **60**(8): p. 3291-3294.
16. Linares-Flores, J., et al., *Robust nonlinear adaptive control of a “boost” converter via algebraic parameter identification*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013. **61**(8): p. 4105-4114.
17. Ahmeid, M., et al., *Parameter estimation of a DC-DC converter using a Kalman Filter approach*. 2014.
18. Chen, C., et al. *Online Inductance and Capacitance Identification Based on Variable Forgetting Factor Recursive Least-Squares Algorithm for Boost Converter*. in *MATEC Web of Conferences*. 2018. EDP Sciences.
19. Khayat, Y., et al. *Robust control of a DC-DC boost converter: H_2 and H_∞ techniques*. in *2017 8th Power Electronics, Drive Systems & Technologies Conference (PEDSTC)*. 2017. IEEE.
20. Galam, S.G.R., S. Raghu, and N. Rajasekaran, *Design of feedback controller for boost converter using optimization technique*. International Journal of Power Electronics and Drive Systems, 2013. **3**(1): p. 117.
21. Patri, K.K. and S. Samanta. *State feedback with integral control for boost converter & its microcontroller implementation*. in *2018 IEEMA Engineer Infinite Conference (eTechNxT)*. 2018. IEEE.
22. Galam, S.G.R., S. Raghu, and N. Rajasekaran, *Design of feedback controller for boost converter using optimization technique*. International Journal of Power Electronics and Drive Systems, 2013. **3**(1): p. 117.
23. Rabiaa, O., et al. *Cascade control loop of dc-dc boost converter using pi controller*. in *2018 International Symposium on Advanced Electrical and Communication Technologies (ISAECT)*. 2018. IEEE.

24. Kim, I.H. and Y.I. Son. *Robust cascade control of DC/DC boost converter against input variation and parameter uncertainties*. in *2015 American Control Conference (ACC)*. 2015. IEEE.
25. Sosa, J., et al. *Control design of a cascade boost converter based on the averaged model*. in *2013 IEEE International Autumn Meeting on Power Electronics and Computing (ROPEC)*. 2013. IEEE.
26. Bellinaso, L.V., et al., *Cascade control with adaptive voltage controller applied to photovoltaic boost converters*. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2018. 55(2): p. 1903-1912.

Abstract

In this Thesis, DC-DC Boost converter with ZVS soft switching capability is controlled using Cascade control method. DC-DC Boost converter is of special importance due to high voltage gain as well as control capability to achieve maximum power of photovoltaic systems. Considering the nonlinear feature and noise, there are limitations for controller design and, therefore, the classical controllers do not have a satisfactory performance. For this purpose, a cascade controller is designed to control the converter system. For the outer loop, an integral control with state feedback method is designed, and for the inner loop, an adaptive and robust method is designed. Finally, using the simulation results, the efficiency of the proposed controller is shown.

Keywords: ZVS Soft Switching, Robust Adaptive Controller, Boost Converter, Photovoltaic Arrays



Shahrood University of Technology
Faculty of Electrical and Robotics Engineering
M.Sc. Thesis in Control Engineering

Design and Simulation of Robust Adaptive Control of the Boost using a soft Switch DC-DC Converter

By: Hadi Abbasi

Supervisor:
Dr. Alireza Alfi

December 2021