

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



دانشکده مهندسی برق و رباتیک

رشته مهندسی برق گرایش کنترل

پایان نامه کارشناسی ارشد

کنترل پیش بین مدل یک میکرواینورتر فتوولتائیک متصل به شبکه

نگارنده: سیدسراج حمیدی

استاد راهنما

دکتر حسین قلی زاده نرم

شهریور ۱۳۹۵

دانشکده: مهندسی برق و رباتیک
گروه: کنترل

پایان نامه کارشناسی ارشد آقای سیدسراج حمیدی به شماره دانشجویی ۹۲۰۵۵۵۴ تحت عنوان

کنترل پیش بین مدل یک میکرواینورتر فتوولتائیک متصل به شبکه

در تاریخ ۱۳۹۵/۶/۱۸ توسط کمیته تخصصی زیر جهت اخذ مدرک کارشناسی ارشد در مهندسی برق-کنترل
مورد ارزیابی و با درجه‌ی عالی مورد پذیرش قرار گرفت.

امضاء	اساتید مشاور	امضاء	اساتید راهنما
			دکتر حسین قلی زاده نرم

امضاء	نماینده تحصیلات تکمیلی	امضاء	اساتید داور
	دکتر محمد حداد ظریف		دکتر علیرضا الفی
			دکتر حسین مروی

تقدیم

تقدیم به پدر و مادر مهربانم ...

سپاس‌گزاری

الْحَمْدُ لِلَّهِ رَبِّ الْعَالَمِينَ...

خدای مهربان را سپاس می‌گوییم برای مهربانی که در مسیر زندگی‌ام قرار داده و امید دارم قدردان لطف بی‌منت و محبت بی‌دیشان باشم.

تعهد نامه

اینجانب سیدسراج حمیدی دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته مهندسی برق-کنترل دانشکده‌ی مهندسی برق و رباتیک دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان‌نامه کنترل پیش‌بین مدل یک میکرواینورتر فتوولتائیک متصل به شبکه تحت راهنمایی دکتر حسین قلی‌زاده نرم متعهد می‌شوم:

- تحقیقات در این پایان‌نامه 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 پایان‌نامه 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 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 پایان‌نامه تأثیرگذار بوده اند در مقالات مستخرج از پایان‌نامه رعایت می‌گردد.
- در کلیه مراحل انجام این پایان‌نامه، در مواردی که از موجود زنده (یا بافت‌های آنها) استفاده شده است ضوابط و اصول اخلاقی رعایت شده است.
- در کلیه مراحل انجام این پایان‌نامه، در مواردی که به حوزه اطلاعات شخصی افراد دسترسی یافته یا استفاده شده است، اصل رازداری، ضوابط و اصول اخلاق انسانی رعایت شده است.

تاریخ

امضای دانشجو

مالکیت نتایج و حق نشر

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

چکیده

در این پایان‌نامه یک کنترل‌کننده برای تزریق توان میکرواینورتر فتوولتائیک (PV) به شبکه ارائه می‌شود. توپولوژی میکرواینورتر دومرحله‌ای بوده و از یک مبدل افزایشدهنده DC/DC متداول و یک اینورتر DC/AC تشکیل شده است. شبکه با یک منبع ولتاژ سینوسی مدل می‌شود و از طریق یک فیلتر LCL به خروجی اینورتر متصل می‌گردد. با این اوصاف سیستم مورد نظر دارای مرتبه‌ی نسبتاً بالایی است که کنترل آن را با چالش مواجه می‌سازد. سیستم کنترلی میکرواینورتر از دو حلقه تشکیل می‌شود که حلقه‌ی بیرونی برای ردیابی نقطه‌ی حداکثر توان (MPPT) و حلقه‌ی داخلی برای کنترل توان است. الگوریتم MPPT جریان مرجعی را که در آن توان حداکثر است تعیین می‌کند. پیاده‌سازی MPPT با استفاده از مبدل افزایشدهنده که ولتاژ را نیز تنظیم می‌کند انجام می‌شود. ما در این جا برای پیاده‌سازی MPPT و تنظیم ولتاژ خروجی مبدل از طریق کنترل پیش‌بین مدل با مجموعه‌ی ورودی متناهی (FCS-MPC) بهره خواهیم برد. با توجه به این که ثابت زمانی عملکرد الگوریتم حلقه‌ی بیرونی در مقایسه با حلقه‌ی درونی بسیار بزرگ‌تر است، می‌توان این دو را به صورت دکوپله در نظر گرفت. هدف اصلی ما در این کار تزریق توان اکتیو خالص مطلوب به شبکه است. این امر از طریق کنترل جریان خروجی انجام می‌شود. برای نیل به این هدف نیز، یک کنترل‌کننده‌ی پیش‌بین ارائه می‌شود که از طریق کنترل جریان خروجی توان تزریقی به شبکه را کنترل می‌کند و کران‌دار بودن سایر متغیرهای حالت را نیز تضمین می‌کند. کنترل‌کننده‌ی پیشنهادی برخلاف کنترل‌کننده‌های کلاسیک، نیازی به حلقه‌ی کنترلی اضافه ندارد و کاملاً ساده است و برای پیاده‌سازی عملی آن نیازی به مدولاتور نیست. نتایج شبیه‌سازی، عملکرد مناسب کنترل‌کننده‌ی پیشنهادی را در شرایط مختلف نشان می‌دهد.

واژگان کلیدی: میکرواینورتر، کنترل توان، کنترل پیش‌بین مدل (MPC)، فتوولتائیک (PV)، انرژی تجدیدپذیر.

مقالات مستخرج از پایان نامه

[1] S.S. Hamidi and H. Gholizade-Narm "Power Injection of Renewable Energy Sources Using Modified Model Predictive Control", *Energy Equipment and Systems (energyequipsys)*, 2016. (Accepted)

[2] S.S. Hamidi and H. Gholizade-Narm, "Predictive Controller Design for a Grid-Connected PV Central Inverter", *The 3rd International Conference and Exhibition on Solar Energy (ICESE-2016)*, Tehran, 2016.

[۳] س.س. حمیدی و ح. قلی زاده نرم، "میکرواینورترها؛ نسل آینده اینورترهای فتوولتائیک" دومین کنفرانس و نمایشگاه بین المللی انرژی خورشیدی (ICESE-2015)، تهران، ۱۳۹۴.

فهرست عنوان‌ها

فهرست شکل‌ها.....	ك
فهرست جدول‌ها.....	ن
فصل ۱ مقدمه.....	۱
۱-۱- انرژی خورشیدی؛ انرژی آینده	۲
۲-۱- مروری بر ساختار سیستم های فتوولتائیک	۴
۱-۲-۱ اینورتر مرکزی	۵
۲-۲-۱ اینورتر رشته ای	۷
۳-۲-۱ اینورتر چندرشته ای	۷
۴-۲-۱ میکرواینورتر	۸
۳-۱- تقسیم‌بندی میکرواینورترها	۹
۴-۱- ساختار پایان نامه	۱۰
فصل ۲ معرفی سیستم	۱۱
۱-۲- مقدمه	۱۲
۲-۲- مازول فتوولتائیک	۱۲
۳-۲- مبدل افزایشنده ی DC/DC	۱۷
۴-۲- اینورتر	۱۹
۵-۲- فیلتر اتصال به شبکه	۱۹
۶-۲- شبکه	۲۰
فصل ۳ کنترل پیش بین در الکترونیک قدرت	۲۳
۱-۳- کنترل مبدل های الکترونیک قدرت	۲۴
۲-۳- کنترل پیش بین در الکترونیک قدرت	۲۵
۳-۳- کنترل پیش بین مدل (MPC)	۲۷
۴-۳- اصول عملکرد FCS-MPC	۲۹
۱-۴-۳ مدل ریاضی، گسسته سازی و پیش بینی	۳۱
۲-۴-۳ شناسایی وضعیت های کلیدزنی ممکن	۳۳
۳-۴-۳ تعریف تابع هزینه	۳۳
فصل ۴ طراحی کنترل کننده.....	۳۷

۳۸	۱-۴- مقدمه
۳۹	۲-۴- ردیابی نقطه ی حداکثر توان
۴۰	۱-۲-۴- مروری بر روش های MPPT
۴۲	۲-۲-۴- پیاده سازی الگوریتم P&O با FCS-MPC
۴۵	۳-۴- کنترل اینورتر متصل به شبکه
۴۵	۱-۳-۴- مروری بر کنترل کننده های اینورترهای متصل به شبکه
۴۶	۲-۳-۴- توصیف و مدل سازی سیستم
۴۹	۳-۳-۴- حذف اغتشاش
۵۱	۴-۳-۴- تزریق توان با استفاده از FCS-MPC
۵۵	فصل ۵ نتایج شبیه سازی ها
۵۶	۱-۵- مشخصات شبیه سازی
۵۸	۲-۵- نتایج شبیه سازی
۵۸	۱-۲-۵- نتایج شبیه سازی در شرایط کار عادی
۶۴	۲-۲-۵- نتایج شبیه سازی در شرایط تغییر تابش
۷۱	فصل ۶ نتیجه گیری و پیشنهادها
۷۲	۱-۶- نتیجه گیری
۷۳	۲-۶- پیشنهادها
۷۵	مراجع

فهرست شکل‌ها

- شکل ۱-۱: پیش‌بینی تولید برق فتوولتائیک در مناطق مختلف جهان [۲]. ۳
- شکل ۱-۲: پیش‌بینی کاهش هزینه‌ی سرمایه‌گذاری برق فتوولتائیک [۲]. ۳
- شکل ۱-۳: ساختارهای مختلف اینورترهای فتوولتائیک: (الف) مرکزی (ب) رشته‌ای (ج) چند رشته‌ای (د) میکرواینورتر. ۵
- شکل ۱-۴: ساختارهای متداول میکرواینورترها. ۱۰
- شکل ۱-۲: پیکربندی یک میکرواینورتر دو مرحله‌ای. ۱۲
- شکل ۲-۲: مدل تک دیودی سلول خورشیدی با مقاومت‌های سری و موازی. ۱۳
- شکل ۳-۲: ماژول تشکیل شده از سلول‌های خورشیدی. ۱۴
- شکل ۴-۲: منحنی جریان و توان ماژول خورشیدی بر حسب ولتاژ. ۱۵
- شکل ۵-۲: منحنی جریان بر حسب ولتاژ برای سطوح مختلف تابش. ۱۶
- شکل ۶-۲: منحنی جریان بر حسب ولتاژ برای سطوح مختلف تابش. ۱۶
- شکل ۷-۲: مبدل افزایشنده ی DC/DC. ۱۷
- شکل ۸-۲: اینورتر تمام پل DC/AC. ۱۹
- شکل ۹-۲: فیلتر LCL. ۲۰
- شکل ۱۰-۲: مدل شبکه. ۲۱
- شکل ۱-۳: روش‌های مختلف کنترل مبدل‌های الکترونیک قدرت. ۲۴
- شکل ۲-۳: ویژگی‌های ذاتی مبدل‌های الکترونیک قدرت برای استفاده از کنترل پیش‌بین [۲۴]. ۲۶
- شکل ۳-۳: الگوریتم FCS-MPC. ۳۰
- شکل ۴-۳: نحوه‌ی کلیدزنی در FCS-MPC. ۳۱
- شکل ۱-۴: ساختار کلی کنترل اینورترهای فتوولتائیک. ۳۹
- شکل ۲-۴: ساختار سیستم کنترل پیشنهادی. ۳۹

- شکل ۳-۴: مقایسه عملکرد الگوریتم های مختلف ردیابی حداکثر توان [۳۶]. ۴۲.....
- شکل ۴-۴: الگوریتم ردیابی حداکثر توان P&O. ۴۳.....
- شکل ۵-۴: مدار مبدل بوست. ۴۳.....
- شکل ۶-۴: الگوریتم FCS-MPC برای کنترل مبدل افزایشنده. ۴۵.....
- شکل ۷-۴: اینورتر متصل به شبکه. ۴۷.....
- شکل ۸-۴: مدار معادل اینورتر متصل به شبکه. ۴۷.....
- شکل ۹-۴: طرح کلی سیستم کنترل برای تزریق توان. ۵۱.....
- شکل ۱۰-۴: الگوریتم FCS-MPC. ۵۳.....
- شکل ۱-۵: منحنی های مشخصه ی ماژول برای تابش های مختلف. ۵۸.....
- شکل ۲-۵: جریان ماژول فتوولتائیک در شرایط کار عادی. ۵۹.....
- شکل ۳-۵: ولتاژ ماژول فتوولتائیک در شرایط کار عادی. ۵۹.....
- شکل ۴-۵: توان تولیدی ماژول فتوولتائیک در شرایط کار عادی. ۶۰.....
- شکل ۵-۵: ولتاژ خروجی مبدل افزایشنده در شرایط کار عادی. ۶۰.....
- شکل ۶-۵: جریان سلف مبدل افزایشنده در شرایط کار عادی. ۶۱.....
- شکل ۷-۵: الف) جریان خروجی مطلوب و واقعی؛ ب) خطای ردگیری در شرایط کار عادی. ۶۱.....
- شکل ۸-۵: جریان خروجی و ولتاژ شبکه در شرایط کار عادی. ۶۲.....
- شکل ۹-۵: جریان سلف سمت اینورتر و ولتاژ خازن فیلتر بر حسب جریان خروجی در شرایط کار عادی. ۶۳.....
- شکل ۱۰-۵: توان تزریقی به شبکه در شرایط کار عادی. ۶۳.....
- شکل ۱۱-۵: جریان ماژول فتوولتائیک در شرایط تغییر ناگهانی تابش. ۶۴.....
- شکل ۱۲-۵: ولتاژ ماژول فتوولتائیک در شرایط تغییر ناگهانی تابش. ۶۵.....
- شکل ۱۳-۵: توان تولیدی ماژول فتوولتائیک در شرایط تغییر ناگهانی تابش. ۶۵.....
- شکل ۱۴-۵: ولتاژ خروجی مبدل افزایشنده در شرایط تغییر ناگهانی تابش. ۶۶.....

- شکل ۵-۱۵: جریان سلف مبدل افزاینده در شرایط کار تغییر ناگهانی تابش. ۶۶.....
- شکل ۵-۱۶: الف) جریان خروجی مطلوب و واقعی؛ ب) خطای ردگیری در شرایط تغییر ناگهانی تابش. ۶۷....
- شکل ۵-۱۷: جریان خروجی و ولتاژ شبکه در شرایط تغییر ناگهانی تابش. ۶۷.....
- شکل ۵-۱۸: جریان سلف سمت اینورتر و ولتاژ خازن فیلتر بر حسب جریان خروجی در تغییر ناگهانی تابش. ۶۸.
- شکل ۵-۱۹: توان تزریقی به شبکه در شرایط تغییر ناگهانی تابش. ۶۸.....

فهرست جدول‌ها

- جدول ۴-۱- حالت‌های ممکن عملکرد کلیدهای اینورتر ۴۸
- جدول ۵-۱- مشخصات ماژول فتوولتائیک ۵۶
- جدول ۵-۲- مقادیر پارامترهای مبدل DC/DC ۵۷
- جدول ۵-۳- پارامترهای فیلتر LCL ۵۷

فصل ۱ مقدمه

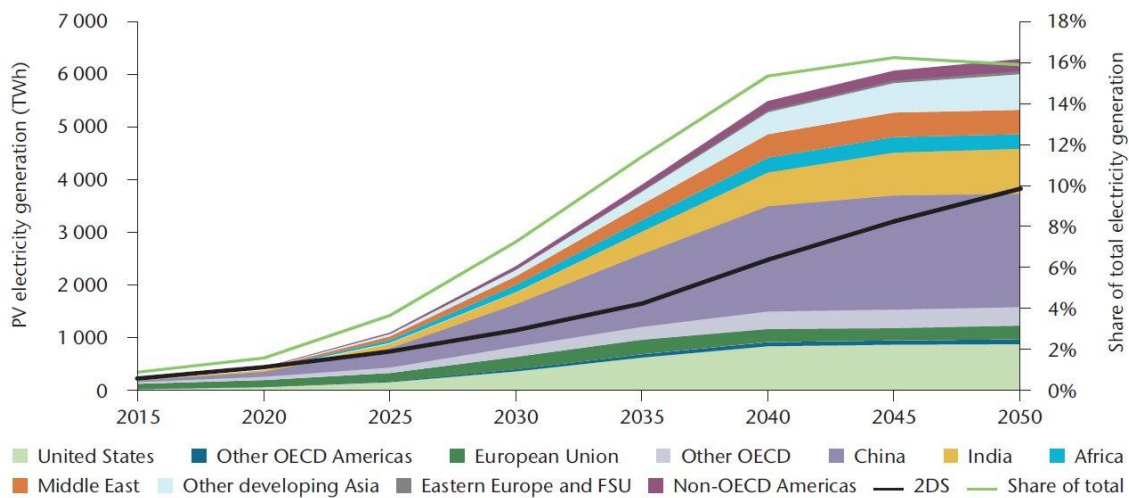
۱-۱- انرژی خورشیدی؛ انرژی آینده

افزایش تقاضای انرژی، آلودگی‌های زیست‌محیطی و نیز نگرانی از پایان یافتن سوخت‌های فسیلی از دغدغه‌های کنونی جامعه‌ی بشری است. وجود چنین بحران‌هایی منجر به تدوین قوانین و سیاست‌هایی از سوی دولت‌ها برای استفاده از انرژی‌های نو و جایگزین شده است. در این میان، انرژی‌های تجدیدپذیری از قبیل خورشیدی، بادی، زیست‌توده، پیل سوختی، زمین‌گرمایی و غیره با اقبال بیش‌تری روبرو شده‌اند. براساس داده‌های موجود، انرژی سالانه‌ای که از خورشید به سطح زمین می‌رسد بزرگ‌تر از همه‌ی اشکال منابع انرژی متداول اعم از تمام منابع غیرقابل تجدید در روی زمین از جمله نفت، زغال سنگ، گاز طبیعی و انرژی هسته‌ای است که تاکنون در دسترس بوده، و یا همیشه در دسترس است [۱]. هم‌چنین انرژی خورشیدی به دلیل گستردگی و سهولت بهره‌گیری از آن گزینه‌ای مطلوب برای جایگزینی انرژی‌های متداول می‌باشد.

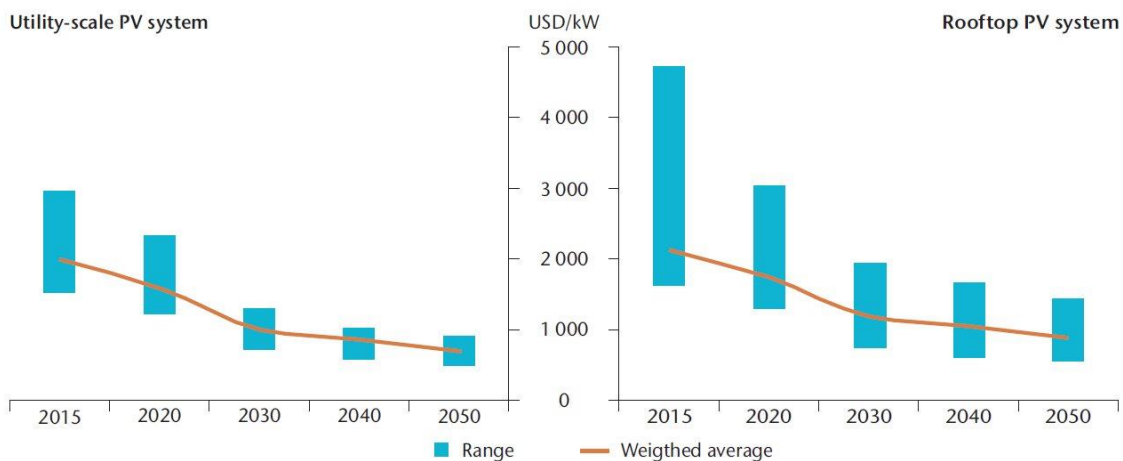
از جمله موارد استفاده از انرژی خورشیدی، سیستم‌های فتوولتائیک (PV) است که نور خورشید را مستقیماً به الکتریسیته تبدیل می‌کنند. ساختار ساده، طول عمر بالا، نصب و راه‌اندازی سریع و بهره‌برداری آسان از مهم‌ترین ویژگی‌های این سیستم‌هاست. اگرچه در حال حاضر فتوولتائیک سهم کمی از تولید برق جهان را به خود اختصاص داده است اما پیش‌بینی‌ها حاکی از روند افزایشی استفاده از این انرژی است. طبق پیش‌بینی آژانس بین‌المللی انرژی^۱ (IEA) میزان تولید برق فتوولتائیک در نقاط مختلف جهان در سال‌های آینده افزایش قابل توجهی خواهد داشت [۲]. شکل ۱-۱ این موضوع را به‌خوبی نشان می‌دهد. با وجود این‌که در حال حاضر هزینه‌ی سرمایه‌گذاری برق حاصل از فتوولتائیک نسبت به برخی منابع متداول فعلی تولید برق بالاتر است [۳]، اما با نگاهی به نمودارهای شکل ۱-۲ می‌توان ابراز امیدواری کرد که پیشرفت‌های علمی و فنی، وضعیت بهتری برای کاهش هرچه بیش‌تر هزینه‌های سرمایه‌گذاری در این بخش رقم خواهد زد. به همین دلیل است که تحقیقات حال حاضر بر کاهش هزینه‌ها در سیستم‌های فتوولتائیک متمرکز شده است. این کاهش هزینه

¹ International Energy Agency

می‌تواند با تحقق مواردی چون ساخت مواد تبدیل‌کننده‌ی انرژی نوری به الکتریسیته با بازدهی بالا، بهینه‌سازی ساختار و عملکرد عناصر فرایند تبدیل انرژی در سیستم‌های PV و غیره قابل حصول باشد. از این روست که برق خورشیدی در کنار برق بادی از ارزان‌ترین منابع تولید برق در آینده پنداشته می‌شود. با توجه به مطالب ذکرشده این ادعا که انرژی خورشیدی، انرژی آینده است چندان دور از ذهن نیست.



شکل ۱-۱: پیش‌بینی تولید برق فتوولتائیک در مناطق مختلف جهان [۲].



شکل ۱-۲: پیش‌بینی کاهش هزینه‌ی سرمایه‌گذاری برق فتوولتائیک [۲].

در تلاش برای استفاده‌ی مؤثر از انرژی خورشیدی، توجه بیشتر محققان به سیستم‌های فتوولتائیک متصل به شبکه معطوف شده است. به طوری که ۹۸/۷ درصد توان فتوولتائیک نصب‌شده در اروپا

به صورت متصل به شبکه و تنها ۱/۳ درصد به صورت سیستم‌های جدا از شبکه بوده است [۴]. این امر ناشی از برتری‌های سیستم‌های متصل به شبکه و نیز نقش آن‌ها در مباحث جدیدی چون شبکه‌های هوشمند و دیگر مباحث فنی در حال پیشرفت سیستم‌های قدرت است. لازم به ذکر است که سیستم‌های جدا از شبکه بیشتر در مناطق دور از شهر یا دور از شبکه کاربرد دارند. در ادامه پیکربندی‌های مختلف سیستم‌های فتوولتائیک بیان می‌شود.

۱-۲- مروری بر ساختار سیستم‌های فتوولتائیک

همان‌گونه که گفته شد سیستم‌های فتوولتائیک اغلب به صورت متصل به شبکه مورد استفاده قرار می‌گیرند و اینورترهایی که جریان مستقیم را به جریان متناوب تبدیل می‌کنند وظیفه‌ی این اتصال را بر عهده دارند. قبل از بررسی ساختارهای مختلف باید دانست که یک اینورتر خورشیدی برای داشتن عملکردی مناسب به عنوان بخش انتقال توان سیستم فتوولتائیک باید چه ویژگی‌هایی داشته باشد. رویکرد کنترلی اینورتر قدرت که ارتباط منبع فتوولتائیک با شبکه برق را برقرار می‌کند باید به منظور اطمینان از انتقال انرژی به صورت کارآمد اهداف اصلی زیر را برآورده سازد:

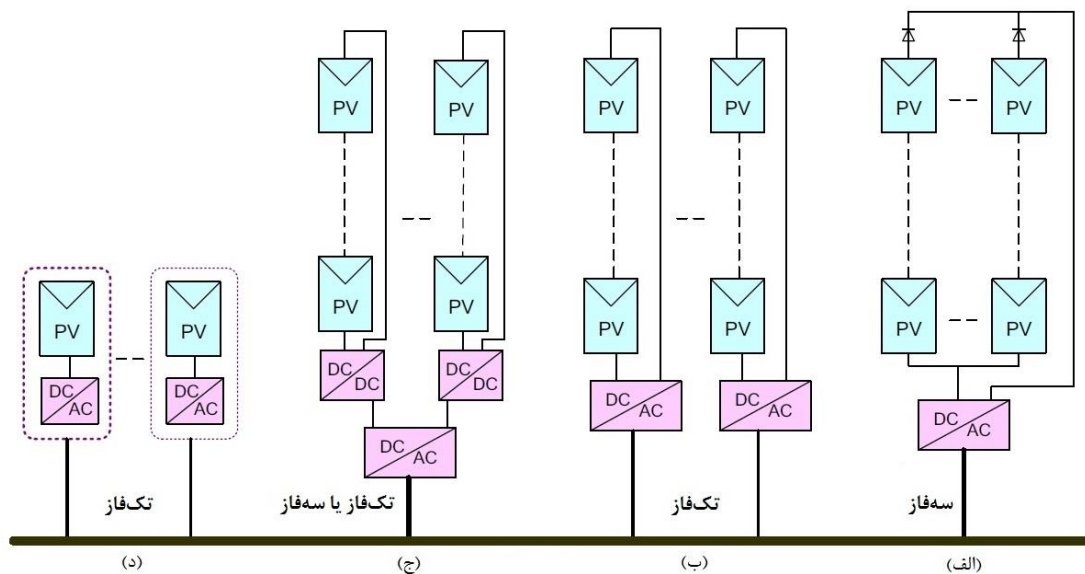
- تبدیل مناسب توان ورودی DC به یک جریان خروجی AC که به شبکه تزریق می‌شود. این جریان باید اعوجاج هارمونیک کل^۱ (THD) پایینی داشته باشد. علاوه بر این، سیستم باید به گونه‌ای کنترل شود که ضریب توان^۲ (PF) قابل قبولی ارائه دهد.
- استحصال حداکثر توان از منبع PV با استفاده از ردیابی نقطه‌ی حداکثر توان^۳ (MPPT) صفحه‌های خورشیدی که با شدت تابش نور خورشید و درجه حرارت تغییر می‌کند. برای ردیابی نقطه حداکثر توان روش‌های مختلفی پیشنهاد شده است که در [۵] و [۶] بررسی شده‌اند.

¹ Total Harmonic Distortion

² Power Factor

³ Maximum Power Point Tracking

بنابراین ساختار اینورتر به هر شکلی که باشد باید موارد بالا را برآورده سازد. با توجه به نحوه قرارگیری اینورترها در کنار ماژول‌ها و یا آرایه‌های فتوولتائیک، پیکربندی‌های مختلفی برای اتصال یک سیستم فتوولتائیک به شبکه معرفی شده است [۷، ۸]. با نگاهی به مراجع مربوطه می‌توان ساختار اینورترهای خورشیدی را در چهار دسته‌ی متداول ساختار اینورتر مرکزی^۱، ساختار اینورتر رشته‌ای^۲، ساختار اینورتر چندرشته‌ای^۳ و ساختار میکرواینورتر^۴ یا اینورتر ماژول-یکپارچه^۵ دسته‌بندی کرد. در ادامه توضیحات مختصری در مورد هر یک از این پیکربندی‌ها داده خواهد شد.



شکل ۱-۳: ساختارهای مختلف اینورترهای فتوولتائیک: (الف) مرکزی (ب) رشته‌ای (ج) چند رشته‌ای (د) میکرواینورتر.

۱-۲-۱ اینورتر مرکزی

این ساختار پرستفاده‌ترین و متداول‌ترین ساختار در سیستم‌های فتوولتائیک بزرگ‌مقیاس است. به همین خاطر این سیستم‌ها غالباً سه فاز هستند. شکل ۱-۳-الف این ساختار را نشان می‌دهد. اینورتر متمرکز ارتباط تعداد زیادی از صفحه‌های PV را به شبکه برقرار می‌کند. در ابتدا، صفحه‌ها به صورت

¹ Central Inverter

² String Inverter

³ Multi-String Inverter

⁴ Micro-Inverter

⁵ Module-Integrated Inverter

سری و به شکل یک رشته‌ی متصل آرایش پیدا می‌کنند. هرکدام از این رشته‌ها قابلیت تولید ولتاژ موردنیاز را برای آن‌که به تقویت ولتاژ نیاز نباشد دارا هستند. پس از آن، رشته‌ها از طریق دیودهای رشته‌ای به‌منظور رسیدن به سطح توان بالا به‌صورت موازی متصل می‌شوند.

با توجه به پیچیدگی کمتر در نصب و نیز هزینه‌ی کم، به نظر می‌رسد این ساختار راه‌حل مناسبی برای سیستم PV چند مگاواتی باشد. با این حال، چند اشکال عمده‌ی این توپولوژی مانند تلفات عدم تطابق بین صفحه‌های PV، عدم ردیابی نقطه‌ی حداکثر توان مرکزی، تلفات توان ناشی از دیودهای رشته‌ای، طراحی غیرقابل انعطاف که در آن دستیابی به مزایای تولید انبوه امکان‌پذیر نیست، پایین بودن قابلیت ارتقاء و عدم استمرار بهره‌وری مطلوب در تابش کم نیز قابل چشم‌پوشی نیست.

به‌طورکلی، بالاترین انرژی خروجی در یک اینورتر متمرکز تنها زمانی دست‌یافتنی است که همه‌ی صفحه‌های PV دقیقاً مشابه و تحت شرایط جوی یکسان کار کنند. در عمل، این امر به دلیل تغییرات پارامترهای صفحه‌ی PV ناشی از دما، گردوغبار روی سطح صفحه و سایر شرایط جوی تقریباً غیرممکن است. علاوه بر این، سایه‌ی درختان اطراف و یا ساختمان‌ها، ابرها و پرندگان می‌تواند سبب تنوع تابش خورشید روی صفحه‌های PV شود.

به‌راحتی می‌توان از شکل ۱-۳-الف دریافت که صفحه‌های PV در هر رشته جریان مشابهی دارند و ولتاژ رشته‌ها نیز به دلیل اتصال موازی آن‌ها برابر است. در صورت تفاوت تابش بین صفحه‌های هر رشته، جریان نقطه‌ی حداکثر توان این صفحه‌های تطابق نیافته، متفاوت خواهد بود. بنابراین، ممکن است تمام صفحه‌های رشته در نقطه‌ی حداکثر توان خود عمل نکنند. به‌طور مشابه، اتصال موازی بین رشته‌ها سبب مسئله‌ی عدم تطابق می‌شود. به‌عبارت دیگر، سطح عملکرد سیستم ردیابی نقطه‌ی حداکثر توان در اتصالات سری و موازی به خطر خواهد افتاد.

۱-۲-۲ اینورتر رشته ای

پس از اینورترهای متمرکز، اینورترهای رشته‌ای برای کاربردهای PV تجاری و مسکونی ترجیح داده شد. همان‌طور که در شکل ۱-۳-ب نشان داده شده است اینورتر رشته‌ای یک نسخه‌ی کاهش‌یافته از اینورتر متمرکز است که در آن یک رشته‌ی منفرد از صفحه‌های PV به اینورتر متصل است. ولتاژ ورودی ممکن است برای عدم نیاز به تقویت ولتاژ، به اندازه‌ی کافی بالا باشد. اینورترهای رشته‌ای از تلفات عدم تطابق بین رشته‌ها جلوگیری می‌کنند و این اجازه را می‌دهند که هر رشته در نقطه‌ی حداکثر توان آن به کار گرفته شود. علاوه بر این، دیویدهای رشته‌ای برداشته شده است که خود باعث کاهش اتلاف انرژی می‌شود. از لحاظ استمرار و تداوم عملکرد نیز، بسیار بعید است که همه‌ی اینورترهای رشته‌ای به‌طور هم‌زمان افت داشته باشند، در نتیجه این امر حداقل تزریق توان به شبکه را تضمین می‌کند.

با این حال، از آنجاکه رشته‌ی PV هنوز هم از صفحه‌های متعدد سری تشکیل شده است، عملکرد MPPT برای هر رشته هنوز هم مناسب نیست. علاوه بر این، اینورترهای اضافه‌نه‌تنها تلفات تبدیل توان بلکه هزینه‌ی سیستم PV را نیز بالا می‌برند.

۱-۲-۳ اینورتر چندرشته ای

ساختار چند رشته‌ای که در شکل ۱-۳-ج به تصویر کشیده شده، توسعه‌یافته‌ی ساختار رشته‌ای است که در آن چند رشته وجود دارد. هرکدام از رشته‌ها یک مبدل DC/DC مربوط به خود را دارند و به یک اینورتر مشترک DC/AC متصل می‌باشند. در مقایسه با سیستم متمرکز، هر رشته را می‌توان به‌صورت جداگانه کنترل کرد. مبدل DC/DC نیز برای بالا بردن ولتاژ PV رشته به شین DC استفاده می‌شود. وجود یک شین DC وظایف اینورتر را کاهش می‌دهد چراکه MPPT توسط مبدل DC/DC تحقق می‌یابد.

این توپولوژی هم‌چنین باعث می‌شود سیستم PV قابل انعطاف باشد. در واقع، صفحه‌های PV در یک رشته می‌توانند با صفحه‌های PV رشته‌ی دیگر در اندازه، فن‌آوری و یا مقادیر نامی توان متفاوت باشند.

علاوه بر این می‌توان به راحتی یک رشته‌ی جدید را همراه مبدل DC/DC به سیستم موجود وصل کرد و آن را گسترش داد.

۱-۲-۴ میکرواینورتر

در سال‌های اخیر موضوع میکرواینورتر یا ماژول AC با توجه به برتری‌های نسبی‌ای که در مقایسه با سایر پیکربندی‌ها دارد مورد توجه قرار گرفته است. مرجع [۷] چنین تعریفی را برای ماژول AC بیان می‌کند: ماژول AC یک محصول الکتریکی است که ترکیبی از یک سلول خورشیدی و یک اینورتر الکترونیک قدرت بوده و در صورت اتصال به شبکه، نور را به برق AC تبدیل می‌کند. در واقع یکی برتری‌های اصلی این ساختار همان ماژول بودن و یکپارچه بودن آن است. شکل ۱-۳-د ساختار میکرواینورتر را نشان می‌دهد. استفاده از میکرواینورترها خصوصاً برای نصب روی سقف خانه‌ها از نظر اقتصادی به صرفه‌تر است [۸]. معمولاً مدار در یک جعبه‌ی آلومینیومی کوچک که به پشت ماژول خورشیدی الحاق می‌گردد، تعبیه می‌شود.

سیستم‌های فتوولتائیک که از میکرواینورترها تشکیل می‌شود می‌تواند انرژی بیشتری از صفحه‌های های PV استحصال نماید و هم‌چنین سبب کاهش هزینه‌ی نصب و راه‌اندازی سیستم می‌شود. سیستم‌های فتوولتائیک بر اساس میکرواینورتر می‌تواند تا درصد مناسبی انرژی بیشتری نسبت به سیستم‌های مبتنی بر اینورتر مرکزی و رشته‌ای استخراج کند زیرا در هر ماژول ردیابی نقطه‌ی حداکثر توان به صورت جداگانه انجام می‌شود. علاوه بر این، زمان نصب و راه‌اندازی میکرواینورتر بسیار کم‌تر از سایر ساختارهاست. خطر قوس الکتریکی و آتش نیز در این سیستم‌ها کاهش می‌یابد چراکه هیچ ولتاژ DC بالایی با توان زیاد در سیستم سیم‌کشی وجود ندارد. از آنجایی که هر ماژول به طور مستقل به شبکه متصل است، خرابی یک ماژول بر بهره‌برداری از ماژول‌های دیگر تأثیر نمی‌گذارد. علاوه بر این تشخیص خرابی در سیستم نیز راحت‌تر می‌شود.

۱-۳- تقسیم‌بندی میکرواینورترها

همان‌گونه که در بخش قبل گفته شد با توجه به مزیت‌های میکرواینورترها، استفاده از آن‌ها برای تولید برق خورشیدی امری اجتناب‌ناپذیر است. برای میکرواینورترها و در کل برای تمام ساختارهای معرفی‌شده، توپولوژی‌های مختلفی بر اساس برخی ویژگی‌های موجود نظیر تعداد مراحل پردازش توان، استفاده یا عدم استفاده از ترانسفورماتور در مدار و ... وجود دارد که برخی از آن‌ها عبارتند از:

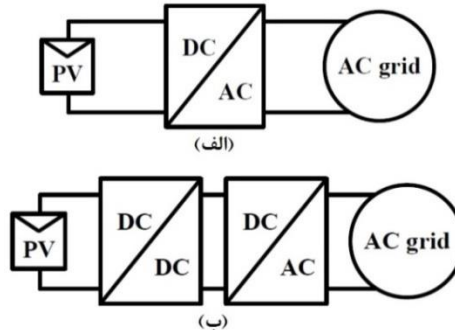
- تعداد مراحل پردازش توان که به صورت سری قرار می‌گیرند
- نوع جداسازی قدرت بین ماژول PV و شبکه‌ی تک فاز
- بهره‌گیری و یا عدم استفاده از یک ترانسفورماتور (فرکانس پایین یا فرکانس بالا)
- نوع اتصال مرحله‌ی قدرت به شبکه

بنا به موارد بالا توپولوژی‌های مختلفی ارائه شده است. ترانسفورماتورها مزیت‌هایی چون ایزوله کردن مدار را به همراه دارند اما حجیم، سنگین، گران و پراتلاف بودنشان طراحان را وادار به انتخاب مدارهای بدون ترانسفورماتور می‌کند [۹، ۱۰].

مرجع [۱۱] تلفات توان مربوط یک اینورتر تک‌مرحله‌ای و نیز دو مرحله‌ای را در شرایط برابر مقایسه کرده است. طبق نتایج این تحقیق، تلفات توان در دو حالت بسیار نزدیک به هم است.

اشکال عمده‌ی پیکربندی تک‌مرحله‌ای این است که محدوده‌ی ولتاژ خروجی منبع فتوولتائیک به خصوص در کاربردهای توان پایین (به عنوان مثال میکرواینورترها)، محدود است و در نتیجه روی بهره‌وری کلی سیستم تأثیر می‌گذارد. پیکربندی دو مرحله‌ای که در آن از یک مبدل DC/DC برای تقویت ولتاژ ماژول PV به یک سطح مطلوب استفاده می‌شود می‌تواند این مسئله را حل کند [۱۲]. مبدل DC/DC علاوه بر افزایش ولتاژ، کنترل MPPT ماژول PV را نیز انجام می‌دهد که موجب عملکرد بهتر در سیستم می‌شود. شکل ۱-۴ ساختارهای متداول میکرواینورترها را نشان می‌دهد.

ما در این پایان نامه از یک میکرواینورتر تک فاز دو مرحله ای و بدون ترانسفورماتور استفاده خواهیم کرد. مدار مورد استفاده در فصل بعد، معرفی خواهد شد.



شکل ۱-۴: ساختارهای متداول میکرواینورترها.

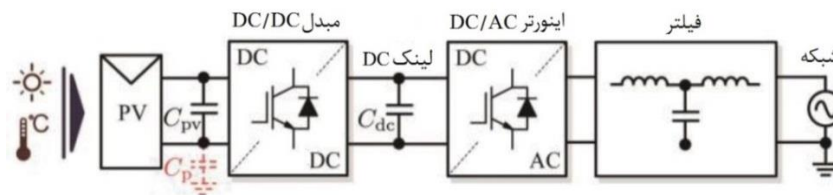
۱-۴- ساختار پایان نامه

این پایان نامه شامل شش فصل است که در فصل اول اهمیت انرژی خورشیدی و چگونگی انتخاب سیستم ارائه گردید. همچنین پیکربندی های مختلف سیستم های فتوولتائیک متصل به شبکه بیان شد. سیستم شامل منبع فتوولتائیک، مبدل، اینورتر و شبکه در فصل ۲ معرفی می شود. فصل ۳ کنترل پیش بین و کاربردهای آن در سیستم های الکترونیک قدرت را مورد بررسی قرار می دهد. در این فصل مفاهیم مربوط به کنترل پیش بین مدل با مجموعه ی کنترلی محدود که در سال های اخیر نقش به سزایی در کنترل مبدل های الکترونیک قدرت داشته است بیان خواهد شد. فصل ۴ با استفاده از مفاهیم فصل های قبل به طراحی کنترل کننده برای میکرواینورتر می پردازد. نتایج شبیه سازی در فصل ۵ بیان گردیده و نتیجه گیری و پیشنهادها نیز در فصل ۶ آمده است.

فصل ۲ معرفی سیستم

۲-۱-۱- مقدمه

همان‌گونه که گفته شد، اشکال عمده‌ی پیکربندی تک‌مرحله‌ای این است که محدوده‌ی ولتاژ خروجی منبع فتوولتائیک به خصوص در کاربردهای توان پایین، محدود است و در نتیجه روی بهره‌وری کلی سیستم تأثیر می‌گذارد. پیکربندی دو مرحله‌ای که در آن از یک مبدل DC/DC برای تقویت ولتاژ ماژول PV به یک سطح مطلوب استفاده می‌شود می‌تواند این مسئله را حل کند. مبدل DC/DC علاوه بر افزایش ولتاژ، کنترل MPPT ماژول PV را نیز انجام می‌دهد که موجب عملکرد بهتر در سیستم می‌شود. شکل ۱-۲ ساختار کلی یک میکرواینورتر فتوولتائیک متصل به شبکه با توپولوژی دو مرحله‌ای را نشان می‌دهد. همان‌گونه که در این شکل مشخص است ماژول خورشیدی از طریق خازن C_{pv} که به عنوان فیلتر عمل می‌کند به مبدل افزایش‌دهنده DC/DC متصل می‌شود. هم‌چنین خازن لینک DC برای دکوپله‌سازی دو بخش مدار است و C_p خازن حفاظتی می‌باشد. ولتاژ ثابت و تقویت شده به ورودی اینورتری که با یک فیلتر مناسب به شبکه وصل است وارد شده و با اعمال کنترل‌های لازم، جریان خروجی کنترل شده و توان مشخصی به شبکه تزریق می‌شود. تمرکز اصلی ما در این پایان‌نامه کنترل اینورتر متصل به شبکه است. در ادامه بخش‌های اصلی سیستم بررسی می‌شود.

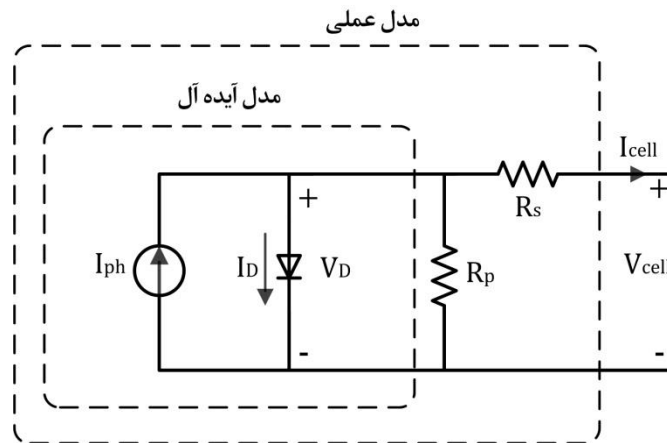


شکل ۱-۲: پیکربندی یک میکرواینورتر دو مرحله‌ای.

۲-۲-۲- ماژول فتوولتائیک

یک ماژول فتوولتائیک از ترکیب سلول‌های فتوولتائیک ساخته می‌شود. برای یک سلول خورشیدی مدل‌های مختلفی ارائه شده است [۱۳، ۱۴] که در بین آن‌ها مدل تک‌دیودی، متداول‌ترین مدل است. بر این اساس، یک سلول را می‌توان با یک منبع جریان وابسته به نور و به صورت موازی با یک دیود مدل

کرد [۱۵]. برای آن که مدل ارائه شده با دقت بیشتری همراه باشد معمولاً یک مقاومت سری نیز به مدار اضافه می‌شود. هنگامی که سلول خورشیدی در معرض تغییرات دما (به خصوص دماهای بالا) قرار گیرد، به میزان زیادی دقت خود را دست می‌دهد. به همین منظور یک مقاومت موازی نیز به مدار افزوده می‌شود تا دقت مدل در دماهای بالا نیز افزایش یابد. مدل با مقاومت سری و موازی در مراجع زیادی از جمله [۱۶] و [۱۷] آمده است. شکل ۲-۲ مدل سلول فتوولتائیک را نشان می‌دهد.



شکل ۲-۲: مدل تک دیودی سلول خورشیدی با مقاومت های سری و موازی.

جریان حاصل از تابش نور به صورت خطی به میزان تابش وابسته است و به شکل زیر بیان می‌شود:

$$I_{ph} = \frac{G}{G_n} [I_{ph,n} + k_i(T - T_n)] \quad (1-2)$$

که در آن $I_{ph,n}$ جریان نامی حاصل از تابش بر حسب آمپر، G و G_n به ترتیب مقدار تابش و تابش نامی و بر حسب وات بر متر مربع، T و T_n به ترتیب دمای سلول در شرایط کاری و در حالت نامی و بر حسب کلوین و نیز نسبت جریان اتصال کوتاه به ضریب حرارتی بر حسب آمپر بر کلوین است.

جریان عبوری از دیود نیز به صورت زیر بیان می‌شود:

$$i_d = I_{sat} \left[\exp\left(\frac{v_d}{\eta V_T}\right) - 1 \right] \quad (2-2)$$

که در آن i_d و v_d به ترتیب جریان و ولتاژ دیود، I_{sat} جریان اشباع معکوس دیود و η ضریب ایده‌آلی دیود می‌باشد. همچنین v_T نشان دهنده‌ی ولتاژ حرارتی است که به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$v_T = \frac{k_B T}{q_e} \quad (۳-۲)$$

که در آن k_B و q_e به ترتیب ثابت بولتزمن بر حسب ژول بر کلوین و بار الکتریکی الکترون بر حسب کولن هستند و T دمای سلول می باشد.

با نوشتن KVL و KCL برای مدار شکل ۲-۲ می توان معادلات ولتاژ و جریان سلول خورشیدی را به صورت زیر بیان کرد:

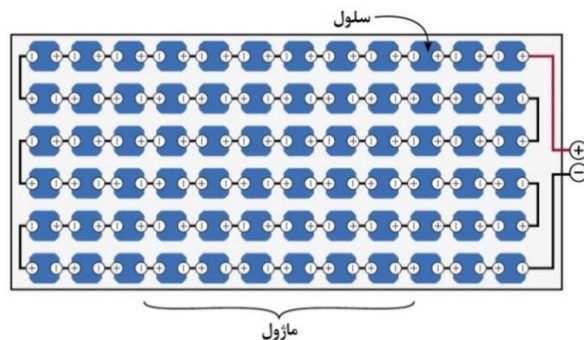
$$I_{ph} - i_d - \frac{v_d}{R_p} - i_{cell} = 0 \quad (۴-۲)$$

$$v_{cell} = v_d - R_s i_{cell} \quad (۵-۲)$$

معادلاتی که بیان شد مربوط به یک سلول خورشیدی بود. به دلیل آن که منبع میکرواینورتر یک ماژول فتوولتائیک است باید معادلات جریان و ولتاژ ماژول را به دست آورد. همان گونه که از شکل ۲-۳ پیداست یک ماژول از ترکیب سری تعدادی سلول خورشیدی تشکیل می شود. اگر فرض کنیم تعداد سلول های سری ماژول N_s باشد، رابطه ی جریان و ولتاژ آن را می توان به صورت زیر نوشت:

$$v_{PV} = N_s v_{cell} \quad (۶-۲)$$

$$i_{PV} = i_{cell} \quad (۷-۲)$$

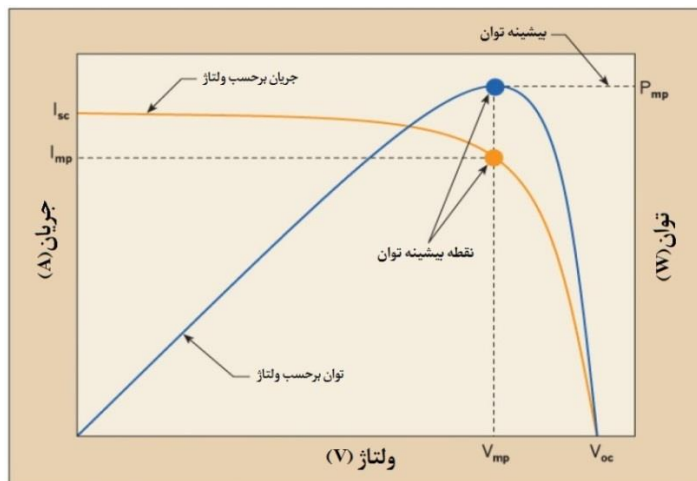


شکل ۲-۳: ماژول تشکیل شده از سلول های خورشیدی.

اجزای الکترونیک قدرت یک سیستم فتوولتائیک، مانند اینورتر متصل به شبکه، برای ورودی، محدوده ی ولتاژی حداقل و حداکثری دارند. بنابراین، باید مقادیر مناسبی را برای ولتاژ ماژول جهت برآوردن نیازهای خاص در نظر گرفت. این موضوع، تا حدودی عملکرد مناسب سیستم را تضمین

می‌کند. اما قبل از هرگونه محاسبات مربوط به ولتاژ، مهم است که درک درستی از ولتاژ و جریان خروجی ماژول PV و چگونگی تغییرات آن‌ها با تغییرات درجه حرارت و نور خورشید (تابش) داشت.

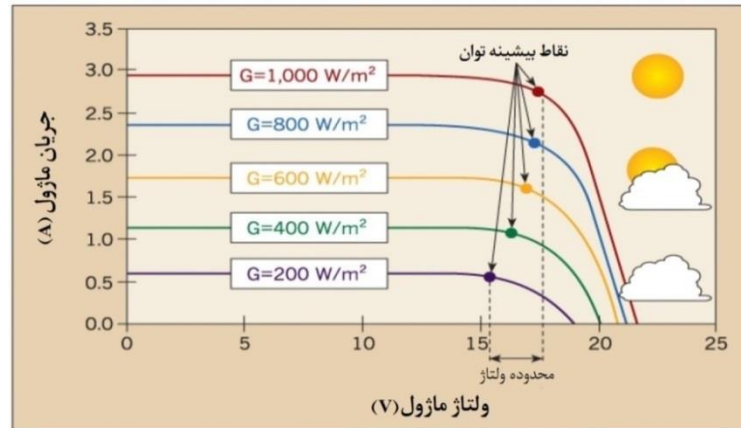
هر ماژول PV با دو مقدار ولتاژ مختلف عرضه می‌شود: ولتاژ مدار باز (V_{OC}) و ولتاژ حداکثر توان (V_{MP}). ولتاژ مدار باز زمانی رخ می‌دهد که هیچ باری به ماژول PV متصل نیست و در نتیجه جریانی وجود ندارد. ولتاژ حداکثر توان نیز میزان ولتاژی از ماژول است که متناظر با بیش‌ترین توان تولیدی آن می‌باشد. شکل ۲-۴، منحنی جریان برحسب ولتاژ را نشان می‌دهد که در آن ولتاژ مدار باز در سمت راست پایین منحنی رخ می‌دهد. در این نقطه، ولتاژ حداکثر بوده و جریان صفر است. ولتاژ حداکثر توان نیز نزدیک مکان زانویی منحنی قرار دارد. برای ماژول PV، مقدار V_{OC} همیشه بزرگ‌تر از V_{MP} می‌باشد. منحنی توان بر حسب ولتاژ ماژول نیز در شکل ۲-۴ دیده می‌شود.



شکل ۲-۴: منحنی جریان و توان ماژول خورشیدی بر حسب ولتاژ.

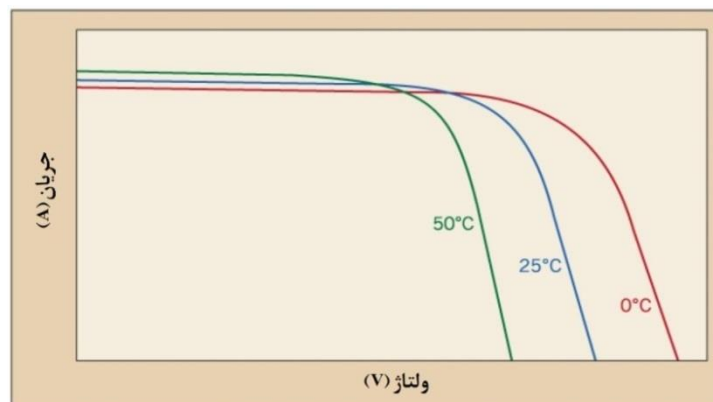
میزان جریان تولیدی یک ماژول PV به طور مستقیم با تابش خورشید متناسب است؛ به طوری که سطوح بالاتر تابش منجر به شارش بیش‌تر الکترون‌های سلول می‌شود. مقدار ولتاژ تولیدشده توسط ماژول نیز تحت تأثیر تابش قرار می‌گیرد، اما این تأثیر زیاد نیست. شکل ۲-۵ منحنی جریان-ولتاژ یک ماژول معمولی را به ازای تابش‌های مختلف نشان می‌دهد. همان‌گونه که دیده می‌شود تغییرات ولتاژ

ماژول PV برای سطوح تابش مختلف کم است. بنابراین، می توان فرض کرد که در شرایطی که نور محیط عادی است ماژول PV توانایی تولید ولتاژ نامی را داراست.



شکل ۲-۵: منحنی جریان بر حسب ولتاژ برای سطوح مختلف تابش.

ولتاژ خروجی ماژول PV عمدتاً توسط درجه حرارت تحت تأثیر قرار می گیرد. رابطه‌ی بین ولتاژ ماژول و درجه حرارت معکوس است. بدین معنا که با افزایش دمای ماژول، مقدار ولتاژ کاهش می یابد و بالعکس. این ارتباط در شکل ۲-۶ نشان داده شده است. ولتاژ خروجی متغیر به عنوان یک عامل مهم در طول طراحی سیستم باید در نظر گرفته شود.



شکل ۲-۶: منحنی جریان بر حسب ولتاژ برای سطوح مختلف تابش.

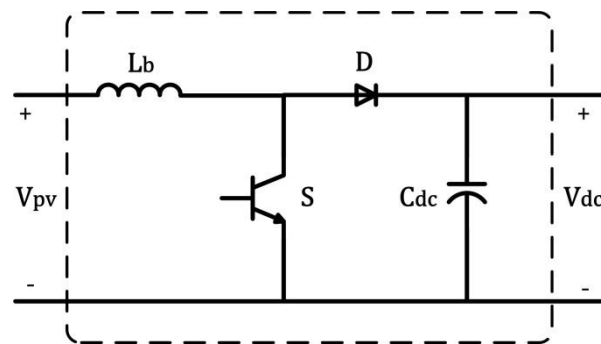
همان گونه که گفته شد منحنی مشخصه‌ی (I-V) یک ماژول خورشیدی به ازای شرایط کاری مختلف دارای نقاط بهینه‌ی یکتایی است که در آن توان تولیدی حداکثر است. از آن جایی که مشخصه‌ی ماژول نسبت به تابش نور و حتی دما تغییرپذیر است باید سیستمی برای کنترل ماژول خورشیدی در نظر

گرفته شود که علاوه بر قرار دادن آن در بهترین نقطه‌ی کار، در صورت تغییر این نقطه به واسطه‌ی شرایط محیطی، بتواند نقطه‌ی حداکثر توان^۱ (MPP) سیستم را به سرعت یافته و مازول خورشیدی را با کم‌ترین زمان در نقطه‌ی موردنظر قرار دهد. روش‌های ردیابی نقطه‌ی حداکثر توان یکی از موضوعات اساسی سیستم‌های فتوولتائیک می‌باشد. این موضوع در فصل چهارم بررسی می‌شود.

۳-۲- مبدل افزایشنده ی DC/DC

در یک میکرواینورتر فتوولتائیک متداول، بخش پردازش توان از دو قسمت تشکیل می‌شود: یک مبدل DC/DC و یک اینورتر DC/AC. انواع مختلفی از مبدل‌های DC/DC وجود دارد، اما به علت پایین بودن ولتاژ خروجی مازول خورشیدی، به طور معمول از مبدل افزایشنده‌ی ولتاژ در ساختار سیستم تولید توان خورشیدی استفاده می‌شود. علت استفاده از مبدل افزایشنده علاوه بر افزایش ولتاژ خروجی مازول، ردیابی نقطه‌ی حداکثر توان از طریق آن است. در حقیقت می‌توان گفت کنترل سمت منبع فتوولتائیک که شامل ردیابی نقطه‌ی حداکثر توان و تنظیم ولتاژ است به وسیله‌ی مبدل انجام می‌شود.

شکل ۲-۷ یک مبدل DC/DC افزایشنده‌ی متداول را نشان می‌دهد. در ساختار این مبدل دو کلید نیمه هادی وجود دارد که یکی کنترل شده و دیگری کنترل نشده (دیود) است. با قطع و وصل کردن کلید، یک شکل موج ولتاژ شبه‌مربعی در خروجی ظاهر می‌شود که به خاطر وجود خازن در خروجی مبدل، عملاً یک ولتاژ DC با ریپل اندک و وابسته به مقدار ظرفیت خازن حاصل می‌شود.



شکل ۲-۷: مبدل افزایشنده ی DC/DC.

¹ Maximum Power Point

قابل ذکر است که دیود موجود در ساختار مبدل عملاً به صورت دوگان کلید نیمه‌هادی عمل می‌کند. اصولاً این مبدل می‌تواند در دو حالت کار کند که عبارتند از: حالت جریان پیوسته^۱ (CCM) و حالت جریان ناپیوسته^۲ (DCM). تشخیص این دو حالت از روی پیوسته بودن و یا ناپیوسته بودن جریان سلف صورت می‌گیرد. در این پایان نامه فرض شده است که مبدل همیشه در حالت CCM کار کرده و هیچ‌گاه وارد ناحیه‌ی کاری DCM نمی‌شود. در حالت CCM با توجه به دو وضعیت قطع و وصل کلید، مدار در دو حالت کار می‌کند. ابتدا فرض می‌کنیم کلید وصل باشد. در این صورت، ولتاژ ورودی روی سلف قرار گرفته و در نتیجه جریان سلف افزایش می‌یابد. لازم به ذکر است که در این حالت دیود بایاس معکوس شده و هدایت نمی‌کند. پس خازن، تنها تأمین‌کننده‌ی بار متصل به مبدل می‌باشد. با قطع کلید، چون جریان سلف نمی‌تواند جهش کند و باید ادامه پیدا کند، دیود شروع به هدایت نموده و در این حالت چون ولتاژ خروجی از ورودی بزرگ‌تر است ولتاژ سلف منفی شده و جریان آن شروع به افت می‌نماید. لازم به ذکر است که در این حالت، جریان رو به کاهش سلف، هم خازن را شارژ نموده و هم بار را تأمین می‌نماید. با کنترل کلید Q به راحتی هم می‌توان ولتاژ خروجی را تنظیم نمود و MPPT را پیاده‌سازی کرد. این کار معمولاً از طریق کنترل چرخه‌ی وظیفه^۳ انجام می‌شود. چرخه‌ی وظیفه نسبت مدت زمان هدایت کلید نیمه‌هادی به مدت زمان یک پالس را که از روی فرکانس کلیدزنی به دست می‌آید، می‌باشد. این کنترل از طریق یک مدولاتور و با مدولاسیون پهنای پالس (PWM) تحقق می‌یابد. ما در این پایان‌نامه به جای استفاده از PWM از کنترل پیش‌بین استفاده خواهیم کرد. کنترل‌کننده‌ی پیشنهادی نیازی به مدولاتور برای پیاده‌سازی ندارد. این کنترل‌کننده برای MPPT و افزایش و تنظیم ولتاژ طراحی می‌گردد.

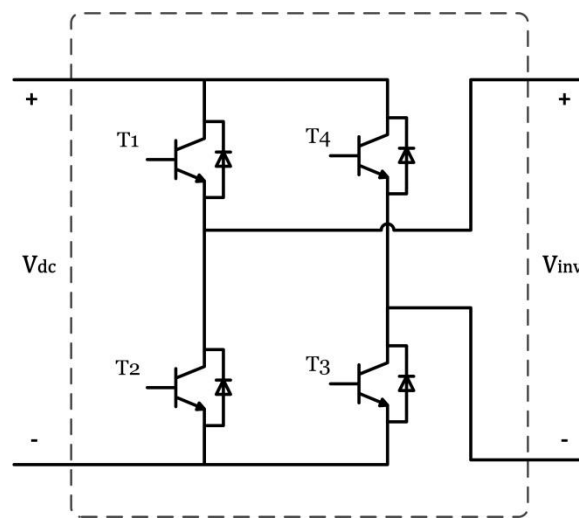
¹ Continues Current Mode

² Discontinues Current Mode

³ Duty Cycle

۴-۲- اینورتر

اینورتر، وظیفه‌ی سینوسی کردن جریان خروجی را بر حسب نیازهای کاربر یا شبکه و بر اساس مقادیر مرجع تعیین شده دارد. ما در این پایان نامه از یک اینورتر معمولی با چهار کلید استفاده می‌کنیم. با کنترل مناسب کلیدهای اینورتر می‌توان ولتاژ و جریان DC ورودی را به یک جریان سینوسی تبدیل کرد. شکل ۲-۸ اینورتر موردنظر را نشان می‌دهد. برای کنترل اینورتر یک کنترل کننده‌ی پیشبین پیشنهاد شده که در فصل ۴ معرفی خواهد شد.



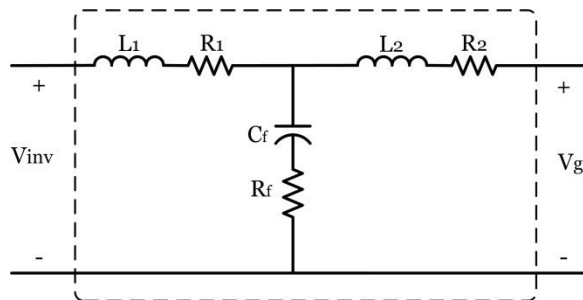
شکل ۲-۸: اینورتر تمام پل DC/AC.

۵-۲- فیلتر اتصال به شبکه

اتصال منابع تولید انرژی الکتریکی به شبکه همواره با چالش‌هایی روبروست. یکی از شناخته شده‌ترین پدیده‌های مضر در اتصال منابع به شبکه تولید هارمونیک است. هارمونیک‌ها را می‌توان دلیل اصلی آسیب دیدگی تجهیزات حساس دانست. براساس استاندارد IEEE-1547، THD جریان تزریقی به شبکه باید کمتر از ۵ درصد باشد. دو دلیل برای تولید هارمونیک وجود دارد که اولی به ماهیت کلیدزنی اینورتر و دومی به بار و شبکه برمی‌گردد [۱۸].

یک راه متداول برای حذف هارمونیک‌ها استفاده از یک فیلتر پایین گذر بین اینورتر و شبکه است. برای این کار فیلترهای مختلفی وجود دارد. ساده‌ترین فیلتر، یک سلف بین اینورتر و شبکه است. هرچند

برای بهبود عملکرد می‌توان از خازن نیز استفاده کرد. فیلترهای LC و LCL متداول‌ترین این فیلترها هستند. بین فیلترهای معرفی شده برای حذف هارمونیک (L، LC و LCL)، فیلتر LCL به دو دلیل مورد توجه قرار گرفته است. نخست این که فیلترهای LCL، میرایی بهتری نسبت به فیلترهای LC با اندازه‌ی یکسان دارند. دوم آن که فیلترهای LCL در خروجی، یک سلف دارند که از ایجاد جریان‌های هجومی در نقطه‌ی اتصال به شبکه جلوگیری می‌کنند [۱۹]. با وجود عملکرد خوب فیلترهای LCL در حذف هارمونیک‌ها، چالش‌هایی نیز وجود دارد. فیلترهای L و LC، فرآیند طراحی و کنترل ساده‌تری دارند. کنترل پیچیده‌تر فیلترهای LCL به این دلیل است که این فیلترها مرتبه‌ی سیستم را افزایش می‌دهند و افزایش مرتبه در حالت عادی سبب سخت‌تر شدن طراحی کنترل‌کننده خواهد شد [۲۰]. در این تحقیق از یک فیلتر LCL برای اتصال اینورتر به شبکه استفاده می‌شود. شکل ۲-۹ نحوه‌ی قرارگیری فیلتر را نشان می‌دهد.

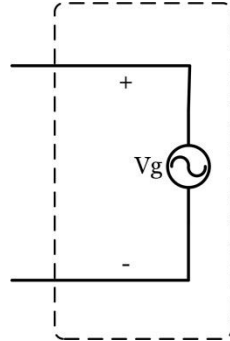


شکل ۲-۹: فیلتر LCL.

۲-۶- شبکه

در این پایان‌نامه شبکه را به عنوان یک منبع ولتاژ سینوسی خالص با دامنه‌ی ثابت، یعنی در نظر می‌گیریم. البته لازم به ذکر است که این مدل، تقریبی از شبکه‌ی واقعی را نشان می‌دهد، زیرا ممکن است به دلیل وجود اجزای هارمونیک فرد که نمی‌توان آن‌ها را نادیده گرفت ولتاژ شبکه به عنوان یک سیگنال سینوسی خالص رفتار نکند. علاوه بر این، ممکن است پدیده‌های

ناخواسته‌ای مانند جزیره‌ای شدن شبکه رخ دهد [۲۱]. شکل ۲-۱۰ مدل شبکه را نشان می‌دهد که به صورت ایده‌آل در نظر گرفته شده است.



شکل ۲-۱۰: مدل شبکه.

جزئیات پارامترهای مربوط به بخش‌های مختلف سیستم در بخش طراحی کنترل‌کننده و در فصل ۴ گفته خواهد شد.

فصل ۳ کنترل پیش بین در الکترونیک قدرت

۳-۱- کنترل مبدل های الکترونیک قدرت

تاکنون روش های متعددی برای کنترل مبدل های الکترونیک قدرت ارائه شده [۲۲] که شکل ۳-۱ رایج ترین آن ها را نشان می دهد.



شکل ۳-۱: روش های مختلف کنترل مبدل های الکترونیک قدرت.

در میان این کنترل کننده ها، کنترل هیستریزیس و خطی به مدولاسیون پهنای پالس (PWM) وابسته هستند. کنترل هیستریزیس با استفاده از ماهیت غیرخطی مبدل های الکترونیک قدرت، نحوه ی کلیدزنی را بر اساس مقایسه ی متغیر اندازه گیری شده با مرجع آن و با توجه به عرض هیستریزیس داده شده برای خطا تعیین می کند. از این نوع کنترل کننده می توان در کاربردهای ساده مانند کنترل جریان و همچنین کاربردهای پیچیده تر مانند کنترل مستقیم توان^۱ (DPC) استفاده کرد. این کنترل کننده آنالوگ است و برای پیاده سازی آن در یک بستر دیجیتال، فرکانس نمونه برداری بسیار بالایی مورد نیاز است.

با توجه به امکان مدولاسیون، می توان از هر کنترل کننده ی خطی برای مبدل های قدرت استفاده کرد. کنترل کننده ی تناسبی-انتگرالی (PI) از شناخته شده ترین و متداول ترین این کنترل کننده هاست. طراحی کنترل خطی با مدولاسیون، اغلب مستلزم تبدیلات خاصی به فضای مدل میانگین است. علاوه بر این، اعمال کنترل خطی به یک سیستم غیرخطی شاید نتواند در سراسر محدوده ی دینامیکی کارایی مناسبی در پی داشته باشد. با این اوصاف، وجود یک مرحله ی مدولاسیون اضافه، چند مرحله طراحی و ملاحظات برای رسیدن به یک طرح کنترل مناسب، می تواند برای برخی از مبدل های قدرت

¹ Direct Power Control

مانند مبدل‌های ماتریسی^۱، مبدل‌های چند سطحی^۲ و غیره بسیار چالش برانگیز باشد. علاوه بر این، در طراحی کنترل خطی، نمی‌توان به طور مستقیم محدودیت‌های سیستم و الزامات فنی (مانند THD، حداکثر جریان، حداکثر فرکانس کلیدزنی و غیره) را در سیستم‌های الکترونیک قدرت گنجانده. با توسعه‌ی ریزپردازنده‌های قوی‌تر، روش‌های کنترلی جدیدتری برای غلبه بر مشکلات قبلی ارائه شده که برخی از مهم‌ترین آن‌ها عبارتند از کنترل‌کننده‌هایی که بر اساس منطق فازی و یا شبکه‌های عصبی هستند، کنترل حالت لغزشی و کنترل پیش‌بین.

استفاده از منطق فازی و شبکه‌های عصبی برای کاربردهایی که در آن، سیستم کنترل و یا برخی از پارامترهای آن ناشناخته باشد مناسب است. کنترل حالت لغزشی قوام مناسبی دارد و به خوبی از ماهیت کلیدزنی مبدل‌ها برای طراحی کنترل‌کننده استفاده می‌کند، اما پیچیدگی این کنترل‌کننده از نقاط چالش برانگیز آن است.

در بین روش‌های کنترلی جدید، کنترل پیش‌بین گزینه‌ی بسیار جذاب و مناسبی برای مبدل‌های قدرت است. کنترل پیش‌بین، خانواده‌ی گسترده‌ای از کنترل‌کننده‌ها را با رویکردهای متفاوت در بر می‌گیرد. ایده‌ی مشترک همه‌ی این کنترل‌کننده‌ها عبارت است از استفاده از مدل سیستم برای محاسبه‌ی پیش‌بینی رفتار آینده‌ی متغیرهای کنترل‌شده و استفاده از یک معیار بهینه‌سازی برای انتخاب عملگر مناسب. در بخش بعدی مفاهیم و نحوه‌ی عملکرد این کنترل‌کننده را بیان می‌کنیم.

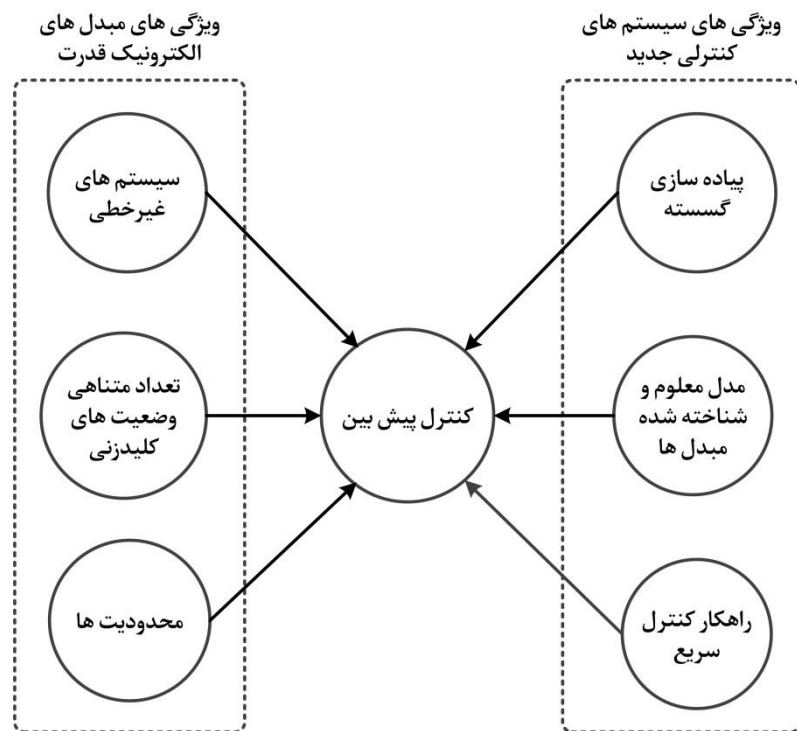
۳-۲- کنترل پیش بین در الکترونیک قدرت

همان‌گونه که گفته شد در بین روش‌های کنترلی جدید برای مبدل‌های الکترونیک قدرت، کنترل پیش‌بین با استقبال بسیار خوبی مواجه شده است. زیرا از یک سو با توجه به ویژگی‌های این روش، محدودیت‌هایی چون چندمتغیره بودن سیستم، رفتار غیرخطی آن و وجود قيود مختلف، مشکل‌ساز

¹ Matrix converter

² Multilevel converter

نخواهد بود و از سوی دیگر با پیشرفت علم الکترونیک و روی کار آمدن پردازنده‌های قوی، دیگر نباید انجام محاسبات فراوان را در این روش مشکلی جدی قلمداد کرد [۲۳]. مبدل‌های قدرت سیستم‌هایی هستند که طبیعتی ترکیبی (گسسته و پیوسته) دارند و وجود بخش‌های خطی و غیر خطی در آن‌ها و نیز تعداد متناهی وضعیت‌های کلیدزنی به عنوان ورودی کنترلی سیستم، کنترل آن‌ها را چالش‌برانگیز کرده است. هم‌چنین وجود قیدها و محدودیت‌هایی چون حداکثر ولتاژ و جریان خروجی در این مبدل‌ها امری اجتناب‌ناپذیر است. شکل ۳-۲ ویژگی‌های مبدل‌های الکترونیک قدرت و تناسب آن‌ها را با مشخصات کنترل پیش بین نشان می‌دهد.



شکل ۳-۲: ویژگی‌های ذاتی مبدل‌های الکترونیک قدرت برای استفاده از کنترل پیش بین [۲۴].

کنترل پیش بین به یک الگوریتم خاص محدود نبوده و خانواده‌ی بزرگی از کنترل‌کننده‌ها را شامل می‌شود. از انواع کنترل‌کننده‌های پیش بین موجود برای کنترل مبدل‌های الکترونیک قدرت می‌توان

به کنترل ناحیه مرده^۱، کنترل پیش بین مبتنی بر هیستریزیس^۲ و کنترل پیش بین مدل^۳ (MPC) اشاره کرد [۲۴].

یکی از شناخته شده ترین طرح های کنترل پیش بین، کنترل ناحیه مرده است که با استفاده از مدل سیستم، ولتاژی را که باعث می شود خطا در یک زمان نمونه برداری صفر شود محاسبه کرده و سپس با استفاده از یک مدولاتور به سیستم اعمال می کند. این روش هنگامی که یک پاسخ دینامیکی سریع مورد نیاز است، اغلب با شکست مواجه می شود. در واقع، خطا در مقادیر پارامترهای مدل، تأخیر مدل نشده و خطاهای دیگر در مدل، عملکرد سیستم را با مشکل مواجه می سازد و حتی ممکن است منجر به ناپایداری شود. نقطه ضعف دیگر این طرح کنترلی آن است که ویژگی های غیرخطی و محدودیت های متغیرهای سیستم را نمی تواند به خوبی کنترل کند.

اساس کار کنترل پیش بین مبتنی بر هیستریزیس، نگه داشتن متغیرهای سیستم بین مرزهای یک ناحیه یا فضای هیستریزیس است. فرکانس کلیدزنی در این کنترل کننده متغیر است.

کنترل پیش بین مدل از استراتژی های بسیار قدرتمند است که به تازگی در الکترونیک قدرت استفاده شده است. در بخش بعدی مختصری درباره ی MPC توضیح خواهیم داد.

۳-۳- کنترل پیش بین مدل (MPC)

ایده ی اصلی کنترل پیش بین مدل یا کنترل افق پیش رو^۴ (RHC) در دهه ی ۱۹۶۰ معرفی شد و پس از آن در دهه ی ۱۹۷۰ در کاربردهای کنترل صنعتی و به ویژه در صنایع شیمیایی مورد توجه و استفاده قرار گرفت [۲۵]. سپس این رویکرد کنترلی وارد فضای دانشگاهی و تحقیقاتی گردید و با استقبال محققان مواجه شد. مراجع [۲۶-۲۸] انواع کنترل کننده های پیش بین را به خوبی شرح داده و مقایسه کرده اند. در کاربردهای الکترونیک قدرت، MPC را می توان در دو دسته تقسیم بندی کرد: کنترل

¹ Deadbeat Control

² Hysteresis -based Predictive Control

³ Model Predictive Control

⁴ Receding Horizon Control

پیش بین مدل با مجموعه ورودی پیوسته^۱ (CCS-MPC) و کنترل پیش بین مدل با مجموعه ورودی متناهی^۲ (FCS-MPC).

تفاوت عمده‌ی این دو کنترل کننده را می‌توان در نوع مدل سازی، پیاده سازی و البته پیچیدگی آن‌ها دانست. کنترل پیش بین مدل با مجموعه ورودی پیوسته، در بستر مدل میانگین در فضای حالت برای مبدل الکترونیک قدرت تعریف می‌شود. بر این اساس، ورودی در مدل، یک پارامتر پیوسته خواهد شد که در یک بازه محدود است. هم چنین فرکانس کلیدزنی ثابت بوده و استراتژی کنترلی از طریق یک مدولاتور به سیستم اعمال خواهد شد. این نوع کنترل پیش بین معمولاً برای سایر سیستم‌ها نیز به کار می‌رود و خاص سیستم‌های الکترونیک قدرت نیست. با استفاده از مدل سازی هایبرید نیز ورودی پیوسته و محدود خواهد شد و برای پیاده سازی کنترل کننده فرکانس کلیدزنی ثابت است.

کنترل پیش بین مدل با مجموعه ورودی متناهی، از طبیعت گسسته‌ی مبدل های الکترونیک قدرت به منظور کاهش محاسبات و زمان پردازش اطلاعات استفاده می‌کند. همان طور که می‌دانیم در یک مبدل، کلیدها فقط می‌توانند در دو وضعیت خاموش و روشن باشند و ترکیب آن‌ها نیز تعداد محدودی از وضعیت‌های مختلف را ایجاد می‌کند. با استفاده از این ویژگی ذاتی، می‌توان مدل کلیدزنی مبدل را به سادگی ارائه کرد و پیش بینی را تنها به وضعیت‌های محدود مذکور خلاصه نمود. عناصر اصلی این طرح کنترلی، مدل ریاضی سیستم و تابع هزینه‌ی از پیش تعریف شده است.

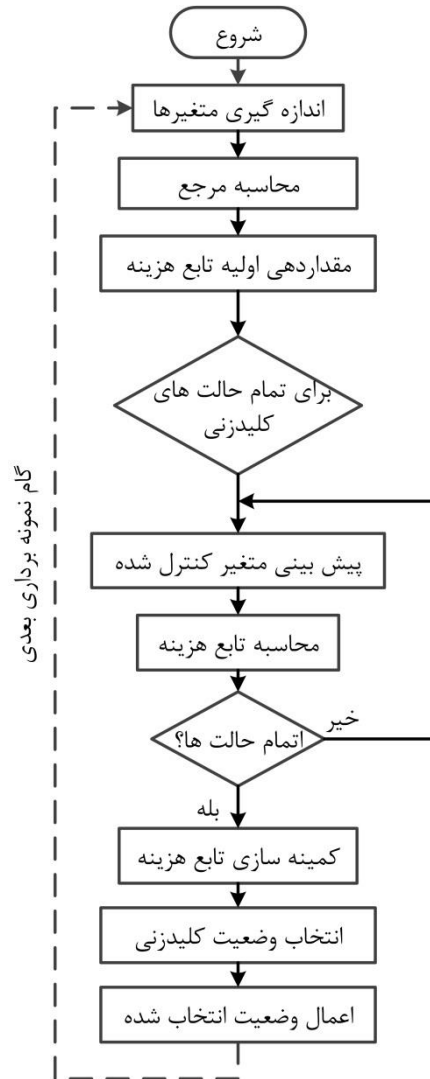
در بخش بعدی، مفاهیم اساسی مربوط به FCS-MPC به طور خلاصه توضیح داده می‌شود. علاوه بر این، روش طراحی این طرح کنترلی بیان خواهد شد.

¹ Continues Control Set Model Predictive Control

² Finite Control Set Model Predictive Control

۴-۳- اصول عملکرد FCS-MPC

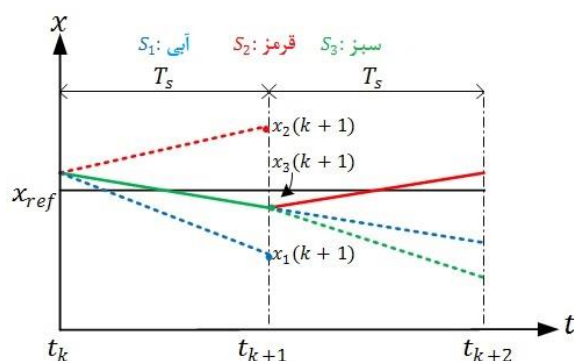
از مزیت‌های بسیار مهم FCS-MPC سادگی مفهوم آن است. نحوه‌ی عملکرد این کنترل‌کننده بدین صورت است که در ابتدا، متغیرهای سیستم، اندازه‌گیری یا تخمین زده می‌شوند، سپس مدل سیستم با توجه به متغیر کنترل‌شده که می‌تواند جریان، ولتاژ، توان و ... باشد، استخراج شده و گسسته‌سازی می‌گردد. با گسسته‌سازی مدل سیستم و دانستن مقدار متغیرهای فعلی می‌توان متغیرهای کنترل‌شده را در زمان‌های آینده پیش‌بینی کرد. در گام بعدی متغیرهای پیش‌بینی‌شده در یک تابع هزینه که با توجه به رفتار مطلوب موردنظر تعریف شده، با مقادیر مرجع آن و برای تمام وضعیت‌های ممکن مقایسه می‌شود. همان‌گونه که می‌دانیم در مبدل‌های قدرت، تعداد وضعیت‌های کلیدزنی محدود به دو وضعیت به طور کامل روشن یا به طور کامل خاموش است (البته در این جا زمان گذرای کوتاه کلیدزنی نادیده گرفته می‌شود). در نهایت، وضعیت کلیدزنی‌ای که تابع هزینه را به حداقل می‌رساند از بین وضعیت‌های ممکن انتخاب خواهد شد و به مبدل اعمال می‌شود. این فرآیند در گام‌های نمونه‌برداری بعدی تکرار خواهد شد. شکل ۳-۳ به طور واضح، الگوریتم کنترل پیش‌بین مدل با مجموعه ورودی متناهی را نشان می‌دهد.



شکل ۳-۳: الگوریتم FCS-MPC.

شکل ۳-۴ نیز نحوه ی کلیدزنی را نمایش می دهد. در این شکل، $x(k)$ متغیر کنترل شده در زمان فعلی است. $x(k+1)$ مقادیر پیش بینی شده بر اساس مدل گسسته ی سیستم (شامل منبع، مبدل، بار و یا شبکه) برای همه ی وضعیت های کلیدزنی ممکن است. همچنین $x_{ref}(k+1)$ مرجع ثابت می باشد. فرض کنید که FCS-MPC به مبدل با سه وضعیت ممکن کلیدزنی S_1 ، S_2 و S_3 در یک دوره ی کوتاه از زمان اعمال شود. تابع هزینه به عنوان اختلاف بین متغیر کنترل شده و مقدار مرجع آن تعریف شده که باید به منظور ردیابی مرجع به حداقل برسد. متغیر کنترل شده در گام زمانی بعدی برای تمام وضعیت های کلیدزنی پیش بینی می شود و با مقدار مرجع مقایسه می گردد. در لحظه ی T_k چون S_3

حداقل فاصله را تا مقدار مرجع فراهم می کند انتخاب می شود و این وضعیت در زمان T_{k+1} به مبدل اعمال خواهد شد. پس از آن، این روند در یک گام جلوتر نیز تکرار می شود. با تکرار این رویه در T_{k+1} ، S_2 انتخاب می شود و تمام مراحل دوباره تکرار خواهد شد. شایان ذکر است که $x(k)$ را می توان به طور مستقیم اندازه گیری کرد یا با استفاده از روش های مختلف تخمین زد. هم چنین زمان نمونه برداری، T_s می باشد.



شکل ۳-۴: نحوه ی کلیدزنی در FCS-MPC.

به طور خلاصه می توان گفت که طراحی FCS-MPC دارای سه مرحله ی اصلی است:

۱- به دست آوردن مدل سیستم و گسسته سازی آن برای پیش بینی متغیرها در آینده.

۲- شناسایی تمام وضعیت های کلیدزنی ممکن برای مبدل.

۳- تعریف یک تابع هزینه که تضمین کننده ی رفتار مطلوب سیستم است.

در ادامه نکات مربوط به مراحل اصلی طراحی FCS-MPC بیان خواهد شد.

۳-۴-۱ مدل ریاضی، گسسته سازی و پیش بینی

به منظور پیش بینی متغیرهای کنترل شده باید ابتدا مدل سیستم را به دست آورد و سپس گسسته کرد. مدل ریاضی سیستم بر اساس قوانین پایه ای و ساده ی فیزیکی و روابط حاکم بر عناصر موجود در مدار و ارتباط آن ها با یکدیگر به دست می آید. این مدل معمولاً یک یا چند معادله دیفرانسیل است که به عنوان مدل سیستم در فضای حالت بیان می شود. پس از آن، مدل گسسته ی سیستم به دست خواهد آمد.

از چند روش تقریبی یا دقیق می توان برای به دست آوردن یک مدل گسسته در زمان برای محاسبه ی پیش بینی متغیرها در FCS-MPC استفاده کرد [۲۹، ۳۰]. نتایج حاصل از روش های تقریبی گسسته سازی مانند روش اوپلر برای سیستم های ساده مناسب می باشد و با دقت قابل قبولی همراه است. فرض کنید x متغیر کنترل شده و u نشان دهنده ی متغیر ورودی و معادله دیفرانسیل مربوط به سیستم به صورت زیر باشد:

$$\frac{dx}{dt} = f(u, x) \quad (۱-۳)$$

می توان با استفاده از روش اوپلر مشتق را به صورت زیر گسسته کرد:

$$\frac{dx}{dt} = \frac{x(k+1) - x(k)}{T_s} \quad (۲-۳)$$

که در آن T_s زمان نمونه برداری است. در این صورت می توان مقدار متغیر را در لحظه ی بعدی پیش بینی نمود:

$$x(k+1) = x(k) + T_s f(x(k), u(k)) \quad (۳-۳)$$

اگرچه این روش برای پیش بینی مناسب است، اما اگر زمان نمونه برداری بیش از حد طولانی شود، این تقریب می تواند سبب ناپایداری سیستم شود. همچنین، تقریب اوپلر برای سیستم های پیچیده تر و با مرتبه ی بالاتر ممکن است با خطای غیرقابل قبولی در مدل همراه باشد. بنابراین هنگامی که با سیستم های پیچیده تر و با مرتبه ی بالاتر سروکار داریم روش های دقیق تر گسسته سازی مورد نیاز است. استخراج مدل گسسته به ویژه برای یک سیستم LTI را به صورت دقیق می توان با استفاده از روش نگهدار مرتبه صفر (ZOH) برای یک زمان نمونه برداری خاص به صورت دقیق انجام داد. بدین منظور فرض کنید مدل فضای حالت زیر داده شده است:

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bu \quad (۴-۳)$$

که در آن A و B به ترتیب ماتریس حالت و ورودی هستند. با استفاده از روش ZOH و با زمان نمونه برداری T_s ، می توان مدل گسسته ی دقیق زیر را بدست آورد و متغیر را پیش بینی نمود:

$$x(k+1) = A_d x(k) + B_d u(k) \quad (۵-۳)$$

که در آن $A_d = e^{AT_s}$ و $B_d = \int_0^{T_s} e^{A\tau} B d\tau$.

۳-۴-۲ شناسایی وضعیت های کلیدزنی ممکن

پس از مدل سازی سی ستم، تمام وضعیت های ممکن کلیدزنی و روابط آن ها با متغیرهای ورودی و حالت باید تعیین شود. با در نظر گرفتن تنها دو وضعیت برای کلید (خاموش و روشن)، می توان محاسبه ی وضعیت های کلیدزنی ممکن را ساده کرد. در نتیجه، تعداد کل وضعیت های کلیدزنی با توجه به پیکربندی مبدل محاسبه خواهد شد. برخی از وضعیت ها مانند آن هایی که در آن لینک DC منجر به اتصال کوتاه می شود مجاز نیست. به عنوان یک قانون کلی، تعداد وضعیت های ممکن برای یک مبدل با m شاخه که در هر شاخه n وضعیت کلیدزنی وجود دارد، n^m می باشد. برای مثال، برای یک مبدل سه فاز دوسطحی، $2^3 = 8$ وضعیت ممکن برای کلیدزنی وجود دارد.

۳-۴-۳ تعریف تابع هزینه

تابع هزینه تمایز اصلی MPC با دیگر استراتژی های کنترل پیش بین است. اساساً این ویژگی تابعی جمعی است که شامل زیر توابع مختلف نشان دهنده ی خواسته های ما از سیستم کنترل است.

تابع هزینه شامل حداقل یک بخش ردیابی مرجع متغیر کنترل شده است که می تواند جریان، ولتاژ، گشتاور و غیره باشد. هم چنین به عنوان جمله های اضافه، می توان محدودیت های سیستم را به تابع هزینه افزود و به طور هم زمان در نظر گرفت و عملکرد سیستم را بهینه کرد. این محدودیت ها می تواند به حداقل رساندن فرکانس کلیدزنی، به حداقل رساندن تلفات و یا رعایت حداکثر جریان مجاز باشد. به منظور تعیین ساختار تابع هزینه در موارد مختلف، ابتدا بدنه ی اصلی آن تعریف خواهد شد و سپس محدودیت ها به آن اضافه می شود.

در صورت داشتن تنها یک متغیر کنترل شده، تابع هزینه می تواند به شکل زیر بیان شود:

$$J = \|x_{ref}(k+1) - x(k+1)\| \quad (۶-۳)$$

که در آن $x_{ref}(k+1)$ مقدار مرجع و $x(k+1)$ مقدار پیش بینی متغیر کنترل شده‌ی محاسبه شده از مدل گسسته‌ی سیستم است. نُرم $\| \cdot \|$ معیاری از فاصله‌ی بین x_{ref} و x است و می توان آن را به عنوان یک قدر مطلق، مربع و یا مقدار انتگرال خطای بین آن‌ها در یک دوره‌ی نمونه برداری نوشت:

$$J = |x_{ref}(k+1) - x(k+1)| \quad (۷-۳)$$

$$J = (x_{ref}(k+1) - x(k+1))^2 \quad (۸-۳)$$

$$J = \frac{1}{T_s} \int_{T_s} (x_{ref} - x)^2 dt \quad (۹-۳)$$

تفاوت بین معادله‌ی اول و دوم این است که محاسبه‌ی دومی هزینه‌ی محاسباتی بیش تری نیاز دارد. با این حال، خطای مطلق و مربع منجر به نتایج مشابهی در یک تابع هزینه تک جمله‌ای می شود. در حالی که، مربع خطا برای زمانی که تابع هزینه شامل جمله‌های اضافه باشد بهتر است. انتگرال خطا در معادله‌ی (۹-۲) تمامی مقادیر پیش بینی شده را در بازه‌ی T_s در بر می گیرد. بنابراین، مقدار متوسط خطا منجر به ردیابی دقیق تر مرجع می شود، هرچند محاسبه‌ی آن را پیچیده تر می کند و زمان محاسباتی افزایش خواهد یافت.

اگر متغیرهای اصلی کنترل شده‌ی سیستم بیش از یکی باشد، دو گزینه‌ی مختلف برای تابع هزینه وجود دارد. اگر تمام متغیرهای کنترل شده ماهیت مشابه و یا واحد مشابه داشته باشند، تابع هزینه را می توان به صورت مجموع خطاها بین مقدار پیش بینی شده و مقدار مرجع نوشت. از سوی دیگر اگر متغیرهای کنترل شده ماهیت مختلف داشته باشند یک عامل وزنی برای تنظیم واحدها برای کنترل کننده مورد استفاده قرار می گیرد. در واقع، عامل وزنی یک ضریب ثابت مثبت است که اهمیت متغیرهای کنترل شده را تنظیم می کند. روش پیدا کردن عامل وزنی تجربی است و با سعی و خطا تعیین می شود. هم چنین به منظور جبران تفاوت واحد در نرمالیزه کردن متغیرها از ضریب وزنی استفاده می شود.

اضافه کردن محدودیت‌های سیستم به تابع هزینه یکی از ویژگی‌های قابل توجه MPC است. این محدودیت‌ها را می‌توان با عوامل وزنی که اجازه می‌دهند سطحی از مصالحه بین اهداف کنترلی ایجاد شود به سادگی به تابع هزینه اضافه کرد. در نتیجه، تمام الزامات کنترل به طور هم‌زمان و بدون نیاز به کنترل‌های اضافه برآورده خواهد شد؛ مزیتی که در کنترل‌کننده‌های کلاسیک دیده نمی‌شود. با این حال، برای اضافه کردن جمله‌ها به تابع هزینه، تأثیر جمله‌های اصلی تا حدی کاهش پیدا می‌کند. در ادامه، برخی از مهم‌ترین محدودیت‌هایی را که می‌توان به تابع هزینه افزود توضیح داده می‌شود. کمینه‌سازی فرکانس کلیدزنی: میزان یا تعداد وضعیت‌های کلید که در هر زمان نمونه‌برداری تغییر می‌کند با اضافه کردن یک جمله همراه با یک عامل وزنی مناسب به حداقل می‌رسد.

$$J = \left(x_{ref}(k+1) - x(k+1) \right)^2 + \lambda \cdot n \quad (10-3)$$

که در آن n تعداد کلیدهاست که موضعشان در وضعیت کلیدزنی جدید $S(k+1)$ از روشن به خاموش و یا بالعکس تغییر پیدا می‌کند. اگر بردار کلیدزنی S به عنوان $S = (S_1, S_2, S_3, \dots, S_N)$ تعریف شود که S_i وضعیت کلید شماره‌ی i است که می‌تواند زمانی که کلید خاموش است ۰ و وقتی که روشن است ۱ باشد، می‌توان تغییر وضعیت همه‌ی کلیدها (N) را چنین محاسبه کرد:

$$n = \sum_{i=1}^N |S_i(k+1) - S_i(k)| \quad (11-3)$$

کمینه‌سازی ریپل ولتاژ و جریان: این مورد را می‌توان با یک جمله‌ی اضافه در تابع هزینه به عنوان اختلاف بین مقدار اندازه‌گیری شده‌ی ولتاژ در وضعیت فعلی و وضعیت آینده اجرا کرد. شکل کلی افزودن این محدودیت به صورت زیر است:

$$J = \|x_{ref}(k+1) - x(k+1)\| + \lambda \|v(k+1) - v(k)\| \quad (12-3)$$

برای کمینه‌سازی ریپل جریان نیز از همین روش استفاده می‌شود.

تعریف حداکثر جریان و ولتاژ مجاز: این محدودیت به سادگی با اضافه کردن یک جمله‌ی غیرخطی که فقط زمانی فعال می‌شود که مقدار متغیرهای تعیین‌شده بالاتر از محدودیت‌ها باشند اعمال می‌گردد.

به عبارت دیگر، در شرایط عادی این جمله صفر می شود و زمانی که حداکثر ولتاژ یا جریان نقض شود یک مقدار بسیار بزرگ خواهد بود. به عنوان مثال برای حداکثر جریان مجاز داریم:

$$J = \|x_{ref}(k+1) - x(k+1)\| + f_{lim}(i(k+1)) \quad (۱۳-۳)$$

که در آن i جریانی است که باید برای محافظت از تجهیزات محدود شود و $f_{lim}(i(k+1))$ به صورت یک تابع غیر خطی و به شکل زیر است:

$$f_{lim}(i(k+1)) = \begin{cases} \infty & \text{if } |i(k+1)| > I_{max} \\ 0 & \text{if } |i(k+1)| \leq I_{max} \end{cases}$$

هم چنین برای محدود کردن سطح ولتاژ نیز می توان این روش را اعمال کرد.

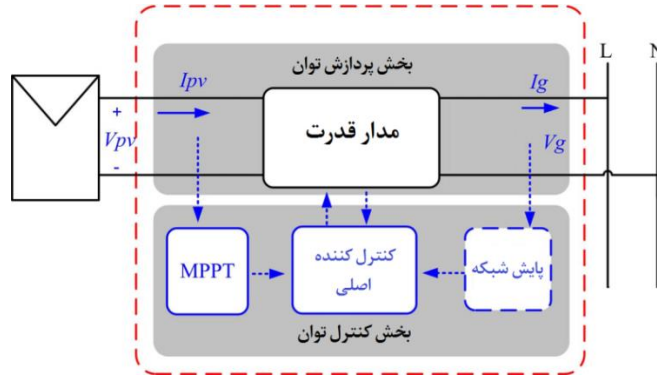
لازم به ذکر است که هیچ روش تحلیلی یا عددی برای تنظیم عوامل وزنی وجود ندارد. آن ها را می توان به سادگی با روش های تجربی تعیین کرد.

فصل ۴ طراحی کنترل کننده

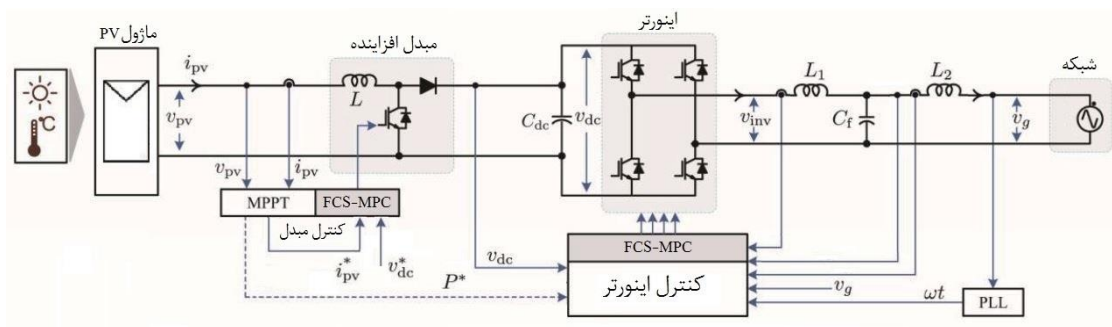
۴-۱- مقدمه

همان‌طور که قبلاً گفته شد الزامات اتصال میکرواینورتر به شبکه عبارتند از: ردیابی نقطه‌ی حداکثر توان، بازدهی بالا، کنترل توان تزریقی به شبکه و THD کم جریان تزریقی به شبکه. در نتیجه، عملکرد میکرواینورتر متصل به شبکه تا حد زیادی به استراتژی کنترل مورد استفاده بستگی دارد. با توجه به پیچیدگی‌های مختلف سیستم‌های فتوولتائیک و نیز توپولوژی بخش تبدیل توان آن‌ها ساختارهای کنترلی متفاوتی وجود دارد [۴، ۳۱]. شکل ۴-۱ ساختار کلی کنترل یک سیستم فتوولتائیک را نشان می‌دهد. این ساختار با توجه به توپولوژی بخش پردازش توان متفاوت است. برای مثال در توپولوژی‌های دومرحله‌ای که در مرحله‌ی نخست یک مبدل DC/DC وجود دارد و از طریق کنترل این مبدل الگوریتم MPPT پیاده‌سازی می‌شود. اما در توپولوژی‌های تک‌مرحله‌ای توان حداکثری مرجع تعیین شده و با کنترل اینوتر DC/AC ردیابی انجام می‌شود. شکل ۴-۲ ساختار کنترلی پیشنهاد شده در این پایان‌نامه را نشان می‌دهد. این ساختار کنترلی شامل الگوریتم هم‌زمان‌سازی براساس حلقه‌ی قفل‌شده‌ی فاز (PLL)، ردیابی نقطه‌ی حداکثر توان، و نیز کنترل توان تزریقی به شبکه می‌باشد. در حقیقت، در این ساختار دو حلقه‌ی کنترلی وجود دارد. یک حلقه‌ی کنترل بیرونی و یک حلقه‌ی کنترل داخلی. حلقه‌ی بیرونی با استفاده از یک الگوریتم ردیابی نقطه‌ی حداکثر توان، توان و ولتاژ مرجع را تعیین کرده و با استفاده از مبدل DC/DC آن را پیاده‌سازی می‌کند. ردیابی مناسب این توان مرجع از طریق کنترل جریان نیز در حلقه درونی تحقق می‌یابد. تمرکز اصلی ما بر کنترل جریان تزریقی به شبکه است. حلقه‌ی بیرونی، نقطه کار مناسب را برای به‌دست‌آوردن حداکثر توان ممکن برای دما و تابش‌های مختلف و با کمک یک الگوریتم ردیابی نقطه‌ی حداکثر توان (MPPT) پیدا می‌کند. حلقه‌ی کنترل داخلی، با توجه به نقطه کار تعیین‌شده وظیفه‌ی تولید یک جریان خروجی سینوسی باکیفیت و هم‌فاز با ولتاژ شبکه (در ضریب ولتاژ واحد) را دارد. با توجه به تفاوت قابل توجه ثوابت زمانی دو مرحله‌ی کنترلی (دینامیک کند حلقه بیرونی و دینامیک سریع حلقه داخلی) می‌توان این دو الگوریتم کنترلی را به‌صورت دکوپله در نظر گرفت و به این ترتیب پیچیدگی سیستم کنترلی کاهش داد. در این پایان‌نامه ما

یک کنترل کننده‌ی پیش‌بین هم برای حلقه‌ی بیرونی و هم حلقه‌ی داخلی (کنترل جریان) پیشنهاد می‌دهیم.



شکل ۴-۱: ساختار کلی کنترل اینورترهای فتوولتائیک.



شکل ۴-۲: ساختار سیستم کنترل پیشنهادی.

۴-۲- ردیابی نقطه‌ی حداکثر توان

علاوه بر هزینه‌ی بالا و غیرخطی بودن مشخصه‌ی خروجی ماژول فتوولتائیک، وابستگی آن به شدت تابش و دمای محیط سبب شده است که سیستم‌های خورشیدی بدون به‌کارگیری الگوریتم‌ها و روش‌های کنترلی مناسب مقرون به صرفه نباشند. برای استفاده از حداکثر توان ماژول خورشیدی، سیستم باید در نقطه‌ی حداکثر توان به تعادل برسد. با توجه به این‌که منحنی مشخصه‌ی سلول فتوولتائیک به میزان تابش و دمای محیط وابسته است، نقطه‌ی حداکثر توان ماژول نیز دستخوش تغییرات خواهد شد.

رسیدن به یک تطابق بهینه‌ی توان برای تمامی تابش‌ها و دماها کار دشواری است مگر آن‌که از یک مدار واسط برای تطبیق توان بهره برد. مبدل DC/DC افزایشده می‌تواند به صورت پیوسته توان تزریقی به بار یا شبکه را با حداکثر توان تولیدی مازول تطبیق داده و با الگوریتم‌های مناسب ردیابی نقطه‌ی حداکثر توان، کارایی سیستم را بهبود بخشد.

۴-۲-۱ مروری بر روش‌های MPPT

تاکنون الگوریتم‌های مختلفی برای ردیابی نقطه‌ی حداکثر توان ارائه و اجرا گردیده است [۳۲-۳۵]. این روش‌ها را می‌توان در چهار دسته تقسیم بندی کرد:

دسته‌ی نخست روش‌هایی هستند که یک الگوریتم پایه‌ای را دنبال می‌کنند. از این روش‌ها می‌توان به روش‌های آشفتن و مشاهده^۱ (P&O) و رسانایی افزایشی^۲ (IC) اشاره کرد. اساس روش P&O ایجاد آشفتگی جریان و مشاهده‌ی توان خروجی می‌باشد که در صورت افزایش توان، آشفتگی را در همان مسیر نگاه می‌دارد و نیز در صورت کاهش توان آشفتگی بعدی را معکوس می‌کند. سادگی و ارزان بودن از مزایای این روش است. روش IC بر مبنای صفر بودن مشتق توان نسبت به ولتاژ و یا نسبت به جریان در نقطه‌ی حداکثر توان استوار است. این روش در مقابل تغییرات سریع محیط عملکرد مطلوبی دارد؛ اما برای دستیابی به پاسخی سریع نیازمند سخت‌افزار و نرم‌افزاری گران‌تر است. روش ولتاژ ثابت^۳ (CV) نیز در این دسته قرار می‌گیرد.

دسته‌ی دوم روش‌های مبتنی بر مدل‌سازی سلول خورشیدی هستند. در این روش‌ها با مدل کردن سلول خورشیدی و برقراری روابط موجود در مدل ارائه‌شده، ویژگی‌های سلول خورشیدی قابل پیش‌بینی خواهد بود. مشکل اصلی این نوع روش‌ها نداشتن انعطاف با تغییر سلول خورشیدی نسبت سلول دیگر است؛ به طوری که هر پیاده‌سازی مختص به همان سلول خورشیدی است که از پیش برای

¹ Perturb and Observe

² Incremental Conductance

³ Constant Voltage

آن طراحی شده است. علاوه بر مشکل بیان شده، یافتن مدل و پارامترهای سلول خورشیدی قبل از طراحی خود مشکل دیگری است.

دسته‌ی سوم، روش‌های مبتنی بر رابطه‌ی موجود بین نقطه کار و پارامترهای سلول خورشیدی است. از نمونه‌های این دسته می‌توان به دو روش مطرح اشاره نمود. روشی که از رابطه‌ی تقریباً خطی موجود بین جریان اتصال کوتاه و جریان نقطه کار بهره می‌برد و به آن روش جریان اتصال کوتاه^۱ (SC) می‌گویند و روش دیگر که به ولتاژ مدار باز^۲ (OV) موسوم است. در روش OV رابطه‌ی تقریبی بین ولتاژ مدار باز سلول و ولتاژ نقطه کاری که در آن توان حداکثر رخ می‌دهد برای یافتن MPP به دست می‌آید. این روش مانند روش P&O ساده و ارزان است اما دقت آن به دلیل تقریبی بودن رابطه‌ی مذکور پایین می‌باشد. هم‌چنین قطع دوره‌ای برای اندازه‌گیری ولتاژ مدار باز باعث از دست دادن توان در سیستم می‌شود. در هر صورت، رابطه‌ی موجود بین نقطه کار و پارامتر کاملاً غیرخطی است و هرگونه تقریب زدن خطی، باعث ایجاد خطا در سیستم می‌شود. روش‌های گرادیان دما^۳ (TG) و پارامتری دما^۴ (TP) در این دسته قرار می‌گیرند.

دسته‌ی چهارم الگوریتم‌های هوشمند بر مبنای منطق فازی و شبکه‌های عصبی مصنوعی است که دارای عملکردی مطلوب هستند؛ اما پیاده‌سازی آن‌ها بسیار پیچیده است.

به طور کلی، نمی‌توان هیچ روشی را مطلقاً بهترین روش قلمداد کرد، درحالی که برای انتخاب سیستم ردیابی نقطه‌ی حداکثر توان ملاک‌های متفاوتی از قبیل هزینه‌ی ساخت، سرعت ردیابی، دقت نقطه‌ی یافت شده، سادگی پیاده‌سازی، عمومیت داشتن و ... وجود دارد که با آن‌ها می‌توان هر روشی را در توان‌های مختلف بهتر و مؤثرتر قلمداد کرد. شکل ۳-۴ عملکرد الگوریتم‌های MPPT شناخته‌شده و متداول را از نظر میزان بازدهی و هزینه‌ی پیاده‌سازی مقایسه کرده است. همان‌گونه که در این شکل

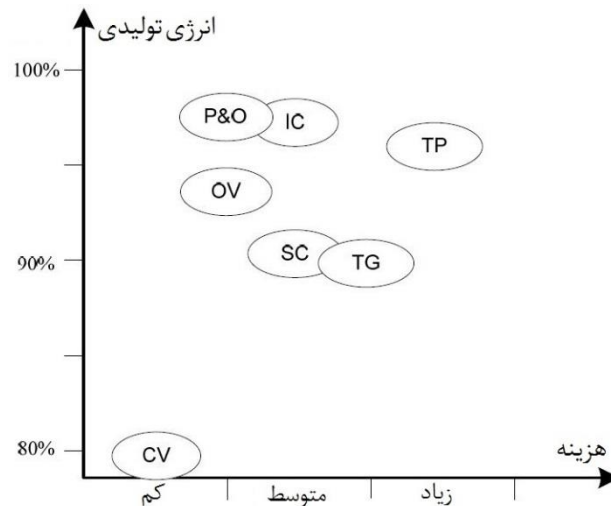
¹ Short-Current

² Open Voltage

³ Temperature Gradient

⁴ Temperature Parametric

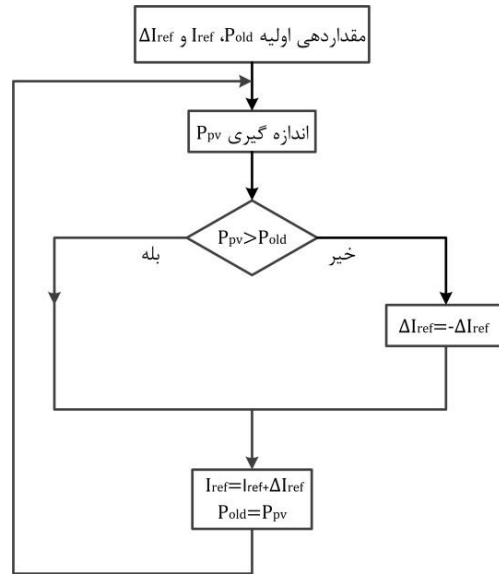
مشخص است الگوریتم P&O کلاسیک در مقایسه با سایر الگوریتم‌ها شرایط بهتری دارد. ما در این پایان‌نامه از این الگوریتم برای MPPT استفاده می‌کنیم و با استفاده از FCS-MPC آن را پیاده‌سازی خواهیم کرد.



شکل ۴-۳: مقایسه عملکرد الگوریتم‌های مختلف ردیابی حداکثر توان [۳۶].

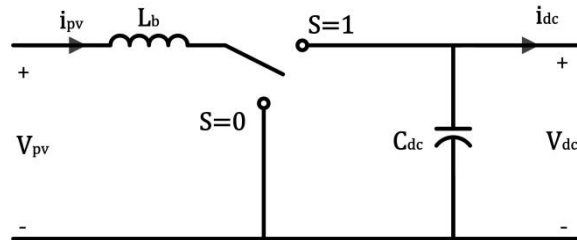
۴-۲-۲ پیاده‌سازی الگوریتم P&O با FCS-MPC

شکل ۴-۴ الگوریتم پایه‌ای ردیابی نقطه حداکثر توان را با استفاده از روش P&O نشان می‌دهد. در این الگوریتم جریان مازول تغییر داده می‌شود و توان حاصل از آن اندازه‌گیری می‌گردد. این توان با توان نقطه کار قبلی مقایسه شده و در صورتی که بزرگ‌تر از آن باشد تغییر جریان در همان جهت انجام می‌شود. در نهایت یک جریان مرجع به دست می‌آید که در آن حداکثر توان استحصال می‌شود.



شکل ۴-۴: الگوریتم ردیابی حداکثر توان P&O.

این جریان مرجع باید از طریق یک الگوریتم کنترلی مناسب به مبدل DC/DC اعمال گردد. ما در این جا با استفاده از کنترل کننده‌ی پیش‌بین این کار را انجام خواهیم داد. ساختار مبدل افزایشنده در شکل ۴-۵ نشان داده شده است که دو حالت کلید باز و بسته دارد. لازم به ذکر است که فرض شده مقدار خازن متصل به ماژول بزرگ بوده و می‌توان آن را مدار باز در نظر گرفت.



شکل ۴-۵: مدار مبدل بوست.

معادلات مربوط به مبدل به قرار زیر است:

در حالت $S = 1$:

$$\frac{di_{pv}}{dt} = \frac{v_{pv}}{L_b} - \frac{v_{dc}}{L_b} \quad (1-4)$$

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{i_{pv}}{C_{dc}} - \frac{i_{dc}}{C_{dc}} \quad (۲-۴)$$

و در حالت $S = 0$:

$$\frac{di_{pv}}{dt} = \frac{v_{pv}}{L_b} \quad (۳-۴)$$

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = -\frac{i_{dc}}{C_{dc}} \quad (۴-۴)$$

گسسته‌سازی معادلات زمان پیوسته‌ی فوق با روش اویلر و با زمان نمونه‌برداری T_s به صورت زیر قابل بیان است:

$$i_{pv,s=1}(k+1) = \frac{T_s}{L_b} v_{pv}(k) - \frac{T_s}{L_b} v_{dc}(k) + i_{pv}(k) \quad (۵-۴)$$

$$v_{dc,s=1}(k+1) = \frac{T_s}{C_{dc}} i_{pv}(k) - \frac{T_s}{C_{dc}} i_{dc}(k) + v_{dc}(k) \quad (۶-۴)$$

$$i_{pv,s=0}(k+1) = \frac{T_s}{L_b} v_{pv}(k) + i_{pv}(k) \quad (۷-۴)$$

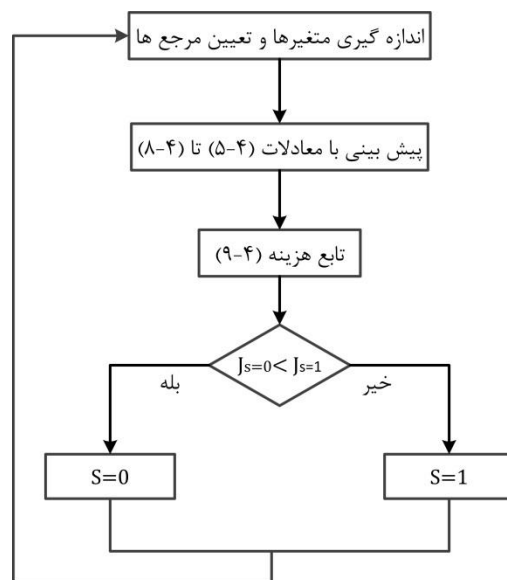
$$v_{dc,s=0}(k+1) = -\frac{T_s}{C_{dc}} i_{dc}(k) + v_{dc}(k) \quad (۸-۴)$$

طبق روابط (۵-۴) تا (۸-۴) متغیرهای کنترل شده‌ی i_{pv} و v_{dc} را می‌توان پیش‌بینی نمود. مقدار مرجع i_{pv}^* توسط الگوریتم P&O تعیین شده و مقدار مرجع v_{dc}^* ولتاژ خروجی مبدل در لینک DC است که باید در یک مقدار ثابت تنظیم شود. هم‌چنین i_{dc} را می‌توان با استفاده از فرمول $\frac{P}{v_{dc}}$ محاسبه نمود. در فرمول مذکور P توان است. تابع هزینه‌ی تعریف شده نیز به صورت زیر است:

$$J_{s=0,1} = w_1 |v_{dc}^* - v_{dc,s}(k+1)| + w_2 |i_{pv}^* - i_{pv,s}(k+1)| \quad (۹-۴)$$

که در آن w_1 و w_2 ضرایب وزنی مربوط به خطای ولتاژ و جریان می‌باشند.

الگوریتم FCS-MPC در شکل ۴-۶ نشان داده شده است. این الگوریتم تعیین می کند که در گام بعدی کلید باز یا بسته باشد.



شکل ۴-۶: الگوریتم FCS-MPC برای کنترل مبدل افزایشنده.

۴-۳- کنترل اینورتر متصل به شبکه

تاکنون الگوریتم کنترلی ردیابی نقطه‌ی حداکثر توان و تنظیم ولتاژ DC بیان شد. با این اوصاف اکنون می توان فرض کرد خروجی مبدل افزایشنده مانند یک منبع ولتاژ کار می کند که به اینورتر متصل است. با این فرض کنترل کننده برای اینورتر طراحی می شود.

۴-۳-۱ مروری بر کنترل کننده های اینورترهای متصل به شبکه

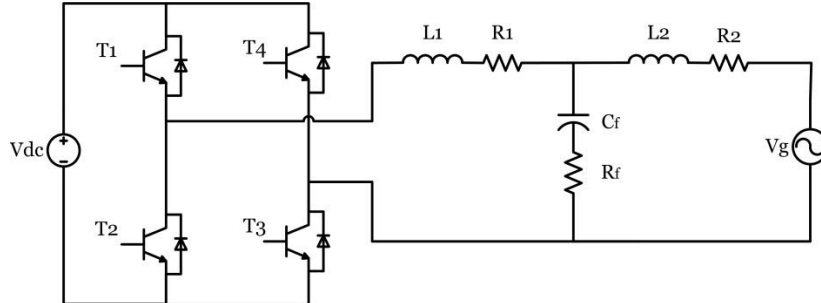
همان گونه که در فصل دوم ذکر شد وجود فیلتر LCL در نقطه‌ی اتصال به شبکه مرتبه‌ی سیستم را بالا برده که خود باعث پیچیده تر شدن سیستم کنترلی می شود. تاکنون کنترل کننده های متعددی برای اینورتر متصل به شبکه ارائه شده است [۳۱]. بدون شک یکی از محبوب ترین کنترل کننده ها، تناسبی-انتگرالی (PI) است. اما این کنترل کننده با دو مشکل اساسی روبروست: خطای حالت ماندگار و عدم کارآمدی در حذف اغتشاش [۳۷]. برای حل این مسئله، کنترل کننده ی تناسبی-رزونانسی (PR) پیشنهاد شده است [۳۸]. به طور خلاصه، کنترل کننده ی PR با اعمال یک بهره ی بی نهایت در فرکانس

رزونانس خطای حالت ماندگار را کاهش می‌دهد. همین بهره‌ی بی‌نهایت یک چالش برای این کنترل کننده است. برای غلبه بر این مشکل، یک پیش‌خور از ولتاژ شبکه اعمال شده است، اما این کار سبب ورود هارمونیک‌های شبکه به جریان خواهد شد [۳۹]. از آن جایی که جریان خروجی متناوب و سینوسی است، مرجع [۴۰] از کنترل تکرارشونده استفاده کرده است. مزیت اصلی کنترل کننده‌ی تکرارشونده این است که می‌تواند یک مرجع متناوب را با هر شکل موجی دنبال کند، درحالی‌که کنترل کننده‌ی PR تنها برای مرجع سینوسی کاربرد دارد. از معایب این کنترل کننده آن است که در بعضی شرایط ناپایدار خواهد شد. جایابی قطب روش دیگری است که برای کنترل اینورترهای متصل به شبکه برای معرفی شده است [۴۱]. نشان داده شده است که عملکرد این کنترل کننده نسبت به PI بهتر بوده، اما در حذف خطای حالت ماندگار به خوبی کنترل کننده PR رفتار نمی‌کند. کنترل حالت لغزشی یک کنترل کننده‌ی ساختار متغیر می‌باشد که روی اینورترهای متصل به شبکه اعمال شده است [۴۲]. برای پیاده‌سازی این کنترل کننده یک سطح متغیر برای ردیابی مرجع سینوسی در نظر گرفته می‌شود. این کنترل کننده در برابر تغییرات پارامتری و نامعینی‌ها مقاومت خوبی دارد اما نیازمند محاسبات پیچیده‌ای می‌باشد. مراجع [۴۳] و [۴۴] نیز به ترتیب از فیدبک حالت خطی و غیرخطی استفاده کرده‌اند و پایداری کنترل کننده را تضمین نموده‌اند. مرجع [۴۵] یک کنترل کننده‌ی پیش‌بین مدل صریح را برای اینورتر تکفاز متصل به شبکه با فلتر LCL ارائه کرده است. این نوع کنترل کننده‌ی پیش‌بین پیچیده بوده و نیز برای پیاده‌سازی به مدولاتور نیاز دارد. در این پایان‌نامه ما از روش دیگر کنترل پیش‌بین، یعنی کنترل پیش‌بین مدل با مجموعه ورودی محدود (FCS-MPC) که مفهوم و ساختار ساده‌ای دارد و عملکرد آن در سیستم‌های الکترونیک قدرت مناسب است استفاده خواهیم کرد.

۴-۳-۲ توصیف و مدل سازی سیستم

شکل ۴-۷ اینورتر متصل به شبکه را نشان می‌دهد. همان‌گونه که از این شکل پیداست سیستم از چهار بخش ورودی ولتاژ DC، اینورتر تمام پل، فیلتر و شبکه تشکیل شده است. لازم به ذکر است که در این

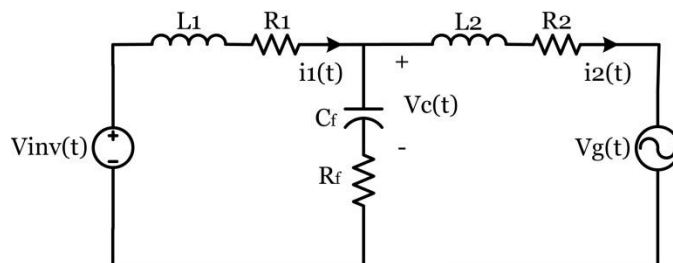
قسمت فرض شده است منبع ولتاژ DC از طریق منبع فتوولتائیک تأمین شده و مقدار آن ثابت است. هم چنین حداکثر توان با استفاده از الگوریتم MPPT به عنوان مرجع محاسبه شده است.



شکل ۴-۷: اینورتر متصل به شبکه.

در شکل بالا T_1 ، T_2 ، T_3 و T_4 ترانزیستورهای قدرت هستند که سیستم از طریق آن‌ها کنترل می‌شود. هم چنین L_1 و R_1 به ترتیب مقدار اندوکتانس و مقاومت مربوط به سلف سمت اینورتر، L_2 و R_2 مقدار اندوکتانس و مقاومت سلف سمت شبکه و C_f و R_f مقدار ظرفیت و مقاومت خازن فیلتر هستند. v_g نیز نشان دهنده ولتاژ شبکه می‌باشد.

بر اساس نحوه روشن و خاموش شدن ترانزیستورها ۱۶ حالت مختلف امکان دارد رخ دهد که در عمل، براساس نظریه‌ی اساسی مدارهای الکتریکی، تنها ۴ حالت می‌تواند اتفاق افتد. این ۴ حالت در جدول ۴-۱ نشان داده شده است. بر این اساس، مدار معادل سیستم را می‌توان در شکل ۴-۸ نمایش داد.



شکل ۴-۸: مدار معادل اینورتر متصل به شبکه.

جدول ۴-۱ - حالت‌های ممکن عملکرد سوئیچ‌ها اینورتر

عملکرد سوئیچ‌ها				متغیرها	
T_1	T_2	T_3	T_4	$S_a(t)$	$S_b(t)$
خاموش	روشن	روشن	خاموش	۰	۰
خاموش	روشن	خاموش	روشن	۰	۱
روشن	خاموش	روشن	خاموش	۱	۰
روشن	خاموش	خاموش	روشن	۱	۱

در این شکل ولتاژ خروجی اینورتر $v_{inv}(t)$ به‌عنوان ورودی جدید در نظر گرفته می‌شود و این چنین تعریف می‌گردد:

$$v_{inv}(t) = (S_a(t) - S_b(t))V_{dc} \quad (10-4)$$

که در آن $S_a(t)$ و $S_b(t)$ متغیرهای کلیدزنی برای هر شاخه از اینورتر هستند و مقدار آن‌ها بر اساس جدول ۴-۱ تعیین می‌شود.

با توجه به مدار معادل شکل ۴-۸ و قوانین کیرشهف می‌توان معادله‌ی زیر را برای توصیف دینامیک سیستم نوشت:

$$i_1(t) - i_2(t) - C_f \frac{dv_c(t)}{dt} = 0 \quad (11-4)$$

$$R_1 i_1(t) + L_1 \frac{di_1(t)}{dt} + v_c(t) + R_f(i_1(t) - i_2(t)) - v_{inv}(t) = 0 \quad (12-4)$$

$$R_2 i_2(t) + L_1 \frac{di_2(t)}{dt} + v_g(t) + R_f(i_2(t) - i_1(t)) - v_c(t) = 0 \quad (13-4)$$

که در آن $i_1(t)$ ، $i_2(t)$ و $v_c(t)$ به ترتیب، جریان سلف متصل به اینورتر، جریان سلف متصل شبکه و ولتاژ خازن است. این معادلات را می‌توان به صورت یک سیستم خطی تغییرناپذیر با زمان (LTI) به شکل فضای حالت زیر نوشت:

$$\frac{dx(t)}{dt} = Ax(t) + Bu(t) + B_g w(t) \quad (۴-۱۴)$$

که در آن

$$x(t) = \begin{pmatrix} v_c(t) \\ i_1(t) \\ i_2(t) \end{pmatrix}, u(t) = v_{inv}(t), w(t) = v_g(t)$$

۹

$$A = \begin{pmatrix} 0 & \frac{1}{C} & -\frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L_1} & -\frac{1}{L_1}(R_f + R_1) & \frac{R_f}{L_1} \\ \frac{1}{L_2} & \frac{R_f}{L_2} & -\frac{1}{L_2}(R_f + R_2) \end{pmatrix}, B = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ L_1 \end{pmatrix}, B_g = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{L_2} \end{pmatrix}$$

این سیستم یک سیستم دینامیکی مرتبه ۳ با ورودی کوانتیزه شده‌ی $v_{inv}(t)$ است. هم‌چنین ولتاژ شبکه را می‌توان به عنوان اغتشاش در نظر گرفت. در بخش بعدی درباره‌ی حذف این اغتشاش در سیستم بحث خواهیم کرد.

۴-۳-۳ حذف اغتشاش

همان‌گونه که گفته شد ولتاژ شبکه در سیستم (۴-۱۴) را می‌توان به عنوان اغتشاش در نظر گرفت. این در حالی است که ولتاژ خروجی اینورتر ورودی سیستم می‌باشد. با وجود اغتشاش در سیستم، طراحی کنترل کننده و محاسبات مربوط به آن پیچیده‌تر خواهد شد. ما اثر این اغتشاش را با توجه به مقدار توان مرجع تعیین شده حذف خواهیم کرد. برای حذف کامل این جمله در سیستم (۴-۱۴) باید اثر آن را روی متغیرهای حالت سیستم مشخص و سپس به مدل اعمال کرد. ابتدا باید اثر ولتاژ شبکه روی جریان $i_2(t)$ بررسی شود. بر این اساس باید با توجه به میزان توان تزریقی اکتیو خالص مطلوب و با در نظر گرفتن اثر ولتاژ شبکه مقدار جریان مطلوب خروجی را محاسبه نمود. اما روش مذکور که دقیق نیز می‌باشد پیچیده می‌نماید. هم‌چنین برای ردیابی جریان خروجی سیستم مشکل ایجاد خواهد کرد. بنابراین یک روش ساده و تقریبی به صورت زیر پیشنهاد می‌کنیم:

همان طور که گفته شد هدف ما بدون از دست دادن کلیت مسئله، تزریق توان خالص مطلوب به شبکه است. فرض می‌کنیم این توان ثابت است. این فرض منطقی است زیرا دینامیک MPPT به میزان قابل توجهی از دینامیک جریان خروجی کندتر است. برای تزریق توان اکتیو خالص به شبکه باید جریان خروجی $i_2(t)$ و ولتاژ شبکه $v_g(t)$ سنکرون باشند. در عمل این کار با یک حلقه‌ی قفل شده‌ی فاز (PLL) انجام می‌شود. فرض کنید توان مطلوب خروجی P باشد. همچنین جریان خروجی $i_2(t)$ و ولتاژ شبکه $v_g(t)$ برای تزریق توان اکتیو خالص به شبکه با اختلاف فاز صفر سنکرون باشند. بنابراین در حالت ماندگار داریم:

$$v_g(t) = V_m \sin(\omega t) \quad (۱۵-۴)$$

$$i_{2ss}(t) = I_m \sin(\omega t) \quad (۱۶-۴)$$

که در آن $i_{2ss}(t)$ جریان خروجی تزریقی به شبکه در حالت ماندگار است. با نوشتن توان اکتیو به صورت

$$P = \frac{1}{2} V_m I_m \quad (۱۷-۴)$$

می‌توانیم جریان خروجی را بر حسب ولتاژ شبکه بدست آوریم:

$$v_g(t) = K_{vi} i_{2ss}(t) \quad (۱۸-۴)$$

$$K_{vi} = \frac{2P}{I_m^2}$$

که در آن

با جای‌گذاری $K_{vi} i_{2ss}(t)$ به جای $v_g(t)$ در (۱۴-۴) می‌توان مدل اصلاح‌شده‌ی زیر را که در آن اثری از اغتشاش نیست به‌دست آورد:

$$\frac{dx(t)}{dt} = A_m x(t) + B u(t) \quad (۱۹-۴)$$

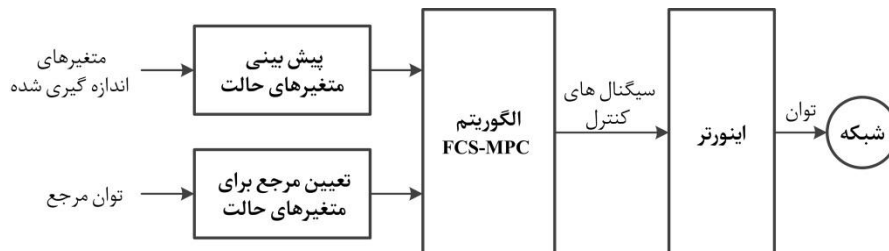
که در آن

$$A = \begin{pmatrix} 0 & \frac{1}{C} & -\frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L_1} & -\frac{1}{L_1}(R_f + R_1) & \frac{R_f}{L_1} \\ \frac{1}{L_2} & \frac{R_f}{L_2} & -\frac{1}{L_2}(R_f + R_2 + K_{vi}) \end{pmatrix}$$

و سایر متغیرها و پارامترها همان‌هایی هستند که در (۴-۱۴) تعریف شده‌اند.

۴-۳-۴ تزریق توان با استفاده از FCS-MPC

کنترل کننده‌ی پیشنهادی را می‌توان در شکل ۴-۹ خلاصه کرد. بلوک‌های پیش‌بینی، تعیین مرجع و الگوریتم FCS-MPC سه بخش اصلی این کنترل کننده است. در این جا هدف ما تزریق توان اکتیو مشخص به شبکه است. با توجه به دانستن ولتاژ شبکه می‌توان کنترل توان را از طریق کنترل جریان خروجی انجام داد. بنابراین سیستم کنترلی باید جریان سمت شبکه را کنترل کند. اما باید دقت داشت که علاوه بر جریان سمت شبکه، ولتاژ خازن و جریان سلف سمت اینورتر نیز به‌عنوان دیگر متغیرهای حالت، در سیستم حضور دارند و باید حداقل از کران دار بودن این متغیرها مطمئن بود. ما در این جا علاوه بر کنترل جریان خروجی سایر حالت‌های نامبرده را نیز کنترل خواهیم کرد. با این اوصاف بلوک پیش‌بینی، متغیرهای حالت را پیش‌بینی خواهد کرد و در بلوک تعیین مرجع، مقدار مطلوب متغیرهای حالت با توجه به الزامات طراحی و توان مرجع محاسبه می‌شود. در نهایت سیگنال‌های کنترلی مناسب با کمک الگوریتم FCS-MPC برای تزریق توان به شبکه تعیین می‌گردد. در ادامه این سه بخش توضیح داده می‌شود.



شکل ۴-۹: طرح کلی سیستم کنترل برای تزریق توان.

پیش‌بینی: همان‌گونه که در فصل قبل گفته شد می‌توان برای به‌دست آوردن یک مدل گسسته‌ی مناسب برای محاسبه‌ی پیش‌بینی در FCS-MPC از دو روش تقریبی یا دقیق استفاده کرد. در این جا با توجه به این که مرتبه‌ی سیستم ۳ می‌باشد از روش گسسته‌سازی دقیق استفاده می‌کنیم. بنابراین با استفاده از روش ZOH و با زمان نمونه برداری T_s می‌توان سیستم اصلاح‌شده‌ی (۴-۱۹) را به‌صورت زیر گسسته کرد:

$$x(k+1) = A_{md}x(k) + B_d u(k) \quad (۴-۲۰)$$

$$B_d = \int_0^{T_s} e^{A\tau} B d\tau \text{ و } A_{md} = e^{A_m T_s}$$

با استفاده از این مدل گسسته می‌توان مقدار متغیرهای حالت را در $k+1$ امین زمان نمونه برداری به به‌دست آورد.

تعیین مرجع: همان‌طور که گفته شد، همه‌ی متغیرهای حالت سیستم باید تحت کنترل باشند که برای نیل به این هدف در استراتژی کنترل پیش‌بین باید در تابع هزینه قرار گیرند. فرض کنید توان اکتیو مطلوب P و دامنه‌ی ولتاژ شبکه V_m باشد. با استفاده از معادله‌ی (۴-۱۷) می‌توانیم مرجع جریان سمت شبکه را به‌صورت زیر محاسبه کنیم:

$$i_{2ss}^*(t) = I_m^* \sin(\omega t) \quad (۴-۲۱)$$

$$I_m^* = \frac{2P}{V_m}$$

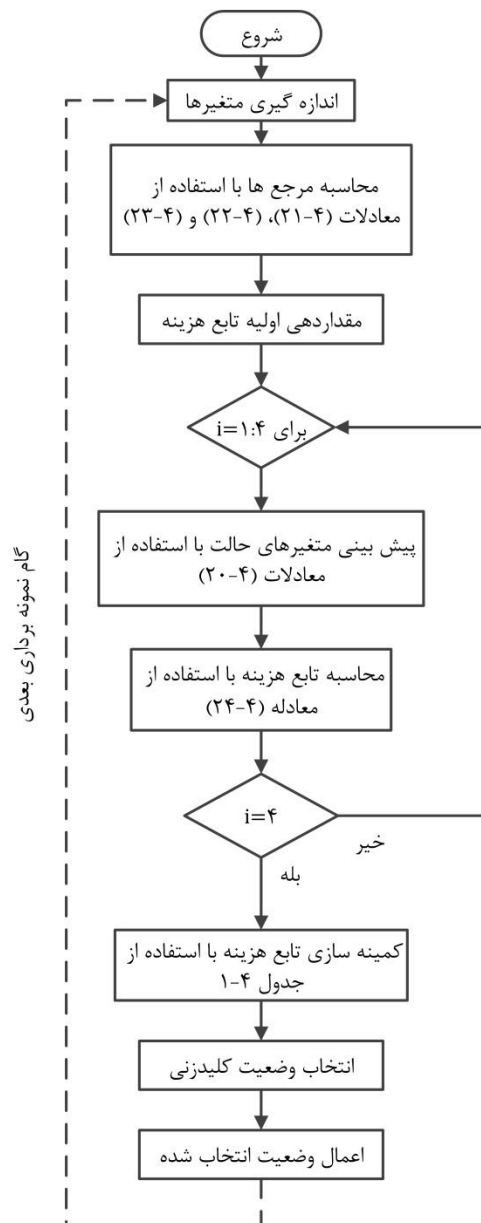
با جای‌گذاری (۴-۲۱) در معادلات مدل اصلاح‌شده‌ی (۴-۱۹) می‌توان با استفاده از معادلات زیر مقدار مرجع جریان سمت اینورتر و ولتاژ خازن را به‌صورت زیر محاسبه نمود:

$$i_1^*(t) - i_2^*(t) - C_f \frac{dv_C^*(t)}{dt} = 0 \quad (۴-۲۲)$$

$$L_2 \frac{di_2^*(t)}{dt} + (R_f + R_2 + K_{vi})i_2^*(t) - R_f i_1^*(t) - v_C^*(t) = 0 \quad (۴-۲۳)$$

که در آن $i_1^*(t)$ و $v_C^*(t)$ به ترتیب مقدار مرجع برای جریان سمت اینورتر و ولتاژ خازن هستند.

الگوریتم $FCS-MPC$: شکل ۴-۱۰ الگوریتم $FCS-MPC$ را برای سیستم تزریق توان نشان می‌دهد. این الگوریتم بدین صورت است که ابتدا متغیرهای مورد نیاز اندازه‌گیری می‌شود. سپس مقادیر پیش‌بینی‌شده‌ی متغیرهای حالت با مقدار مرجع آن‌ها مقایسه می‌شود. این مقایسه برای تمام وضعیت‌های ممکن کلیدزنی و بر اساس جدول ۴-۱ صورت می‌گیرد. مقایسه در قالب تعریف یک تابع هزینه‌ی مناسب عملی پیاده می‌شود. در نهایت وضعیتی که به ازای آن تابع هزینه کم‌ترین مقدار را دارد انتخاب شده و به سیستم اعمال خواهد شد. این روند در گام‌های بعدی تکرار می‌شود.



شکل ۴-۱۰: الگوریتم $FCS-MPC$.

تعریف تابع هزینه یکی از مهم‌ترین بخش‌های کنترل پیش‌بین است. برای کنترل اینورتر متصل به شبکه تابع هزینه‌ی زیر پیشنهاد می‌شود:

$$J = E^T W E + |S_i^p - S_i|^T \lambda |S_i^p - S_i| \quad (۴-۲۴)$$

که در آن $E = X^* - X^p$ بردار خطا و $X^* = [v_c^* \quad i_1^* \quad i_2^*]^T$ بردار مرجع متغیرهای حالت، $X^p = [v_c^p \quad i_1^p \quad i_2^p]^T$ بردار پیش‌بینی متغیرهای حالت، W و λ ماتریس ضرایب وزنی و $S_i = [S_a \quad S_b]^T$ و S_i^p به ترتیب بردار کلیدزنی در زمان فعلی و بعدی هستند. به این ترتیب علاوه بر ردیابی حالت‌ها، فرکانس کلیدزنی نیز به کم‌ترین مقدار خواهد رسید.

در فصل بعدی نتایج شبیه‌سازی بیان می‌شود.

فصل ۵ نتایج شبیه سازی ها

۵-۱- مشخصات شبیه سازی

در این بخش مشخصات سیستم، شامل پارامترهای ماژول فتوولتائیک، مبدل افزایشنده، اینورتر، فیلتر و شبکه برای شبیه سازی ارائه می شود.

ماژول فتوولتائیک مدل SPR-305-WHT و ساخت شرکت SunPower بوده که مشخصات آن در جدول ۵-۱ آورده شده است.

جدول ۵-۱- مشخصات ماژول فتوولتائیک

مقدار	نماد	توصیف
۳۰۵/۲ [W]	P_M	حداکثر توان
۵۴/۷ [V]	V_{MP}	ولتاژ حداکثر توان
۵/۵۸ [A]	I_{MP}	جریان حداکثر توان
۶۴/۲ [V]	V_{OC}	ولتاژ مدار باز
۵/۹۶ [A]	I_{SC}	جریان اتصال کوتاه
۰/۰۳۷۹۹۸ [Ω]	R_s	مقاومت سری
۹۹۳/۵۱ [Ω]	R_p	مقاومت موازی
$۱/۱۷۵۳ \times ۱۰^{-۸}$ [A]	I_{sat}	جریان اشباع معکوس دیود
۵/۹۶۰۲ [A]	$I_{ph,n}$	جریان نامی حاصل از تابش
۹۶	N_s	تعداد سلول های ماژول
۲۹۸ [A/K]	k_i	نسبت جریان اتصال کوتاه به ضریب حرارتی
۱۰۰۰ [W/m ²]	G_n	تابش نامی
۲۹۸ [K]	T_n	دمای نامی
۱/۳	η	ضریب ایده آلی دیود
$۱/۳۸۱ \times ۱۰^{-۲۳}$ [J/K]	k_B	ثابت بولتزمن
$۱/۶۰۲ \times ۱۰^{-۱۹}$ [C]	q_e	بار الکتریکی الکترون

هم چنین مقادیر عناصر مربوط به مبدل DC/DC نیز در جدول ۵-۲ و بر اساس [۴۶] ارائه شده است.

جدول ۵-۲- مقادیر پارامترهای مبدل DC/DC

مقدار	نماد	توصیف
۵ [mH]	L_b	سلف
۱۰ [μF]	C_{dc}	خازن

پارامترهای فیلتر LCL نیز طبق مرجع [۴۷] انتخاب شده که در جدول ۵-۳ قابل مشاهده است.

جدول ۵-۳- پارامترهای فیلتر LCL

مقدار	پارامتر	توصیف
۲/۵ [mH]	L_1	سلف سمت اینورتر
۰/۱ [Ω]	R_1	
۲/۵ [mH]	L_2	سلف سمت شبکه
۰/۱ [Ω]	R_2	
۲/۲ [μF]	C_f	خازن
۵ [Ω]	R_f	

ولتاژ خروجی مبدل افزایشدهنده ۳۵۰ ولت انتخاب و هم‌چنین مقدار پیک ولتاژ شبکه ۳۱۲ ولت در نظر گرفته شده است.

عملکرد کنترل‌کننده‌ی پیشنهادی از طریق شبیه‌سازی در محیط نرم‌افزار MATLAB/Simulink مورد بررسی قرار گرفته است. لازم به ذکر است که زمان نمونه‌برداری T_s برابر $10 \mu s$ انتخاب شده و هم‌چنین مقادیر ضرایب وزنی به قرار زیر است:

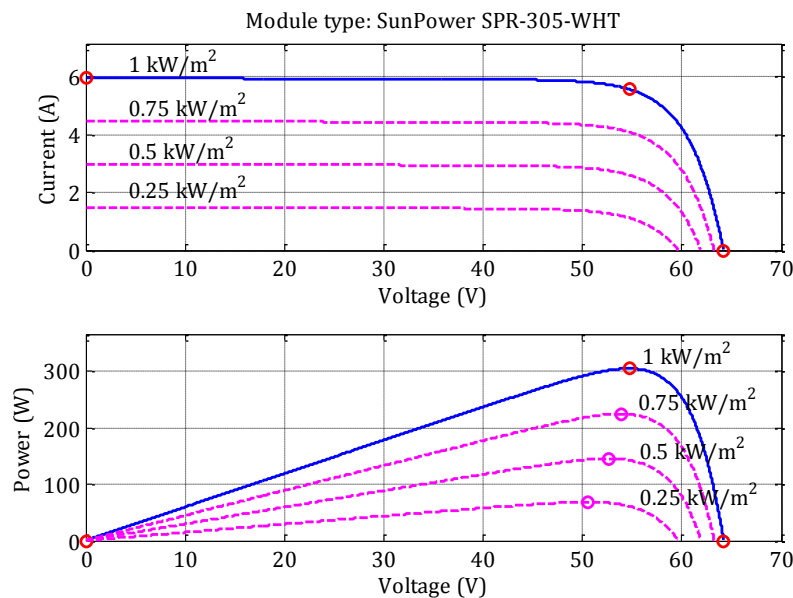
$$w_1 = 1, w_2 = 1,$$

$$\lambda = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix},$$

$$W = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 10 & 0 \\ 0 & 0 & 20 \end{pmatrix}.$$

۵-۲- نتایج شبیه سازی

در این بخش نتایج حاصل از شبیه سازی ارائه خواهد شد. شکل ۱-۵ منحنی های مشخصه ی ماژول را برای تابش های مختلف نشان می دهد. نقاط حداکثر توان نیز در این شکل مشخص است. همان گونه که ملاحظه می شود با کاهش مقدار تابش، جریان و توان خروجی ماژول کم می شود. شکل ۱-۵ نشان می دهد که با کاهش تابش، تغییرات ولتاژ ماژول نسبت به تغییرات جریان کم تر است.

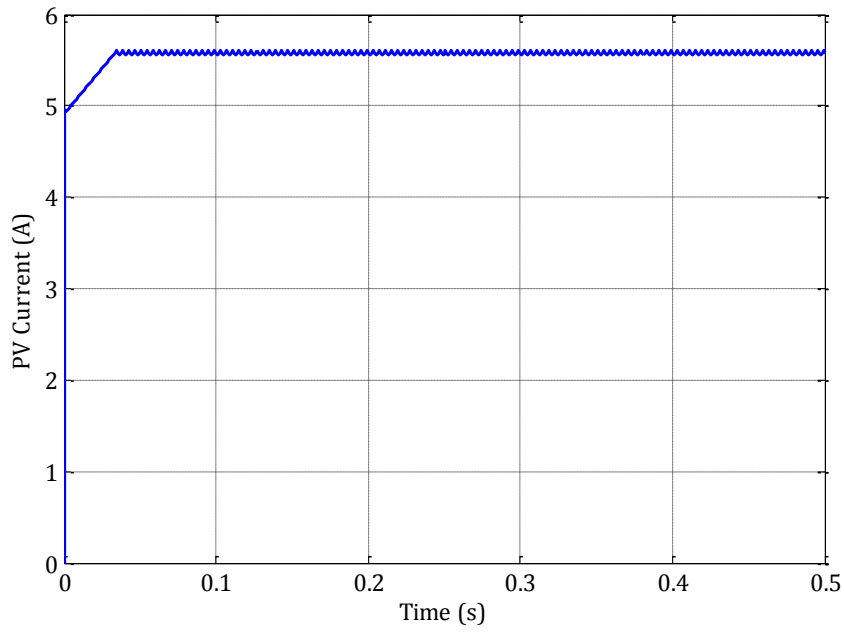


شکل ۱-۵: منحنی های مشخصه ی ماژول برای تابش های مختلف.

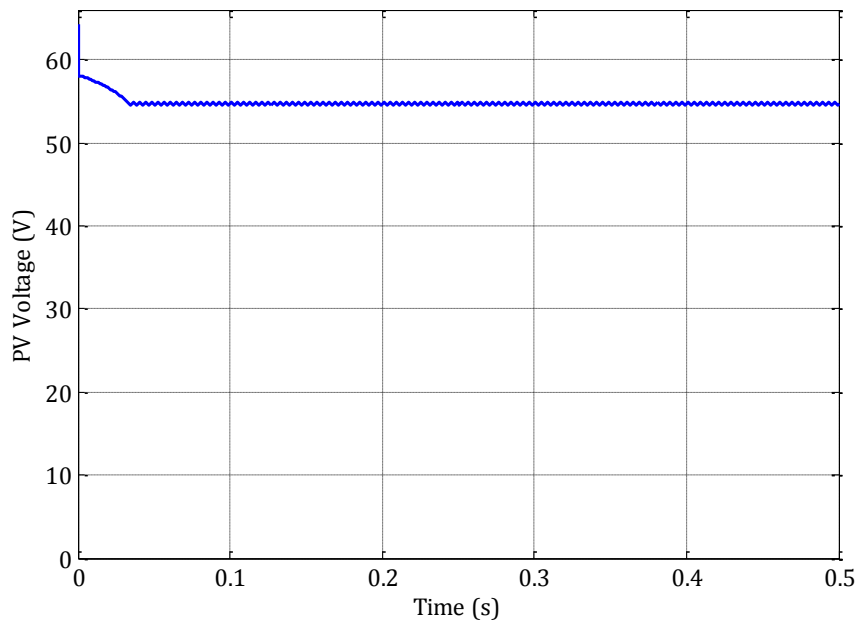
برای بررسی عملکرد کنترل کننده، شبیه سازی در دو حالت شرایط عادی و نیز شرایط تغییر تابش انجام می شود. چون تغییر دما نسبت به تغییر تابش تأثیر کمتری روی توان خروجی دارد و در عمل هم با احتمال کمتری رخ می دهد، فرض شده است که دمای محیط ثابت و 25°C می باشد.

۵-۲-۱ نتایج شبیه سازی در شرایط کار عادی

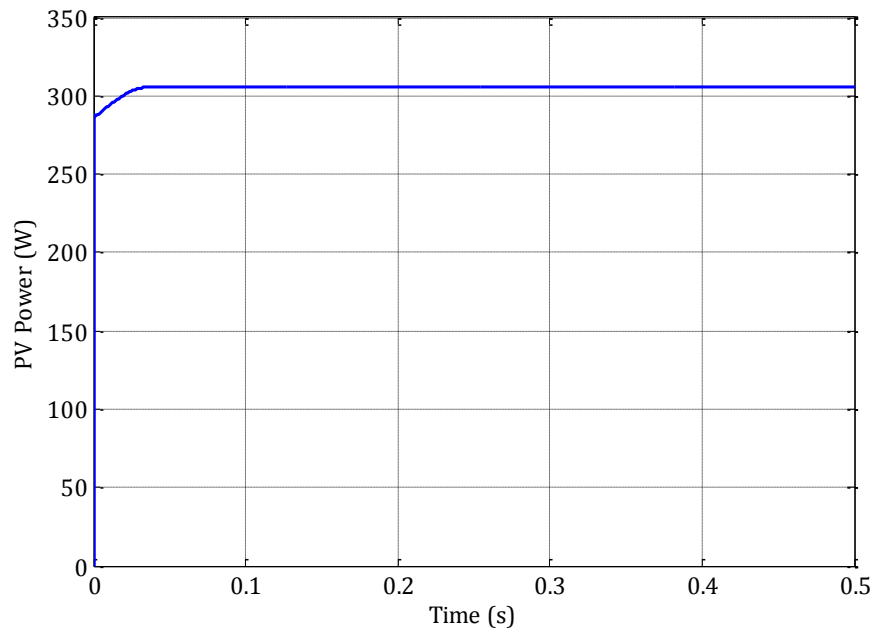
شرایط کار عادی سیستم در تابش 1000 W/m^2 در نظر گرفته شده است. جریان، ولتاژ و توان ماژول فتوولتائیک به ترتیب در شکل های ۲-۵ تا ۴-۵ نشان داده شده است. لازم به ذکر است که مقدار اولیه ی جریان ماژول برای MPPT، ۵ آمپر در نظر گرفته شده است. همان گونه که مشخص است الگوریتم MPPT دقت تقریباً مناسبی داشته و توان استحصال شده حداکثر می باشد.



شکل ۵-۲: جریان ماژول فتوولتائیک در شرایط کار عادی.

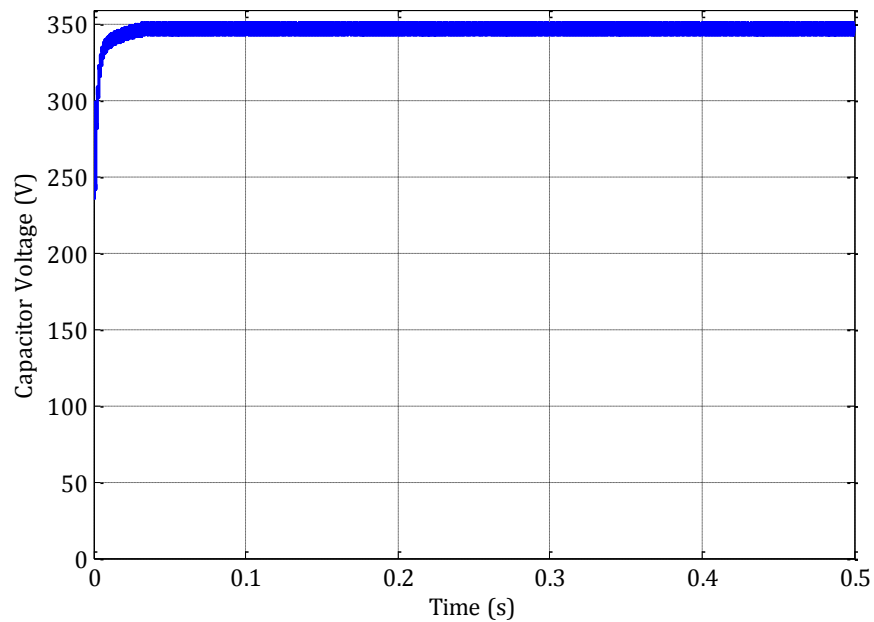


شکل ۵-۳: ولتاژ ماژول فتوولتائیک در شرایط کار عادی.

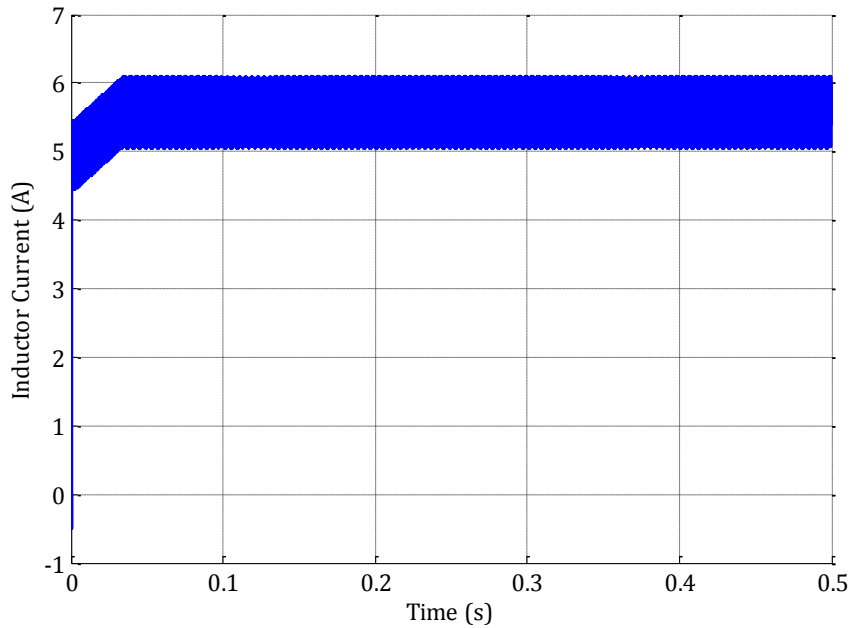


شکل ۵-۴: توان تولیدی مازول فتوولتائیک در شرایط کار عادی.

شکل ۵-۵ نشان می دهد کنترل کننده ی پیشنهادی به خوبی ولتاژ را در مقداری که برای خروجی مبدل افزایش داده در نظر گرفته شده تنظیم کرده است. شکل ۵-۶ نیز جریان سلف را نشان می دهد.

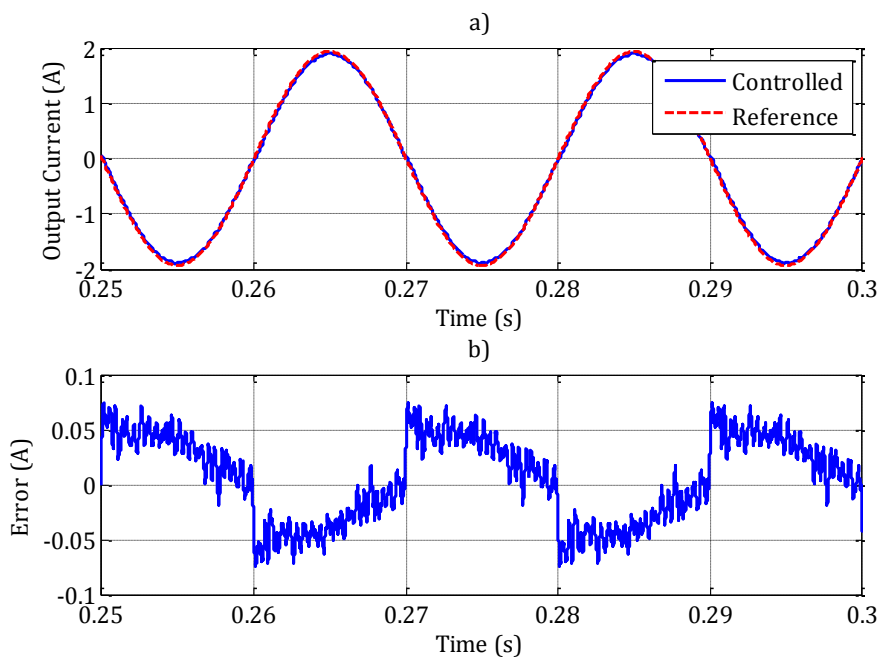


شکل ۵-۵: ولتاژ خروجی مبدل افزایشده در شرایط کار عادی.



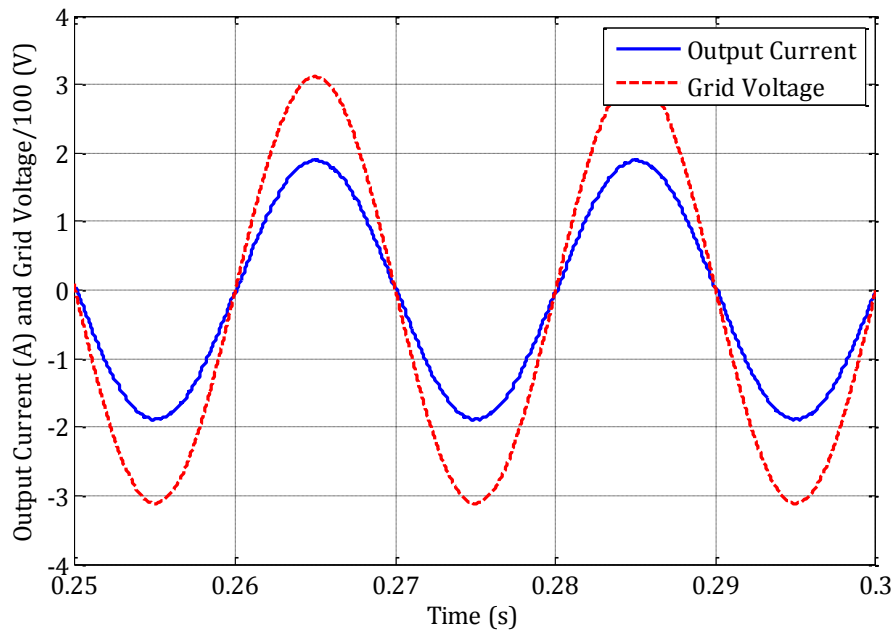
شکل ۵-۶: جریان سلف مبدل افزایشده در شرایط کار عادی.

شکل ۵-۷ مقدار جریان کنترل شده و جریان مطلوب خروجی سیستم و خطای بین آن‌ها را نشان می‌دهد. همان گونه که از این شکل پیداست جریان خروجی به خوبی مرجع را ردگیری کرده و خطای بین آن‌ها قابل قبول است.



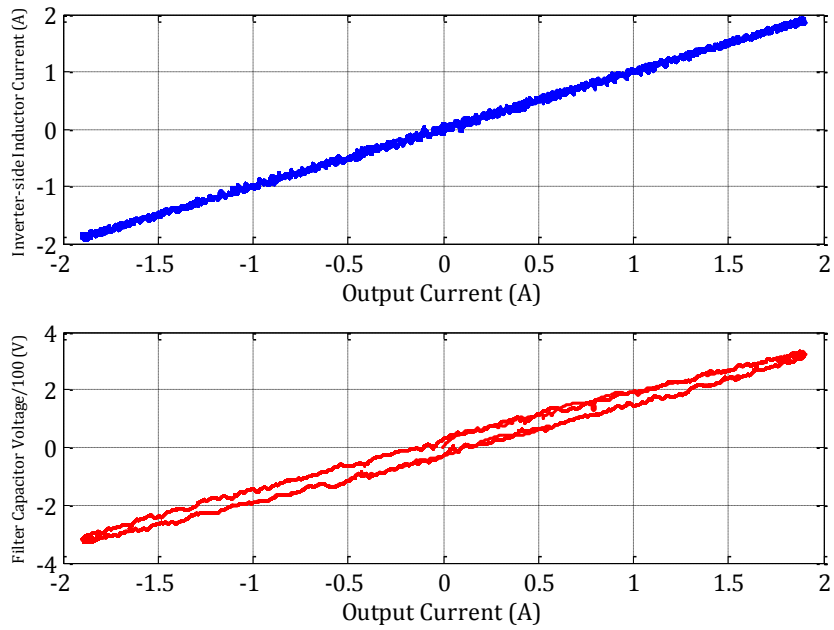
شکل ۵-۷: الف) جریان خروجی مطلوب و واقعی؛ ب) خطای ردگیری در شرایط کار عادی.

شکل ۵-۸ جریان خروجی را همراه با ولتاژ شبکه نشان می دهد. برای مقایسه ی بهتر، دامنه ی ولتاژ شبکه ۱۰۰ برابر کوچک تر شده است. از این شکل مشخص است که جریان خروجی با ولتاژ شبکه هم فاز بوده و بنابراین توان تزریقی به شبکه اکتیو خالص است (ضریب توان واحد است).

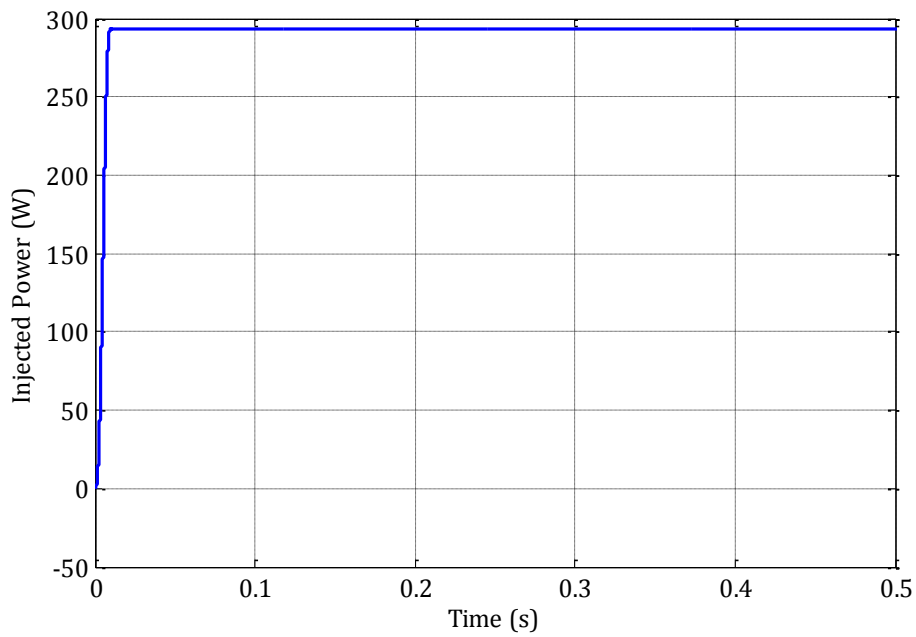


شکل ۵-۸: جریان خروجی و ولتاژ شبکه در شرایط کار عادی.

بررسی کران داربودن جریان سلف سمت اینورتر و خازن فیلتر نیز در شکل ۵-۹ انجام شده است. در این شکل، جریان سلف سمت اینورتر و خازن فیلتر بر حسب جریان خروجی رسم شده است و کران دار بودن این متغیرها را نشان می دهد. برای وضوح بیشتر ولتاژ خازن ۱۰۰ برابر کاهش یافته است. شکل ۵-۱۰ نیز میانگین توان تزریقی به شبکه را نشان می دهد.



شکل ۵-۹: جریان سلف سمت اینورتر و ولتاژ خازن فیلتر بر حسب جریان خروجی در شرایط کار عادی.

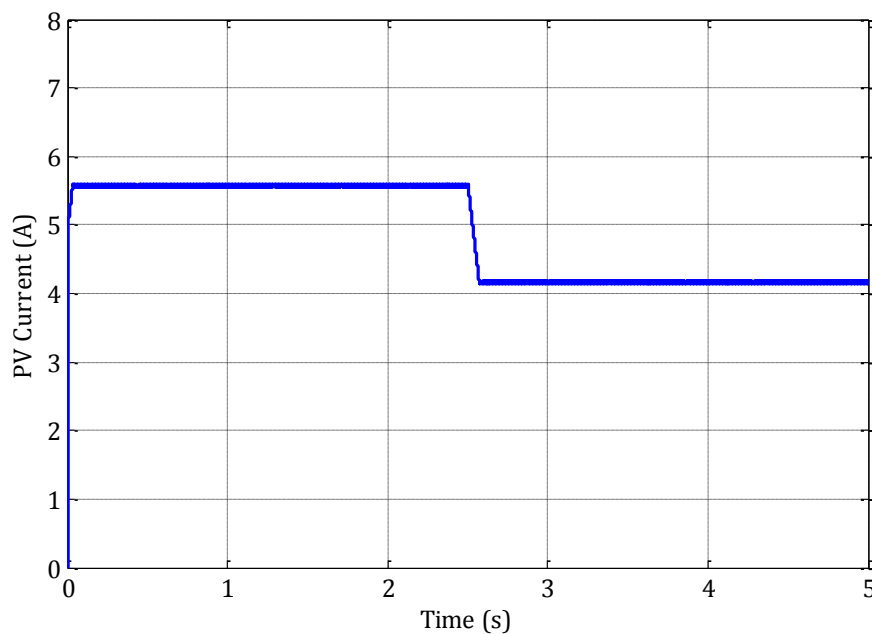


شکل ۵-۱۰: توان تزریقی به شبکه در شرایط کار عادی.

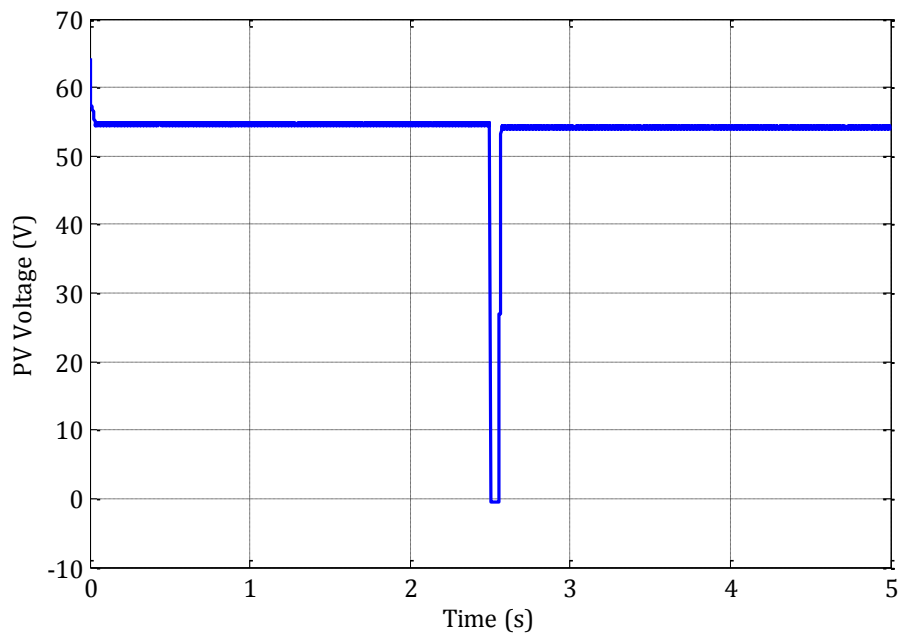
۵-۲-۲ نتایج شبیه سازی در شرایط تغییر تابش

تاکنون نتایج شبیه سازی برای شرایط کار عادی و تابش ثابت بررسی شد که گویای عملکرد مناسب کنترل کننده ی پیشنهادی بود. در این جا نحوه ی عملکرد سیستم کنترلی را برای شرایطی که تغییر ناگهانی در سیستم رخ می دهد بررسی می کنیم. این تغییر در مقدار تابش رخ می دهد. بنابراین فرض شده که سیستم با تابش 1000 W/m^2 در حال کار باشد و ناگهان این مقدار به 750 W/m^2 کاهش یابد. در این شرایط عملکرد سیستم کنترلی را ارزیابی می کنیم.

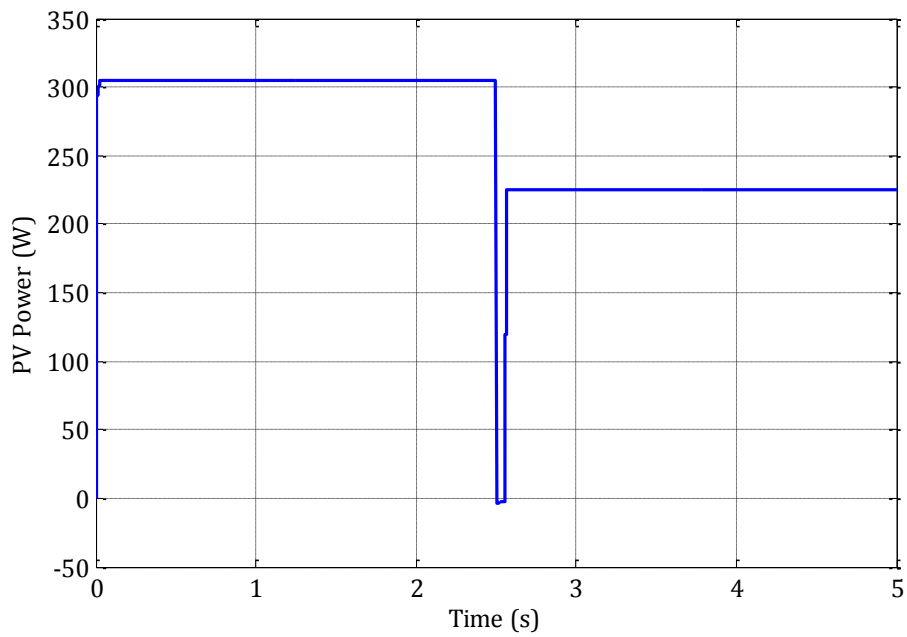
جریان، ولتاژ و توان ماژول فتوولتائیک به ترتیب در شکل های شکل ۵-۱۱ تا ۵-۱۳ نشان داده شده است. هنگامی که تابش خورشید به صورت ناگهانی کاهش می یابد، ولتاژ ماژول دچار یک افت ناگهانی به صفر می شود؛ چون جریان حاصل از تابش قبلی از جریان اتصال کوتاه جدید بیش تر است. بازیابی ولتاژ زمانی اتفاق می افتد که جریان سلف از جریان اتصال کوتاه جدید کم تر شود. هم چنین مشاهده می شود که جریان ماژول با تغییر تابش، بسیار کم تغییر کرده است که قبلاً این موضوع با توجه به منحنی مشخصه ی ماژول بیان گردید.



شکل ۵-۱۱: جریان ماژول فتوولتائیک در شرایط تغییر ناگهانی تابش.

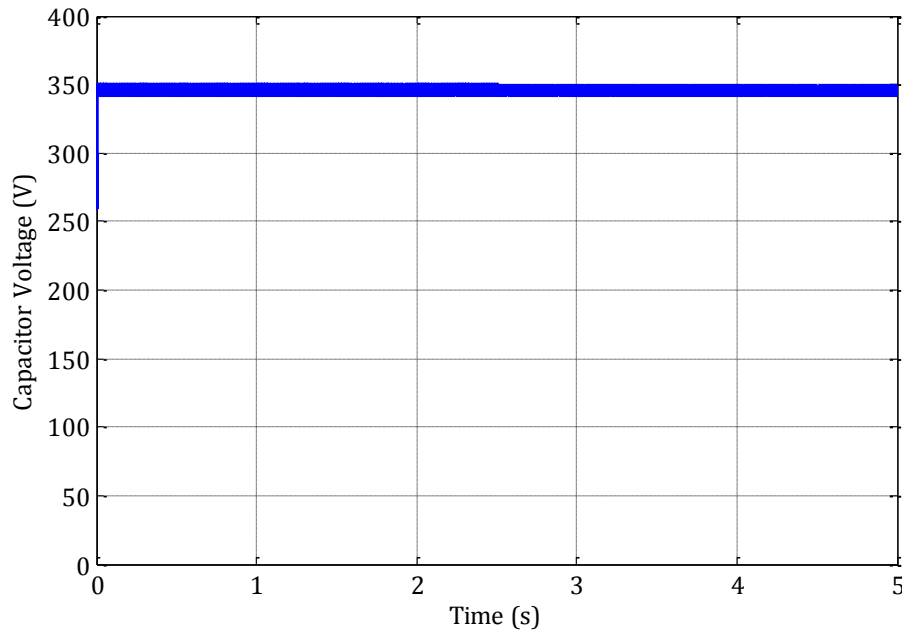


شکل ۵-۱۲: ولتاژ ماژول فتوولتائیک در شرایط تغییر ناگهانی تابش.

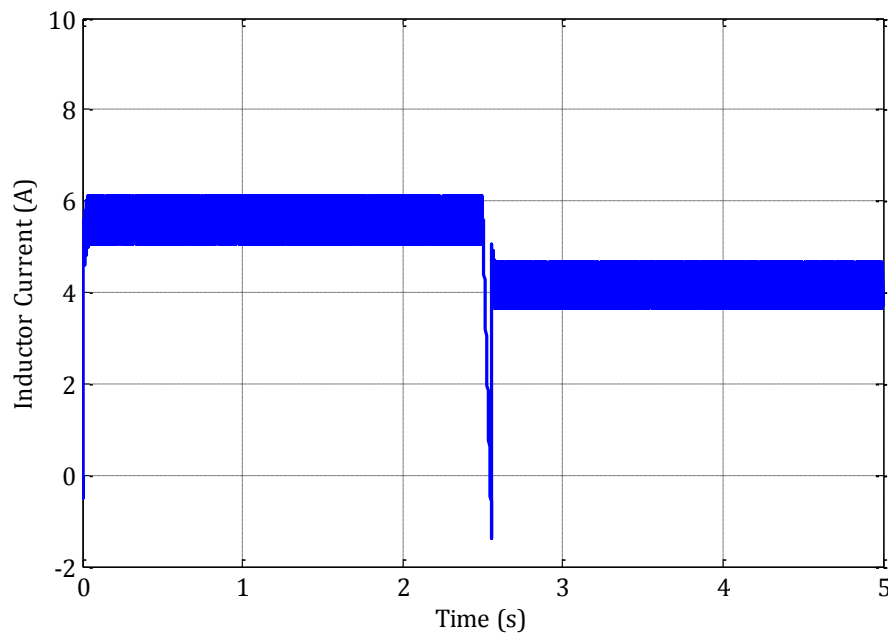


شکل ۵-۱۳: توان تولیدی ماژول فتوولتائیک در شرایط تغییر ناگهانی تابش.

شکل ۵-۱۴ نشان می دهد کنترل کننده ی پیشنهادی با وجود تغییر به خوبی ولتاژ را در مقداری که برای خروجی مبدل افزایش داده در نظر گرفته شده تنظیم کرده است. هرچند یک افت بسیار کم در ولتاژ خروجی مبدل وجود دارد. شکل ۵-۱۵ نیز جریان سلف را نشان می دهد.

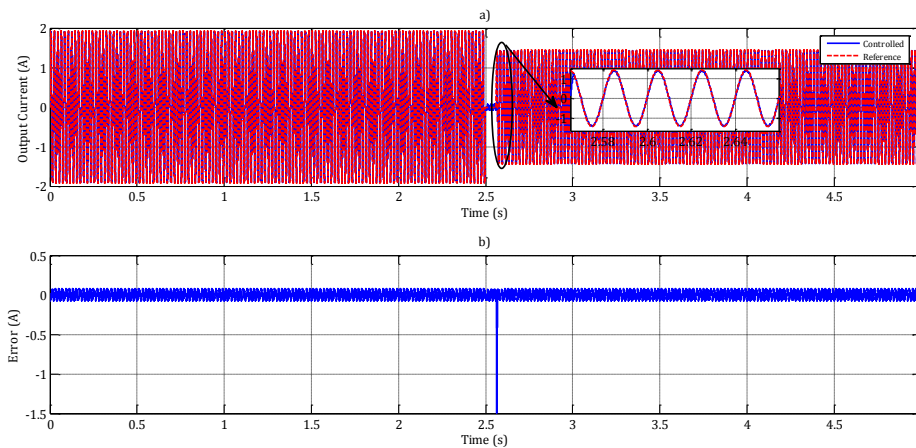


شکل ۵-۱۴: ولتاژ خروجی مبدل افزایش داده در شرایط تغییر ناگهانی تابش.

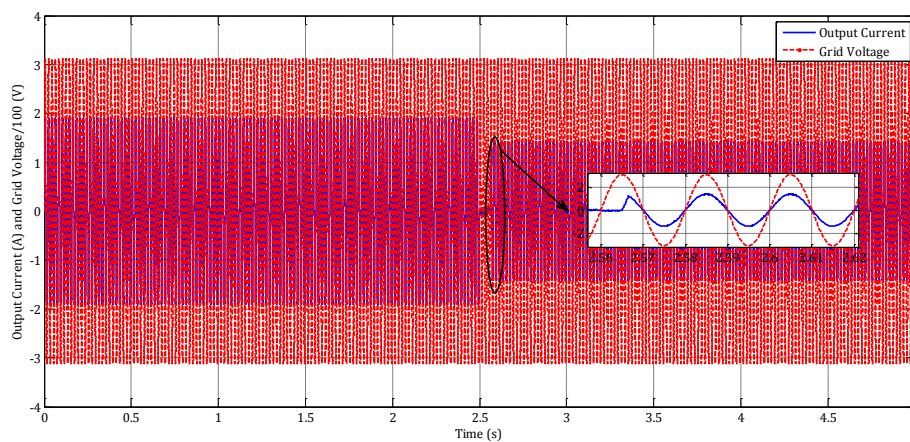


شکل ۵-۱۵: جریان سلف مبدل افزایش داده در شرایط کار تغییر ناگهانی تابش.

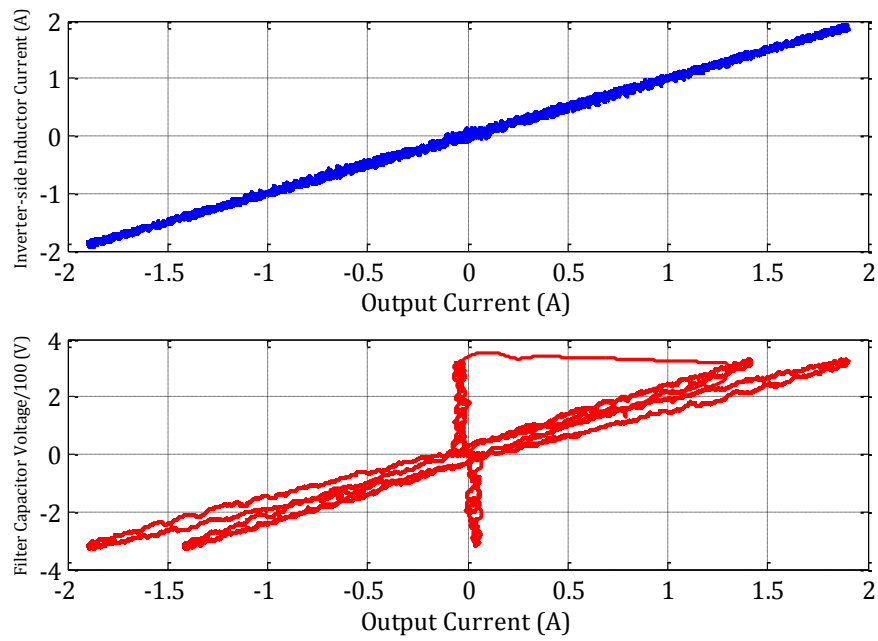
شکل ۵-۱۶ مقدار جریان کنترل شده و جریان مطلوب خروجی سیستم و خطای بین آن‌ها را نشان می‌دهد. همان گونه که از این شکل پیداست کنترل کننده به خوبی خود را با شرایط جدید تطبیق داده و مرجع مطلوب را ردگیری کرده است. شکل ۵-۱۷ جریان خروجی را همراه با ولتاژ شبکه را در شرایط تغییر تابش نشان می‌دهد. در این شکل، دامنه‌ی ولتاژ شبکه ۱۰۰ برابر کوچک‌تر شده است. از این شکل مشخص است که جریان خروجی با ولتاژ شبکه هم‌فاز بوده و بنابراین توان تزریقی به شبکه اکتیو خالص است.



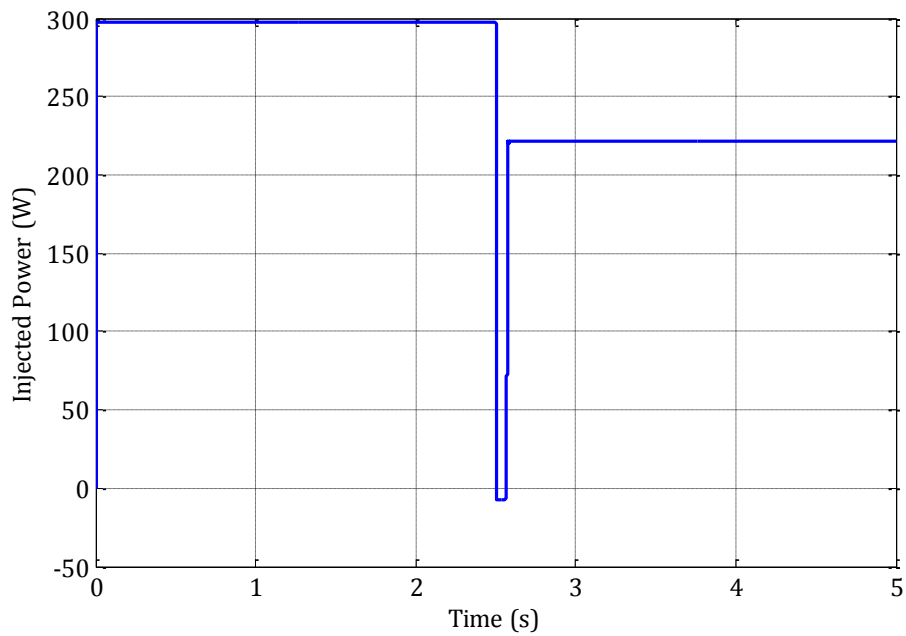
شکل ۵-۱۶: الف) جریان خروجی مطلوب و واقعی؛ ب) خطای ردگیری در شرایط تغییر ناگهانی تابش.



شکل ۵-۱۷: جریان خروجی و ولتاژ شبکه در شرایط تغییر ناگهانی تابش.



شکل ۵-۱۸: جریان سلف سمت اینورتر و ولتاژ خازن فیلتر برحسب جریان خروجی در تغییر ناگهانی تابش.



شکل ۵-۱۹: توان تزریقی به شبکه در شرایط تغییر ناگهانی تابش.

همان گونه که شکل ۵-۱۸ نشان می دهد جریان سلف سمت اینورتر و خازن فیلتر - که ۱۰۰ برابر کوچک تر شده است - کران دار هستند. شکل ۵-۱۹ نیز توان تزریقی به شبکه را نشان می دهد.

در عمل معمولاً تغییرات به صورت ناگهانی رخ نمی دهد، ولی از آن جا که سیستم باید برای بدترین شرایط ممکن به خوبی عمل کند این تغییر بررسی می شود.

فصل ۶ نتیجه گیری و پیشنهادها

۶-۱- نتیجه گیری

در این پایان نامه یک روش کنترلی برای تزریق توان یک میکرواینورتر به شبکه بیان شد که از نظر مفهومی بسیار ساده بود و پیاده سازی آن نیز آسان است. در دو بخش برای مبدل افزایشنده و نیز اینورتر متصل به شبکه با فیلتر LCL کنترل پیش بین با مجموعه ی ورودی محدود ارائه گردید. برای گسسته سازی از روش تقریبی اوپلر برای مبدل افزایشنده که ساده تر بوده و برای اینورتر متصل به شبکه از روش دقیق ZOH استفاده شد. اهداف کنترلی در قالب یک تابع هزینه ی مناسب و البته ساده در نظر گرفته و پیاده سازی شد.

در واقع هدف اصلی این تحقیق پیاده سازی الگوریتم FCS-MPC برای سیستم های با مرتبه ی بالاتر بود. در این جا چون از فیلتر LCL برای اتصال به شبکه استفاده شد، مرتبه ی سیستم ۳ و تقریباً بالا بود. دکوپله در نظر گرفتن دو بخش کنترلی نیز طراحی را تا حد زیادی آسان تر کرد. در غیر این صورت فرآیند طراحی با یک سیستم پیچیده مواجه می شد. نتایج نشان داد که FCS-MPC برای سیستم های الکترونیک قدرت با مرتبه ی بالاتر نیز راه حل کنترلی مناسبی است.

از نکات جالب این روش کنترلی، برخلاف بسیاری از کنترل کننده ها، عدم وجود فراجهدش در متغیرهای کنترل شده بود. یکی دیگر از مزیت های اصلی کنترل کننده ی پیشنهادی در نظر گرفتن محدودیت ها و اعمال آن ها از طریق تعریف تابع هزینه بود. برای مثال جمله ای برای کاهش فرکانس کلیدزنی در تابع هزینه اضافه شد.

از کارهای دیگر که در این پایان نامه انجام شد، حذف ولتاژ شبکه به عنوان اغتشاش و به دست آوردن مدل اصلاح شده برای فرآیند طراحی کنترل کننده بود.

مشکل اصلی کنترل کننده ی پیشنهادی متغیر بودن فرکانس کلیدزنی آن است که البته مقدار حداکثر فرکانس کلیدزنی را برای آن می توان برابر زمان نمونه برداری در نظر گرفت.

۶-۲- پیشنهادها

همان گونه که گفته شد هدف از این پایان نامه ارائه‌ی یک روش کنترلی ساده و با محاسبات و هزینه‌ی کم بود. برای بهبود عملکرد کنترل کننده و به عنوان پیشنهاد برای کارهای آینده می‌توان به موارد زیر اشاره کرد:

- اصولاً اندازه‌گیری هر یک از متغیرهای سیستم هزینه‌ای در بر دارد. در این پایان نامه فرض شد که تمام متغیرهای حالت در دسترس بوده و اندازه‌گیری شده‌اند. با طراحی رؤیت‌گرهای مناسب می‌توان تعدادی از متغیرهای حالت را تخمین زد و بدین ترتیب هزینه‌های مربوط به اندازه‌گیری‌ها را کاهش داد.
- در سیستم‌های الکترونیک قدرت، پیش‌بینی‌ها معمولاً برای یک گام به جلو انجام می‌شود. با پیش‌بینی چند گام جلوتر می‌توان دقت عملکرد سیستم کنترل را بالاتر برد. البته نباید این نکته را نادیده گرفت که این کار محاسبات را به شکل قابل توجهی افزایش می‌دهد.
- کنترل پیش‌بین یک روش مبتنی بر مدل است که وابستگی بسیار بالایی به دقت مدل دارد. اما در واقعیت، با توجه به دقت نبودن مقادیر عناصر مدار می‌توان گفت که مدل دارای تغییراتی در یک بازه‌ی خاص است. مدل‌سازی مقاوم سیستم و ارائه‌ی یک کنترل کننده‌ی پیش‌بین مقاوم تا حد زیادی پیاده‌سازی عملی کنترل کننده را تسهیل می‌کند و قابلیت اطمینان آن را بالاتر خواهد برد.
- ضرایب وزنی در این پایان نامه ثابت در نظر گرفته شد و با سعی و خطا به دست آمد. با انتخاب ضرایب به صورت دینامیکی می‌توان به یک عملکرد بهینه برای کنترل کننده دست یافت.
- اثبات تحلیلی پایداری نیز از نکاتی است که می‌توان برای برای سیستم‌های کنترل پیش‌بین با مجموعه‌ی ورودی محدود با مرتبه‌ی بالا و شامل ردیابی پیشنهاد داد.

مراجع

- [1] "Exergy Flow Charts - Global Climate and Energy Project," Stanford University [Online]. Available: <http://gcep.stanford.edu/research/exergycharts/>.
- [2] "Technology Roadmap Solar Photovoltaic Energy," International Energy Agency (IEA), 2014 [Online]. Available: <https://www.iea.org/>.
- [3] M. Bazilian, I. Onyeji, M. Liebreich, I. MacGill, J. Chase, J. Shah, D. Gielen, D. Arent, D. Landfear, and S. Zhengrong, "Re-considering the economics of photovoltaic power," *Renew. Energy*, vol. 53, no. 0, pp. 329–338, May 2013.
- [4] L. Hassaine, E. OLIas, J. Quintero, and V. Salas, "Overview of power inverter topologies and control structures for grid connected photovoltaic systems," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 30, no. 0, pp. 796–807, Feb. 2014.
- [5] T. Eswam and P. L. Chapman, "Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 22, no. 2, pp. 439–449, 2007.
- [6] A. R. Reisi, M. H. Moradi, and S. Jamasb, "Classification and comparison of maximum power point tracking techniques for photovoltaic system: A review," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 19, no. 0, pp. 433–443, Mar. 2013.
- [7] S. B. Kjaer, J. K. Pedersen, and F. Blaabjerg, "A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules," *Ind. Appl. IEEE Trans.*, vol. 41, no. 5, pp. 1292–1306, 2005.
- [8] S. Strache, R. Wunderlich, and S. Heinen, "A Comprehensive, Quantitative Comparison of Inverter Architectures for Various PV Systems, PV Cells, and Irradiance Profiles," *Sustainable Energy, IEEE Transactions on*, vol. 5, no. 3, pp. 813–822, 2014.
- [9] I. Patrao, E. Figueres, F. Gonzalez-Espin, and G. Garcera, "Transformerless topologies for grid-connected single-phase photovoltaic inverters," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 15, no. 7, pp. 3423–3431, Sep. 2011.
- [10] D. Meneses, F. Blaabjerg, O. Garcia, and J. A. Cobos, "Review and Comparison of Step-Up Transformerless Topologies for Photovoltaic AC-Module Application," *Power Electron. IEEE Trans.*, vol. 28, no. 6, pp. 2649–2663, 2013.
- [11] T.-F. Wu, C.-H. Chang, L.-C. Lin, and C.-L. Kuo, "Power Loss Comparison of Single- and Two-Stage Grid-Connected Photovoltaic Systems," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 26, no. 2, pp. 707–715, 2011.
- [12] Y. Yang and F. Blaabjerg, "Overview of Single-phase Grid-connected Photovoltaic Systems," *Electr. Power Components Syst.*, vol. 43, no. 12, pp. 1352–1363, Jul. 2015.
- [13] H. Bellia, R. Youcef, and M. Fatima, "A detailed modeling of photovoltaic module using MATLAB," *NRIAG J. Astron. Geophys.*, vol. 3, no. 1, pp. 53–61, Jun. 2014.
- [14] W. Xiao, W. G. Dunford, and A. Capel, "A novel modeling method for photovoltaic cells," *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, vol. 3, pp. 1950–1956 Vol.3, 2004.
- [15] C. Meza, D. Jeltsema, J. Scherpen, and D. Biel, "Passive P-Control of a Grid-Connected Photovoltaic Inverter*," *17th IFAC World Congr. Preceedings*, vol. 21, pp. 3808–3812, 2008.

- [16] M. G. Villalva, J. R. Gazoli, and E. R. Filho, "Comprehensive Approach to Modeling and Simulation of Photovoltaic Arrays," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 5. pp. 1198–1208, 2009.
- [17] G. Farivar and B. Asaei, "Photovoltaic module single diode model parameters extraction based on manufacturer datasheet parameters," *Power and Energy (PECon), 2010 IEEE International Conference on*. pp. 929–934, 2010.
- [18] Q.-C. Zhong and T. Hornik, *Control of power inverters in renewable energy and smart grid integration*. John Wiley & Sons, 2013.
- [19] T. C. Y. Wang, Z. Ye, G. Sinha, and X. Yuan, "Output filter design for a grid-interconnected three-phase inverter," *Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual*, vol. 2. pp. 779–784 vol.2, 2003.
- [20] E. Twining and D. G. Holmes, "Grid current regulation of a three-phase voltage source inverter with an LCL input filter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, no. 3. pp. 888–895, 2003.
- [21] C. Meza, "Analysis and Control of Single-Phase Single-Stage Grid-Connected Photovoltaic Inverter", Ph.D. dissertation, Inst. of Ind. and Control Eng., Polytech. Univ. of Catalonia, Barcelona, 2008.
- [22] J. Rodriguez and P. Cortes, *Predictive control of power converters and electrical drives*, John Wiley & Sons, 2012.
- [23] S. Vazquez, J. I. Leon, L. G. Franquelo, J. Rodriguez, H. A. Young, A. Marquez, and P. Zanchetta, "Model Predictive Control: A Review of Its Applications in Power Electronics," *Industrial Electronics Magazine, IEEE*, vol. 8, no. 1. pp. 16–31, 2014.
- [24] P. Cortes, M. P. Kazmierkowski, R. M. Kennel, D. E. Quevedo, and J. Rodriguez, "Predictive Control in Power Electronics and Drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 12. pp. 4312–4324, 2008.
- [25] M. Morari and J. H. Lee, "Model predictive control: past, present and future," *Comput. Chem. Eng.*, vol. 23, no. 4–5, pp. 667–682, May 1999.
- [26] J. B. Rawlings, "Tutorial overview of model predictive control," *IEEE Control Systems*, vol. 20, no. 3. pp. 38–52, 2000.
- [27] C. E. García, D. M. Prett, and M. Morari, "Model predictive control: Theory and practice—A survey," *Automatica*, vol. 25, no. 3, pp. 335–348, 1989.
- [28] R. M. C. De Keyser, P. G. A. Van de Velde, and F. A. G. Dumortier, "A comparative study of self-adaptive long-range predictive control methods," *Automatica*, vol. 24, no. 2, pp. 149–163, 1988.
- [29] C. A. Rojas, J. I. Yuz, M. Aguirre, and J. Rodriguez, "A comparison of discrete-time models for model predictive control of induction motor drives," *Industrial Technology (ICIT), 2015 IEEE International Conference on*. pp. 568–573, 2015..
- [30] C. A. Silva and J. I. Yuz, "On sampled-data models for model predictive control," *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. pp. 2966–2971, 2010..
- [31] Z. Zeng, H. Yang, R. Zhao, and C. Cheng, "Topologies and control strategies of multi-functional grid-connected inverters for power quality enhancement: A comprehensive review," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 24, no. 0, pp. 223–270, Aug. 2013.
- [32] A. Anurag, S. Bal, S. Sourav, and M. Nanda, "A review of maximum power-point tracking techniques for photovoltaic systems," *Int. J. Sustain. Energy*, vol. 35, no. 5, pp. 478–501, May 2016.
- [33] M. A. Eltawil and Z. Zhao, "MPPT techniques for photovoltaic applications," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 25, pp. 793–813, Sep. 2013.

- [34] S. Jain and V. Agarwal, "Comparison of the performance of maximum power point tracking schemes applied to single-stage grid-connected photovoltaic systems," *IET Electric Power Applications*, vol. 1, no. 5, pp. 753–762, 2007.
- [35] R. Rawat and S. S. Chandel, "Review of Maximum-Power-Point Tracking Techniques for Solar-Photovoltaic Systems," *Energy Technol.*, vol. 1, no. 8, pp. 438–448, Aug. 2013.
- [36] R. Faranda, S. Leva, and V. Maugeri, "MPPT techniques for PV Systems: Energetic and cost comparison," *Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, 2008 IEEE*. pp. 1–6, 2008.
- [37] M. Hojabri, A. Z. Ahmad, A. Toudeshki, and M. Soheilrad, "An Overview on Current Control Techniques for Grid Connected Renewable Energy Systems," *Int. Proc. Comput. Sci. Inf. Technol.*, vol. 56, p. 119, 2012.
- [38] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre, and P. C. Loh, "Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters," *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 153, no. 5, pp. 750–762, 2006.
- [39] G. Shen, D. Xu, L. Cao, and X. Zhu, "An Improved Control Strategy for Grid-Connected Voltage Source Inverters With an LCL Filter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 4, pp. 1899–1906, 2008.
- [40] R. A. Mastromauro, M. Liserre, T. Kerekes, and A. Dell'Aquila, "A Single-Phase Voltage-Controlled Grid-Connected Photovoltaic System With Power Quality Conditioner Functionality," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 11, pp. 4436–4444, 2009.
- [41] R. Nasiri and A. Radan, "Adaptive pole-placement control of 4-leg voltage-source inverters for standalone photovoltaic systems," *Renew. Energy*, vol. 36, no. 7, pp. 2032–2042, Jul. 2011.
- [42] I.-S. Kim, "Sliding mode controller for the single-phase grid-connected photovoltaic system," *Appl. Energy*, vol. 83, no. 10, pp. 1101–1115, Oct. 2006.
- [43] H. Gholizade-Narm, "A Novel Control Strategy for a Single-phase Grid-connected Power Injection System," *Int. J. Eng. C Asp.*, vol. 27, no. 12, pp. 1841–1849, 2014.
- [44] S. Eren, M. Pahlevaninezhad, A. Bakhshai, and P. K. Jain, "Composite Nonlinear Feedback Control and Stability Analysis of a Grid-Connected Voltage Source Inverter With LCL Filter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 11, pp. 5059–5074, 2013.
- [45] S. Mariethoz and M. Morari, "Explicit Model-Predictive Control of a PWM Inverter With an LCL Filter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 2, pp. 389–399, 2009.
- [46] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of power electronics*. Springer Science & Business Media, 2007.
- [47] H.-J. Chiu, Y.-K. Lo, C.-Y. Yang, S.-J. Cheng, C.-M. Huang, C.-C. Chuang, M.-C. Kuo, Y.-M. Huang, Y.-B. Jean, and Y.-C. Huang, "A module-integrated isolated solar microinverter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 2, pp. 781–788, 2013.

Abstract

In this thesis, a controller for power injection of a photovoltaic (PV) microinverter to the grid is presented. Microinverter has two-stage topology that consists of a conventional DC/DC boost converter and a DC/AC inverter. Grid is modeled with a sinusoidal voltage source and is connected to the inverter output by an LCL filter. Thus, the system has a relatively high order that makes its control system design challenging. Microinverter control system consists of two loops that the external loop is maximum power point tracking (MPPT) and internal loop is power control. MPPT algorithm determines reference current where maximum power is occurred. MPPT implementation is done using DC/DC boost converter that regulates DC voltage simultaneously. We implement MPPT and output voltage regulation of the converter via finite control set model predictive control (FCS-MPC). Due to that the outer loop time constant is much large compared to the inner loop, they can be considered decoupled. Our main goal is to inject a desired pure active power into the grid. This is done by controlling the output current. To achieve this goal, a FCS-MPC is proposed that controls the injected power by controlling output current and also ensures boundedness of other state variables. Unlike the classic controllers, the proposed controller is quite simple and does not require any other control loop or modulator for practical implementation. Simulation results show the effective performance of proposed control scheme under various conditions.

Keywords: Microinverter, power control, model predictive control (MPC), photovoltaics (PV), renewable energy.



Faculty of Electrical and Robotic Engineering

MSc Thesis in Control Engineering

Model Predictive Control of a Grid-Connected PV Micro-Inverter

By: Seyed Seraj Hamidi

Supervisor:

Dr. Hossein Gholizade-Narm

September 2016