



دانشکده مهندسی برق و رباتیک رشته مهندسی برق گرایش کنترل

پایان نامه کارشناسی ارشد

کنترل مستقیم حداکثر تزریق توان میکرواینور ترهای متصل به شبکه در

سيستمهاي فتوولتائيك

نگارنده: نسرین نوروزی

استاد راهنما

جناب آقای دکتر حسین قلیزادہ نرم

باسمەتعالى	المجلي المجلي المعالي المحالي
	مديريت تحصيلات تكميلى

شماره ۲۵<u>۲، ۲</u>۰۰۰ تاریخ: ۱۱٫۱۱٫۲۹

> فرم شماره (۳) صور تجلسه نهایی دفاع از پایان نامه دوره کارشناسی ارشد با نام و یاد خداوند متعال، ارزیابی جلسه دفاع از پایان نامه کارشناسی ارشد خانم / آقای نسرین نوروزی با شماره دانشجویی ۹۴۳۶۵۱۴ رشته مهندسی برق-کنترل گرایش کنترل تحت عنوان: کنترل مستقیم حداکثر تزریق توان میکرواینورترهای متصل به شبکه در سیستم های فتوولتائیک که درتاریخ ۱۳۹۶/۱۱/۱۱ با حضور هیأت محترم داوران در دانشگاه صنعتی شاهرود بر گزار گردید به شرح ذیل اعلام می گردد:

نوع
عضو ہ
۱_ استا
۲ – استا
J-T
۴ – نماینده
۵ – است
۶اس
تبصره: در م
نباید زودتر از

5

تقديم

تقديم به پدر و مادر عزيز و مهربانم.....

تشكر و قدرداني

الْحَمْدُ لِلّهِ رَبِّ الْعالَمِينَ ...

خداوند مهربان را شکر و سپاس میگویم برای مهربانانی که در مسیر زندگانیام قرار داده و امیدوارم قدردان لطف و محبت بیدریغشان باشم.

تعهد نامه

اینجانب نسرین نوروزی دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته .مهندسی برق-کنترل دانشکدهی مهندسی برق و رباتیک دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایاننامه کنترل مستقیم حداکثر تزریق توان میکرواینورترهای متصل به شبکه در سیستمهای فتوولتائیک تحت راهنمائی دکتر حسین قلیزاده نرم متعهد می شوم:

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

تاريخ

امضای دانشجو

مالکیت نتایج و حق نشر

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

چکیدہ

در این پایاننامه یک کنترل کننده برای تزریق حداکثر توان میکرواینورتر فتوولتائیک به شبکه ارائه میشود. توپولوژی میکرواینورتر، یک اینورتر افزایندهی تکمرحلهای است. تولید ولتاژ خروجی متناوب افزاینده در یک مرحله تبدیل توان، کاهش THD و افزایش میزان بازدهی از مزایای عمدهی اینورتر افزایندهی مورد بررسی است. با این وجود، اینورتر افزاینده دارای میرایی بسیار ضعیف و رفتاری نامطلوب و به شدت نوسانی در حالت حلقه باز است. بنابراین در ابتدا یک کنترلکنندهی فیدبک داخلی با استفاده از روش فیدبک حالت، به گونهای طراحی میکنیم که علاوه بر اضافه نمودن مقاومت مجازی به سیستم، با فیدبک مناسب از ولتاژ مبدل، به کنترل دامنهی ولتاژ خروجی و بهبود رفتار اینورتر افزایندهی مجزا از شبکه برای دو حالت بار مقاومتی و بار سلفی میپردازد. بر این اساس، به منظور تزریق حداکثر توان حاصل از منبع فتولتائیک با استفاده از اینورتر افزاینده به شبکه، پس از بهبود رفتار نوسانی سیستم و پایدارسازی سیستم حلقه بسته با استفاده از روش پیشنهادی، به طراحی كنترل كننده سيستم تزريق توان بر اساس استراتژی كنترل مستقيم توان می پردازيم. سيستم كنترلی حداکثر تزریق توان میکرواینورتر، از دو مرحلهی پیاپی تشکیل می شود. مرحلهی اول با استفاده از یک الگوریتم ردیابی نقطهی حداکثر توان(MPPT)، به تعیین حداکثر توان مرجع موردنیاز برای مرحلهی بعدی میپردازد. نتایج شبیهسازی عملکرد مناسب کنترلکنندهی پیشنهادی را برای تزریق حداکثر توان میکرواینورتر فتوولتائیک موردنظر به شبکه نشان میدهد.

واژگان کلیدی: اینورتر افزاینده، کنترل مستقیم توان، میرایی سیستم، مقاومت مجازی، ردیابی نقطهی حداکثر توان، فتوولتائیک(PV).

مقالات مستخرج از پایاننامه

[۱] ن. نوروزی، ح. قلیزاده نرم و ف. محمدحسنی، "بهبود رفتار اینورتر افزاینده غیرحداقل فاز برای تولید موج سینوسی مطلوب در خروجی" *پنجمین کنفرانس بین المللی کنترل، ابزار دقیق و اتوماسیون (ICCIA-2017)*، شیراز، ۱۳۹۶.

فهرست مطالب

ک	فهرست شكلها
ن	فهرست جدولها
۱	فصل ۱ مقدمه
۲	۱–۱–انرژی خورشیدی
۴	۲-۱- مروری بر ساختار سیستمهای فتوولتائیک
۶	١-٢-١ اينورتر مركزي
۶	۱-۲-۱ اینورتر رشتهای
۷	۱-۲-۱ اینورتر چندرشتهای
۷	۱–۲–۴ میکرواینورتر
۸	۱-۳- تقسیمبندی میکرواینورترها
۹	۱–۴– مروری بر روشهای کنترل سیستمهای فتوولتائیک
١٠	۵-۵- ساختار پایاننامه
۱۳	فصل ۲ معرفی سیستم
۱۴	۱-۲ مقدمه
۱۵	۲-۲- ماژول فتوولتائيک
۱۸	۲-۳- اینورتر افزاینده
۱۹	۲–۲–۱ توصيف سيستم
۲۱	۲-۳-۲ نحوهی عملکرد مدار
۲١	۲-۳-۲ مدل سوئیچینگ و مدل میانگین غیرخطی مدار
۲۳	۲-۳-۲ مدل خطی مدار
۲۴	۲-۳-۵ بررسی رفتار گذرای مدار
۲۴	۲–۳–۶ حالت مجزا از شبکه
۲۵	۲-۳-۲ حالت متصل به شبکه
۲٩	فصل ۳ کنترل حلقه بسته اینورتر افزاینده با بهبود رفتار سیستم در حالت مجزا از شبکه
۳۰	۱-۳- مقدمه
٣٠	۳-۲- بهبود رفتار اینورتر افزاینده با افزودن مقاومت مجازی

۳۳	۳–۳– کنترل اینورتر افزاینده با بار مقاومتی
٣٩	۴-۳- کنترل اینورتر افزاینده با بار سلفی
۴۵	فصل ۴ طراحی کنترل کنندهی اینور تر افزایندهی متصل به شبکه
49	۴–۱– مقدمه
۴۸	۴-۲- ردیابی نقطهی حداکثر توان
۴۹	۲-۴-۱ مروری بر روشهای MPPT
۵۱	۲-۲-۴ پیادەسازى الگوريتم P&O
۵۲	۴-۳- کنترل اینورتر افزایندهی متصل به شبکه
۵۴	۴-۳-۱ توصيف و مدلسازي سيستم
۶۰	۴-۳-۲ بهبود رفتار سیستم با استفاده از روش فیدبک حالت
۶۴	۴-۳-۳ تزریق توان با استفاده از روش کنترل مستقیم توان
۶۹	فصل ۵ نتایج شبیهسازیها
٧٠	۵-۱-۵ مشخصات شبیهسازی
۷۱	۵–۲– نتایج شبیهسازی
٧٣	۵-۲-۱ اینورتر افزاینده با بار مقاومتی
Υ٨	۵-۲-۲ اینورتر افزاینده با بار سلفی
٧٩	۵-۲-۵ اینورتر افزایندهی متصل به شبکه
۸۷	فصل ۶ نتیجهگیری و پیشنهادها
٨٨	۶-۱- نتیجه گیری
٨٩	
۹۱	مراجع

شكلها	فهرست	

۳	شكل ۱-۱: پیشبینی كاهش هزینهی سرمایه گذاری برق فتوولتائیک [۳]
۳	شکل ۱-۲: پیش بینی تولید برق فتوولتائیک در مناطق مختلف جهان [۳]
۴	شکل ۱-۳: توان PV نصب شده در اروپا [۴]
۵	شکل ۱-۴: ساختارهای مختلف اینورترهای فتوولتائیک: (الف) مرکزی (ب) رشتهای (ج) چند رشتهای (د) میکرواینورتر [۵]
۸	شکل ۱-۵: ساختارهای متداول میکرواینورترها (الف) تکمرحلهای، (ب)دو مرحلهای
۱۴.	شکل ۲-۱: پیکربندی یک میکرواینورتر تکمرحلهای[۹]
۱۵.	شکل ۲-۲: ماژول PV تشکیل شده از سلولهای خورشیدی
۱۵.	شکل ۲-۳: مدل تکدیودی سلول خورشیدی با مقاومتهای سری و موازی[۲۴]
۱۶.	شکل ۲-۴: منحنی جریان و توان ماژول خورشیدی بر حسب ولتاژ[۲۷]
۱۷.	شکل ۲-۵: منحنی جریان بر حسب ولتاژ برای سطوح مختلف تابش[۲۲]
۱۷.	شکل ۲-۶: منحنی جریان بر حسب ولتاژ به ازای تغییرات درجه حرارت[۲۲]
۱٩.	شکل ۲-۲: حالت عمومی اینورتر افزاینده[۲۹]
۲۰.	شکل ۲-۸: ولتاژ خروجی هریک از مبدلهای افزایندهی طرفین مدار در حالت ایدهآل
۲۰.	شکل ۲-۹: اینورتر افزایندهی ایدهآل با بار مقاومتی[۲۸]
۲۱.	شکل ۲-۱۰: مدار معادل اینورتر افزایندهی بار مقاومتی
۲۲.	شکل ۲-۱۱: ساختار مداری سوئیچینگ اینورتر افزاینده با بار مقاومتی
در	شکل ۲-۱۲: مکان قطبهای سیستم حلقه باز در حالت مجزا از شبکه در نقاط کار مختلف و بهازای تغییرات همزمان D و ُD
۲۵.	بازەي [1 0].
۲۶	شکل ۲-۱۳: اینورتر افزایندهی متصل به شبکه
D	شکل ۲-۱۴: مکان قطبهای سیستم حلقه باز در حالت متصل به شبکه در نقاط کار مختلف و به ازای تغییرات همزمان D و
۲۸.	در بازهی [1 0]
۳۱.	شکل ۳-۱: اینورتر افزاینده با بار مقاومتی با در نظر گرفتن مقاومت حقیقی در کنار سلفهای موجود در ساختار مدار
رمان	شکل ۳-۲: مکان قطبهای سیستم با اثر مقاومت حقیقی ۱ اهم به سلفهای مدار در نقاط کار مختلف و به ازای تغییرات همز
۳۲.	D و´D در بازهی [0 1]

۳۵	شکل ۳-۳: کنترلکنندهی اعمال شده به سیستم.
۳۶	شكل ۳-۴: اينورتر افزاينده با بار مقاومتي
نD	شکل ۳-۵: مکان قطبهای سیستم حلقه بسته اینورتر افزاینده با بار مقاومتی در نقاط کار مختلف و به ازای تغییرات همزما
۳۹	و´D دربازهی [0 1]
۴۰	شکل ۳-۶: اینورتر افزاینده با بار سلفی
و´D	شکل ۳-۲: مکان قطبهای سیستم حلقه باز اینورتر افزاینده با بار سلفی در نقاط کار مختلف و به ازای تغییرات همزمان D
۴۲	در بازهی [1 0]
D	شکل ۳-۸: مکان قطبهای سیستم حلقه بسته اینورتر افزاینده با بار سلفی در نقاط کار مختلف و به ازای تغییرات همزمان
۴۳	و´D در بازهی [0 1]
¥۶	شكل ۴-۱: ساختار كلى كنترل سيستمهاى فتوولتائيك
۴۷	شکل ۴-۲: ساختار سیستم کنترل پیشنهادی
۵۱	شکل ۴-۳: مقایسهی عملکرد روشهای مختلف MPPT [۴۶]
۵۲	شکل ۴-۴: الگوریتم P&O به منظور ردیابی نقطهی حداکثر توان
۵۵	شکل ۴-۵: اینورتر افزایندهی متصل به شبکه
۵۶	شکل ۴-۶: بلوک دیاگرام کلی اینورتر افزایندهی تکمرحلهای
۵۷	شکل ۴-۷: ساختار مداری سوئیچینگ اینورتر افزایندهی متصل به شبکه
برات	شکل ۴-۸: مکان قطبهای سیستم اینورتر افزایندهی متصل به شبکه در حالت حلقه باز در نقاط کار مختلف و به ازای تغیی
۶۰	همزمان D و´D در بازهی [0 1]
مزمان	شکل ۴-۹: مکان قطبهای سیستم حلقه بسته اینورتر افزایندهی متصل به شبکه در نقاط کار مختلف و به ازای تغییرات هم
۶۴	D و´D در بازهی [0 1]
۶۵	شکل ۴-۱۰: مدار معادل اینورتر افزایندهی متصل به شبکه
۶۵	شکل ۴-۱۱: سیستم کنترلی پیشنهادی برای تزریق توان[۵۵]
۶۷	شکل ۴-۱۲: مدل LTI کنترلکنندهی تزریق توان به شبکه[۵۵]
۷۲	شکل ۵-۱: منحنیهای مشخصهی آرایهی فتوولتائیک به ازای میزان تابشهای مختلف
۷۳	شکل ۵-۲: ولتاژ خروجی سیستم اینورتر افزاینده با بار مقاومتی در حالت حلقه باز و بدون اعمال کنترلکننده
٧۴	شکل ۵-۳: ولتاژ خروجی سیستم با افزودن مقاومت حقیقی در کنار سلفهای موجود در ساختار مدار

۷۵	شكل ۵-۴: ولتاژ خروجي سيستم حلقه بسته اينورتر افزاينده با بار مقاومتي با اعمال كنترل كنندهي فيدبك حالت
	شكل ۵-۵: ميزان THD ولتاژخروجي اينورتر افزاينده با بار مقاومتي الف) قبل از اعمال كنترلكننده؛ ب) پس از اعمال
٧۶	كنترل كننده
٧٧	شکل ۵-۶: ولتاژ خروجی هر یک از مبدلهای افزاینده طرفین مدار با اعمال کنترلکننده به اینورتر افزاینده با بار مقاومتی
٧٧	شکل ۵-۷: شکل موج بازههای هدایت سوئیچینگ((t)Dو(t)) با اعمال کنترل کننده به اینورتر افزاینده با بار مقاومتی
۷۸	شکل ۵-۸: ولتاژ خروجی اینورتر افزاینده با بار سلفی در حالت حلقه باز و بدون اعمال کنترل کننده
۷۹	شكل ۵-۹: ولتاژ خروجي اينورتر افزاينده با بار سلفي با اعمال كنترل كنندهي فيدبك حالت
٨٠	شکل ۵-۱۰: ولتاژ خروجی سیستم اینورتر افزاینده متصل به شبکه در حالت حلقه باز و بدون اعمال کنترل کننده
۸۱	شکل ۵-۱۱: ولتاژ خروجی سیستم حلقه بسته اینورتر افزایندهی متصل به شبکه با اعمال کنترلکنندهی فیدبک حالت
۸۲	شكل ۵-۱۲: ولتاژ آرايەي فتوولتائيك
۸۲	شكل ۵-۱۳: توان توليدي آرايهي فتوولتائيك
۸۳	شکل ۵-۱۴: جریان خروجی و ولتاژ شبکه
۸۳	شکل ۵-۱۵: میزان THD جریان خروجی(i) اینورتر افزایندهی متصل به شبکه
٨۴	شکل ۵-۱۶: توان تزریقی به شبکه با اعمال کنترلکنندهی پیشنهادی الف) توان اکتیو(حقیقی)؛ ب) توان راکتیو
	شکل ۵-۱۷: الف) ولتاژ خروجی مدار؛ ب) ولتاژ خروجی هر یک از مبدلهای افزاینده طرفین مدار، با اعمال کنترل کننده به
۸۵	اينورتر افزايندهى متصل به شبكه

شکل ۵-۱۸: شکل موج بازههای هدایت سوئیچینگ(D(t)وD(t)) با اعمال کنترل کننده به اینورتر افزایندهی متصل به شبکه...۸۶

فهرست جدولها

٧٠	جدول ۵-۱: مشخصات یک ماژول فتوولتائیک
۷۱	جدول ۵-۲: مقادیر پارامترهای اینورتر افزاینده

فصل ۱ مقدمه

۱–۱– انرژی خورشیدی

با کاهش منابع سوختهای فسیلی و با افزایش آلودگیهای زیستمحیطی ناشی از آنها، توجه جامعه یمهندسین نسبت به سرمایه گذاری و توسعه ی منابع انرژی تجدید پذیر معطوف شده است. انواع مختلفی از انرژی های تجدید پذیر مانند خورشیدی، بادی، زمین گرمایی، زیست توده و غیره وجود دارند که در این میان انرژی خورشیدی به طور عمده از سوی دولت های مختلف مورد توجه قرار گرفته است. سیستمهای فتوولتائیک (PV) به عنوان یکی از موارد استفاده از انرژی خورشیدی است. در این سیستمها نور خورشید مستقیماً به الکتریسیته تبدیل می شود. هم چنین ویژگی هایی از قبیل سیستمها نور خورشید مستقیماً به الکتریسیته تبدیل می شود. هم چنین ویژگی هایی از قبیل گستردگی، سهولت در بهره برداری، طول عمر بالا و نصب و راه اندازی آسان و سریع موجب شده است که انرژی خورشیدی و سیستمهای فتوولتائیک به عنوان جایگزینی مناسب برای انرژی های تجدیدناپذیر از قبیل سوخته ای فسیلی در نظر گرفته شوند. علاوه بر این، براساس داده های موجود، میزان انرژی دریافتی سطح زمین از خورشید در مقایسه با سایر آشکال انرژی اعم از منابع غیرقابل تجدید، انرژی هستهای و غیره بیش تر است[۱].

در حال حاضر طبق تحقیقات انجام شده، اگرچه برق تولیدی از سیستمهای فتوولتائیک در مقایسه با برخی روشهای تولید برق رایج هزینهی بیشتری دارد[۲]، اما در چندین سال آینده، با توجه به نمودار شکل۱-۱، وجود پیشرفتهای علمی و فنی گوناگون از قبیل ساخت مواد تبدیل کنندهی انرژی نوری به الکتریسیته با بازدهی بالا، بهینهسازی ساختار و عملکرد عناصر فرآیند تبدیل انرژی در سیستمهای فتوولتائیک، منجر به بهبود وضعیت و کاهش روزافزون هزینههای سرمایه گذاری در این بخش خواهد شد. از این رو امروزه موضوع کاهش هزینههای برق تولیدی توسط سیستمهای ۷۹، گسترهی بسیاری از تحقیقات محققین را به خود اختصاص داده است.



شكل ۱-۱: پیشبینی كاهش هزینهی سرمایهگذاری برق فتوولتائیک [۳].

همچنین براساس شکل ۱-۲ و پیشبینی انجام شده توسط آژانس بینالمللی انرژی^۱ (IEA)، در سالهای آینده میزان انرژی الکتریکی تولیدی توسط سیستمهای فتوولتائیک بهطور چشمگیری افزایش خواهد یافت[۳].



شکل ۱-۲: پیش بینی تولید برق فتوولتائیک در مناطق مختلف جهان [۳].

بدین ترتیب با توجه به مطالب مذکور، برق خورشیدی در سالهای آینده جزء کمهزینهترین و در دسترسترین منابع تولید انرژی الکتریکی در جهان خواهد بود. سیستمهای فتوولتائیک در حالت کلی به دو صورت متصل به شبکه و جدا از شبکه مورد بهرهبرداری قرار می گیرند. در این میان سیستمهای متصل به شبکه به علت کاربرد گسترده در شبکههای هوشمند و سایر سیستمهای قدرت در حال

¹ International Energy Agency

پیشرفت و نیز برخورداری از سایر برتریهای نسبی در مقایسه با سیستمهای جدا از شبکه مورد توجه بیشتری قرار گرفتهاند. ضمن این که سیستمهای جدا از شبکه غالباً در مناطق دور از شهر به کار میروند. همان طور که در شکل ۱–۳ نشان داده شدهاست، ۹۸/۷ درصد از توان تولیدی فتوولتائیک نصب شده در اروپا به صورت سیستمهای متصل به شبکه و تنها ۱/۳ درصد آن به صورت جدا از شبکه است[۴]. در ادامه ساختارهای گوناگون سیستمهای فتوولتائیک و سپس روشهای کنترلی ارائه شده در این سیستمها مورد مطالعه قرار می گیرد.



شکل ۱-۳: توان PV نصب شده در اروپا [۴].

۱–۲– مروری بر ساختار سیستمهای فتوولتائیک

در سیستمهای تولید برق خورشیدی به منظور تبدیل جریان مستقیم به جریان متناوب و درنتیجه ارتباط منبع فتوولتائیک با شبکه برق از یک اینورتر قدرت استفاده میشود. یکی از مهمترین بخشهای سیستمهای PV متصل به شبکه، روش کنترلی بهکار گرفته شده برای کنترل اینورتر خورشیدی به عنوان بخش انتقال توان در این سیستمها است. از این رو قبل از بررسی پیکربندیهای مختلف، دانستن ویژگیهای موردنیاز برای یک کنترلکننده مطلوب در سیستمهای فتوولتائیک امری ضروری است. عوامل بسیاری در میزان کارآمد بودن رویکرد کنترل اینورتر قدرت به منظور اطمینان یافتن از انتقال انرژی به صورت مؤثر، تأثیرگذار هستند. پایین بودن اعوجاج هارمونیکی کل^۱ (THD) در جریان خروجی AC تزریقی به شبکه و نیز بدست آمدن حداکثر توان از منبع خورشیدی

¹ Total Harmonic Distortion

توسط ردیابی نقطهی حداکثر توان^۱ (MPPT)، ازجمله مهم ترین و اصلی ترین مواردی است که همواره باید در کنترل سیستمهای فتوولتائیک متصل به شبکه موردتوجه قرار گیرد. بدین ترتیب ساختار اینورتر قدرت باید به گونهای باشد که اهداف اشاره شده را بر آورده سازد.



شکل ۱-۴: ساختارهای مختلف اینورترهای فتوولتائیک: (الف) مرکزی (ب) رشتهای (ج) چند رشتهای (د) میکرواینورتر [۵].

همانطور که در شکل ۱-۴ مشاهده میشود، بهطور کلی پیکربندی اینورترهای خورشیدی در سیستمهای PV متصل به شبکه، بسته به نحوهی قرار گرفتن آنها در کنار ماژولهای خورشیدی در چهار گروه متداول ساختار اینورتر مرکزی^۲، اینورتر رشتهای^۳، اینورتر چندرشتهای^۴ و میکرواینورتر^۵ قرار می گیرند[۶،۵]. در ادامه هرکدام از این ساختارها به اختصار توضیح داده خواهد شد.

^{*} Multi-String Inverter

¹ Maximum Power Point Tracking

^r Central Inverter

^{*} String Inverter

^a Micro-Inverter

۱-۲-۱ اینور تر مرکزی

ساختار اینورتر مرکزی اغلب در سیستمهای فتوولتائیک سه فاز و با مقیاس بزرگ استفاده می شود. همان طور که در شکل ۱-۴(الف) نشان داده شده است، این دسته از اینورترها ارتباط تعداد زیادی از ماژول های خورشیدی به شبکه را فراهم می کنند. ماژول های PV به صورت اتصالات سری و یا رشته ای قرار می گیرند، سپس به منظور دست یافتن به سطوح بالا از توان خروجی، هر کدام از این اتصالات سری توسط دیودهای رشته ای به صورت موازی با یکدیگر اتصال می یابند. ضمن این که هر یک از این رشته ها یک سطح ولتاژ بالا و کافی، بدون نیاز به مرحله یتقویت ولتاژ را تولید می کنند.

در هر رشته ماژولهای PV دارای جریان مشابهی بوده و ولتاژ هرکدام از رشتهها با توجه به اتصال موازی آنها با یکدیگر برابر است. بروز تغییرات تابش در میان ماژولهای هر رشته، ممکن است منجر به متفاوت بودن نقطهی حداکثر توان هر کدام از رشتهها و درنتیجه عدم ردیابی نقطهی حداکثر توان مرکزی گردد. علاوه بر این، تلفات توان ناشی از دیودهای رشتهای، به کار رفتن کابلهای DC ولتاژ بالا بین ماژولهای خورشیدی، تلفات عدم تطابق بین ماژولهای خورشیدی بهعلت اتصال موازی رشتهها با یکدیگر، عدم بهرهوری مطلوب در تابش کم و نیز طراحی غیر قابل انعطاف که موجب عدم دستیابی به مزایای تولیدات انبوه میشود، ازجمله محدودیتهای مهم در این دسته از ساختارها است.

۱–۲–۲ اینور تر رشتهای

زیادی از ماژولهای خورشیدی است، ممکن است موجب ایجاد اختلالهایی در عملکرد فرآیند MPPT برای هر رشته گردد.

۱–۲–۳ اینور تر چندرشتهای

پیکربندی این دسته از اینورترها حالت توسعهیافتهای از ساختار اینورترهای رشتهای است. همانطور که در شکل۱-۴(ج) مشاهده میشود، یک اینورتر چندرشتهای دارای چندین رشته است که هر کدام از این رشتهها به منظور افزایش ولتاژ PV، از طریق یک مبدل DC/DC مجزا، به یک اینورتر DC/AC مشترک متصل میشوند. از این رو میتوان برای هر کدام از این رشتهها یک سیستم ردیابی نقطهی حداکثر توان جداگانه در نظر گرفت. بنابراین یکی از برتریهای این توپولوژی نسبت به ساختار اینورترهای متمرکز، امکان کنترل جداگانه در هر یک از این رشتهها است. همچنین امکان متفاوت بودن ماژولهای خورشیدی هر کدام از رشتهها با یکدیگر و نیز امکان توسعهی سیستم موجود، توسط افزودن یک رشتهی جدید به همراه مبدل افزایندهی DC/DC، از دیگر مزایای این نوع

1-۲-۴ میکرواینور تر

میکرواینورترها یا ماژولهای AC یکی از پرکاربردترین ساختارها در سیستمهای فتوولتائیک هستند. ماژولهای AC به صورت ترکیبی از اینورتر قدرت و سلول خورشیدی در یک قطعهی الکتریکی هستند[۵]، به گونهای که داشتن ساختاری یکپارچه و مجتمع، یکی از برتریهای اصلی این نوع از پیکربندی است. شکل ۱–۴(د) این ساختار را نشان میدهد. در سیستمهای فتوولتائیک مبتنی بر میکرواینورتر، ردیابی نقطهی حداکثر توان به صورت مجزا انجام می شود؛ از این رو می تواند میزان بیش تری از انرژی خورشیدی را در مقایسه با سایر ساختارها، استخراج نماید.

تشخیص خرابی در میکرواینورترها نیز به دلیل آن که هر ماژول به صورت مستقل به شبکه متصل است، به سادگی صورت می پذیرد. هم چنین به عنوان سایر مزایای این نوع از توپولوژی نسبت به ساختارهای دیگر، می توان به کاهش خطر قوس الکتریکی وآتش (به علت وجود نداشتن ولتاژ DC بالا در سیستم سیم کشی)، سهولت در بهر هوری و کاهش هزینه های نصب و راهاندازی اشاره کرد.

۱–۳– تقسیمبندی میکرواینور ترها

استفاده از میکرواینورترها در سالهای اخیر به منظور تولید برق خورشیدی، بهدلیل برخورداری از برتریهای نسبی در مقایسه با سایر پیکربندیها، که به اختصار در بخش قبل به آن اشاره گردید، افزایش قابل توجهی داشته است. در این میان، تقسیم بندی میکرواینورترها و نیز سایر ساختارهای بیان شده، بر اساس برخی ویژگیهایی موجود از قبیل (الف) نوع مدار قدرت به کار رفته و یا نحوهی جداسازی بین شبکهی تکفاز و ماژول خورشیدی (ب) تعداد مراحل پردازش توان، (ج) چگونگی اتصال مدار قدرت به شبکه (د) بهره گیری و یا عدم بهره گیری از یک ترانسفورماتور در مدار صورت می گیرد. اگرچه استفاده از ترانسفورماتور منجر به ایزوله سازی مدار می شود، اما به علت وجود تلفات بالای ناشی از آنها و نیز حجیم و سنگین بودنشان به ندرت توسط طراحان مورد استفاده قرار می گیرند [۸۸]. بدین ترتیب در حالت کلی میکرواینورترها، به دو دستهی تک مرحلهای و دومرحلهای تقسیم می شوند. در شکل ۱–۵ ساختارهای متداول میکرواینورترها نشان داده شدهاست.



شکل ۱-۵: ساختارهای متداول میکرواینورترها (الف) تکمرحلهای، (ب)دو مرحلهای.

برخورداری از میزان بازدهی بالا و هزینهی پایین همواره باید به عنوان اصلی ترین نکات در انتخاب نوع اینور تر متصل به شبکه در سیستمهای فتوولتائیک مورد توجه قرار گیرند. پیکربندی دومر حلهای ابتدا از یک مبدل افزایندهی DC/DC به منظور تقویت ولتاژ و کنترل ردیابی نقطهی حداکثر توان ماژول خورشیدی و سپس از یک اینورتر قدرت(DC/AC) جهت کنترل توان و جریان تزریقی به شبکه تشکیل شدهاست. این در حالیست که در ساختار تکمرحلهای، استحصال تمامی موارد اخیر تنها در یک مرحله امکانپذیر است. در چندین سال گذشته استفاده از میکرواینورترهای تکمرحلهای متصل به شبکه در سیستمهای فتوولتائیک، به منظور کاهش مراحل تبدیل و پردازش توان در راستای افزایش میزان بازدهی کلی سیستمهای فتوولتائیک، افزایش قابلیت اطمینان و کاهش هزینههای مربوطه مورد توجه قرار گرفتهاند[۹]. استفاده از قطعات الکترونیک قدرت کمتر، داشتن ابعاد سختافزاری کوچکتر، افزایش میزان بازدهی، کاهش هزینه و نیز افزایش قابلیت اطمینان از جمله مزایای ساختارهای تکمرحلهای نسبت به دومرحلهای است[۱۰].

ما در این پایاننامه از یک میکرواینورتر افزایندهی تکفاز تکمرحلهای و بدون ترانسفورماتور استفاده خواهیم کرد. مدار مورد استفاده در فصل دوم معرفی و توصیف خواهد شد.

۴-۱- مروری بر روشهای کنترل سیستمهای فتوولتائیک

روشهای کنترلی گوناگونی برای کنترل مبدلهای الکترونیک قدرت به کار برده شده در سیستمهای فتوولتائیک ارائه شدهاست[۱۱،۱۰]، که از جمله مهمترین و متداولترین این روشها میتوان به روشهای کنترل هیسترزیس، خطی، حالت لغزشی، پیشبین و هوشمند اشاره نمود. کنترل هیسترزیس با بهرهگیری از ماهیت غیرخطی مبدلهای الکترونیک قدرت، وضعیت کلیدزنی سوئیچهای قدرت را از طریق مقایسهی متغیرهای اندازه گیری شده با مقادیر مرجع آنها و نیز با در نظر گرفتن یک عرض هیسترزیس داده شده برای خطا، تعیین میکند. این کنترل کننده آنالوگ بوده و به مدولاسیون پهنای پالس(PWM) وابسته است و برای پیادهسازی آن در یک بستر دیجیتال به فرکانس نمونهبرداری بالایی نیاز است.

یکی از متداول ترین روش های کنترل خطی، استفاده از کنترل کننده های تناسبی انتگرالی(PI) است. اما این نوع از کنترل کننده ها مشکلاتی مانند خطای حالت ماندگار و عدم حذف اغتشاش بهصورت مؤثر، را به همراه دارند[۱۲]. به منظور رفع این مسئله، کنترلکنندهی تناسبی-رزونانسی(PR)، خطای حالت ماندگار را با استفاده از یک بهره یبی بهایت در فرکانس رزونانس کاهش می دهد[۱۳]. اعمال همین بهره یبی بهایت به عنوان یک چالش برای این کنترل کننده است. هم چنین با توجه سینوسی و متناوب بودن جریان خروجی در اینورترهای متصل به شبکه، کنترل تکرار شونده از دیگر روشهای مطرح شده در کنترل سیستمهای فتوولتائیک است[۱۴]. ردیابی یک سیگنال مرجع متناوب با هر شکل موجی مزیت اصلی کنترل کننده ی تکرارشونده است. این در حالیست که کنترل کننده یا برای ردیابی مرجع سینوسی به کار می رود. اما ناپایدار شدن این کنترل کننده در برخی از شرایط از معایب آن می باشد. روشهای کنترلی استفاده از فیدبک حالت خطی و غیرخطی، ارائه شده به ترتیب در مراجع [۱۵] و ای ایایداری کنترل کننده را تضمین کردهاند.

علاوه بر این، روشهای کنترلی جدیدتری با استفاده از توسعهی ریزپردازندههای قویتر، به منظور طراحی کنترلکننده برای سیستمهای فتوولتائیک، مطرح شدهاند. از مهمترین آنها میتوان به روشهای کنترلی هوشمند مانند کنترل کنندههای فازی، شبکههای عصبی و سایر کنترل کنندههایی از قبیل کنترل حالت لغزشی و کنترل پیشبین اشاره نمود. هنگامی که سیستم کنترل و برخی از پارامترهای آن نامعلوم باشند، اغلب از روشهای مبتنی بر منطق فازی و شبکههای عصبی استفاده می گردد. کنترل حالت لغزشی یک کنترل کننده ی ساختار متغیر است که با استفاده از ماهیت کلیدزنی مبدلها به طراحی کنترل کننده برای اینورترهای متصل به شبکه میپردازد[۱۷]. در این کنترل کننده با تعریف یک سطح لغزش متغیر، مرجع سینوسی موردنظر ردیابی میشود. این روش قوام مناسبی در برابر نامعینیها دارد اما به محاسبات پیچیدهای نیاز دارد. یک کنترل کننده ی پیشبین مدل صریح برای اینورتر تکفاز متصل به شبکه در مرجع[۱۸] پیشنهاد شدهاست. از معایب

۱–۵– ساختار پایاننامه

این پایاننامه شامل شش فصل است. در فصل اول به بیان اهمیت انرژی خورشیدی و چگونگی انتخاب سیستم پرداخته شد. پیکربندیهای مختلف سیستمهای فتوولتائیک متصل به شبکه و برخی از روشهای کنترلی ارائه شده در این سیستمها نیز مطرح گردید. در فصل ۲ سیستم کلی که شامل منبع فتوولتائیک، اینورتر افزاینده و شبکه است، معرفی میشود. همچنین نحوهی عملکرد و رفتار اینورتر افزایندهی تکمرحلهای در حالتهای مجزا از شبکه و متصل به شبکه مورد بررسی قرار خواهد گرفت. در فصل ۳ یک روش کنترلی مبتنی بر فیدبک حالت، با هدف بهبود رفتار سیستم در حالت مجزا از شبکه ارائه میشود. فصل ۴ با استفاده از استراتژی کنترل مستقیم توان، به طراحی کنترل کننده به منظور تزریق حداکثر توان حاصل از منبع خورشیدی، برای اینورتر افزایندهی متصل به شبکه میپردازد. نتایج شبیهسازی در فصل ۵ ارائه گردیده و نتیجه گیری و پیشنهادها نیز در فصل ۶ آمده است.

فصل ۲ معرفی سیستم

با توجه به این که در اینورترهای منبع ولتاژ غالباً میانگین دامنه یولتاژ خروجی کمتر از ولتاژ DC ورودی نیاز باشد، باید ورودی است[۱۹]، بنابراین اگر به یک ولتاژ خروجی با دامنه ای بزرگتر از ولتاژ ورودی نیاز باشد، باید یک مبدل DC/DC افزاینده بین منبع DC و اینورتر مورد استفاده قرار گیرد. از این رو همان گونه که در فصل قبل بیان شد، در پیکربندی دومرحله ای بسته به سطح ولتاژ و توان مورد نیاز، استفاده از دو مبدل می تواند منجر به بالارفتن حجم، وزن، هزینه و درنتیجه کاهش بازده کلی سیستم گردد[۲۰]. این در حالیست که ساختار تکمرحله ای می تواند افزایش سطح ولتاژ منبع ورودی و نیز کنترل جریان و توان خروجی را تنها در یک مرحله ای می تواند افزایش سطح ولتاژ منبع ورودی و نیز کنترل جریان الکترونیک قدرت کمتر، کاهش یا فشرده سازی ابعاد سخت افزاری سیستم، افزایش میزان بازدهی سیستم، کاهش هزینه و نیز افزایش قابلیت اطمینان از جمله مزایای عمده ی ساختارهای تکمرحله ای نسبت به دومرحله ای است. شکل ۲-۱ ساختار کلی یک میکرواینورتر فتوولتائیک متصل به شبکه با توپولوژی تکمرحله ای را نشان می دهد.



شکل ۲-۱: پیکربندی یک میکرواینورتر تکمرحلهای[۹].

همان طور که در این شکل مشخص است، ماژول PV از طریق خازن لینک DC (Cdc) که به طور موازی با آن قرار گرفته به اینورتر DC/AC متصل می شود. هم چنین در یک توپولوژی تک مرحله ای، دکوپله کردن توان بین منبع فتولتائیک و شبکه از طریق خازن Cdc صورت می گیرد [۹] و Cp خازن حفاظتی است. ولتاژ ورودی اینورتر تنها در یک مرحله تبدیل توان تقویت شده و خروجی اینورتر با یک فیلتر مناسب به شبکه وصل می شود. با اعمال کنترل های لازم، توان خروجی مشخصی به شبکه تزریق می شود. تمرکز اصلی ما در این پایان نامه، کنترل اینورتر افزاینده ی تک مرحله ای متصل به شبکه است. در ادامه بخش های اصلی سیستم و سپس نحوه ی عملکرد و رفتار مدار اینورتر افزاینده ی تک مرحله ای در حالت های مجزا از شبکه و متصل به شبکه نیز مورد بررسی قرار خواهد گرفت.

۲-۲- ماژول فتوولتائيک

همان گونه که در شکل ۲-۲ مشاهده می شود یک ماژول فتوولتائیک، شامل ترکیب سری تعداد زیادی از سلولهای خورشیدی است.



شکل ۲-۲: ماژول PV تشکیل شده از سلولهای خورشیدی.

مدلهای مختلفی برای یک سلول خورشیدی ارائه شدهاست[۲۲،۲۱] که در بین آنها مدل تک دیودی، رایجترین مدل است. از این رو یک سلول فتوولتائیک را میتوان با یک منبع جریان وابسته به نور و بهصورت موازی با یک دیود مدل کرد[۲۳]. مدار نشان داده شده در شکل ۲-۳ مدل تک دیودی یک سلول خورشیدی است.



شکل ۲-۳: مدل تکدیودی سلول خورشیدی با مقاومتهای سری و موازی[۲۴]. در مدل تک دیودی برای افزایش دقت مدل معمولاً یک مقاومت سری به مدار افزوده میشود. علاوه بر این هنگامی که سلول خورشیدی در برابر تغییرات دما قرار می گیرد، دقت خود را به میزان زیادی از دست میدهد. به همین دلیل یک مقاومت موازی به منظور افزایش دقت مدل به مدار اضافه می شود. مدل با مقاومت سری موازی در مراجع زیادی از جمله [۲۵٬۲۴] آمده است.

ولتاژ، جریان و در نتیجه توان خروجی در یک ماژول خورشیدی، به تغییرات درجه حرارت و شدت تابش نور خورشید وابسته است؛ از این رو، منحنیهای جریان برحسب ولتاژ و توان بر حسب ولتاژ همواره به عنوان دو مشخصهی مهم در یک ماژول PV مورد توجه قرار می گیرند. شکل۲-۴، حالت کلی این دو منحنی مشخصهی مهم و پایهای را برای هر ماژول خورشیدی نشان میدهد.



شکل ۲-۴: منحنی جریان و توان ماژول خورشیدی بر حسب ولتاژ[۲۷].

همان طور که در شکل ۲–۴ مشاهده می شود، در منحنی جریان بر حسب ولتاژ، V_{0c} ولتاژ مدار باز و V_{MP} ولتاژ حداکثر توان در یک ماژول PV است. در ولتاژ مدار باز هیچ باری به ماژول متصل نیست و در نتیجه جریان ماژول صفر است. ولتاژ ماژول نیز در این نقطه، حداکثر است. V_{MP} نیز ولتاژ متناظر با بیش ترین توان تولیدی ماژول است. علاوه بر این، جریان ماژول نسبت به ولتاژ آن، به میزان بیش تری تحت تأثیر تغییرات تابش خورشید قرار می گیرد. در شکل ۲–۵ منحنی جریان بر حسب ولتاژ آن، به میزان یا بیش تری توان تولیدی ماژول است. علاوه بر این، جریان ماژول نسبت به ولتاژ آن، به میزان یا بیش تری توان تولیدی ماژول است. علاوه بر این، می ماژول نیز در این ماژول نسبت به ولتاژ آن، به میزان یا بیش تری توان تولیدی ماژول است. علاوه بر این، می ماژول نسبت به ولتاژ آن، به میزان یا بیش تری توان تولیدی ماژول است. علاوه بر این، می ماژول نسبت به ولتاژ آن، به میزان بیش تری توان تولیدی ماژول است. علاوه بر این، می ماژول نسبت به ولتاژ آن، به میزان بیش تری توان تولیدی ماژول است. علاوه بر این، می ماژول نسبت به ولتاژ آن، به میزان بیش تری توان تولیدی ماژول است. علاوه بر این، می ماژول نسبت به ولتاژ آن، به میزان بیش تری توان تولید تولیدی ماژول است. علاوه بر این، عریان ماژول نسبت به ولتاژ آن، به میزان بیش تری توان تولید تولیدی ماژول به ماژول است. علاوه بر این ماژول این ماژول به می می در تولی به می تول



شكل ۲-۵: منحنى جريان بر حسب ولتاژ براى سطوح مختلف تابش[۲۲].

همان طور که در شکل۲–۵ دیده می شود، با افزایش سطح تابش خورشید، شارش الکترون ها در سلول بیشتر شده و درنتیجه جریان ماژول افزایش می یابد. در حالی که محدوده یتغییرات ولتاژ ماژول خورشیدی برای سطوح مختلفی از تابش، کم است. با توجه به شکل ۲–۶ ولتاژ خروجی ماژول PV غالباً توسط درجه حرارت تحت تأثیر قرار می گیرد و با یکدیگر ارتباط معکوس دارند.



شكل ۲-۶: منحنى جريان بر حسب ولتاژ به ازاى تغييرات درجه حرارت[۲۲].

با توجه به مطالب مذکور، برای هر ماژول خورشیدی با تغییرات شرایط کاری(درجه حرارت و تابش خورشید) نقاط بهینهی منحصر به فردی وجود دارد که در آن توان تولیدی حداکثر است. بدین ترتیب کنترل مناسب ماژول PV به منظور قرار دادن منحنی مشخصهی آن در بهترین نقطهی کار و ردیابی مطلوب نقطهی حداکثر توان امری ضروری است. روشهای مختلفی برای ردیابی نقطهی حداکثر توان که یکی از موضوعات مهم در سیستمهای فتوولتائیک است، ارائه شدهاست[۲۷،۲۶]. این موضوع در فصل چهارم بررسی میشود.

۲-۳- اینور تر افزاینده

بهطور کلی اینورترها به عنوان واسط بین منابع انرژی تجدیدپذیر و شبکه برق استفاده می شوند. یک اینورتر وظیفهی سینوسی کردن جریان خروجی و در واقع تبدیل توان DC به AC و نیز حفظ کیفیت توان تزریقی به شبکه بر حسب نیازهای کاربر یا شبکه و براساس مقادیر مرجع تعیین شده را دارد. تکنولوژیهای گوناگون موجود در یک سیستم تبدیل توان مبتنی بر انرژیهای پاک از قبیل انرژیهای خورشیدی و بادی، عمدتاً به دو دسته تقسیم می شوند؛ دستهی اول ساختارهای شامل ترانسفورماتور هستند که از یک اینورتر DC/AC به منظور تولید ولتاژ خط برق AC به همراه یک ترانسفورماتور افزاینده استفاده میکنند. در این حالت بازده تبدیل توان، بهدلیل تلفات ناشی از ترانسفورماتور، بسیار پایین است. دستهی دیگر شامل پیکربندیهای دومرحلهای و تکمرحلهای است. در ساختارهای دومرحلهای از یک مبدل افزاینده ی DC/DC به منظور افزایش سطح ولتاژ منبع ورودی و در نتیجه حاصل شدن ولتاژ موردنیاز برای اینورتر DC/AC بهطوری که یک ولتاژ خط برق AC تولید گردد، استفاده می شود. سیستمهای تبدیل توان دومر حلهای نیز دارای معایبی مانند حجیم بودن، هزینهبر بودن و ناکارآمدبودن هستند؛ زیرا که هر طبقه باید یک بازده بالا برای دست یافتن به یک بازده کلی بالاتر را داشته باشد. بدین ترتیب به منظور حل این مشکلات، اینورتری تحت عنوان اینورتر افزاینده معرفی گردید که بسته به سیکل وظیفهی لحظهای، یک ولتاژ خروجی متناوب با دامنهای بزرگتر از ولتاژ DC ورودی تولید می کند [۲۸]، که این ویژگی در اینورترهای منبع ولتاژ كلاسيك يافت نمى شود. علاوه بر اين اينورتر افزاينده شامل مزايايي از قبيل توليد ولتاژ خروجي متناوب افزاینده تنها در یک مرحله تبدیل توان، کاهش تعداد سوییچهای مورد نیاز و افزایش کیفیت شكل موج ولتاژ خروجی است[۲۹]. بنابراین این نوع از اینورترها انتخاب مناسبی برای ایجاد ولتاژ خروجی مطلوب در سیستمهای انرژی خورشیدی هستند. ما در این پایان نامه از یک اینورتر افزایندهی

¹ Boost Inverter

^r Instantaneous Duty Cycle

تکمرحلهای استفاده می کنیم. با کنترل مناسب اینورتر می توان ولتاژ و جریان DC ورودی را به یک ولتاژ و جریان DC ورودی را به یک ولتاژ و جریان سینوسی تبدیل کرد. در ادامه به توصیف سیستم مورد نظر پرداخته خواهد شد و سپس نحوهی عملکرد و رفتار مدار اینورتر افزاینده در حالتهای مجزا از شبکه و متصل به شبکه مورد بررسی قرار خواهد گرفت.

۲-۳-۱ توصيف سيستم

ساختار اینورتر افزاینده مورد بررسی، شامل دو مبدل افزاینده یDC/AC و یک بار خروجی که به صورت دیفرانسیلی بین این دو متصل شده، می باشد [۲۹]. ساختار کلی اینورتر مورد مطالعه در شکل ۲-۷ ارائه شده است.



شكل ۲-۲: حالت عمومي اينورتر افزاينده [۲۹].

در اینورتر شکل ۲–۷، هر مبدل یک خروجی سینوسی همراه با بایاس DC تولید مینماید. مدولاسیون دو مبدل دارای ۱۸۰ درجه اختلاف فاز با یکدیگر است، بهطوریکه ولتاژ عبوری از بار خروجی را به حداکثر میرساند[۲۹]. شکل موجهای خروجی هر یک از مبدلهای افزایندهی طرفین مدار، در شکل ۲–۸ قابل مشاهده است.



شکل ۲-۸: ولتاژ خروجی هریک از مبدلهای افزایندهی طرفین مدار در حالت ایدهآل.

شکل ۲-۹ ساختار مداری اینورتر افزایندهی تکمرحلهای با بار مقاومتی را نشان میدهد.



شکل ۲-۹: اینورتر افزایندهی ایدهآل با بار مقاومتی [۲۸].

در شکل ۲–۹، Q_1 ، Q_2 ، Q_3 ، Q_4 و Q_4 و Q_4 به عنوان سوئیچهای قدرت مدار عمل میکنند. (L2،L1) و (C2،C1) به ترتیب سلفها و خازنهای مدار، V1 و V2 به ترتیب ولتاژهای خروجی مجزا در هریک از مبدلهای افزایندهی طرفین مدار، Vin ولتاژ DC ورودی و V0 ولتاژ AC خروجی در اینورتر افزایندهی تکمر حله ی هستند. R بار معادل در پایانه ی خروجی است.

۲-۳-۲ نحوهی عملکرد مدار

برای بیان نحوهی عملکرد اینورتر افزاینده، همهی المانهای مدار در حالت ایدهآل درنظر گرفته میشوند و فرض میشود که مبدل در حالت هدایت پیوسته عمل کند. معادل ساختار مداری اینورتر افزایندهی تکمرحلهای نشان داده شده در شکل۲–۹، میتواند بهصورت شکل۲–۱۰در نظر گرفته شود.



شکل ۲-۱۰: مدار معادل اینورتر افزایندهی بار مقاومتی.

۲-۳-۳ مدل سوئیچینگ و مدل میانگین غیرخطی مدار

همان طور که در قسمت قبل ذکر شد، فرض می شود که عملکرد مدار در حالت هدایت پیوسته و المانها در حالت ایده آل باشند. هر کدام از مبدل های افزاینده ی طرفین براساس دو سیکل وظیفه ی مجزا D و D عمل می کنند. بدین ترتیب سوئیچهای قدرت (Q_{1},Q_{2}) و (Q_{3},Q_{4}) به ترتیب براساس دو سیکل وظیفه ی مجزا D و D عمل می کنند. بدین ترتیب سوئیچهای قدرت (Q_{1},Q_{2}) و (Q_{3},Q_{4}) به ترتیب براساس دو سیکل وظیفه ی میکل وظیفه ی می و ک

طرفین مدار هستند، روشن و خاموش میشوند. شکل ۲–۱۱ شمای کلی مدار را در این حالت نشان میدهد. لازم به ذکر است که دو منبع تغذیه ورودی در این شکل یکسان هستند.



شکل ۲-۱۱: ساختار مداری سوئیچینگ اینورتر افزاینده با بار مقاومتی.

روند روشن و خاموش شدن سوئیچها به گونهای است که سوئیچهای Q₁ و Q₂ به ترتیب در سیکل وظیفهی D-1 و D، و سوئیچهای Q₃ و Q₄ بهترتیب در سیکل وظیفهی D-1 و D روشن می شوند. بنابراین با استفاده از قوانین کیرشهف و براساس روند روشن و خاموش شدن سوئیچها، معادلهی دینامیکی غیرخطی و درواقع مدل میانگین اینورتر افزایندهی شکل ۲-۹ با متغیرهای حالت i₁، v₁ i₂ و v₂

$$L_{1} \frac{di_{1}}{dt} = v_{in} - Dv_{1}$$

$$C_{1} \frac{dv_{1}}{dt} = Di_{1} - \frac{(v_{1} - v_{2})}{R}$$

$$L_{2} \frac{di_{2}}{dt} = v_{in} - D'v_{2}$$

$$C_{2} \frac{dv_{2}}{dt} = D'i_{2} + \frac{(v_{1} - v_{2})}{R}$$
(1-Y)

 v_{in} در معادلهی (۲–۱)، i_1 و i_2 جریان عبوری از سلفها، v_1 و v_2 ولتاژ ذخیره شده در خازنها، v_{in} ولتاژ D ورودی و D و D بازههای هدایت سوئیچینگ هستند.
۲–۳–۴ مدل خطی مدار

به منظور بررسی رفتار صفرها و قطبهای اینورتر مورد مطالعه، ابتدا معادلهی سیستم غیرخطی اینورتر افزاینده را با استفاده از روش بسط تیلور و ژاکوبین حول نقطهی کار سیستم، خطیسازی میکنیم. برای این منظور هر کدام از متغیرهای سیستم را، به شکل ترکیبی از یک بخش حالت ماندگار و یک بخش با تغییرات کوچک حول نقطهی کار بهصورت زیر در نظر میگیریم: $i_1(t) = i_1 + I_1, i_2(t) = i_2 + I_2$ $v_1(t) = v_1 + V_1, v_2(t) = v_2 + V_2$ (۲-۲) D(t) = d + D, D'(t) = d' + D'با در نظر گرفتن معادلهی (۲-۱) در حالت مانا، مقادیر حالت ماندگار ولتاژ خازن و جریان سلف

$$V_1 = \frac{V_{in}}{D}$$
 $V_2 = \frac{V_{in}}{D'}$ (۳-۲)
 $I_1 = \frac{(V_1 - V_2)}{RD}$ $I_2 = \frac{-(V_1 - V_2)}{RD'}$ represent the standard of the stand

$$\begin{aligned} \frac{di_1}{dt} &= \frac{-1}{L_1} (Dv_1 + V_1 d) \\ \frac{dv_1}{dt} &= \frac{1}{C_1} (Di_1 + I_1 d - \frac{(v_1 - v_2)}{R}) \\ \frac{di_2}{dt} &= \frac{-1}{L_2} (D'v_2 + V_2 d') \end{aligned} \tag{(F-Y)} \\ \frac{dv_2}{dt} &= \frac{1}{C_2} (D'i_2 + I_2 d' + \frac{(v_1 - v_2)}{R}) \\ y &= v_0 = v_1 - v_2 \end{aligned}$$

همان طور که در معادلهی (۲–۴) مشاهده می شود، در این حالت، سیستم مورد نظر از مرتبهی چهار بوده و d و d به عنوان ورودی و ولتاژ خروجی دوسر بار مقاومتی v_o به عنوان خروجی سیستم درنظر گرفته می شوند.

۲–۳–۵ بررسی رفتار گذرای مدار

در این قسمت برای بررسی رفتار مدار اینورتر افزایندهی مورد بررسی، در حالتهای مجزا از شبکه و متصل به شبکه، از معادلهی خطیسازی شدهی سیستم استفاده می کنیم. هدف در این اینورتر، ایجاد ولتاژ متناوب به صورت $V_0=300 sin(100 \pi t)$ در خروجی آن است. با توجه به مقادیر حالت مانای ولتاژها و همچنین ولتاژ ورودی و در راستای رسیدن به ولتاژ خروجی مطلوب برای اینورتر، معادلات D(t) و D(t) برای مدولاسیون سوئیچها را به صورت زیر در نظر می گیریم:

$$\begin{cases} V_1 = \frac{V_{in}}{D} = (asin\omega t + b)V_{in} = 250 + 150sin\omega t \\ V_2 = \frac{V_{in}}{D'} = (-asin\omega t + b)V_{in} = 250 - 150sin\omega t \\ V_{in} = 100 \\ V_0 = V_1 - V_2 = 300sin(100\pi t) \\ D(t) = \frac{1}{1.5sin(\omega t) + 2.5} , D'(t) = \frac{1}{-1.5sin(\omega t) + 2.5} \end{cases}$$
 (\$\Delta-\mathbf{Y}\$)

۲-۳-۶ حالت مجزا از شبکه

با در نظر گرفتن معادلهی خطیسازی شدهی اینورتر افزاینده با بار مقاومتی (معادلهی(۲-۴))، مکان قطبهای سیستم حلقه باز، به ازای تغییرات همزمان D و D (طبق رابطهی(۲–۵)) در بازهی [10]، در شکل ۲–۱۲ ارائه شدهاست. لازم به ذکر است که تغییرات (t) و (t) D، نقطهی کار سیستم را تغییر میدهد. لذا شکل ۲–۱۲، مکان قطبهای سیستم حلقه باز را در نقاط کار مختلف ارائه میکند.



شکل ۲-۱۲: مکان قطبهای سیستم حلقه باز در حالت مجزا از شبکه در نقاط کار مختلف و بهازای تغییرات همزمان D و D و C در بازهی [10].

همان طور که در شکل ۲–۱۲ مشاهده می شود، قطبهای سیستم حلقه باز بسیار به محور موهومی نزدیک بوده و به عبارتی سیستم در مرز ناپایداری قرار دارد. شکل موج ولتاژ خروجی در این حالت در فصل پنجم و در قسمت نتایج شبیه سازی (بخش ۵–۲–۱ شکل(۵–۲)) قابل مشاهده است که نوسانات شدید ولتاژ خروجی را نشان می دهد.

۲-۳-۷ حالت متصل به شبکه

بهطور مشابه با قسمت قبل، به منظور بررسی رفتار گذرای مدار اینورتر افزایندهی متصل به شبکه، از معادلهی خطیسازی شدهی سیستم در این حالت استفاده میکنیم. شکل ۲–۱۳ ساختار مداری اینورتر افزایندهی تکمرحلهای متصل به شبکه را نشان میدهد.



شکل ۲-۱۳: اینورتر افزایندهی متصل به شبکه.

ساختار شکل ۲–۱۳ بهطور مشابه با شکل ۲–۹ است، با این تفاوت که در خروجی اینورتر افزاینده بهجای بار مقاومتی، شبکه و فیلتر اتصال به شبکه بهصورت سری با آن قرار گرفته است.

در این پایاننامه شبکه را به عنوان تقریبی از یک شبکهی واقعی و بهصورت یک منبع ولتاژ سینوسی خالص با دامنهی ثابت، یعنی $V_g = V_m \sin(\omega t)$ در نظر میگیریم. همچنین اتصال منابع تولید انرژی الکتریکی به شبکه همواره با چالشهایی روبهروست. یکی از شناخته شده ترین پدیدههای مضر در اتصال منابع به شبکه تولید هارمونیک است. هارمونیکها را میتوان دلیل اصلی آسیب دیدگی تجهیزات دانست. یک راه متداول برای حذف هارمونیکها استفاده از یک فیلتر پایین گذر بین اینورتر و شبکه است. برای این کار فیلترهای مختلفی وجود دارد. فیلترهای LC و LC اینورتر و شبکه است. برای این کار فیلترهای معرفی شده برای حذف هارمونیکها، فیلترهای LC متداول ترین این فیلترها هستند. بین فیلترهای معرفی شده برای حذف هارمونیکها، فیلترهای LC دارای عملکرد بهتری هستند، اما استفاده از آنها مشکلاتی از قبیل کنترل پیچیده تر، افزایش مرتبهی سیستم و درنتیجه سخت تر شدن طراحی کنترل کننده را به همراه دارد[۳۰]. این در حالیست که فیلترهای L و LC فرآیند طراحی و کنترل ساده تری دارند. در این تحقیق از یک فیلتر سافی(L) برای متداول ترین این فیلترها هستند، اما استفاده از آنها مشکلاتی از قبیل کنترل پیچیده تر، افزایش مرتبهی متداول ترین این فیلترها هستند، اما استفاده از آنها مشکلاتی از قبیل کنترل پیچیده تر، افزایش مرتبهی حالای عملکرد بهتری هستند، اما استفاده از آنها مشکلاتی از قبیل کنترل پیچیده تر، افزایش مرتبه در این سیستم و درنتیجه سخت شدن طراحی کنترل کنده را به همراه دارد[۳۰]. این در حالیست که میلترهای L و LC فرآیند طراحی و کنترل ساده تری دارند. در این تحقیق از یک فیلتر سافی(L) برای است. بنابراین معادلهی دینامیکی غیرخطی و در واقع مدل میانگین اینورتر افزایندهی متصل به شبکه مطابق با شکل ۲–۱۳، با متغیرهای حالت ا، ۷۱ ، ۷۱ ، ۷۱ ، ۷۱ ، ۷۱ ، ۷۱ ، ۲۰ میآید: $L_1 \frac{di_1}{dt} = v_{in} - Dv_1$ $C_1 \frac{dv_1}{dt} = Di_1 - i$ $L_2 \frac{di_2}{dt} = v_{in} - D'v_2$ (۶–۲) $C_2 \frac{dv_2}{dt} = D'i_2 + i$ $L \frac{di}{dt} = v_1 - v_2 - v_g$ در معادلهی (۲–۲)، ۱۱ و ۲2 جریان عبوری از هرکدام از سلفهای طرفین مدار، ۲ جریان عبوری از فیلتر سلفی اتصال به شبکه، ۷۱ و ۲۷ و ۲۵ ولتاژ ذخیره شده در خازنها، ۲۰۰ ولتاژ Cg ورودی، ۷۶ ولتاژ شبکه و D و D بازههای هدایت سوئیچینگ هستند.

اکنون به منظور بررسی رفتار مدار در این قسمت، معادلهی سیستم غیرخطی اینورتر افزاینده را با استفاده از روش بسط تیلور و ژاکوبین حول نقطهی کار سیستم، خطیسازی میکنیم. بهطور مشابه با روند خطیسازی در حالت مجزا از شبکه، معادلهی خطیشدهی اینورتر افزایندهی تکمرحلهای متصل به شبکه، بهصورت زیر حاصل میشود:

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{-1}{L_1} (Dv_1 + V_1 d)$$

$$\frac{dv_1}{dt} = \frac{1}{C_1} (Di_1 + I_1 d - i)$$

$$\frac{di_2}{dt} = \frac{-1}{L_2} (D'v_2 + V_2 d')$$

$$\frac{dv_2}{dt} = \frac{1}{C_2} (D'i_2 + I_2 d' + i)$$

$$\frac{di}{dt} = \frac{1}{L} (v_1 - v_2 - v_g)$$
(V-Y)

$$y = v_o = v_1 - v_2$$

همان طور که در معادلهی (۲–۷) مشاهده می شود، در این حالت، سیستم مورد نظر از مرتبه ی پنج بوده و d و d به عنوان ورودی و v_0 به عنوان خروجی سیستم درنظر گرفته می شوند. با در نظر گرفتن معادلات D و D بر اساس معادلهی (۲–۵) و با استفاده از معادلهی خطی سازی شده ی اینورتر افزاینده ی متصل به شبکه، مکان قطبهای سیستم حلقه باز، برای نقاط کار مختلف و به ازای تغییرات همزمان D و D در بازه ی D و نا استفاده از معادله ی خطی سازی شده ی اینورتر معادله ی متصل به شبکه، مکان قطبهای سیستم حلقه باز، برای نقاط کار مختلف و به ازای تغییرات معزمان D و D در بازه ی D و نار از مراب در معادله ی خطی سازی شده ی اینورتر معادله ی متصل به شبکه، مکان قطبهای سیستم حلقه باز، برای نقاط کار مختلف و به ازای تغییرات معزمان D و D در بازه ی D و ناره در این شده است.



شکل ۲-۱۴: مکان قطبهای سیستم حلقه باز در حالت متصل به شبکه در نقاط کار مختلف و به ازای تغییرات همزمان D و D در بازهی [10].

با توجه به شکل ۲-۱۴ در این حالت نیز سیستم حلقه باز بهصورت حاشیهای ناپایدار است و در واقع اینورتر افزایندهی متصل به شبکه دارای رفتاری نامطلوب در حالت حلقه باز است.

فصل ۳ کنترل حلقه بسته اینور تر افزاینده با بهبود رفتار سیستم در حالت مجزا از شبکه

۳–۱– مقدمه

همان طور که در فصل قبل (بخش ۲–۳–۶) بیان شد، قطبهای سیستم اینورتر افزاینده ی تک مرحله ای با بار مقاومتی در حالت حلقه باز و بدون اعمال کنترل کننده، به محور موهومی بسیار نزدیک بوده و درواقع سیستم در مرز ناپایداری قرار دارد. هم چنین میرایی پاسخ سیستم به شدت ضعیف و نوسانات شدیدی در ولتاژ خروجی اینورتر افزاینده وجود دارد. شکل موج ولتاژ خروجی در این حالت، در فصل پنجم و در قسمت نتایج شبیه سازی (بخش۵–۲–۱ شکل (۵–۲)) این موضوع را به خوبی نشان می دهد.

بنابراین با توجه به رفتار مداری نامناسب در اینورتر افزاینده با بار مقاومتی، هدف از طراحی کنترل کننده در حالت مجزا از شبکه، افزایش میرایی و پایدارسازی سیستم حلقه بسته و در واقع بهبود رفتار سیستم و درنتیجه تولید موج سینوسی مطلوب و با کیفیت بالا، در خروجی اینورتر افزاینده است. بدین ترتیب در راستای رسیدن به اهداف مذکور، در ادامه یک کنترل کننده ی فیدبک داخلی با استفاده از روش فیدبک حالت به منظور اصلاح و بهبود رفتار سیستم، برای اینورتر افزاینده در حالت مجزا از شبکه طراحی می گردد.

۲-۲- بهبود رفتار اینورتر افزاینده با افزودن مقاومت مجازی

یکی از راهحلهای موجود برای افزایش میرایی و خارج کردن سیستم از مرز ناپایداری و بهعبارتی بهبود رفتار سیستم، افزودن مقاومت در کنار سلفهای موجود در ساختار مدار مطابق با شکل ۳–۱ است.



شکل ۳-۱: اینورتر افزاینده با بار مقاومتی با در نظر گرفتن مقاومت حقیقی در کنار سلفهای موجود در ساختار مدار. با در نظر گرفتن دو سیکل وظیفهی D و D به صورت مجزا به عنوان بازهی هدایت سوئیچینگ، برای هر کدام از مبدلهای افزایندهی طرفین مدار، معادلهی دینامیکی غیرخطی اینورتر افزایندهی شکل ۳-۱ با متغیرهای حالت i1، v1، i2 و v2 به صورت زیر بازنویسی می شوند:





شکل ۳-۲: مکان قطبهای سیستم با اثر مقاومت حقیقی ۱ اهم به سلفهای مدار در نقاط کار مختلف و به ازای تغییرات همزمان D و C در بازهی [1 0].

همانطور که در شکل ۳–۲ ملاحظه می گردد قطبهای سیستم به سمت چپ محور موهومی انتقال یافتهاند و پایداری سیستم بهبود یافته است. همچنین تأثیر افزودن مقاومت فیزیکی در کنار سلفهای موجود در ساختار مدار بر روی ولتاژ خروجی در اینورتر افزاینده، در فصل پنجم و در قسمت نتایج شبیه سازی (بخش ۵–۲–۲ شکل (۵–۳)) قابل مشاهده است که براساس آن، میرایی پاسخ سیستم و نوسانات شدید ولتاژ خروجی تا حدودی بهبود یافته است. اما در کنار تمامی این مزایا، استفاده از این روش به منظور افزایش میرایی و اصلاح رفتار سیستم به دلیل اهمیت موضوع کاهش تلفات و افزایش میزان بازدهی و بهرهوری کلی از سیستم در اینورترها، با توجه به ایجاد تلفات بسیار بالا در این حالت، همواره با مشکل روبهرو است. علاوه بر این، این روش با کاهش چشمگیر دامنهی ولتاژ خروجی نیز همراه است. لذا در عمل نمی توان از مقاومت جهت افزایش میرایی خروجی سیستم استفاده کرد.

بنابراین نیاز به استفاده از یک روش کنترلی مناسب است، به گونهای که بتوان تأثیر مفید افزودن این مقاومت در مدار را به صورت مجازی در کنترل کننده در نظر گرفت و به اصلاح و جبران دامنه ی ولتاژ خروجی پرداخت. از این رو در راستای رسیدن به این هدف، کنترل کننده ی فیدبک حالت با توجه به توانمندیهایش انتخاب مناسبی است. با استفاده از این روش میتوان علاوه بر افزودن اثر مثبت مقاومت به صورت مجازی در کنترل کننده، معایبی همچون اتلاف توان و دامنه ولتاژ خروجی کم تر از حد مطلوب را نیز حذف نمود. روند طراحی کنترل کننده در ادامه مورد بررسی قرار خواهد گرفت.

۳-۳- کنترل اینور تر افزاینده با بار مقاومتی

موضوع کنترل اینورترهای الکترونیک قدرت به عنوان یک مسئلهی دشوار کنترلی همواره مورد توجه بوده است و در این راستا محققین روشهای گوناگونی را ارائه دادهاند که هریک با محدودیتهایی روبهرو است. در سالهای اخیر کاربردهایی برای استفاده از اینورترهای افزاینده تکمرحلهای در حالت جدا از شبکه ارائه شدهاست[۳۱]. در مقالات دیگر [۳۳،۳۲] نیز اینورترهای تکمرحلهای افزاینده برای چند منبع انرژی ارائه شدهاند که هریک مزایایی نسبت به یکدیگر دارند. یکی از روشهای مطرح شده جداسازی قسمتهای dc و ac متغیرهای سیستم به منظور تنظیم آنها به صورت مستقل است، که این امر با استفاده از کنترل دو حلقه ای از طریق کنترل کننده های تناسبی-انتگرالی(PI) و تناسبی-رزونانسی(PR) محقق می شود [۳۴]. در میان بررسی های صورت گرفته، چندین روش براساس مدل خطی شده سیگنال کوچک برای کنترل اینورتر افزاینده، حول یک نقطهی عملکردی خاص مطرح شدهاست که به علت متغیر بودن نقطهی عملکردی و پارامترهای سیستم، چندان مورد توجه نبودهاند[۳۵]. روش کنترلی حالت لغزشی به عنوان یکی از روشهای مقاوم در برابر تغییرات پارامترهای سیستم، برای اینورتر افزاینده به کار برده شدهاست[۳8]. این کنترلکننده عملکرد مناسبی دارد، اما از مشکلات عمدهی ان میتوان به وجود فرکانس سوئیچینگ متغیر و تئوری کنترلی پیچیده و وجود محدودیتهایی در انتخاب پارامترهای کنترل کننده که موجب ناکارآمد شدن این روش کنترلی برای نیازهای دینامیکی خاص می گردد، اشاره نمود. به کارگیری کنترل کنندهی تطبیقی علاوه بر رفع مشکل فرکانس سوئیچینگ متغیر، موجب بهبود پاسخ سیستم حتی در شرایط

تغییرات بار خروجی شده است[۳۷]. به طور مشابه با کنترل حالت لغزشی، کنترل تطبیقی نیز به یک تئوری غیرخطی و پیچیده نیاز دارد که استفاده از این روش را در عمل با مشکل روبه رو ساخته است. در [۳۸] کنترل کننده ای بر اساس دو حلقه کنترلی ولتاژ و جریان که با هدف کاهش اختلاف ولتاژ با ولتاژ مرجع و اختلاف جریان با جریان مرجع عمل می کند ارائه شده است. علاوه بر این، طراحی کنترل کننده بر اساس روش شکل دهی انرژی که نیاز مند تئوری کنترلی پیچیده و دشوار است[۳۹]، کنترل کننده بر مبنای مدولاسیون نیم سیکل [۴۰] و روش کنترلی مبتنی بر مدولاسیون پهنای پالس سینوسی[۴۱] با هدف ردیابی ولتاژ مرجع مناسب در خروجی، از جمله روش های دیگری است که محققین برای کنترل ولتاژ خروجی مطلوب مشخص، در اینورتر افزاینده ارائه داده اند. هر یک از این روش ها علاوه بر داشتن مزایایی از جمله کاهش هارمونیکها و تلفات انرژی در خروجی مبدل، مشکلاتی را نیز به همراه دارند.

با توجه به محدودیتهای روشهای مذکور در کنترل ولتاژ خروجی اینورتر افزاینده، در این فصل یک روش کنترلی بر اساس کنترلکنندهی فیدبک حالت، با هدف افزایش میرایی و پایدارسازی دینامیکی سیستم حلقه بسته برای اینورتر افزایندهی مجزا از شبکه با بار مقاومتی پیشنهاد شدهاست. استفاده از مقاومت حقیقی به منظور افزایش میرایی سیستم، موجب کاهش قابل توجه دامنهی ولتاژ خروجی و افزایش تلفات در سیستم میشود. این در حالیست که روش کنترلی فیدبک حالت علاوه بر اضافه نمودن مقاومت مجازی به سیستم، از طریق فیدبک ولتاژ در هرکدام از مبدلهای موجود در طرفین مدار، به کنترل و جبران دامنهی ولتاژ خروجی و قرار گرفتن آن در محدودهی مطلوب مورد نظر میپردازد. سادگی روش کنترل، کاهش چشمگیر THD ولتاژ خروجی، افزایش میرایی سیستم، کنترل دامنهی ولتاژ خروجی و پایدارسازی سیستم حلقه بسته توسط تنظیم مناسب بهرهی فیدبک حالت، از جمله ویژگیهای ارزشمند کنترلکنندهی پیشنهادی است. علاوه بر این، کنترل کنندهی خروجی مناسب و با کیفیت بالا، حتی با در نظر گرفتن بار سلفی در خروجی اینورتر افزاینده نیز حفظ نماید، که در پایان این فصل به آن اشاره خواهد شد.

کنترل کنندههای فیدبک حالت در مقابل دیدگاه کلاسیک و درگروه کنترل کنندههای مدرن دستهبندی می شوند. در دیدگاه مدرن، سیستم مفروض با معادلات حالت مدل سازی می شود و بدون اینکه به حوزهی فرکانس انتقال یابد، پایداری، کنترل پذیری و رؤیت پذیری آن ها تحلیل شده و با استفاده از فیدبک حالت به کنترل سیستم موردنظر می پردازد. از مزیت های این روش سادگی تحلیل و پیاده سازی آن می باشد. شکل ۳–۳ بلوک دیاگرام کلی مربوط به این روش کنترلی را نشان می دهد.



شکل ۳-۳: کنترلکنندهی اعمال شده به سیستم.

به منظور طراحی کنترل کنندهی سیستم شکل ۳-۳ به روش طراحی فیدبک حالت، ابتدا باید معادلهی حالت سیستم خطیسازی شده را به صورت توصیف فضای حالت به شکل زیر بازنویسی کرده و سپس به بررسی شرط کنترل پذیری بپردازیم.

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = AX(t) + BU(t) \\ y(t) = CX(t) \end{cases}$$

$$(Y-Y)$$

شکل ۳-۴ ساختار مداری اینورتر افزایندهی تکمرحلهای مجزا از شبکه با بار مقاومتی را نشان میدهد.



شکل ۳-۴: اینورتر افزاینده با بار مقاومتی.

در شکلP - P، Q_1 ، Q_2 ، Q_2 ، Q_3 و Q_4 و Q_4 به عنوان سوئیچهای قدرت مدار عمل می کنند. (L₂،L₁) و (C₂،C₁) به ترتیب سلفها و خازنهای مدار، V₁ و V₂ به ترتیب ولتاژهای خروجی مجزا در هریک از مبدلهای افزاینده طرفین مدار می باشند. V₁ ولتاژ DC ورودی و V₀ ولتاژ AC خروجی در اینورتر افزاینده تکمر حله ای هستند. R بار معادل در پایانه کخروجی است.

با توجه به نحوهی عملکرد مدار که در فصل قبل (بخش۲-۳-۲) به آن اشاره گردید، برای بیان مدل غیرخطی اینورتر افزاینده فرض میشود که عملکرد مدار در حالت هدایت پیوسته و المانها در حالت ایدهآل باشند. هر کدام از مبدلهای افزایندهی طرفین براساس دو سیکل وظیفهی مجزا D و D عمل میکنند. روند روشن و خاموش شدن سوئیچها به گونهای است که سوئیچهای Q و Q به ترتیب در سیکل وظیفهی I-1 و D و صوئیچهای Q و A به ترتیب در سیکل وظیفهی 'D و Q روشن میشوند. بنابراین با استفاده از قوانین کیرشهف و براساس روند روشن و خاموش شدن سوئیچها، معادلهی دینامیکی غیرخطی و در واقع مدل میانگین اینورتر افزایندهی شکل ۳-۴ با متغیرهای حالت معادله دینامیکی غیرخطی و در واقع مدل میانگین اینورتر افزاینده و شکل ۳-۴ با متغیرهای حالت

$$L_{1} \frac{di_{1}}{dt} = v_{in} - Dv_{1}$$

$$C_{1} \frac{dv_{1}}{dt} = Di_{1} - \frac{(v_{1} - v_{2})}{R}$$
(T-T)

$$L_{2} \frac{di_{2}}{dt} = v_{in} - D'v_{2}$$
$$C_{2} \frac{dv_{2}}{dt} = D'i_{2} + \frac{(v_{1} - v_{2})}{R}$$

vin در معادلهی (۳-۳)، i1 و i2 جریان عبوری از سلفها، v1 و v2 ولتاژ ذخیره شده در خازنها، vin ولتاژ DC ورودی و D و D بازههای هدایت سوئیچینگ هستند.

براساس روند خطیسازی کردن معادلهی غیرخطی مدار که در فصل قبل و در بخش۲-۳-۴ مورد بررسی قرار گرفت، معادلهی خطیسازی شده اینورتر افزایندهی تکمرحلهای با بار مقاومتی، بهصورت زیر نتیجه می شود:

$$\begin{aligned} \frac{di_1}{dt} &= \frac{-1}{L_1} (Dv_1 + V_1 d) \\ \frac{dv_1}{dt} &= \frac{1}{C_1} (Di_1 + I_1 d - \frac{(v_1 - v_2)}{R}) \\ \frac{di_2}{dt} &= \frac{-1}{L_2} (D'v_2 + V_2 d') \end{aligned} (f-r) \\ \frac{dv_2}{dt} &= \frac{1}{C_2} (D'i_2 + I_2 d' + \frac{(v_1 - v_2)}{R}) \\ y &= v_0 = v_1 - v_2 \\ \text{solution} &= v_1 - v_2 \\ \text{solution} &= v_1 - v_2 \\ \text{solution} &= v_1 + v_2 \\ \text{solution} &=$$

با توجه به معادلهی (۳–۴)، با در نظر گرفتن جریان سلفها و ولتاژ خازنها به عنوان متغیرهای حالت، ماتریسهای فضای حالت A,B,C,D,X و U به صورت زیر بدست می آیند:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-D}{L_1} & 0 & 0 \\ \frac{D}{C_1} & \frac{-1}{RC_1} & 0 & \frac{1}{RC_1} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-D'}{L_2} \\ 0 & \frac{1}{RC_2} & \frac{D'}{C_2} & \frac{-1}{RC_2} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{-V_1}{L_1} & 0 \\ \frac{l_1}{C_1} & 0 \\ 0 & \frac{-V_2}{L_2} \\ 0 & \frac{l_2}{C_2} \end{bmatrix},$$

$$X = \begin{bmatrix} i_1 \\ v_1 \\ i_2 \\ v_2 \end{bmatrix}, U = \begin{bmatrix} d \\ d' \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & -1 \end{bmatrix}$$

$$(\Delta - \mathbf{\tilde{r}})$$

به منظور بررسی کنترلپذیری سیستم، ماتریس کنترلپذیری را به صورت زیر تشکیل می دهیم: $\rho(\varphi_c = [B \ AB \ A^2B \ A^3B]) = 4$ (۶-۳) از آنجایی که رتبهی ماتریس کنترلپذیری کامل و برابر ۴ است، سیستم کنترلپذیر کامل حالت است. با توجه به دینامیک سیستم و داشتن ۲ ورودی و ۴ متغیر حالت، ماتریس بهرهی کنترلکننده فیدبک حالت را به صورت زیر درنظر می گیریم:

$$U(t) = -KX(t) \rightarrow U(t) = \begin{bmatrix} d(t) \\ d'(t) \end{bmatrix} = -\begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} & k_{13} & k_{14} \\ k_{21} & k_{22} & k_{23} & k_{24} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ v_1 \\ i_2 \\ v_2 \end{bmatrix}$$
(Y-Y)

که با جایگذاری آن در معادلات حالت، معادلهی زیر را نتیجه میدهد:

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = (A - BK)X(t) \\ y(t) = CX(t) \end{cases}$$
 (A-T)

ریشههای سیستم کنترلشده توسط معادله مشخصهی 0=[(A-BK) بدست می آیند. با مقایسه عبارات این معادله با معادله مشخصهی مطلوب، مقادیر ماتریس بهرهی فیدبک حالت K محاسبه می شوند و مقادیر ویژه حلقه بسته را در مکان قطبهای مطلوب قرار می دهد. براساس شناخت فنی از سیستم و روش تجربی، مکان قطبهای مطلوب را در 9956±500- و 2001±14901-در نظر می گیریم. بنابراین بردار فیدبک حالت به صورت زیر بدست می آید:

$$K = \begin{bmatrix} -0.001 & 0.000032 & 0 & 0\\ 0 & 0 & -0.001 & 0.000032 \end{bmatrix}$$
(9- Υ)

با اعمال کنترل کننده ی طراحی شده به سیستم غیرخطی اینورتر افزاینده با بار مقاومتی مطابق با ساختار کنترلی شکل ۳–۳، مکان قطبهای سیستم حلقه بسته به منظور بررسی رفتار سیستم در حالت خطی، برای نقاط کار مختلف و به ازای تغییرات همزمان D و D در بازهی [1 0]، در شکل ۳–۵ نشان داده شدهاست.



شکل ۳-۵: مکان قطبهای سیستم حلقه بسته اینورتر افزاینده با بار مقاومتی در نقاط کار مختلف و به ازای تغییرات همزمانD و C دربازهی [10].

همان طور که در شکل ۳–۵ مشاهده می شود کنترل کننده ی طراحی شده مشابه یک مقاومت مجازی عمل می کند و در نتیجه سیستم حلقه بسته در اثر اعمال فیدبک حالت از مرز ناپایداری دور شده و قطبهای سیستم حلقه بسته در سمت چپ قسمت حقیقی 500- قرار گرفتهاند. ولتاژ خروجی اینورتر افزاینده با بار مقاومتی حاصل از اعمال کنترل کننده طراحی شده به سیستم در قسمت نتایج شبیه سازی (بخش ۵–۲–۱ شکل (۵–۴)) ارائه شده است.

۳-۴- کنترل اینور تر افزاینده با بار سلفی

روش کنترلی فیدبک داخلی براساس کنترلکنندهی فیدبک حالت طراحی شده برای سیستم غیرخطی اینورتر افزاینده با بار مقاومتی با هدف بهبود رفتار این سیستم، همواره میتواند تمامی ویژگیهای مطلوب و عملکرد مناسب خود را حتی برای حالت اینورتر افزاینده با بار سلفی نیز حفظ نماید و ولتاژ خروجی با کیفیت بالا تولید کند. این موضوع را میتوان به عنوان یکی از برتریهای اصلی کنترل کنندهی طراحی شده در نظر گرفت. در شکل ۳-۶ ساختار مداری اینورتر افزاینده با بار سلفی نشان داده شدهاست.



شکل ۳-۶: اینورتر افزاینده با بار سلفی.

تمامی قسمتها و المانهای ساختار مداری شکل ۳–۶ بهطور مشابه با شکل ۳–۴ است، تنها با این تفاوت که در این قسمت بار خروجی اینورتر افزاینده بهصورت بار سلفی در نظر گرفته شدهاست. از این رو نحوهی عملکرد، مدل سوئیچینگ و روند روشن و خاموش شدن سوئیچهای مدار نیز مانند قسمت قبل(بخش۳–۳) است. بدین ترتیب معادلهی دینامیکی غیرخطی و درواقع مدل میانگین اینورتر افزایندهی شکل ۳–۶ با متغیرهای حالت i₁ ،v₁ i₂ و v₂ و i بهصورت زیر بیان میشود:

$$L_{1} \frac{di_{1}}{dt} = v_{in} - Dv_{1}$$

$$C_{1} \frac{dv_{1}}{dt} = Di_{1} - i$$

$$L_{2} \frac{di_{2}}{dt} = v_{in} - D'v_{2}$$

$$C_{2} \frac{dv_{2}}{dt} = D'i_{2} + i$$
(1.-7)

$$L\frac{di}{dt} = v_1 - v_2 - Ri$$

در معادلهی (۳-۱۰)، اi و $2i$ جریان عبوری از هرکدام از سلفهای طرفین مدار، i جریان عبوری از
بار سلفی در خروجی اینورتر افزاینده، ۷۱ و ۷۷ ولتاژ ذخیره شده در خازنها، ۲۰ ولتاژ CD ورودی و DC
و T بازههای هدایت سوئیچینگ هستند. مشابه با روند خطیسازی معادلات غیرخطی در قسمتهای
و T بازههای هدایت سوئیچینگ هستند. مشابه با روند خطیسازی معادلات غیرخطی در قسمتهای
قبل، معادلهی خطیسازی شدهی اینورتر افزاینده با بار سلفی به صورت زیر بدست میآید:
 $\frac{di_1}{dt} = \frac{1}{L_1} (Dv_1 + V_1 d)$
 $\frac{dv_1}{dt} = \frac{1}{L_1} (Di_1 + I_1 d - i)$
 $\frac{di_2}{dt} = \frac{1}{L_2} (D'v_2 + V_2 d')$
 $\frac{dv_2}{dt} = \frac{1}{C_2} (D'i_2 + I_2 d' + i)$
 $\frac{di}{dt} = \frac{1}{L} (v_1 - v_2 - Ri)$
 $y = v_0 = v_1 - v_2$
در این حالت، معادلهی خطیشدهی سیستم مورد نظر از مرتبهی پنج بوده و b و b به عنوان
ورودی و o v به عنوان خروجی سیستم درنظر گرفته میشوند. بدین ترتیب با استفاده از معادلهی

خطیسازی شدهی (۳–۱۱)، برای بررسی رفتار گذرای مدار اینورتر افزاینده با بار سلفی، مکان قطبهای سیستم بدون اعمال کنترل کننده، برای نقاط کار مختلف و به ازای تغییرات همزمان D و D در بازهی [10]، در شکل ۳–۷ ارائه شدهاست.



شکل ۳-۲: مکان قطبهای سیستم حلقه باز اینورتر افزاینده با بار سلفی در نقاط کار مختلف و به ازای تغییرات همزمان D و C در بازهی [1 0].

با توجه به شکل۳-۷، قطبهای سیستم در حالت حلقه باز بر روی محور موهومی قرار داشته و سیستم در مرز ناپایداری است. میرایی ضعیف پاسخ سیستم و نوسانات شدید ولتاژ خروجی در این حالت، در بخش ۵-۲-۲ از فصل پنجم ارائه شدهاست.

بنابراین به منظور اصلاح رفتار سیستم و نیز تولید ولتاژ خروجی مطلوب در خروجی اینورتر افزاینده با بار سلفی، با استفاده از کنترل کنندهی فیدبک حالت طراحی شده در قسمت ۳-۳، بهطور مشابه بردار بهرهی فیدبک حالت بهصورت زیر نتیجه می شود:

$$K = \begin{bmatrix} -0.001 & 0.000032 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & -0.001 & 0.000032 & 0 \end{bmatrix}$$
(17- Υ)

شکل ۳-۸ مکان قطبهای سیستم حلقه بسته با اعمال کنترل کنندهی طراحی شده به اینورتر افزاینده با بار سلفی را، برای نقاط کار مختلف و به ازای تغییرات همزمان D و D در بازهی [1 0] نشان میدهد.



شکل ۳-۸: مکان قطبهای سیستم حلقه بسته اینورتر افزاینده با بار سلفی در نقاط کار مختلف و به ازای تغییرات همزمان D و D در بازهی [1 0].

همانطور که در شکل ۳–۸ ملاحظه می شود روش کنترل فیدبک داخلی با استفاده از کنترل کننده ی فیدبک حالت طراحی شده، توانسته اثر مطلوب خود را برای اینورتر افزاینده با بار سلفی نیز حفظ نماید و در واقع سیستم حلقه بسته در این حالت نیز با اعمال کنترل کننده ی پیشنهادی از مرز ناپایداری دور شده و به وضعیت پایدار مناسبی دست یافته است. نتایج شبیه سازی و شکل موج ولتاژ خروجی نشان داده شده در بخش ۵–۲–۲ از فصل پنجم، حاکی از بهبود رفتار سیستم غیر خطی اینورتر افزاینده، به ازای اعمال کنترل کننده ی طراحی شده است.

فصل ۴ طراحی کنترل کنندهی اینور تر افزایندهی متصل به شبکه

۴–۱– مقدمه

همانطور که قبلاً بیان شد مواردی از قبیل ردیابی نقطهی حداکثر توان، کنترل توان تزریقی به شبکه، میزان بازدهی بالا و THD کم جریان تزریقی به شبکه، از جمله الزامات اصلی در اتصال میکرواینورتر به شبکه در سیستمهای فتوولتائیک است. از این رو، رویکرد و روش کنترلی مورد استفاده تأثیر به سزایی در عملکرد میکرواینورتر متصل به شبکه دارد. ساختارهای کنترلی گوناگونی بسته به نوع پیکربندی سیستمهای فتوولتائیک و نیز توپولوژی بخش تبدیل توان آنها وجود دارد[۴،۱۰]. ساختار کلی کنترل اینورترهای متصل به شبکه در یک سیستم فتوولتائیک در شکل



شكل ۴-۱: ساختار كلى كنترل سيستمهاى فتوولتائيك.

ساختار کلی کنترل سیستمهای فتوولتائیک نشان داده شده در شکل ۴-۱، با توجه به توپولوژی بخش پردازش توان متفاوت است. در ساختارهای دومرحلهای تقویت سطح ولتاژ ورودی بهدست آمده از ماژول خورشیدی و نیز پیادهسازی الگوریتم MPPT از طریق مرحلهی نخست و در واقع کنترل مبدل DC/DC صورت میگیرد و سپس از یک اینورتر قدرت(DC/AC) جهت کنترل توان و جریان تزریقی به شبکه استفاده میشود. در حالیکه در توپولوژیهای تکمرحلهای استحصال تمامی موارد اخیر تنها در یک مرحله امکانپذیر است و بهعبارتی پس از تعیین توان حداکثری مرجع بهدست آمده از ماژول فتوولتائیک، از طریق کنترل اینورتر DC/AC ردیابی و تزریق آن به شبکه انجام میشود. همچنین این نوع از توپولوژی، با کاهش مراحل تبدیل و پردازش توان موجب کاهش هزینهها، افزایش قابلیت اطمینان، کاهش THD ولتاژ و جریان خروجی، کاهش یا فشردهسازی ابعاد سختافزاری سیستم و در نتیجه افزایش میزان راندمان و بهرهوری کلی در سیستمهای فتوولتائیک می گردد. شکل ۴-۲ ساختار کنترلی پیشنهادی در این پایاننامه را نشان میدهد.



شکل ۴-۲: ساختار سیستم کنترل پیشنهادی.

در واقع این ساختار بهصورت سلسله مراتبی و شامل دو مرحله یپیاپی است، که مرحله ی اول برای ردیابی نقطه ی حداکثر توان و مرحله ی دوم برای کنترل توان است. مرحله ی اول با استفاده از یک الگوریتم MPPT، جریان و توان مرجع مورد نیاز برای مرحله ی بعد را تعیین می کند که ردیابی مناسب این توان مرجع از طریق روش کنترل مستقیم توان، در مرحله ی کنترلی دوم محقق می شود. تمرکز اصلی ما بر کنترل توان تزریقی به شبکه است. با توجه به مجزا بودن عملکرد این دو مرحله از یکدیگر، در ابتدا نقطه ی کار مناسب برای به دست آوردن حداکثر توان ممکن استخراج شده از منبع فتوولتائیک، از طریق یک الگوریتم ردیابی نقطه ی حداکثر توان(MPPT) یافت می شود. سپس با توجه به نقطهی کار تعیین شده، مرحلهی دوم وظیفهی کنترل و تزریق حداکثر توان تعیین شده به شبکه و در واقع تولید یک جریان خروجی سینوسی با کیفیت و همفاز با ولتاژ شبکه را دارد. در این پایاننامه ما با استفاده از روش آشفتن و مشاهده' (P&O) به پیادهسازی الگوریتم MPPT و در حقیقت تعیین حداکثر توان مرجع میپردازیم و پس از آن یک کنترل کننده از طریق استراتژی کنترل مستقیم توان، به منظور تزریق حداکثر توان برای اینورتر افزایندهی متصل به شبکه طراحی میکنیم.

۲-۴- ردیابی نقطهی حداکثر توان

انرژی خورشیدی و تبدیل آن به انرژی الکتریکی با استفاده از ماژولهای PV در سالهای اخیر به عنوان یک منبع انرژی پاک، مطمئن و نامحدود مورد استفاده قرار گرفته است. همان طور که در فصل دوم بیان شد، مشخصهی خروجی ماژولهای فتولتائیک غیر خطی بوده و تابع پارامترهای محیطی از قبیل میزان شدت تابش و دمای محیط است. همچنین سیستمهای فتوولتائیک از هزینهی نصب و راهاندازی تقریباً بالایی برخوردار هستند. بنابراین مقرون به صرفه بودن سیستمهای خورشیدی مستلزم به کارگیری الگوریتمها و روشهای کنترلی کارآمد و مؤثر است. با انتخاب مناسب نقطهی کار ماژول فتوولتائیک میتوان در شرایطی که میزان تابش و دما ثابت است، حداکثر توان را از آرایهی فتوولتائیک دریافت نمود. با تغییر شرایط محیطی(تابش و دما ثابت است، حداکثر توان را از آرایه ی درنتیجه با استفاده از الگوریتمهای متفاوت ردیابی نقطهی حداکثر توان را از آرایه ک دریافتی از آرایه خورشیدی را همواره در مقدار بیشینهی خود نگه داشت و به عبارتی نقطهی حداکثر توان را ردیابی نمود. با تغییر شرایط محیطی(تابش و دما) نقطه کار آرایه تغییر پیدا کرده و دریافتی از آرایه خورشیدی را همواره در مقدار بیشینهی خود نگه داشت و به عبارتی نقطهی حداکثر توان را ردیابی نمود. بای میران استفاده از حداکثر توان میزان توان

¹ Perturb and Observe

MPPT مروری بر روشهای MPPT

الگوریتمهای ردیابی نقطهی حداکثر توان نقش بسیار مهمی را در سیستمهای فتوولتائیک ایفا میکنند. تاکنون شمار بسیاری از روشهای ردیابی بیشترین مقدار توان استخراج شده از ماژولهای خورشیدی، ارائه و اجرا شدهاند[۴۲–۴۵]. بهطور کلی این روشها را میتوان به چهار گروه دستهبندی کرد:

در دستهی نخست، ویژگیهای سلول خورشیدی با مدل کردن ماژول PV و با استفاده روابط موجود در مدل ارائه شده، قابل پیشبینی خواهند بود. در حقیقت پایه و اساس این نوع از روشها، مبتنی بر چگونگی مدلسازی ماژول فتوولتائیک است. از این رو یکی از مشکلات این دسته، یافتن مدل و پارامترهای سلول خورشیدی در قبل از فرآیند طراحی است. همچنین طراحیهای صورت گرفته برای هر سلول خورشیدی تنها برای همان نوع، کاربرد دارد. به عبارتی این روشها نسبت به تغییر نوع سلول خورشیدی انعطاف پذیر نیستند که از دیگر معایب اصلی این روش محسوب می گردد.

گروه دیگری از روشها از طریق یک الگوریتم پایهای، به ردیابی نقطه ی حداکثر توان می پردازند. روشهای آشفتن و مشاهده (P&O) و رسانایی افزایشی^۱ (IC) در این دسته قرار می گیرند. عملکرد روش O&P بر مبنای ایجاد آشفتگی در جریان ماژول خورشیدی و سپس اندازه گیری و مشاهده ی چگونگی تغییرات مقدار توان ماژول VP است؛ به طوری که با افزایش مقدار توان، جهت آشفتگی در همان مسیر را حفظ می نماید و چنانچه مقدار توان کاهش یابد، مسیر آشفتگی بعدی جریان را در جهت معکوس تغییر می دهد. از مزایای اصلی این روش می توان به سادگی و هزینه ی کم آن اشاره کرد. در حالی که اساس کار روش IC به گونهای است که با توجه به منحنی مشخصه ی ماژول فتوولتائیک، مشتق توان نسبت به ولتاژ و یا نسبت به جریان در نقطه ی بیشینه ی توان محاسبه و برابر مفر قرار داده می شود. این روش عملکرد مناسبی تحت تغییرات سریع شرایط محیطی دارد؛ اما نسبت به روش O&P، در حالت ماندگار نوسانات بیش تری داشته و درحقیقت دارای کارآیی کم تر و

¹ Incremental Conductance

نامناسبتری است. علاوه بر این، در روش IC سختافزار و نرمافزاری با هزینه یبیشتر به منظور دستیابی به پاسخ سریع مورد نیاز است. دسته یدیگر شامل روش هایی از قبیل روش جریان اتصال کوتاه^۱ (SC) و روش ولتاژ مدار باز^۲ (OV) هستند. نحوه یکلی عملکرد این دسته از روش ها براساس رابطه ی موجود بین نقطه یکار(نقطه ای که در آن بیشینه ی توان رخ می دهد) و پارامترهای سلول خورشیدی استوار است. روش SC از رابطه ی تقریباً خطی موجود بین جریان اتصال کوتاه و جریان نقطه یکار برای یافتن نقطه ی حداکثر توان^۳ (MPP) استفاده می کند. در روش VO نیز یک رابطه ی فیرخطی بین ولتاژ مدار باز ماژول فتوولتائیک و ولتاژ نقطه یکار که در آن توان حداکثر است، وجود فیرخطی بین ولتاژ مدار باز ماژول فتوولتائیک و ولتاژ نقطه یکار که در آن توان حداکثر است، وجود از مزایای این روش محسوب می شود. اما با توجه به رابطه یکاملاً غیرخطی موجود بین نقطه یکار و ارزان بودن پارامترهای ماژول فتوولتائیک و درنتیجه استفاده از تقریب خطی موجود بین نقطه یکار و از مزایای این روش محسوب می شود. اما با توجه به رابطه یکاملاً غیرخطی موجود بین نقطه یکار و از مزایای این روش محسوب می شود. اما با توجه به رابطه یکاملاً غیرخطی موجود بین نقطه یکار و از مزایای این روش محسوب می شود. اما با توجه به رابطه یکاملاً غیرخطی موجود بین نقطه یکار و از مزایای این روش محسوب می شود. اما با توجه به رابطه یکاملاً غیرخلی موجود بین نقطه یکار و از مزایای این روش محسوب می شود. اما با توجه به رابطه یکاملاً غیرخطی موجود بین نقطه یکار و از مزایای این روش محسوب می شود. اما با توجه به رابطه یکاملاً غیرخطی موجود بروز خطا و کاه ش دقت از مرایای رو از مایا یکه این از هایب دیگر این روش است[۲۴].

دستهی آخر، روشهای MPPT هوشمند مبتنی بر منطق فازی و شبکهی عصبی مصنوعی هستند. آنها از عملکرد مناسبی برخوردار هستند و نیاز به اطلاعات دقیق و جزئی از مدل PV ندارند؛ اما پیادهسازی این نوع از روشها بسیار پیچیده است[۴۲٬۴۳].

بهطور کلی عوامل مختلفی مانند سرعت ردیابی، میزان سطح پیچیدگی در پیادهسازی سختافزاری، هزینهی ساخت، عمومیت داشتن و... در انتخاب نوع سیستم ردیابی نقطهی حداکثر توان تأثیرگذار هستند. علاوه بر این نمیتوان بهطور قطعی هیچ کدام از روشها را به عنوان بهترین روش در نظر گرفت. در حقیقت هر یک از روشهای MPPT با توجه به موارد مذکور و نیز نوع کاربرد و شرایط عملی در توانهای مختلف دارای عملکرد بهتر و مناسبتری هستند. شکل ۴–۳ مقایسهای از

^{&#}x27; Short-Current

⁷ Open Voltage

^{*} Maximum Power Point (MPP)

میزان انرژی تولیدی و در واقع عملکرد تعدادی از رایجترین روشهای ردیابی نقطهی حداکثر توان را بر مبنای میزان بازدهی و هزینهی پیادهسازی سختافزاری نشان میدهد.



شکل ۴-۳: مقایسهی عملکرد روشهای مختلف MPPT [۴۶].

همان طور در شکل ۴–۳ ملاحظه می گردد روش P&O کلاسیک نسبت به سایر الگوریتمها دارای عملکرد و شرایط مطلوب تری است. بدین ترتیب ما در این پایان نامه از الگوریتم P&O برای ردیابی نقطهی حداکثر توان(MPPT) استفاده می کنیم.

P&O پیادہسازی الگوریتم

الگوریتم P&O یکی از متداولترین روشهای ردیابی نقطه ی حداکثر توان در سیستمهای فتوولتائیک است. این روش بهدلیل سهولت در پیادهسازی، پاسخ دینامیکی سریع و همچنین برخورداری از نوسانات کمتر در حالت ماندگار به صورت گسترده در کاربردهای صنعتی مورد استفاده برخوردار می گیرد. در شکل ۴–۴ الگوریتم پایهای ردیابی نقطه ی حداکثر توان با استفاده از روش O&P نشان داده شدهاست.



شكل ۴-۴: الگوريتم P&O به منظور رديابي نقطهي حداكثر توان.

در این الگوریتم با تغییر جریان ماژول خورشیدی در هرگام، توان بهدست آمده از آن اندازه گیری میشود. سپس این توان با مقدار توان حاصل از نقطهی کار قبل مقایسه می گردد؛ به گونهای که در صورت افزایش مقدار توان، تغییر جریان را در همان جهت نگاه داشته میشود و چنانچه توان کاهش یابد مسیر آشفتگی بعدی جریان، در جهت معکوس تغییر مییابد. بنابراین یک جریان مرجع بهدست می آید که در آن حداکثر توان حاصل می گردد. در نهایت با توجه به اینکه شبکه به صورت یک منبع ولتاژ سینوسی خالص با دامنهای ثابت در نظر گرفته شدهاست، حداکثر توان مرجع مورد نیاز برای مرحلهی کنترلی دوم قابل محاسبه خواهد بود.

۴-۳- کنترل اینور تر افزایندهی متصل به شبکه

تاکنون نحوهی عملکرد الگوریتم ردیابی نقطهی حداکثر توان و در نتیجه در نظر گرفتن آن بهعنوان حداکثر توان مرجع مورد نیاز به منظور طراحی کنترل کنندهی حداکثر تزریق توان در اینورتر افزایندهی متصل به شبکه، بیان گردید. همچنین با قرار دادن یک خازن بهطور موازی با ماژول فتوولتائیک، که بهعنوان منبع تغذیهی ورودی اینورتر افزایندهی متصل به شبکه است، نوسانات موجود در ولتاژ ماژول فتوولتائیک بهطور چشمگیری کاهش مییابد. بنابراین میتوان فرض کرد که در ورودی یک منبع ولتاژ قرار دارد که به اینورتر افزایندهی موردنظر متصل است. در ادامه روند توصیف، مدلسازی و بررسی رفتار سیستم اینورتر افزایندهی متصل به شبکه و نیز فرآیند طراحی کنترل کننده با این فرض صورت میگیرد. اکنون قبل از بررسی موارد اخیر، مروری بر کنترل کنندههای اینورتر افزاینده خواهیم داشت.

تاكنون روشهاى متعددى براى كنترل سيستم غيرخطى اينورتر افزاينده ارائه شدهاست. طراحي کنترل کننده با روش کنترل خطی سازی بازخورد برای حالت متصل به شبکه با هدف تزریق توان اکتیو و راکتیو با کیفیت، تنظیم ولتاژ لینک dc، تنظیم توان راکتیو در مقدار مطلوب در حضور عدم قطعیتهای سیستم و اغتشاشات صورت گرفته است[۴۷]. در این روش حلقههای کنترلی ولتاژ لینک dc و توان راکتیو کاملاً دکوپله می شوند. علاوه بر این روشی دیگر شامل دو حلقهی کنترلی بهصورت پشت سرهم به منظور تنظیم ولتاژ خروجی و جریان سلف در هر یک از مبدل های افزایندهی طرفین مدار برای اینورتر افزایندهی متصل به شبکه طراحی شدهاست[۴۸]. در این رویکرد یکی از مبدل های افزایندهی موجود در طرفین مدار بهعنوان منبع جریان و مبدل افزایندهی دیگری بهعنوان منبع ولتاژ کنترل میشوند؛ اما این روش کنترلی علاوه بر نیاز به یک حلقهی کنترل جریان، نمیتواند پایداری سیستم را بهطور کامل تحت رخداد شرایط عملی احتمالی تضمین نماید. در مراجع [۴۹] و [۵۰] نیز حالت اتصال به شبکه از اینورتر افزاینده ارائه شدهاست. اما مقادیر مرجع موردنیاز برای رویکرد کنترلی پشت سرهم، از یک حلقه کنترل خارجی براساس کنترل توانهای اکتیو و راکتیو بدست میآید. کنترل غیر مستقیم از طریق جریان سلف بر اساس روش حالت لغزشی دینامیکی نیز یکی از روشهای کنترل غیرخطی است که برای کنترل اینورتر افزاینده معرفی شدهاست[۵۱]. از معايب اين كنترل كننده خطاى حالت ماندگار بهدليل استفاده كنترل كنندهى تناسبى-انتگرالى(PI) و

همچنین وجود نوساناتی در پاسخ سیستم است. علاوه بر این، طراحی کنترل کننده براساس رویکرد کنترلی هایبرید[۵۲] و نیز طراحی کنترل کننده مبتنی بر کنترل جریان خروجی تنها با استفاده از یک حلقه کنترلی بسته[۵۳]، از روشهای دیگری است که برای کنترل اینورتر افزایندهی تکمرحلهای در سیستمهای فتوولتائیک ارائه شدهاست.

بهطور کلی روش کنترلی مرسوم در میکرواینورترهای متصل به شبکه در سیستم های فتوولتائیک استفاده از روش کنترل جریان که خروجی آن به منظور سوئیچینگ اینورتر مدوله شدهاست، میباشد[۵۴]؛ به طوریکه با استفاده از مقادیر مرجع توانهای اکتیو و راکتیو، مقدار مرجع جریان تزریقی به شبکه بدست میآید. در این صورت، با تغییر ولتاژ شبکه توان تزریقی نیز تغییر میکند و نمیتوان به طور مستقیم توان مورد نیاز را تزریق نمود. درحالیکه در مرجع [۵۵] با کنترل توان بهصورت مستقیم، توانهای اکتیو و راکتیو مرجع از طریق یک اینورتر تمام پل با یک منبع ورودی DC ثابت، مستقیماً به شبکه تزریق میشوند. بر این اساس، برخلاف روشهای مرسوم کنترل جریان، حتی در صورت وجود تغییرات ولتاژ در شبکه، میتوان بهطور مستقل توان موردنظر را کنترل و به شبکه تزریق کرد. بدین ترتیب در این پایاننامه با بهکارگیری استراتژی کنترل مستقیم توان، که دارای مفهوم و ساختار سادهای است و همچنین از عملکرد مطلوب در سیستمهای الکترونیک قدرت برخوردار است، به طراحی کنترلکننده به منظور تزریق حداکثر توان تولیدی حاصل از منبع

۴–۳–۱ توصيف و مدلسازي سيستم

شکل ۴–۵ ساختار مداری اینورتر افزایندهی تکمرحلهای تکفاز متصل به شبکه را نشان میدهد. همان گونه که در این شکل ملاحظه می گردد، سیستم از چهار بخش شامل منبع ولتاژ DC ورودی، اینورتر افزاینده، فیلتر و شبکه تشکیل شدهاست. لازم به ذکر است که در این قسمت فرض شدهاست که ولتاژ DC ورودی از طریق منبع فتوولتائیک تأمین شدهاست. همچنین حداکثر توان مرجع مورد نیاز برای طراحی کنترل کنندهی حداکثر تزریق توان به شبکه، با استفاده از الگوریتم MPPT بهدست آمده است.



شکل ۴-۵: اینورتر افزایندهی متصل به شبکه.

در شکل ۴–۵، Q_1 ، Q_2 ، Q_3 و Q_4 و Q_4 به عنوان سوئیچهای قدرت مدار عمل میکنند. (L₂،L₁) و (L₂،L₁) و (C₂،C₁) به ترتیب سلفها و خازنهای مدار، L فیلتر سلفی اتصال به شبکه، V_1 و V_2 به ترتیب (C₂،C₁) به ترتیب سلفها و خازنهای مدار، L فیلتر سلفی اتصال به شبکه، V_1 و V_2 به ترتیب (C₂،C₁) به ترتیب سلفها و خازنهای مدار، L فیلتر سلفی اتصال به شبکه، V_1 و V_2 و لا و C V_3 به ترتیب (C₂،C₁) به ترتیب سلفها و خازنهای مدار، L فیلتر سلفی اتصال به شبکه، V_2 و V_2 و لا و C V_3 و C V_3 و C V_2 و لتاژ های خروجی مجزا در هریک از مبدلهای افزاینده ی طرفین مدار، V_1 و V₁ و V V_2 و لتاژ شبکه و V_0 و لتاژ O و C V_2 و اینورتر افزاینده ی تک مرحله ی هستند.

در شکل۴-۶ یک بلوک دیاگرام کلی و پایهای از اینورتر افزاینده نشان داده شدهاست.



شکل ۴-۶: بلوک دیاگرام کلی اینورتر افزایندهی تکمرحلهای.

بر این اساس، ساختار اینورتر افزاینده مورد بررسی از دو مبدل DC/AC افزاینده تشکیل شدهاست. مطابق با شکل ۴-۶، هر یک از مبدلهای افزایندهی موجود در طرفین مدار، یک ولتاژ خروجی سینوسی همراه با بایاس DC تولید میکنند. ولتاژهای خروجی ۷۱ و ۷2 در هر یک از دو مبدل دارای ۱۸۰ درجه اختلاف فاز با یکدیگر هستند، به گونهای که ولتاژ خروجی ۷۵ را به حداکثر می ساند. بنابراین معادلات ولتاژهای (۷2,۷۱) و در نتیجه ولتاژ خروجی اینورتر افزاینده در حالت کلی به صورت زیر می تواند بیان شود:

$$V_1(t) = V_{dc} + \frac{V_{ac}}{2}\sin(\omega t) \tag{1-F}$$

$$V_2(t) = V_{dc} - \frac{V_{ac}}{2}\sin(\omega t) \tag{Y-F}$$

بنابراین با توجه ساختار کلی مدار، ولتاژ خروجی اینورتر از تفاضل ولتاژ خروجی هر کدام از مبدلهای طرفین مدار بهصورت زیر بدست خواهد آمد:

$$V_o(t) = V_1(t) - V_2(t) = V_{ac} \sin(\omega t) \tag{(-+)}$$

برای بیان مدل دینامیکی سیستم، فرض میشود اینورتر افزایندهی تکمرحلهای مورد بررسی، در حالت هدایت پیوسته عمل کند و تمامی المانهای مدار نیز به صورت ایده آل در نظر گرفته می شوند. هر کدام از مبدلهای افزاینده ی طرفین براساس دو سیکل وظیفه ی مجزا D و D عمل می کنند. بدین ترتیب سوئیچهای قدرت (Q1,Q2) و (Q3,Q4) به ترتیب براساس دو سیکل وظیفه ی D و D که به عنوان بازه ی هدایت سوئیچینگ هر کدام از مبدلهای افزاینده ی طرفین مدار هستند، روشن و خاموش می شوند. شکل ۴–۷ شمای کلی مدار را در این حالت نشان می دهد. لازم به ذکر است که دو منبع تغذیه ورودی در این شکل یکسان هستند.



شکل ۴-۷: ساختار مداری سوئیچینگ اینورتر افزایندهی متصل به شبکه. روند روشن و خاموش شدن سوئیچها به گونهای است که سوئیچهای Q1 و Q2 به ترتیب در سیکل وظیفهی D-1 و D، و سوئیچهای Q3 و Q4 بهترتیب در سیکل وظیفهی D-1 و D روشن می شوند. بنابراین با استفاده از قوانین کیرشهف و براساس روند روشن و خاموش شدن سوئیچها، معادلهی دینامیکی غیرخطی و درواقع مدل میانگین اینورتر افزایندهی شکل ۴-۵ با متغیرهای حالت i، v1 i، i i و v2 و v2

$$L_{1} \frac{di_{1}(t)}{dt} = v_{in} - Dv_{1}(t)$$

$$C_{1} \frac{dv_{1}(t)}{dt} = Di_{1}(t) - i(t)$$
(F-F)

$$\begin{split} &L_2 \frac{di_2(t)}{dt} = v_{in} - D' v_2(t) \\ &C_2 \frac{dv_2(t)}{dt} = D' i_2(t) + i(t) \\ &L \frac{di(t)}{dt} = v_1(t) - v_2(t) - v_g(t) \\ &L \frac{di(t)}{dt} = v_1(t) - v_2(t) - v_g(t) \\ & \text{solution} \\ & \text{solution$$

اکنون به منظور بررسی رفتار گذرای مدار در این قسمت، معادلهی سیستم غیرخطی اینورتر افزاینده را با استفاده از روش بسط تیلور و ژاکوبین حول نقطهی کار سیستم، خطیسازی می کنیم. با توجه به روند خطیسازی که در فصل دوم(بخش۲–۳–۴) بیان گردید، معادلهی خطیشدهی اینورتر افزایندهی تکمرحلهای متصل به شبکه، به صورت زیر حاصل می شود:

$$\frac{di_{1}(t)}{dt} = \frac{-1}{L_{1}} (Dv_{1}(t) + V_{1}d(t))$$

$$\frac{dv_{1}(t)}{dt} = \frac{1}{C_{1}} (Di_{1}(t) + I_{1}d(t) - i(t))$$

$$\frac{di_{2}(t)}{dt} = \frac{-1}{L_{2}} (D'v_{2}(t) + V_{2}d'(t))$$

$$\frac{dv_{2}(t)}{dt} = \frac{1}{C_{2}} (D'i_{2}(t) + I_{2}d'(t) + i(t))$$

$$\frac{di(t)}{dt} = \frac{1}{L} (v_{1}(t) - v_{2}(t) - v_{g}(t))$$

$$y(t) = v_{0}(t) = v_{inv}(t) = v_{1}(t) - v_{2}(t)$$

d(t) همان طور که در معادلهی ((-4)) مشاهده می شود، سیستم مورد نظر از مرتبه ی پنج بوده و d(t) و d'(t) و d'(t) به عنوان ورودی و V_0 به عنوان خروجی سیستم درنظر گرفته می شوند. لازم به ذکر است که در معادلهی d'(t) به عنوان حروجی ای سیستم درنظر گرفته می شوند. لازم به خرا است که در معادله و از ((-4)) (V_2 , V_1) ((-4)) (
سلفها و سیکلهای وظیفه در هریک از مبدلهای افزایندهی طرفین مدار هستند. با در نظر گرفتن معادلهی (۴–۴) در حالت مانا، مقادیر حالت ماندگار ولتاژ خازن و جریان سلف به صورت زیر بدست خواهد آمد:

$$V_{1} = \frac{V_{in}}{D} \qquad V_{2} = \frac{V_{in}}{D'}$$

$$I_{1} = \frac{I}{D} \qquad I_{2} = \frac{I}{D'} \qquad I = \frac{V_{0}sin\delta}{L\omega}$$
(9-4)

در معادلهی (۴–۶)، I مقدار حالت ماندگار جریان عبوری از فیلتر سلفی اتصال به شبکه و δ فاز ولتاژ خروجی (۷۰) است.

 $V_{o}(t)=311\sin(100\pi t)$ با توجه به این که معادله ولتاژ AC خروجی موردنظر به صورت (220v(rms),50Hz) میباشد و هم چنین با در نظر داشتن ولتاژ ورودی و مقادیر حالت ماندگار ولتاژها (مشابه با روند بیان شده در بخش ۲–۳–۵)، معادلات (t) و D(t) برای مدولاسیون سوئیچها را به صورت زیر در نظر می گیریم:

$$\begin{cases} V_1 = \frac{V_{in}}{D} \\ V_2 = \frac{V_{in}}{D'} \\ V_o(t) = 311 \sin(100\pi t) \end{cases} \implies D(t) = \frac{1}{1.55 \sin(\omega t) + 2.55} , \qquad (Y-F) \\ D'(t) = \frac{1}{-1.55 \sin(\omega t) + 2.55} \end{cases}$$



شکل ۴-۸: مکان قطبهای سیستم اینورتر افزایندهی متصل به شبکه در حالت حلقه باز در نقاط کار مختلف و به ازای تغییرات همزمان D و C در بازهی [1 0].

همان طور که در شکل ۴–۸ مشاهده می شود قطبهای سیستم حلقه باز به محور موهومی بسیار نزدیک بوده و در واقع اینورتر افزایندهی متصل به شبکه رفتاری ناپایدار و نامطلوب در حالت حلقه باز دارد. شکل موج ولتاژ خروجی در این حالت در فصل پنجم و در قسمت نتایج شبیه سازی ارائه شده است که میرایی ضعیف و نوسانات شدید ولتاژ خروجی را نشان می دهد.

بدین ترتیب قبل از طراحی کنترل کننده به منظور تزریق توان برای اینورتر افزایندهی متصل به شبکه، ابتدا به بهبود و اصلاح رفتار سیستم با استفاده از روش فیدبک حالت می پردازیم.

۲-۳-۴ بهبود رفتار سیستم با استفاده از روش فیدبک حالت

همانطور که گفته شد اینورتر افزایندهی متصل به شبکه در حالت حلقه باز رفتار مداری نامناسبی دارد. بنابراین هدف از طراحی کنترل کننده در این قسمت افزایش میرایی و پایدارسازی سیستم حلقه بسته و در واقع بهبود رفتار سیستم است. بدین ترتیب به طراحی یک کنترل کنندهی فیدبک داخلی با استفاده از روش فیدبک حالت به منظور اصلاح و بهبود رفتار سیستم اینورتر افزایندهی متصل به شبکه میپردازیم. به منظور طراحی کنترل کنندهی فیدبک حالت پیشنهادی، ابتدا باید معادلهی خطی شدهی سیستم را که در قسمت قبل بیان گردید، به صورت یک سیستم خطی تغییر ناپذیر با زمان (LTI) به شکل فضای حالت زیر نوشت:

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = AX(t) + BU(t) \\ y(t) = CX(t) \end{cases}$$
 (۸-۴)
با توجه به معادلهی (۴–۵)، با در نظر گرفتن جریان سلفها و ولتاژ خازنها به عنوان متغیرهای
حالت، ماتریسهای فضای حالت A,B,C,D,X و U به صورت زیر بدست می آیند:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-D}{L_1} & 0 & 0 & 0\\ \frac{D}{C_1} & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{C_1}\\ 0 & 0 & 0 & \frac{-D'}{L_2} & 0\\ 0 & 0 & \frac{D'}{C_2} & 0 & \frac{1}{C_2}\\ 0 & \frac{1}{L} & 0 & \frac{-1}{L} & 0 \end{bmatrix} B = \begin{bmatrix} \frac{-V_1}{L_1} & 0\\ \frac{l_1}{C_1} & 0\\ 0 & \frac{-V_2}{L_2}\\ 0 & \frac{l_2}{C_2}\\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix},$$

$$X(t) = \begin{bmatrix} i_1(t)\\ v_1(t)\\ i_2(t)\\ v_2(t)\\ i(t) \end{bmatrix}, U(t) = \begin{bmatrix} d(t)\\ d'(t) \end{bmatrix}$$

به منظور بررسی کنترل پذیری سیستم، ماتریس کنترل پذیری را به صورت زیر تشکیل می دهیم:

$$\rho(\varphi_c) = \rho[B \ AB \ A^2B \ A^3B \ A^4B]) = 4 = m < 5 = n$$
(۱۰-۴)

با توجه به معادلهی (۴–۱۰) رتبهی ماتریس کنترل پذیری برابر ۴ و لذا سیستم کنترل پذیر کامل

حالت نیست. بر این اساس، سیستم دارای ۴ حالت کنترل پذیر و یک حالت کنترل ناپذیر است. بنابراین

با استفاده از ماتریس تبدیل تشابهی (T) به صورت زیر، حالت کنترل ناپذیر سیستم را از حالت های

کنترل پذیر جدا می کنیم.

$$\dot{X}'(t) = A'X'(t) + B'U(t) = \begin{bmatrix} A'_c & A'_{12} \\ 0 & A'_{uc} \end{bmatrix} X'(t) + \begin{bmatrix} B'_c \\ 0 \end{bmatrix} U(t)$$
(11-4)

$$A' = T^{-1}AT$$
, $B' = T^{-1}B$ (17-4)

ماتریس تبدیل T ناویژه است و ماتریس A را به یک ماتریس پلکانی چنان تبدیل می کند که بخش مربوط به حالتهای کنترل ناپذیر در A'_{uc} قرار می گیرد. در این حالت A'_c یک ماتریس $m \times m$ است و زوج (A'_c, B'_c) کنترل پذیر است.

در سیستم موردنظر، با در نظر گرفتن ماتریس تبدیل تشابهی به صورت زیر، به تفکیک یک حالت کنترل ناپذیر از چهار حالت کنترل پذیر سیستم می پردازیم.

$$T = \begin{bmatrix} T_1 & T_2 \end{bmatrix} = 10^{21} * \begin{bmatrix} 0 & 0 & -0.1907 & 0.0255 & 0 \\ 0.0001 & 0 & 0.0071 & 0.0032 & 0.0002 \\ 0 & 0 & 0.0932 & -8.1783 & 0.001 \\ 0 & 0.0009 & -0.0119 & -0.2622 & -0.0023 \\ 0 & 0 & 0.0085 & -0.0888 & 0.0003 \end{bmatrix}$$
(17-F)

$$A' = 10^{3} * \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -6.5 * 10^{14} & 1.9 * 10^{12} \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 6.4 * 10^{6} \\ 0 & 1 & 0 & -9.5 * 10^{7} & 2.9 * 10^{5} \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \Longrightarrow$$

$$A'_{c} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -6.5 * 10^{14} \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -9.5 * 10^{7} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, A'_{12} = \begin{bmatrix} 1.9 * 10^{12} \\ 6.4 * 10^{6} \\ 2.9 * 10^{5} \\ 1 \end{bmatrix}, A'_{uc} = \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix}$$

با توجه به معادلهی (۲–۱۴) قطبهای کنترلپذیر مقادیر ویژه A'_c بوده که متناظر با متغیرهای

حالت
$$egin{bmatrix} i_1(t) \\ v_1(t) \\ i_2(t) \\ v_2(t) \end{bmatrix}$$
است و قطب کنترلناپذیر سیستم متناظر با متغیر حالت $i(t)$ (جریان عبوری از فیلتر $egin{array}{c} v_1(t) \\ i_2(t) \\ v_2(t) \end{bmatrix}$

سلفی اتصال به شبکه) خواهد بود. در واقع همانطور که در ساختار مداری اینورتر افزایندهی متصل به شبکه قابل مشاهده است، یک حلقهی سلفی در مدار وجود دارد که در آن جریان خروجی i(t)وابسته به جریانهای $i_1(t)$ و $i_2(t)$ است. از این رو، جریان خروجی i(t) به طور مستقل کنترلپذیر نیست، اما به دلیل تأثیر پذیری آن از متغیرهای حالت $i_1(t)$ و $i_2(t)$ ، میتوان i(t) را به صورت غیرمستقیم کنترل کرد. بدین ترتیب به منظور طراحی کنترل کننده ی فیدبک داخلی مبتنی بر روش فیدبک حالت در راستای بهبود رفتار به شدت نوسانی سیستم، از زیربخش کنترل پذیر سیستم ((A'_c, B'_c)) استفاده خواهیم کرد. با توجه به تعداد دینامیکهای زیربخش کنترل پذیر سیستم و داشتن ۲ ورودی، ماتریس بهره ی کنترل کننده ی فیدبک حالت را به صورت زیر درنظر می گیریم:

$$U(t) = -KX(t) \rightarrow U(t) = \begin{bmatrix} d(t) \\ d'(t) \end{bmatrix} = -\begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} & k_{13} & k_{14} \\ k_{21} & k_{22} & k_{23} & k_{24} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ v_1 \\ i_2 \\ v_2 \end{bmatrix}$$
(1Δ-F)

که با جایگذاری آن در معادلات حالت، معادلهی زیر را نتیجه میدهد:

$$\dot{X}(t) = (A - BK)X(t)$$

 $y(t) = CX(t)$
(۱۶–۹۲) میستم کنترل شده توسط معادله مشخصهی 0=[(A-BK)-A-BK) بدست میآیند. با
مقایسه عبارات این معادله با معادله مشخصهی مطلوب، مقادیر ماتریس بهرهی فیدبک حالت K
محاسبه می شوند و مقادیر ویژه حلقه بسته را در مکان قطبهای مطلوب قرار می دهد. با در نظر
گرفتن مکان قطبهای مطلوب به صورت تجربی در 2902±999-و 104±-3110- بردار فیدبک حالت
به صورت زیر بدست می آید:

$$K = \begin{bmatrix} -0.001 & 0.0003 & 0 & 0\\ 0 & 0 & -0.001 & 0.0003 \end{bmatrix}$$
(1V-F)

با اعمال کنترل کنندهی فیدبک حالت طراحی شده به سیستم غیرخطی اینورتر افزایندهی متصل به شبکه، مکان قطبهای سیستم حلقه بسته برای نقاط کار مختلف و به ازای تغییرات همزمان D و D در بازهی [10]، در شکل ۴–۹ ارائه شدهاست.



شکل ۴-۹: مکان قطبهای سیستم حلقه بسته اینورتر افزایندهی متصل به شبکه در نقاط کار مختلف و به ازای تغییرات همزمان D و َD در بازهی [1 0].

همان گونه که شکل ۴–۹ نشان میدهد مکان قطبهای سیستم حلقه بسته با اعمال کنترل کننده ی فیدبک حالت طراحی شده، به سمت چپ محور موهومی انتقال یافته است و در نتیجه سیستم به وضعیت پایدار مطلوبی رسیده است. نتایج شبیه سازی ارائه شده در فصل پنجم (بخش ۵– ۲–۳ شکل(۵–۱۱)) نشان دهنده ی بهبود رفتار سیستم در اثر اعمال کنترل کننده ی پیشنهادی است.

۴–۳–۳ تزریق توان با استفاده از روش کنترل مستقیم توان

در این قسمت هدف کنترل و تزریق حداکثر توان تولیدی مشخص به شبکه است. معمولاً برای کنترل توان تزریقی به شبکه از روش کنترل جریان استفاده می شود، در حالی که در اینجا توان اکتیو و راکتیو مستقیماً بهعنوان مرجع ردیابی مورد استفاده قرار می گیرد. بدین ترتیب در ادامه با استفاده از روش کنترل مستقیم توان به طراحی کنترل کننده به منظور تزریق توان به شبکه می پردازیم. شکل ۴–۱۰ مدار معادل اینورتر افزاینده ی متصل به شبکه را نشان می دهد.



شکل ۴-۱۰: مدار معادل اینورتر افزایندهی متصل به شبکه. مطابق شکل ۴–۱۰رابطهی بین ولتاژ شبکه، ولتاژ خروجی اینورتر و جریان عبوری از فیلتر سلفی بهصورت زیر قابل بیان است:

$$v_o(t) = v_{inv}(t) = L \frac{di(t)}{dt} + v_g(t)$$
(1A-F)

با توجه به معادلهی (۴–۱۸) ولتاژ مجازی اینورتر را بهصورت زیر تعریف میکنیم:

$$v_i(t) = v_{inv}(t) + Ri(t) \tag{19-F}$$

در معادلهی (۴–۱۹)، $v_i(t)$ ولتاژ مجازی اینورتر وR یک مقدار مثبت حقیقی است و در واقع نشاندهندهی یک مقاومت مجازی است که بهصورت سری با فیلتر سلفی قرار گرفته است. در حقیقت هدف از تعریف ولتاژ مجازی اینورتر بهصورت معادلهی (۴–۱۹)، در نظر گرفتن مقاومت R بهصورت مجازی در روند طراحی کنترلکننده به منظور پایدارسازی سیستم کنترل و نیز جلوگیری از افزایش تلفات و لذا افزایش میزان بازدهی سیستم فتوولتائیک است.

بلوک دیاگرام کلی کنترلکنندهی در نظر گرفته شده در شکل ۴–۱۱ نشان داده شدهاست.



شکل ۴-۱۱: سیستم کنترلی پیشنهادی برای تزریق توان[۵۵].

در دیاگرام نشان داده شده در شکل ۴–۱۱ ولتاژ خروجی اینورتر (v_{inv}) با توجه به معادلهی (۴– ۱۹) بهصورت زیر در نظر گرفته میشود:

$$v_{inv}(t) = v_i(t) - Ri(t) = V_i(t)\cos(\phi_i(t)) - Ri(t)$$

$$(\Upsilon - \Upsilon)$$

در معادلهی (۲۰–۲۰)، (۲۰–۵۲)، $\phi_i(t) = \omega t + \delta(t)$ که ω فرکانس سیستم، δ و V_i به ترتیب فاز و دامنهی ولتاژ مجازی اینورتر هستند. توانهای اکتیو(Pi) و راکتیو(Qi) مجازی به صورت زیر بدست می آیند که θ و Z به ترتیب فاز و دامنهی امپدانس خط تغذیه می باشند.

$$P_i = \frac{V_i}{2Z} [V_i \cos\theta - V_g \cos(\delta + \theta)]$$
(Y1-F)

$$Q_i = \frac{V_i}{2Z} \left[V_i \sin\theta - V_g \sin(\delta + \theta) \right]$$
(**YY**-**F**)

$$\vec{Z} = R + jX = R + jL\omega = Ze^{j\theta} \tag{(YT-F)}$$

معادلات بلوکهای T(heta) و Trig بهصورت زیر است:

$$T(\theta) = \begin{pmatrix} \sin\theta & -\cos\theta\\ \cos\theta & \sin\theta \end{pmatrix}$$
(YF-F)

$$\begin{pmatrix} v_i(t) \\ v_i'(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_i \cos(\emptyset_i) \\ V_i \sin(\emptyset_i) \end{pmatrix}$$
 (YΔ-F)

که در معادلهی (۴–۲۵)، v_i و v_i' دارای ۹۰ درجه اختلاف فاز با یکدیگر هستند.

با استفاده از ماتریس تبدیل $T(\theta)$ دکوپلهسازی توانهای اکتیو و راکتیو به منظور کنترل مستقل آنها انجام می شود. بنابراین معادلات توانهای اکتیو و راکتیو مجازی پس از اعمال ماتریس تبدیل $T(\theta)$ به روابط (۴–۲۱) و (۴–۲۲)، به صورت زیر حاصل می شود:

$$\begin{pmatrix} P_i' \\ Q_i' \end{pmatrix} = T(\theta) \begin{pmatrix} P_i \\ Q_i \end{pmatrix} = \frac{V_i V_g}{2Z} \begin{pmatrix} sin\delta \\ V_i - V_g cos\delta \\ V_g \end{pmatrix}$$
 (Y9-F)

در شرایط عملی زاویه δ و نسبت اختلاف ولتاژ $\frac{V_i - V_g}{V_g}$ مقادیر کوچکی هستند. بنابراین با توجه به معادله ی (۴–۲۶)، می توان گفت که توان اکتیو به صورت عمده توسط δ و توان راکتیو از طریق V_i

کنترل می شوند. بر این اساس و با در نظر داشتن $P_i^* \, e_i^{\, N_i}$ به عنوان مقادیر مرجع توان های اکتیو و راکتیو، الگوریتم کنترلی پیشنهادی به صورت زیر نتیجه می شود:

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \delta(t) \\ V_i(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} k_p & 0 \\ 0 & k_q \end{pmatrix} T(\theta) \begin{pmatrix} P_i^* - p_i(t) \\ Q_i^* - q_i(t) \end{pmatrix}$$
(YV-F)

معادلهی (۴–۲۷)، پایه و اساس روش کنترل مستقیم توان را در حالت عملکردی متصل به شبکه بیان می کند. لازم به ذکر است که پارامترهای k_p و k_p ثابتهای مثبت حقیقی هستند که در ادامه به روند طراحی آنها اشاره خواهد شد.

شکل ۴-۱۲ بلوک دیاگرام مدل LTI از کنترلکنندهی موردنظر تزریق توان به شبکه را نشان میدهد.



شکل ۴-۱۲: مدل LTI کنترل کنندهی تزریق توان به شبکه[۵۵].

به منظور بررسی و تحلیل پایداری سیستم کنترل تزریق توان مطابق با شکل ۴-۱۲، معادله مشخصهی این حلقهی کنترل بدون درنظر گرفتن مقاومت مجازی R بهصورت زیر محاسبه می شود:

$$\Delta(s) = 1 - \frac{k\omega}{Ls(s^2 + \omega^2)} = 0 \tag{(YA-F)}$$

با توجه به معادلهی (۴–۲۸)، سیستم کنترل بدون حضور R همواره ناپایدار خواهد بود. در حالی که با درنظر گرفتن اثر مقاومت مجازی R به سیستم کنترل، معادله مشخصه به صورت زیر بدست می آید:

$$\Delta(s) = 1 + k \frac{s \cos\theta - \omega \sin\theta}{(Ls + R)(s^2 + \omega^2)} = 0$$
 (rq-r)

بر اساس معادلهی (۴–۲۹) حداکثر مقدار *k* برای پایداری سیستم کنترل تزریق توان به شبکه، بهصورت معادلهی (۴–۳۰) نتیجه می شود:

$$k_{max} = \frac{R\omega}{\sin\theta} = R\omega \sqrt{1 + (\frac{R}{L\omega})^2}$$
 (T-F)

علاوه بر این، هنگامی که $k = k_r$ به صورت معادله (۴–۳۱) در نظر گرفته شود، بخش حقیقی قطبهای معادله مشخصه ی (۴–۲۹) در $-\alpha = \frac{-R}{3L}$ ورار می گیرند.

$$k_r = \frac{2}{3}R\omega \frac{Z}{X} \frac{3X^2 + 1/3R^2}{3X^2 + R^2}$$
(٣1-4)

بر این اساس، با در نظر داشتن پارامترهای مفروض داده شده دامنه ولتاژ شبکه (V_g)، فرکانس شبکه (0) و فیلتر سلفی (L)، در ابتدا پس از انتخاب $0 < \alpha < 0$ (که α^{-1} متناظر با ثابت زمانی پاسخ شبکه (0) و فیلتر سلفی (L)، در ابتدا پس از انتخاب $\alpha > 0$ (که $\alpha > 0$ (که $\alpha > 0$ متناظر با ثابت زمانی پاسخ سیستم است)، مقاومت مجازی R و پارامترهای کنترلی k_q و k_q به ترتیب معادلات زیر طراحی می شوند:

$$R = 3\alpha L \tag{(TT-F)}$$

$$k = \frac{2}{3}R\omega \tag{(TT-F)}$$

$$k_p = \frac{k}{v_g^2} \tag{TF-F}$$

$$k_q = \frac{k}{V_g} \tag{$\mathbf{T} \Delta - \mathbf{F}$}$$

بدین ترتیب با اعمال کنترل کنندهی پیشنهادی به اینورتر افزایندهی متصل به شبکه (پس از بهبود و اصلاح رفتار سیستم)، توانهای اکتیو و راکتیو مرجع موردنظر به طور مستقیم کنترل و به شبکه تزریق خواهند شد.

نتایج شبیهسازی در فصل بعدی بیان میشود.

فصل ۵ نتایج شبیهسازیها

۵–۱– مشخصات شبیهسازی

در این بخش مشخصات سیستم شامل پارامترهای منبع فتوولتائیک، اینورتر افزاینده، فیلتر و شبکه برای شبیهسازی ارائه می شود. ماژول فتوولتائیک مدل SPR-305-WHT و ساخت شرکت SunPower بوده که مشخصات آن در جدول ۵–۱ نشان داده شده است.

مقدار	نماد	توصيف
$ au \cdot \Delta / \Upsilon[W]$	P_M	حداکثر توان
$\Delta f/V[V]$	V_{MP}	ولتاژ حداکثر توان
$\Delta/\Delta \Lambda[A]$	I _{MP}	جريان حداكثر توان
۶۴/۲[V]	V _{oc}	ولتاژ مدار باز
۵/۹۶[A]	I _{SC}	جريان اتصال كوتاه
\cdot/\cdot ۳۷۹۹۸[Ω]	R _s	مقاومت سری
٩٩٣/۵١[Ω]	R _p	مقاومت موازی
۱/۱۷۵۳×۱۰ ^{-۸} [A]	I _{sat}	جريان اشباع معكوس ديود
۵/٩۶٠۲[A]	I _{ph,n}	جریان نامی حاصل از تابش
٩۶	N _s	تعداد سلولهای ماژول
۲۹۸ $[A/K]$	k _i	نسبت جریان اتصال کوتاه به ضریب حرارتی
$\cdots [W/m^2]$	G _n	تابش نامی
۲۹۸[K]	T_n	دمای نامی
۱/٣	η	ضریب ایدهآلی دیود
۱/۳۸۱×۱۰ ^{-۳۳} [<i>J</i> / <i>K</i>]	k _B	ثابت بولتزمن
۱/۶۰۲×۱۰ ^{-۱۹} [C]	q _e	بار الكتريكي الكترون

جدول ۵-۱: مشخصات یک ماژول فتوولتائیک

مقادیر عناصر و بازههای هدایت سوئیچینگ مربوط به اینورتر افزاینده و فیلتر سلفی اتصال به شبکه در جدول ۵–۲ ارائه شدهاست.

مقدار	نماد	توصيف
$\cdots [\mu H]$	$L_{1} = L_{2}$	سلف
$\cdots [\mu F]$	$C_1 = C_2$	خازن
$\cdot \cdot [mH]$	L	فیلتر سلفی
$\cdot \cdot [kHz]$	f_s	فرکانس سوئیچینگ
$0 \le D \le 1$	D	با: دهای هدایت سوئیحینگ
$0 \le D' \le 1$	D′	

جدول ۵-۲: مقادیر پارامترهای اینورتر افزاینده

همچنین با قرار دادن خازن $C_{ac} = 2 \ mF$ در خروجی منبع فتوولتائیک، ولتاژ خروجی منبع فتوولتائیک و درواقع ولتاژ ورودی اینورتر افزاینده تقریباً ثابت و برابر ۱۰۰ ولت در نظر گرفته میشود. فرکانس و مقدار پیک ولتاژ شبکه نیز به ترتیب ۵۰ هرتز و ۳۱۱ ولت در نظر گرفته شدهاست. عملکرد کنترلکنندهی پیشنهادی از طریق شبیهسازی در محیط نرمافزار MATLAB/Simulink مورد بررسی قرار گرفته است.

۵–۲– نتایج شبیهسازی

در این بخش نتایج حاصل از شبیه سازی اینورتر افزاینده در سه حالت بار مقاومتی، بار سلفی و حالت متصل به شبکه ارائه خواهد شد. لازم به ذکر است به دلیل آن که در حالت متصل به شبکه، هدف کنترل و تزریق حداکثر توان استخراج شده از منبع فتوولتائیک به شبکه است، بنابراین تنها در این حالت منبع فتوولتائیک به عنوان ورودی اینورتر افزاینده در نظر گرفته خواهد شد. منحنیهای مشخصهی آرایهی فتوولتائیک و نقاط حداکثر توان به ازای تابشهای مختلف در شکل ۵-۱ نشان داده شدهاست.



شکل ۵-۱: منحنیهای مشخصهی آرایهی فتوولتائیک به ازای میزان تابشهای مختلف.

همانطور که در شکل ۵–۱ مشاهده میشود با افزایش مقدار تابش، جریان و توان خروجی ماژول افزایش مییابد. همچنین میزان تأثیرپذیری ولتاژ آرایهی فتولتائیک نسبت به جریان آن به ازای میزان تابشهای مختلف، کمتر است. بهعبارتی با افزایش تابش، تغییرات ولتاژ منبع PV نسبت به تغییرات جریان آن کمتر است. علاوه بر این، تغییر تابش نسبت به تغییر دما تأثیر بیشتری روی توان خروجی حاصل از منبع خورشیدی دارد و در شرایط عملی نیز با احتمال بیشتری رخ میدهد. بر این اساس به منظور بررسی عملکرد کنترل کننده در حالت اینورتر افزایندهی متصل به شبکه، شبیهسازی در شرایط کار عادی منبع فتوولتائیک و تحت دمای محیطی ثابت و ۲۵ ۲۵ انجام میشود.

۵-۲-۱ اینور تر افزاینده با بار مقاومتی



شکل ۵-۲: ولتاژ خروجی سیستم اینورتر افزاینده با بار مقاومتی در حالت حلقه باز و بدون اعمال کنترل کننده. همان طور که در شکل ۵-۲ مشاهده می شود، با توجه به اینکه قطب های سیستم اصلی در حالت حلقه باز در نزدیک محور موهومی قرار دارند، ولتاژ خروجی نوسانات شدیدی داشته و میرایی پاسخ سیستم به شدت ضعیف بوده و سیستم در مرز ناپایداری قرار دارد. نمودار شکل ۵-۳ تأثیر افزودن مقاومت حقیقی(r=1Ω) در کنار سلف های موجود در ساختار مدار را نشان می دهد.



شکل ۵-۳: ولتاژ خروجی سیستم با افزودن مقاومت حقیقی در کنار سلفهای موجود در ساختار مدار. همان گونه که در شکل ۵-۳ ملاحظه می گردد میرایی مبدل و وضعیت نوسانات موجود در ولتاژ خروجی، با اضافه کردن مقاومت در کنار سلفهای موجود در ساختار مدار، تا حدودی بهبود یافته است. اما به علت اهمیت موضوع کاهش تلفات و افزایش راندمان در اینورترها در عمل در استفاده از این مقاومتها با محدودیت روبهرو هستیم. علاوه بر این همان طور که در این شکل دیده می شود، محدودهی دامنهی ولتاژ خروجی در محدودهی مطلوب موردنظر قرار نگرفته است.

نتیجهی شبیهسازی حاصل از اعمال کنترل کنندهی فیدبک حالت طراحی شده به سیستم، مطابق با بلوک دیاگرام شکل۳–۳، در شکل ۵–۴ ارائه شدهاست.



شکل ۵-۴: ولتاژ خروجی سیستم حلقه بسته اینورتر افزاینده با بار مقاومتی با اعمال کنترل کنندهی فیدبک حالت. همان گونه که در شکل ۵-۴ قابل مشاهده است، کنترل کنندهی طراحی شده با پایدارسازی سیستم حلقه بسته، مشابه یک مقاومت مجازی عمل می کند و موجب کاهش اعوجاج هارمونیکی کلی و در واقع حذف قابل توجهی از نوسانات در ولتاژ خروجی می شود. علاوه بر این با اعمال کنترل کنندهی پیشنهادی، میرایی سیستم بهبود یافته و دامنه یولتاژ خروجی، مقدار مطلوب موردنظر را دنبال کرده است.

هم چنین نمودار اعوجاج هارمونیکی کلی(THD) ولتاژ خروجی اینورتر افزاینده با بار مقاومتی، قبل و پس از اعمال کنترل کننده طراحی شده به سیستم، در شکل ۵-۵ ارائه شدهاست.



شکل ۵-۵: میزان THD ولتاژخروجی اینورتر افزاینده با بار مقاومتی الف) قبل از اعمال کنترل کننده؛ ب) پس از اعمال کنترل کننده.

با توجه به نمودار شکل ۵–۵، میزان THD ولتاژ خروجی اینورتر افزاینده با بار مقاومتی قبل و پس از اعمال کنترل کننده پیشنهادی، به ترتیب %60.07 و %1.81 است. همان طور که ملاحظه می گردد با اثر کنترل کننده طراحی شده به سیستم، میزان اعوجاج هارمونیکی کلی ولتاژ خروجی به صورت چشمگیری کاهش یافته و در نتیجه ولتاژ خروجی سیستم از کیفیت شکل موج مناسب و بالایی برخوردار است. ولتاژ دوسر هر یک از خازنهای C_1 و C_2 و درواقع ولتاژ خروجی هر یک از مبدلهای افزایندهی طرفین مدار و همچنین شکل موج بازههای هدایت سوئیچینگ D و D' در طی مدت عملکرد اعمال کنترل کننده پیشنهادی به سیستم، به ترتیب در شکلهای ۵-۶ و ۵-۷ نشان داده شدهاست.



شکل ۵-۶: ولتاژ خروجی هر یک از مبدلهای افزاینده طرفین مدار با اعمال کنترل کننده به اینورتر افزاینده با بار مقاومتی.



شکل ۵-۲: شکل موج بازههای هدایت سوئیچینگ(D(t)و(D(t)) با اعمال کنترل کننده به اینورتر افزاینده با بار مقاومتی.

همان گونه که از نمودارهای شکل موجهای نشان داده شده در شکلهای ۵-۶ و ۵-۷ پیداست، در طی مدت زمان اعمال کنترل کننده ی پیشنهادی به سیستم غیرخطی اینورتر افزاینده، ولتاژهای هر کدام از مبدلهای طرفین مدار اینورتر افزاینده در بازهی عددی موردنظر و بازههای هدایت سوئیچینگ D و D نیز در محدوده ی مطلوب [10] موردنظر خود قرار گرفتهاند.

۵-۲-۲ اینور تر افزاینده با بار سلفی



شکل ۵-۸: ولتاژ خروجی اینورتر افزاینده با بار سلفی در حالت حلقه باز و بدون اعمال کنترل کننده.

همان گونه که از شکل ۵–۸ پیداست ولتاژ خروجی به دلیل ناپایداری سیستم در حالت حلقه باز، نوسانات قابل توجهی داشته و میرایی پاسخ سیستم نیز ضعیف است. شکل ۵–۹ اثر کنترل کنندهی پیشنهادی بر ولتاژ خروجی اینوتر افزاینده با بار سلفی را نشان می دهد.



شکل ۵-۹: ولتاژ خروجی اینورتر افزاینده با بار سلفی با اعمال کنترل کننده ی فیدبک حالت. همان طور که در شکل ۵-۹ مشاهده می گردد ولتاژ خروجی به طور مشابه با شکل ۵-۴ از کیفیت بسیار مناسبی برخوردار است و در حقیقت تمام ویژگی های مطلوب حاصل از اعمال کنترل کننده ی طراحی شده به سیستم از قبیل حذف نوسانات ولتاژ خروجی، بهبود میرایی پاسخ سیستم و نیز کنترل دامنه ی ولتاژ خروجی، حتی با در نظر گرفتن بار سلفی همواره حفظ شده است. این موضوع را می توان به عنوان یکی از برتری های اصلی کنترل کننده ی پیشنهادی در نظر گرفت.

۵-۲-۵ اینور تر افزایندهی متصل به شبکه

تزریق حداکثر توان حاصل از منبع فتوولتائیک از طریق اینورتر افزاینده به شبکه، با استفاده از کنترل کننده ی طراحی شده در فصل چهارم(بخش ۴-۳-۳) هدف اصلی مورد بررسی در این قسمت است. همان طور که در فصل چهارم به آن اشاره گردید، قبل از بررسی عملکرد کنترل کننده ی پیشنهادی به منظور تزریق توان به شبکه، ابتدا به ارائه ینتایج شبیه سازی حاصل از اعمال کنترل کننده ی فیدبک حالت طراحی شده به اینورتر افزاینده ی متصل به شبکه، که با هدف بهبود رفتار این سیستم انجام گرفت، می پردازیم. شکل موج ولتاژ خروجی اینورتر افزاینده ی متصل به شبکه در حالت حلقه باز در شکل ۵–۱۰ نشان داده شده است.



شکل ۵-۱۰: ولتاژ خروجی سیستم اینورتر افزاینده متصل به شبکه در حالت حلقه باز و بدون اعمال کنترل کننده. همانطور که در شکل ۵–۱۰ ملاحظه می گردد با توجه به وضعیت مرزی ناپایدار سیستم اینورتر افزایندهی متصل به شبکه در حالت حلقه باز، ولتاژ خروجی نوسانات شدیدی دارد.

با اعمال کنترلکنندهی طراحی شده با استفاده از روش فیدبک حالت، ولتاژ خروجی بهصورت شکل ۵–۱۱ حاصل می گردد.



شکل ۵-۱۱: ولتاژ خروجی سیستم حلقه بسته اینورتر افزایندهی متصل به شبکه با اعمال کنترلکنندهی فیدبک حالت. همان گونه که از شکل ۵–۱۱ پیداست، با اثر کنترلکنندهی طراحی شده به دنبال پایدارسازی سیستم حلقه بسته، نوسانات ولتاژ خروجی به صورت چشمگیری کاهش یافته و موجب افزایش میرایی پاسخ سیستم گردیده است.

اکنون پس از بهبود رفتار سیستم اینورتر افزاینده یمتصل به شبکه، به بررسی عملکرد کنترل کننده ی پیشنهادی جهت تزریق حداکثر توان به دست آمده از منبع فتوولتائیک به شبکه می پردازیم. همان طور که در بخش ۵–۲ بیان شد، برای منبع فتوولتائیک شرایط کاری عادی در تابش ۱۰۰۰ w/m² و ۲–۱۰۰ در نظر گرفته شده است. ولتاژ و توان آرایه یفتوولتائیک به ترتیب در شکل های ۵–۱۲ و ۵–۱۳ نشان داده شده است.



شكل ۵-۱۳: توان توليدي آرايهي فتوولتائيك.

همان طور که مشخص است الگوریتم MPPT دقت تقریباً مناسبی داشته و توان به دست آمده حداکثر میباشد. شکل ۵–۱۴ جریان خروجی را همراه با ولتاژ شبکه نشان می دهد. برای وضوح بیش تر و مقایسه ی بهتر دامنه ی ولتاژ شبکه ۱۰ برابر کوچک تر شده است.



شکل ۵-۱۴: جریان خروجی و ولتاژ شبکه.

همان گونه که در شکل ۵–۱۴ ملاحظه می گردد جریان خروجی با ولتاژ شبکه همفاز است. بنابراین توان تزریقی به شبکه اکتیو خالص و درواقع دارای ضریب توان واحد است. همچنین نمودار اعوجاج هارمونیکی کلی (THD) جریان خروجی در شکل ۵–۱۵ نشان داده شدهاست.



شکل ۵-۱۵: میزان THD جریان خروجی(i) اینورتر افزایندهی متصل به شبکه. همانطور که در شکل ۵–۱۵ مشاهده میشود جریان خروجی از اعوجاج هارمونیکی کلی بسیار پایین (% THD=4.52) و درواقع کیفیت شکل موج بسیار بالا و مناسبی برخوردار است. شکل ۵–۱۶ میانگین توانهای اکتیو و راکتیو کنترلشدهی تزریقی به شبکه را نشان میدهد. لازم به ذکر است که

که حداکثر توان استحصال شده از منبع فتوولتائیک(1.5KW) به عنوان مقدار مرجع توان اکتیو(حقیقی) در نظر گرفته شده است. بر این اساس مقدار مرجع توان راکتیو صفر(Var) خواهد



الف)

بود.

شکل ۵-۱۶: توان تزریقی به شبکه با اعمال کنترل کنندهی پیشنهادی الف) توان اکتیو(حقیقی)؛ ب) توان راکتیو. همان گونه که در شکل ۵-۱۶ مشاهده می شود کنترل کنندهی پیشنهادی عملکرد مناسبی به منظور کنترل و تزریق مستقیم حداکثر توان استخراج شده از منبع فتوولتائیک از طریق اینورتر

افزاینده به شبکه داشته است. بهعبارتی توانهای اکتیو و راکتیو به خوبی مقادیر مرجع مورد نظر خود را ردیابی کردهاند. شکل موج ولتاژ را ردیابی کردهاند. شکل موج ولتاژ خروجی اینورتر افزایندهی متصل به شبکه و نیز شکل موج ولتاژ خروجی هر یک از مبدلهای افزایندهی طرفین مدار به ازای اعمال کنترلکنندهی پیشنهادی به سیستم در شکل ۵–۱۷ ارائه شدهاست.

الف)





شکل ۵-۱۷: الف) ولتاژ خروجی مدار؛ ب) ولتاژ خروجی هر یک از مبدلهای افزاینده طرفین مدار، با اعمال کنترلکننده به اینورتر افزایندهی متصل به شبکه.

شکل ۵–۱۷ نشان میدهد که با اعمال کنترلکنندهی پیشنهادی ولتاژ خروجی اینورتر افزایندهی متصل به شبکه دارای کیفیت مناسب و در واقع اعوجاج هارمونیک کلی بسیارپایینی(% THD=2.05) است. همچنین ولتاژهای هر کدام از مبدلهای طرفین مدار نیز دارای ۱۸۰ درجه اختلاف فاز با یکدیگر بوده و در محدودهی مطلوب موردنظر نیز قرار گرفتهاند.

شکل موج بازههای هدایت سوئیچینگ D و D در طی مدت اعمال کنترل کنندهی سیستم تزریق توان به شبکه در شکل ۵–۱۸ نشان داده شدهاست.



شکل ۵-۱۸: شکل موج بازههای هدایت سوئیچینگ((D(t)و(D)) با اعمال کنترل کننده به اینورتر افزایندهی متصل به شبکه.

همان گونه که از شکل ۵–۱۸ پیداست در طی مدت اعمال کنترل کنندهی پیشنهادی به سیستم اینورتر افزایندهی متصل به شبکه، بازههای هدایت سوئیچینگ D و D همواره در بازهی مطلوب موردنظر [10] خود قرار دارند.

فصل ۶ نتیجه گیری و پیشنهادها

۶-۱- نتیجهگیری

در این پایاننامه تحلیل و طراحی کنترل اینورتر افزایندهی تکمرحلهای تکفاز برای دو حالت مجزا از شبکه با هدف بهبود رفتار سیستم و نیز کنترل ولتاژ خروجی و حالت متصل به شبکه با هدف تزریق حداکثر توان استخراج شده از منبع فتوولتائیک از طریق اینورتر افزاینده به شبکه ارائه گردید. اینورتر افزایندهی در نظر گرفته شده برخلاف اینورترهای منبع ولتاژ معمول، با کاهش مراحل تبدیل توان موجب افزایش قابلیت اطمینان و بهرهوری کلی از سیستم شدهاست. در مقابل، اینورتر افزاینده و مورد بررسی، به علت داشتن ماهیت غیرخطی و ساختار رزونانسی دارای میرایی بسیار ضعیف و رفتاری به شدت نوسانی است.

بنابراین در ابتدا اینورتر افزاینده بهصورت مجزا از شبکه و با بار مقاومتی خالص در خروجی، در نظر گرفته شد و به منظور افزایش میرایی و در واقع اصلاح رفتار سیستم و درنتیجه تولید موج سینوسی مطلوب و با کیفیت بالا در خروجی سیستم غیرخطی اینورتر افزاینده، کنترل کننده مبتنی بر فیدبک حالت به گونهای طراحی گردید که تأثیر مفید افزودن مقاومت حقیقی در افزایش میرایی پاسخ سیستم را بتوان بهصورت مجازی در نظر گرفت و با استفاده از فیدبک ولتاژ در هریک از مبدلهای طرفین مدار، به کنترل و جبران دامنهی ولتاژ خروجی پرداخت. مدل خطیسازی شده اینورتر افزاینده بهصورت معادلات فضای حالت برای رسیدن به این هدف بدست آمد. از مزیتهای این روش سادگی تحلیل و پیادهسازی آن است. همچنین تولید ولتاژ خروجی با THD بسیار پایین و کیفیت بسیار بالا بدون نیاز به فیلتر خروجی از نکات قابل توجه روش کنترلی موردنظر است. علاوه بر این، نتایج نشان داد که کنترل کنندهی طراحی شده در این قسمت میتواند تمامی ویژگیها و عملکرد مطلوب خود را به منظور تولید ولتاژ خروجی مناسب و با کیفیت بالا، حتی با در نظر گرفتن بار سلفی در خروجی اینورتر افزاینده نیز حفظ نماید که این امر یکی از قابلیتهای ارزشمند روش کنترلی پیشنهادی است. بدین ترتیب قبل از طراحی کنترلکننده تزریق توان اینورتر افزایندهی متصل به شبکه، با به کارگیری روش کنترلی فیدبک حالت، افزایش میرایی و پایدارسازی سیستم حلقه بسته و در واقع

بهبود رفتار سیستم محقق گردید. سپس کنترل کننده ی سیستم تزریق توان در دو بخش کنترلی مجزا از هم به گونه ای طراحی شد که در ابتدا ردیابی نقطه ی حداکثر توان منبع فتوولتائیک با استفاده از روش آشفتن و مشاهده (P&O) به منظور تعیین حداکثر توان مرجع صورت پذیرفت. سپس استراتژی کنترل مستقیم توان به سیستم حلقه بسته جهت تزریق حداکثر توان اینورتر افزاینده ی فتوولتائیک به شبکه اعمال شد. نتایج نشان داد که مقادیر مرجع توانهای اکتیو و راکتیو با دقت مناسبی ردیابی محقول این مرجع صورت پذیرفت. سپس استراتژی کنترل مستقیم توان به سیستم حلقه بسته جهت تزریق حداکثر توان اینورتر افزاینده معتولتائیک به شبکه اعمال شد. نتایج نشان داد که مقادیر مرجع توانهای اکتیو و راکتیو با دقت مناسبی ردیابی شده اند و جریان تزریقی به شبکه نیز از کیفیت مطلوب و مناسبی برخوردار است. بر مناسبی روش کنترل مستقیم توان برای سیستمهای تزریق توان الکترونیک قدرت در کاربردهای فتوولتائیک راه کنترلی مناسبی است.

یکی از مزیتهای اصلی کنترل کننده ی پیشنهادی، برخلاف روشهای مرسوم کنترل جریان در سیستمهای تزریق توان، استفاده ی مستقیم از مقادیر مرجع توانهای اکتیو و راکتیو در روند طراحی کنترل کننده است. در این صورت حتی با وجود تغییرات ولتاژ در شبکه، میتوان بهطور مستقل توان موردنظر را به شبکه تزریق کرد. با توجه به این ویژگی، کنترل کننده ی پیشنهادی دارای مفهوم آسان و ساختار ساده در شرایط عملی است.

۲-۶ پیشنهادها

موارد زیر را می توان برای کارهای آینده در راستای بهبود عملکرد سیستم و کنترل کننده پیشنهاد داد:

در سیستمهای الکترونیک قدرت معمولاً شبکه بهصورت منبع ولتاژ سینوسی با دامنه و فرکانس مشخصی مدل می شود. با درنظر گرفتن شبکه با دامنه یا فرکانس متغیر و بررسی تأثیرات آن در سیستم کنترل، می توان دقت عملکرد کنترل کننده را به خصوص در شرایط عملی افزایش داد. لازم به ذکر است که این کار پیچیدگی های محاسباتی زیادی را به دنبال خواهد داشت.

- طراحی کنترل فیدبک غیرخطی به منظور بهبود و اصلاح رفتار سیستم را میتوان به عنوان یکی دیگر از موارد پیشنهادی در نظر داشت. این روش با بهره گیری مستقیم از معادلات غیرخطی سیستم، با چالشهای مربوط به فرآیند خطی سازی روبه رو نخواهد بود.
- در این پایاننامه فرض شدهاست که تمام متغیرهای حالت سیستم در دسترس بوده و اندازه گیری شدهاند. این درحالیست که اندازه گیری هر یک از متغیرهای سیستم اغلب هزینهای در بردارد. بدین ترتیب طراحی رؤیتگرهای مناسب می تواند با تخمین متغیرهای حالت سیستم، هزینه های مربوط به اندازه گیری را به صورت قابل توجه ای کاهش دهد.
- با توجه به احتمال نامعلوم بودن مقادیر پارامترها و درحقیقت مدل سیستم در واقعیت، ارائه و طراحی کنترل تطبیقی غیرخطی را میتوان به عنوان راهحلی مناسب به منظور افزایش قابلیت اطمینان سیستم کنترل درنظر گرفت.
- بهبود رفتار گذرای سیستم در این پایاننامه با استفاده از کنترل کننده فیدبک داخلی مبتنی بر روش فیدبک حالت انجام شد که مقادیر مطلوب بردار بهرهی فیدبک حالت بهصورت ثابت در نظر گرفته شد و براساس شناخت فنی از سیستم و با سعی و خطا بدست آمد. با در نظر گرفتن این مقادیر بهصورت دینامیکی و نیز طراحی یک روش کنترلی مناسب به منظور تعیین مقادیر مطلوب بردار بهرهی فیدبک حالت، میتوان به یک عملکرد بهینه برای کنترل کننده دست یافت.

- [1] "Exergy Flow Charts Global Climate and Energy Project," Stanford University [Online]. Available: http://gcep.stanford.edu/research/exergycharts/.
- [2] 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," *Renewable Energy*, vol. 53, no. 0, pp. 329-338, May. 2013.
- [3] "Technology Roadmap Solar Photovoltaic Energy," International Energy Agency (IEA), 2014 [Online]. Available: https://www.iea.org/.
- [4] L. Hassaine, E. OLias, J. Quintero, and V. Salas, "Overview of power inverter topologies and control structures for grid connected photovoltaic systems," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 30, no. 0, pp. 796-807, Feb. 2014.
- [5] S. B. Kjaer, J. K. Pedersen, and F. Blaabjerg, "A review of single-phase gridconnected inverters for photovoltaic modules," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 5, pp. 1292-1306, 2005.
- [6] S. Strache, R. Wunderlich, and S. Heinen, "A comprehensive, quantitative comparison of inverter architectures for various PV systems, PV cells, and irradiance profiles," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 5, no. 3, pp. 813-822, 2014.
- [7] I. Patrao, E. Figueres, F. González-Espín, and G. Garcerá, "Transformerless topologies for grid-connected single-phase photovoltaic inverters," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 15, no. 7, pp. 3423-3431, Sep. 2011.
- [8] D. Meneses, F. Blaabjerg, O. Garcia, and J. A. Cobos, "Review and comparison of step-up transformerless topologies for photovoltaic AC-module application," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 6, pp. 2649-2663, 2013.
- [9] Y. Yang, and F. Blaabjerg, "Overview of single-phase grid-connected photovoltaic systems," *Electric Power Components and Systems*, vol. 43, no. 12, pp. 1352-1363, 2015.
- [10] 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," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 24, no. 0, pp. 223-270, Aug. 2013.
- [11] J. Rodriguez, and P. Cortes, Predictive control of power converters and electrical drives: John Wiley & Sons, 2012.
- [12] M. Hojabri, A. Z. Ahmad, A. Toudeshki, and M. Soheilirad, "An overview on current control techniques for grid connected renewable energy systems," *International Proceedings of Computer Science and Information Technology*, vol. 56, pp. 119, 2012.
- [13] 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.
- [14] 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.

- [15] H. Gholizade-Narm, "A Novel Control Strategy for a Single-phase Gridconnected Power Injection System," *International Journal of Engineering-Transactions C: Aspects*, vol. 27, no. 12, pp. 1841-1849, 2014.
- [16] 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.
- [17] I.-S. Kim, "Sliding mode controller for the single-phase grid-connected photovoltaic system," *Applied Energy*, vol. 83, no. 10, pp. 1101-1115, Oct. 2006.
- [18] S. Mariéthoz, 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.
- [19] C. Cecati, A. Dell'Aquila, and M. Liserre, "Analysis and control of a threephase dc/ac step-up converter," *in proc. IEEE ISIE'02 Conf.*, vol. 2, pp. 850-856, July. 2002.
- [20] R. Akhter, and A. Hoque, "Analysis of a PWM Boost Inverter for solar home application," *International conference, Enformatica, ISSN 1305-5315*, vol. 17, pp. 212-216, December. 2006.
- [21] H. Bellia, R. Youcef, and M. Fatima, "A detailed modeling of photovoltaic module using MATLAB," *NRIAG Journal of Astronomy and Geophysics*, vol. 3, no. 1, pp. 53-61, Jun. 2014.
- [22] 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, 2004.
- [23] C. Meza, D. Jeltsema, J. Scherpen, and D. Biel, "Passive p-control of a gridconnected photovoltaic inverter," *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 41, no. 2, pp. 5575-5580, 2008.
- [24] M. G. Villalva, J. R. Gazoli, and E. Ruppert Filho, "Comprehensive approach to modeling and simulation of photovoltaic arrays," *IEEE Transactions on power electronics*, vol. 24, no. 5, pp. 1198-1208, 2009.
- [25] 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.
- [26] T. Esram, and P. L. Chapman, "Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques," *IEEE Transactions on energy conversion*, vol. 22, no. 2, pp. 439-449, 2007.
- [27] A. R. Reisi, M. H. Moradi, and S. Jamasb, "Classification and comparison of maximum power point tracking techniques for photovoltaic system: A review," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 19, no. 0, pp. 433-443, Mar. 2013.
- [28] R. Caceres, and I. Barbi, "A Boost DC-AC converter: operation, analysis, control and experimentation," *ndustrial Electronics, Control, and Instrumentation, 1995., Proceedings of the 1995 IEEE IECON 21st International Conference on*, vol. 1, pp. 546-551, Nov. 1995.
- [29] R. O. Caceres, and I. Barbi, "A boost DC-AC converter: analysis, design, and experimentation," *IEEE transactions on power electronics*, vol. 14, no. 1, pp. 134-141, Jan. 1999.

- [30] 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.
- [31] P. A. Mali, "A review of high gain single stage boosting inverter for photovoltaic applications," *International Journal of Engineering Science*, vol. 13370, 2017.
- [32] A. Singh, A. A. Milani, and B. Mirafzal, "Voltage regulation in single-stage boost inverter for stand-alone applications," *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC) 2014 Twenty-Ninth Annual IEEE*, pp. 3011-3016, 2014.
- [33] T. Dineshkumar, M. Mathankumar, and M. Sundaram, "High efficient single stage single phase boost inverter with minimized harmonic distortion," *Sustainable Green Buildings and Communities (SGBC)*, pp. 1-5, December. 2016.
- [34] Y. Tang, W. Yao, and F. Blaabjerg, "A dual mode operated boost inverter and its control strategy for ripple current reduction in single-phase uninterruptible power supplies," *Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia), 2015 9th International Conference on IEEE*, pp. 2227-2234, June. 2015.
- [35] I.-Y. Chung, W. Liu, D. A. Cartes, E. G. Collins, and S.-I. Moon, "Control methods of inverter-interfaced distributed generators in a microgrid system," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 46, no. 3, pp. 1078-1088, 2010.
- [36] F. Flores-Bahamonde, H. Valderrama-Blavi, J. M. Bosque-Moncusi, G. García, and L. Martínez-Salamero, "Using the sliding-mode control approach for analysis and design of the boost inverter," *IET Power Electronics*, vol. 9, no. 8, pp. 1625-1634, June. 2016.
- [37] C. Albea, F. Gordillo, and C. Canudas-de-Wit, "Adaptive control design for a boost inverter," *Control Engineering Practice*, vol. 19, no. 1, pp. 32-44, Jan. 2011.
- [38] A. Chatterjee, and K. B. Mohanty, "A nested control strategy for single phase power inverter integrating renewable energy systems in a microgrid," *Power Systems Conference (NPSC), 2016 National*, pp. 1-6, December. 2016.
- [39] C. Albea, and F. Gordillo, "Control of the boost DC-AC converter with RL load by energy shaping," *Decision and Control, 2007 46th conference on IEEE*, pp. 2417-2422, 2007.
- [40] Y. Tang, Y. Bai, J. Kan, and F. Xu, "Improved Dual Boost Inverter With Half Cycle Modulation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 10, pp. 7543-7552, 2017.
- [41] M. Bajaj, V. Dwivedi, A. Bansal, P. Sarkar, and R. Kumar, "Design and Controlling of Proposed Efficient Boost-Inverter Implemented using Boost DC-DC Converter," *International Journal of Advanced Research in Electronics and Communication Engineering (IJARECE)*, vol. 2, no. 5, May. 2013.
- [42] A. Anurag, S. Bal, S. Sourav, and M. Nanda, "A review of maximum powerpoint tracking techniques for photovoltaic systems," *International Journal of Sustainable Energy*, vol. 35, no. 5, pp. 478-501, May. 2016.
- [43] M. A. Eltawil, and Z. Zhao, "MPPT techniques for photovoltaic applications," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 25, pp. 793-813, Sep. 2013.

- [44] 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.
- [45] R. Rawat, and S. Chandel, "Review of Maximum-Power-Point Tracking Techniques for Solar-Photovoltaic Systems," *Energy Technology*, vol. 1, no. 8, pp. 438-448, Aug. 2013.
- [46] 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 21th Century, 2008 IEEE*, pp. 1-6, 2008.
- [47] S. Fallahzadeh, N. Abjadi, and A. Kargar, "Direct active and reactive power control of inverter-based DGs using adaptive input-output feedback linearization," *Electrical Power Distribution Networks Conference (EPDC)*, 2016 21st Conference on IEEE, pp. 19-25, 2016.
- [48] W. Zhao, D. D.-C. Lu, and V. G. Agelidis, "Current control of grid-connected boost inverter with zero steady-state error," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 10, pp. 2825-2834, Oct. 2011.
- [49] M. Jang, M. Ciobotaru, and V. G. Agelidis, "A single-phase grid-connected fuel cell system based on a boost-inverter," *IEEE transactions on power electronics*, vol. 28, no. 1, pp. 279-288, Jan. 2013.
- [50] D. B. W. Abeywardana, B. Hredzak, and V. G. Agelidis, "A rule-based controller to mitigate DC-side second-order harmonic current in a single-phase boost inverter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 2, pp. 1665-1679, Feb. 2016.
- [51] D. Cortes, N. Vázquez, and J. Alvarez-Gallegos, "Dynamical sliding-mode control of the boost inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 9, pp. 3467-3476, Sep. 2009.
- [52] S. Annapoorani, and R. Jayaparvathy, "An efficient single stage boost inverter with one cycle control for PV applications," *International Workshop on Integrated Power Packaging (IWIPP)*, pp. 1-5, April. 2017.
- [53] S. Huang, F. Tang, Z. Xin, Q. Xiao, and P. C. Loh, "High performance current control strategy for grid-connected boost DC-AC inverter," *Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL) 2017 IEEE*, pp. 1-8, July. 2017.
- [54] A. Timbus, M. Liserre, R. Teodorescu, P. Rodriguez, and F. Blaabjerg, "Evaluation of current controllers for distributed power generation systems," *IEEE Transactions on power electronics*, vol. 24, no. 3, pp. 654-664, 2009.
- [55] M. Karimi-Ghartemani, "A universal integrated synchronization and control for single-phase DC/AC converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 3, pp. 1544-1557, March. 2015.
Abstract

In this thesis, a controller for maximum power injection of a photovoltaic (PV) microinverter into the grid is presented. The micro-inverter topology is a single-stage boost inverter. Generating an incremental alternating output voltage in a single-stage power conversion, low total harmonic distortion (THD) and increasing the system efficiency are the major advantages of the boost inverter. Nevertheless, the boost inverter has a weak damping, undesirable dynamic behavior and extreme fluctuation response in open-loop mode. Hence, at first, we design an internal feedback controller using the state-feedback method in which in addition to adding virtual resistance to system, it controls and modifies the output voltage amplitude by getting proper feedback from converter voltage and as a result, it improves the stand-alone boost inverter system's behavior for both resistive and inductive loads. Accordingly, for injecting the maximum power of a photovoltaic source to the grid through the boost inverter, after improving the oscillatory behavior and stabilizing the closed-loop grid-connected boost inverter system using the proposed method, we design the controller of power injection system based on direct power control strategy. The micro-inverter maximum power injection control system consists of two successive stages. The first stage by using a maximum power point tracking (MPPT) algorithm, determines the maximum power reference required for the subsequent stage. Simulation results show the effective performance of proposed control strategy for maximum power injection of the considered photovoltaic micro-inverter into the grid.

Keywords: Boost inverter, direct power control, damping of the system, virtual resistance, maximum power point tracking (MPPT), photovoltaic (PV).



Shahrood University of Technology Faculty of Electrical Engineering and Robotic

M.S.c. Thesis in Control Engineering

The direct control of the maximum power injection for gridconnected microinverters in photovoltaic systems

By: Nasrin Noroozi

Supervisor: Dr. Hossein Gholizade-Narm

January 2018