

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



دانشکده مهندسی برق و رباتیک

پایان نامه کارشناسی ارشد مهندسی کنترل

کنترل مستقیم توان اکتیو و راکتیو تزریقی به شبکه با استفاده از اینورتر

پنج سطحی در سیستم‌های فتوولتائیک

نگارنده: معصومه محمودی

استاد راهنما

دکتر حسین قلی‌زاده نرم

بهمن ۱۳۹۶

شماره ۱۵۴۰، ۳۰
تاریخ: ۱۱/۱۱/۹۶

باسمه تعالی



مدیریت تحصیلات تکمیلی

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

با نام و یاد خداوند متعال، ارزیابی جلسه دفاع از پایان نامه کارشناسی ارشد خانم / آگلی معصومه محمودی با شماره دانشجویی ۹۴۳۶۵۰۴ رشته مهندسی برق - کنترل گرایش کنترل تحت عنوان: کنترل مستقیم توان اکتیو و رکتیو تزریقی به شبکه با استفاده از اینورتر پنج سطحی در سیستم های فتو ولتائیک که در تاریخ ۱۳۹۶/۱۱/۱۱ با حضور هیأت محترم داوران در دانشگاه صنعتی شاهرود برگزار گردید به شرح ذیل اعلام می گردد:

| | |
|--------------------------------------------------------------------|--------------------------------|
| قبول (با درجه: ... صیغه حسنیه) <input checked="" type="checkbox"/> | مردود <input type="checkbox"/> |
| نظری <input checked="" type="checkbox"/> | عملی <input type="checkbox"/> |

| عضو هیات داوران | نام و نام خانوادگی | مرتبه علمی | امضاء |
|---------------------------|--------------------|------------|-------|
| ۱- استاد راهنمای اول | صیغه حسنیه (انور) | دستیار | |
| ۲- استاد راهنمای دوم | - | - | - |
| ۳- استاد مشاور | - | - | - |
| ۴- نماینده تحصیلات تکمیلی | ع. البرزاده | استاد | |
| ۵- استاد ممتحن اول | علیه الفی | استاد | |
| ۶- استاد ممتحن دوم | امیر حسینی | استادیار | |

نام و نام خانوادگی رئیس دانشکده:
تاریخ و امضاء و مهر دانشکده:

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

تقدیم

تقدیم به پدر و مادر مهربانم و همسر همیشه همراهم...

سپاس‌گزاری

الحمد لله رب العالمین...

سپاس‌گذاری را که سخوران، دست‌ودن او مانند و شمارندگان، شکر و نعمت‌های او مانند و کوشندگان، حق او را گزاردن توانند. بدون شک جایگاه و منزلت معلم، بالاتر از آن است که در مقام قدردانی از زحمات آن‌ها، با زبان قاصد دست‌ناتوان چیزی بجا نیاوریم؛ اما بر حسب وظیفه بر خود واجب می‌دانم از استاد شایسته و فریخته جناب آقای دکتر حسین قلی‌زاده نرم که در کمال سعه صدر، با حسن خلق و فروتنی، از بیج کلمه در این عرصه بر من دریغ ننمودند و زحمات راهنمایی این رساله را بر عهده گرفتند کمال شکر و قدردانی را بجا آورم. همچنین در انتها با شکر دوباره از پدر و مادر عزیز و مهربانم، از تمامی دوستانم که به نوعی در موفقیت و پیشرفت من نقش داشته‌اند کمال شکر را دارم. باشد که این خردترین بخشی از زحمات آنان را سپاس گوید.

تعهد نامه

اینجانب معصومه محمودی دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته مهندسی برق/کنترل دانشکده مهندسی برق و رباتیک دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه کنترل مستقیم توان اکتیو و راکتیو به شبکه به روش فازی بهینه شده توسط الگوریتم PSO از طریق اینورتر نه سطحی تکفاز تحت راهنمایی دکتر حسین قلی‌زاده نرم متعهد می‌شوم .

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

تاریخ

امضای دانشجو

چکیده:

در این پایان‌نامه یک کنترل‌کننده فازی بهینه شده توسط الگوریتم PSO به منظور کنترل مستقیم توان اکتیو و راکتیو طراحی شده و با استفاده از اینورتر نه‌سطحی با دیودهای محدودکننده، توان اکتیو و راکتیو به شبکه تزریق می‌شود. معمولاً برای کنترل توان تزریقی به شبکه از کنترل جریان استفاده می‌شود ولی در این پایان‌نامه توان اکتیو و راکتیو مستقیماً به عنوان مرجع ردیابی مورد استفاده قرار می‌گیرند. کنترل‌کننده فازی طراحی شده در مقایسه با کنترل‌کننده انتگرالی دارای مزایایی از جمله از بین رفتن خطای حالت ماندگار در توان تزریقی به شبکه و کاهش نوسانات سیستم می‌باشد. استفاده از اینورتر چندسطحی نیز نسبت به اینورترهای دوسطحی باعث بهبود کیفیت توان، کاهش هارمونیک و افزایش بازده می‌شود. علاوه بر این عملکرد کنترل‌کننده پیشنهادی با اینورتر پنج‌سطحی با دیودهای محدودکننده نیز مورد بررسی قرار می‌گیرد. در پایان، نتایج شبیه‌سازی دو روش کنترلی و اینورترها با یکدیگر مقایسه شده و کارآمد بودن سیستم و روش کنترلی پیشنهادی نشان داده می‌شود.

کلمات کلیدی: اینورتر نه‌سطحی با دیودهای محدودکننده، الگوریتم PSO ، کنترل‌کننده

فازی، کنترل مستقیم توان تزریقی

فهرست مطالب

| | |
|---------|----------------------------------------------------------|
| ی | فهرست شکل‌ها..... |
| م | فهرست جدول‌ها..... |
| ۱ | فصل ۱: مقدمه..... |
| ۱-۱ | انرژی خورشیدی..... |
| ۲ | |
| ۲-۱ | مبدل‌های قدرت..... |
| ۳ | |
| ۱-۲-۱ | مفهوم مبدل‌های چندسطحی..... |
| ۴ | |
| ۳-۱ | تقسیم بندی اینورترهای چندسطحی..... |
| ۵ | |
| ۱-۳-۱ | اینورترهای چندسطحی با دیودهای محدودکننده..... |
| ۶ | |
| ۲-۳-۱ | اینورترهای چندسطحی با خازنهای شناور..... |
| ۷ | |
| ۳-۳-۱ | اینورترهای چندسطحی H-پل طبقاتی..... |
| ۸ | |
| ۴-۱ | تکنیک‌های مدولاسیون بر روی اینورترهای چندسطحی..... |
| ۹ | |
| ۱-۴-۱ | PWM چندسطحی با حامل..... |
| ۱۰ | |
| ۱-۴-۱-۱ | مدولاسیون چندحاملی شیفت سطح (LS_PWM)..... |
| ۱۰ | |
| ۲-۴-۱-۱ | مدولاسیون چند حاملی شیفت فاز..... |
| ۱۲ | |
| ۱-۴-۱ | مدولاسیون بردار فضایی (SVM)..... |
| ۱۵ | |
| ۲-۴-۱ | مدولاسیون پهنای پالس حذف هارمونیک انتخابی (SHE_PWM)..... |
| ۱ | |
| ۵-۱ | بیان مسئله..... |
| ۱۸ | |
| ۶-۱ | ساختار پایان‌نامه..... |
| ۱۸ | |
| ۲۱ | فصل ۲: معرفی سیستم..... |
| ۲۱ | |
| ۱-۲ | مقدمه..... |
| ۲۲ | |
| ۲-۲ | اینورتر نه‌سطحی با دیودهای محدودکننده..... |
| ۲۲ | |
| ۱-۲-۲ | مدولاسیون ترتیب هم فاز..... |
| ۲۵ | |

| | |
|----------------|----------------------------------------------------------------------------------------|
| ۲۵..... | ۳-۲ فیلتر..... |
| ۲۶..... | ۴-۲ شبکه..... |
| ۲۷..... | فصل ۳: طراحی کنترل کننده..... |
| ۲۸..... | ۱-۳ مقدمه..... |
| ۲۸..... | ۱-۱-۳ مروری بر کنترلکننده‌های اینورترهای متصل به شبکه..... |
| ۳۰..... | ۲-۳ کنترل مستقیم توان اکتیو و راکتیو با استفاده از کنترل کننده انتگرالی..... |
| ۳۵..... | ۳-۳ کنترل مستقیم توان اکتیو و راکتیو با استفاده از کنترل کننده فازی..... |
| ۳۶..... | ۱-۳-۳ فازی ساز..... |
| ۳۷..... | ۲-۳-۳ موتور استنتاج..... |
| ۳۹..... | ۳-۳-۳ غیرفازی ساز..... |
| ۳۹..... | ۴-۳ بهینه سازی کنترل کننده فازی توسط الگوریتم PSO..... |
| ۴۵..... | فصل ۴: نتایج شبیه سازی..... |
| ۴۶..... | ۱-۴ مقدمه..... |
| ۴۷..... | ۱-۱-۴ نتایج شبیه سازی با استفاده از کنترل کننده انتگرالی و اینورتر تمام پل..... |
| ۵۱..... | ۲-۱-۴ نتایج شبیه سازی با استفاده از اینورتر پنج سطحی و کنترل کننده فازی غیر بهینه..... |
| ۵۵..... | ۳-۱-۴ نتایج شبیه سازی با استفاده از اینورتر نه سطحی و کنترل کننده فازی غیر بهینه..... |
| ۶۰..... | ۴-۱-۴ نتایج بهینه سازی با استفاده از الگوریتم PSO..... |
| ۶۰..... | ۵-۱-۴ نتایج شبیه سازی با استفاده از اینورتر نه سطحی و کنترل کننده فازی بهینه شده..... |
| ۶۷..... | فصل ۵: نتیجه گیری و پیشنهادها..... |
| ۶۸..... | ۱-۵ نتیجه گیری..... |
| ۶۹..... | ۲-۵ پیشنهادها..... |
| ۷۰..... | مراجع..... |

فهرست شکل‌ها

- شکل ۱-۱: شکل موج ولتاژ خروجی مبدل: (الف) دوسطحی (ب) سه‌سطحی (ج) نه‌سطحی ۴
- شکل ۱-۲: حالت های کلیدزنی اینورتر سه‌سطحی با دیودهای محدودکننده و سطوح ولتاژ خروجی مربوط به آن ۶
- شکل ۱-۳: حالت های کلیدزنی اینورتر FC سه‌سطحی و سطوح ولتاژ خروجی مربوط به آن ۷
- شکل ۱-۴: حالت های کلیدزنی اینورتر CHB سه‌سطحی و سطوح ولتاژ خروجی مربوط به آن ۸
- شکل ۱-۵: طبقه بندی مدولاسیون اینورترهای چندسطحی ۹
- شکل ۱-۶: ترتیبات حامل LS_PWM: (الف) PD (ب) POD (ج) APOD ۱۱
- شکل ۱-۷: مدولاسیون انتقال سطح برای اینورتر سه‌سطحی با دیودهای محدودکننده: (الف) تولید شکل موج خروجی و (ب) دیاگرام کنترل ۱۲
- شکل ۱-۸: مدولاسیون شیفت فاز برای CHB هفت سطحی (سه سلولی): (الف) تولید شکل موج خروجی (ب) دیاگرام کنترل مربوط به آن ۱۴
- شکل ۱-۹: بردارهای فضایی ولتاژ برای یک اینورتر سه‌سطحی سه فاز ۱۵
- شکل ۱-۱۰: روش مدولاسیون حذف هارمونیک انتخابی در اینورتر سه‌سطحی ۱۷
- شکل ۱-۲: اینورتر چندسطحی متصل به شبکه با فیلتر L ۲۲
- شکل ۲-۲: اینورتر نه‌سطحی با دیودهای محدودکننده ۲۳
- جدول ۱-۲: سطوح ولتاژ اینورتر نه‌سطحی و حالت های سوئیچینگ ۲۴
- شکل ۲-۳: قانون PD_PWM برای اینورتر نه‌سطحی با دیودهای محدودکننده ۲۵
- شکل ۲-۴: مدل شبکه ۲۶
- شکل ۱-۳: اینورتر متصل به شبکه با فیلتر L [۳۴] ۳۱
- شکل ۲-۳: بلوک دیاگرام روش کنترل مستقیم توان برای سیستم های متصل به شبکه [۳۴] ۳۲
- شکل ۳-۳: بلوک دیاگرام کنترلی سیستم حلقه بسته متصل به شبکه [۳۴] ۳۳
- شکل ۴-۳: مکان هندسی سیستم کنترلی حلقه بسته متصل به شبکه [۳۴] ۳۴
- شکل ۵-۳: سیستم استنتاج فازی ۳۵
- شکل ۶-۳: توابع عضویت ورودی های دو کنترل کننده فازی ۳۶

| | |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| شکل ۳-۷: توابع عضویت خروجی های دو کنترل کننده فازی | ۳۷ |
| جدول ۳-۱: مقادیر بهره های ورودی و خروجی | ۳۷ |
| جدول ۳-۲: اساس قانون فازی | ۳۸ |
| شکل ۳-۸: ساختار الگوریتم PSO | ۴۲ |
| جدول ۳-۳: پارامترهای الگوریتم PSO | ۴۳ |
| شکل ۴-۱: توان اکتیو تزریقی به شبکه با استفاده از کنترل کننده انتگرالی و اینورتر تمام پیل | ۴۷ |
| شکل ۴-۲: توان راکتیو تزریقی به شبکه با استفاده از کنترل کننده انتگرالی و اینورتر تمام پیل | ۴۸ |
| شکل ۴-۳: خطای ردیابی مرجع توان اکتیو تزریقی به شبکه با استفاده از کنترل کننده انتگرالی و اینورتر تمام پیل | ۴۸ |
| شکل ۴-۴: خطای ردیابی مرجع توان راکتیو تزریقی به شبکه با استفاده از کنترل کننده انتگرالی و اینورتر تمام پیل .. | ۴۹ |
| شکل ۴-۵: ولتاژ خروجی اینورتر تمام پیل | ۴۹ |
| شکل ۴-۶: جریان شبکه در اینورتر تمام پیل | ۵۰ |
| شکل ۴-۷: THD جریان شبکه برای اینورتر تمام پیل | ۵۰ |
| شکل ۴-۸: توان اکتیو تزریقی به شبکه با استفاده از کنترل کننده فازی غیر بهینه و اینورتر پنج سطحی با دیودهای محدودکننده | ۵۱ |
| شکل ۴-۹: توان راکتیو تزریقی به شبکه با استفاده از کنترل کننده فازی غیر بهینه و اینورتر پنج سطحی با دیودهای محدودکننده | ۵۲ |
| شکل ۴-۱۰: خطای ردیابی مرجع توان اکتیو تزریقی به شبکه با استفاده از کنترل کننده فازی غیر بهینه و اینورتر پنج سطحی با دیودهای محدودکننده | ۵۲ |
| شکل ۴-۱۱: خطای ردیابی مرجع توان راکتیو تزریقی به شبکه با استفاده از کنترل کننده فازی غیر بهینه و اینورتر پنج سطحی با دیودهای محدودکننده | ۵۳ |
| شکل ۴-۱۲: ولتاژ خروجی اینورتر پنج سطحی با دیودهای محدودکننده | ۵۴ |
| شکل ۴-۱۳: جریان شبکه در اینورتر پنج سطحی با دیودهای محدودکننده | ۵۴ |
| شکل ۴-۱۴: THD جریان شبکه برای اینورتر پنج سطحی | ۵۵ |
| شکل ۴-۱۵: توان اکتیو تزریقی به شبکه با استفاده از کنترل کننده فازی غیر بهینه و اینورتر نه سطحی با دیودهای محدودکننده | ۵۶ |

- شکل ۴-۱۶: توان راکتیو تزریقی به شبکه با استفاده از کنترل کننده فازی غیر بهینه و اینورتر نه سطحی با دیودهای محدودکننده ۵۶
- شکل ۴-۱۷: خطای ردیابی مرجع توان اکتیو تزریقی به شبکه با استفاده از کنترل کننده فازی غیر بهینه و اینورتر نه سطحی با دیودهای محدودکننده ۵۷
- شکل ۴-۱۸: خطای ردیابی مرجع توان راکتیو تزریقی به شبکه با استفاده از کنترل کننده فازی غیر بهینه و اینورتر نه سطحی با دیودهای محدودکننده ۵۷
- شکل ۴-۱۹: ولتاژ خروجی اینورتر نه سطحی با دیودهای محدودکننده ۵۸
- شکل ۴-۲۰: جریان شبکه اینورتر نه سطحی با دیودهای محدودکننده ۵۹
- شکل ۴-۲۱: THD جریان شبکه برای اینورتر نه سطحی ۵۹
- شکل ۴-۲۲: توابع عضویت ورودی ها و خروجی ها و سطح قوانین بهینه شده در کنترل کننده فازی اول (الف) تابع عضویت ورودی خطا (e1) (ب) تابع عضویت ورودی تغییرات خطا (de1) (ج) تابع عضویت خروجی (kp) (د) سطح قوانین ... ۶۰
- شکل ۴-۲۳: توابع عضویت ورودی ها و خروجی ها و سطح قوانین بهینه شده در کنترل کننده فازی دوم (الف) تابع عضویت ورودی خطا (e2) (ب) تابع عضویت ورودی تغییرات خطا (de2) (ج) تابع عضویت خروجی (kq) (د) سطح قوانین ... ۶۰
- شکل ۴-۲۴: توان اکتیو تزریقی به شبکه با استفاده از کنترل کننده فازی بهینه شده و اینورتر نه سطحی با دیودهای محدودکننده ۶۱
- شکل ۴-۲۵: توان راکتیو تزریقی به شبکه با استفاده از کنترل کننده فازی بهینه شده و اینورتر نه سطحی با دیودهای محدودکننده ۶۲
- شکل ۴-۲۶: خطای ردیابی مرجع توان اکتیو تزریقی به شبکه با استفاده از کنترل کننده فازی بهینه شده و اینورتر نه سطحی با دیودهای محدودکننده ۶۲
- شکل ۴-۲۷: خطای ردیابی مرجع توان راکتیو تزریقی به شبکه با استفاده از کنترل کننده فازی بهینه شده و اینورتر نه سطحی با دیودهای محدودکننده ۶۳
- شکل ۴-۲۱: ولتاژ خروجی اینورتر نه سطحی با دیودهای محدودکننده ۶۴
- شکل ۴-۲۲: جریان شبکه اینورتر نه سطحی با دیودهای محدودکننده ۶۵
- شکل ۴-۲۳: THD جریان شبکه برای اینورتر نه سطحی ۶۵

فهرست جدول ها

- جدول ۱-۲: سطوح ولتاژ اینورتر نه سطحی و حالت های سوئیچینگ ۲۴
- جدول ۱-۳: مقادیر بهره های ورودی و خروجی ۳۷
- جدول ۲-۳: اساس قانون فازی ۳۸
- جدول ۳-۳: پارامترهای الگوریتم PSO ۴۲
- جدول ۱-۴: مقادیر پارامترهای سیستم ۴۶

فصل ۱: مقدمه

۱-۱ انرژی خورشیدی

بر اساس تخمین مرکز بین المللی انرژی، تولید انرژی جهان در طی سال‌های ۲۰۰۶ تا ۲۰۳۰ از ۱۸ میلیارد کیلو وات ساعت به ۳۱,۸ میلیارد کیلو وات ساعت افزایش می‌یابد [۱]. این افزایش ۷۷ درصدی بیانگر رشد مصرف انرژی و نیاز روزافزون بشر به منابع انرژی بیشتر می‌باشد. سوخت‌های فسیلی مانند نفت، گاز و زغال سنگ در دسته منابع تجدیدناپذیر قرار داشته و در صورت تداوم روند استفاده از این منابع تا ۵۰ سال آینده بسیاری از ذخایر این منابع به اتمام خواهد رسید [۱, ۲]. از طرف دیگر اثرات گازهای گلخانه‌ای، گرمایش زمین و آلودگی‌های زیست محیطی ناشی از سوزاندن سوخت‌های فسیلی برای استحصال انرژی، خود باعث ایجاد مشکلات فراوان خصوصاً در شهرهای صنعتی و پر جمعیت شده است. از این رو تحقیق بر روی منابع انرژی جایگزین و پاک که علاوه بر تجدیدپذیر بودن از نظر اقتصادی نیز به صرفه باشد افزایش یافته است. امروزه انرژی‌های تجدیدپذیر از جمله خورشیدی، بادی، زیست توده، پیل سوختی، زمین گرمایی و غیره به عنوان منابع انرژی پاک مورد توجه قرار گرفته‌اند.

انرژی خورشیدی به علت مزایایی چون فراوانی و عدم ایجاد آلودگی در هنگام تولید با استفاده از سلول‌های فتوولتائیک یکی از مهم‌ترین منابع انرژی پاک به شمار می‌آید. به صورت کلی سیستم‌های فتوولتائیک که نور خورشید را مستقیماً به الکتریسیته تبدیل می‌کنند در دو نوع متصل به شبکه و جدا از شبکه مورد استفاده قرار می‌گیرند [۳]. سیستم مستقل فتوولتائیک زمانی به کار گرفته می‌شود که بار تحت تغذیه در مناطق دوردست و خارج از محدوده شبکه‌های قدرت معمول قرار گرفته است. در این حالت لازم است باتری‌هایی با ظرفیت متناسب با بار وجود داشته باشد تا در صورت نبود نور خورشید بار از طریق این باتری‌ها تغذیه شود. طبیعتاً استفاده از منابع ذخیره‌کننده انرژی می‌تواند بر افزایش هزینه‌های اولیه ساخت نیروگاه‌های فتوولتائیک تاثیرگذار باشد. اما در سیستم‌های فتوولتائیک متصل به شبکه می‌توان از منابع شبکه اصلی قدرت برای پشتیبانی از سیستم‌های فتوولتائیک به منظور کاهش هزینه استفاده نمود. بنابراین از نظر اقتصادی سیستم‌های متصل به شبکه اهمیت بیش‌تری دارند.

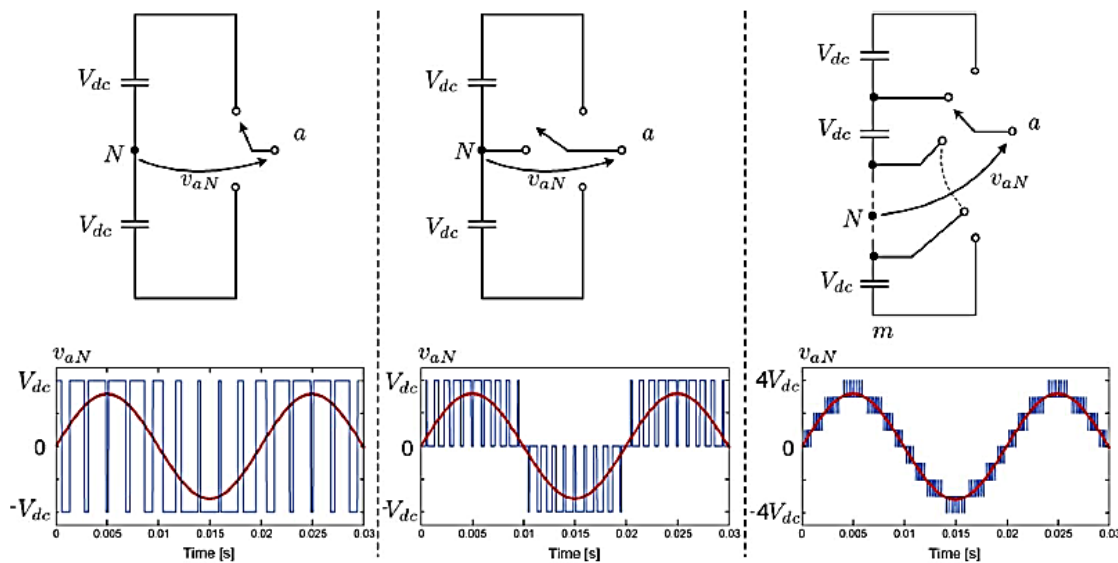
۲-۱ مبدل‌های قدرت

مبدل‌های قدرت یک تکنولوژی توانمند برای فرآیندهای صنعتی مبتنی بر سیستم‌های راه-اندازی برق می‌باشند که برای بسیاری از کاربردها مانند: حمل و نقل، استخراج معدن، پتروشیمی و تبدیل قدرت مفید هستند. بسیاری از این فرآیندها تقاضای قدرت خود را برای رسیدن به میزان تولید بالاتر، کاهش هزینه و بازده بالا به طور مداوم افزایش می‌دهند. جامعه پژوهش و صنعت الکترونیک قدرت به این تقاضا به دو روش متفاوت واکنش نشان داده است: ۱- توسعه فناوری نیمه هادی‌ها برای رسیدن به جریان و ولتاژهای نامی بالاتر با حفظ ساختار مبدل‌های سنتی (در حال حاضر ۸ کیلوولت و ۶ کیلوآمپر) [۴-۶] ۲- توسعه ساختارهای مبدل جدید با فناوری نیمه‌هادی سنتی که به عنوان مبدل-های چندسطحی شناخته می‌شوند [۷-۱۲]. روش اول از مزیت ساختارهای مدار و روش‌های کنترل شناخته شده برخوردار است. با این حال نیمه‌هادی‌های جدیدتر گران‌تر می‌شوند. با افزایش بیش‌تر قدرت، سایر نیازهای کیفیت انرژی باید برآورده شود و به فیلترهای قدرت نیاز دارد. روش دوم از نیمه‌هادی‌های شناخته شده و ارزان‌تر استفاده می‌کند اما ساختار مدار پیچیده می‌شود و با چالش‌هایی در اجرا و کنترل همراه است. با این وجود، این چالش‌ها به سرعت به فرصت‌های جدید تبدیل شد، از آنجا که ساختار مدار پیچیده‌تر، درجه آزادی کنترل بیش‌تری را در اختیار قرار می‌دهد که می‌تواند برای بهبود تبدیل انرژی در چند جنبه، به ویژه در رابطه با کیفیت برق و بازده استفاده شود. این واقعیت در طول دو دهه گذشته با تکامل مداوم، موجب توسعه مبدل چندسطحی شده است. مبدل‌های چندسطحی در حال حاضر به عنوان یکی از راه‌حل‌های صنعتی برای عملکرد دینامیکی بالا و با کیفیت مورد استفاده قرار می‌گیرند و محدوده قدرت ۱ تا ۳۰ مگا وات را پوشش می‌دهند [۷-۱۲].

۱-۲-۱ مفهوم مبدل‌های چندسطحی

مبدل‌های چندسطحی، سیستم‌های تبدیل قدرت هستند که از نیمه‌هادی‌های قدرت و منابع ولتاژ خازنی تشکیل شده‌اند. زمانی که به درستی متصل و کنترل شوند می‌توانند یک شکل موج چندپله‌ای با فرکانس، فاز و دامنه متغیر و قابل کنترل تولید کنند. شکل موج پله‌ای، با اتصال مناسب بار به منابع ولتاژ خازنی مختلف به صورت سطوح مختلف ولتاژ تشکیل می‌شود. این اتصال با کلیدزنی مناسب نیمه‌هادی‌های قدرت انجام می‌شود.

تعداد سطوح ولتاژ خروجی یک مبدل می‌تواند به عنوان تعداد پله‌ها یا مقادیر ولتاژ ثابت تولید شده توسط مبدل، بین ترمینال خروجی و گره مرجع داخلی دلخواه در مبدل تعریف شود. این گره در لینک DC قرار دارد و با N نشان می‌دهند و نقطه خنثی نامیده می‌شود. برای اینکه یک مبدل چندسطحی نامیده شود باید حداقل سه سطح ولتاژ مختلف تولید کند. این موضوع، مبدل منبع ولتاژ دو سطحی کلاسیک را از خانواده چندسطحی متمایز می‌کند. بعضی از نمونه‌های این مفهوم و شکل موج‌های مربوط به آن‌ها برای تعداد سطوح مختلف در شکل ۱-۱ آمده است. قابل ذکر است که سطوح ولتاژ مختلف در فاصله مساوی با یکدیگر در مضاربی از V_{dc} هستند.



مبدل‌های دوسطحی می‌توانند یک شکل موج ولتاژ با دامنه و فرکانس متغیر تولید کنند که با

تنظیم میانگین زمانی دو سطح ولتاژ آن‌ها انجام می‌شود. این، معمولاً با مدولاسیون پهنای پالس انجام

می‌شود [۱۳]. از سوی دیگر مبدل‌های چندسطحی یک درجه آزادی جدید اضافه می‌کنند که اجازه می‌دهد از سطوح ولتاژ به عنوان یک عنصر کنترل اضافی استفاده شود و جایگزین‌های بیش‌تری برای تولید شکل موج خروجی می‌دهد. مزایای دیگر اینورترهای چندسطحی به صورت زیر بیان شده است [۱۰, ۱۴]:

- کیفیت شکل موج پله‌ای: ولتاژ خروجی با اعوجاج پایین و تنش پایین‌تر تولید می‌شود.
- می‌تواند جریان ورودی با اعوجاج پایین تولید کند.
- می‌تواند در فرکانس سوئیچینگ پایین‌تر عمل کند که تلفات سوئیچینگ پایین‌تر با بازده بالا ایجاد می‌شود.

راه‌های زیادی برای ترکیب نیمه‌هادی‌های قدرت و منابع DC خازنی برای تولید ولتاژهای خروجی چند سطحی وجود دارد. با این حال تنها بعضی از آن‌ها از نقطه نظر عملی مهم هستند که در ادامه مورد بررسی قرار خواهند گرفت.

۳-۱ تقسیم‌بندی اینورترهای چندسطحی

در سال‌های گذشته، ساختارهای مختلف زیادی برای مبدل‌های چندسطحی گزارش شده است [۷-۱۲]. شناخته‌ترین و پایدارترین ساختارها، اینورترهای چندسطحی با دیودهای محدودکننده^۱، اینورترهای چندسطحی با خازن‌های شناور^۲ (FC) و اینورترهای طبقاتی ماجولار یا H-پل طبقاتی^۳ (CHB) است. که هر کدام به ترتیب برای اولین بار در [۱۵-۱۷] معرفی شده است. اینورترهای چندسطحی FC و CHB به خاطر ساختار ماجولار آن‌ها که از چندین مبدل‌های قدرت کوچک‌تر به نام

^۱ Diode Clamped Multilevel Inverter

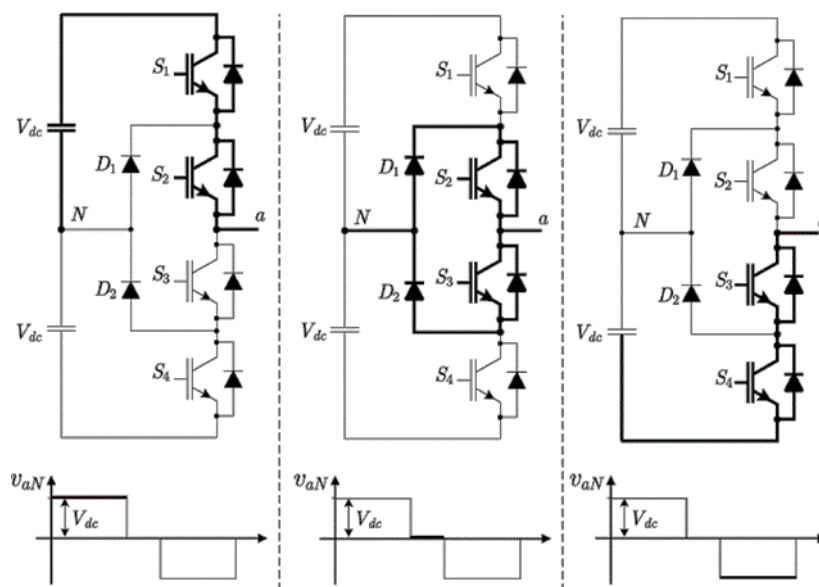
^۲ Flying Capacitor Multilevel Inverter

^۳ Cascade H-Bridge Multilevel Inverter

سلول‌های قدرت تشکیل شده‌اند، چند سلولی نامیده می‌شوند. در ادامه توضیحاتی در مورد هر کدام از این ساختارها داده خواهد شد.

۱-۳-۱ اینورترهای چندسطحی با دیودهای محدودکننده

اینورترهای چند سطحی با دیودهای محدودکننده که از اینورتر سه سطحی شروع می‌شود، برای اولین بار توسط Naba و همکارانش معرفی شد [۱۵]. سه حالت کلیدزنی مختلف برای یک اینورتر سه سطحی با دیودهای محدودکننده و سطوح ولتاژ خروجی مربوط به آن‌ها در شکل ۲-۱ آمده است.



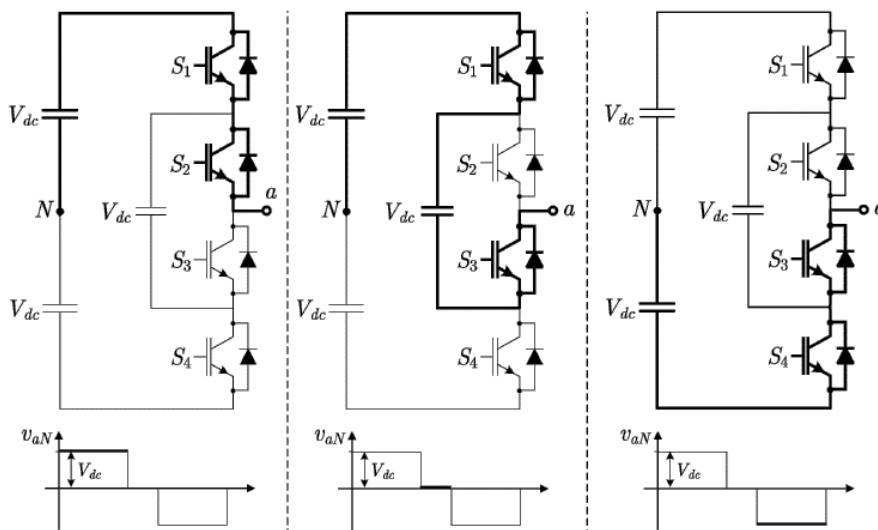
شکل ۲-۱: حالت‌های کلیدزنی اینورتر سه سطحی با دیودهای محدودکننده و سطوح ولتاژ خروجی مربوط به آن

در شکل بالا مسیرهای پر رنگ، نحوه اتصال و برقراری ارتباط بین گره خروجی a و گره‌های مثبت، خنثی و منفی مدار جانبی DC را نشان می‌دهد. اینورتر چندسطحی با دیودهای محدودکننده با افزایش کلیدهای قدرت و دیودهای محدودکننده می‌تواند به تولید نرخ توان بالاتر و سطوح ولتاژ خروجی بیشتر توسعه یابد. معمولاً یک اینورتر m سطحی با دیودهای محدودکننده از $2(m-2)$ دیود و $2(m-1)$ سوئیچ و $(m-1)$ خازن در لینک DC تشکیل شده است که ولتاژ عبوری از هر خازن $\frac{V_{dc}}{m-1}$ می‌باشد و m سطح ولتاژ تولید می‌کند.

در مقایسه با ساختارهای مشهور دیگر اینورترهای چندسطحی [۱۸-۲۰]، اینورترهای چند سطحی با دیودهای محدودکننده به دلیل بازده بالا، جریان نشتی کوچک و ساختار ساده به طور گسترده استفاده می‌شوند [۲۱، ۲۲]. مزیت اصلی اینورترهای چندسطحی با دیودهای محدودکننده این است که تنها به یک منبع DC برای تولید سطح ولتاژ خروجی نیاز دارد. علاوه بر این، سادگی، قابلیت اطمینان بالا از دیگر مزایای این نوع اینورترها به شمار می‌آید [۱۰، ۲۳]. مسئله تعادل ولتاژ خازن‌های باس DC و استفاده از دیودهای محدودکننده بیش‌تر، پیچیدگی و بزرگی سیستم را افزایش می‌دهد که اشکال اصلی این نوع اینورترها است.

۱-۳-۲ اینورترهای چندسطحی با خازن‌های شناور

در سال ۱۹۹۲ مینارد و همکارانش یک اینورتر با خازن‌های شناور پیشنهاد دادند. ساختار این نوع اینورتر شبیه ساختار اینورتر چندسطحی با دیودهای محدودکننده است با این تفاوت که خازن‌های شناور به جای دیودهای محدودکننده قرار می‌گیرند [۲۴]. یک اینورتر m سطحی با خازن‌های شناور دارای $2(m-1)$ سوئیچ و $(m-1)$ خازن در لینک DC است و تعداد خازن‌های متعادل کننده ولتاژ $(m-1)(m-2)/2$ می‌باشد. در شکل ۱-۳ نحوه کلیدزنی یک اینورتر سه سطحی خازن شناور و سطوح ولتاژ خروجی مربوط به آن را نشان می‌دهد.

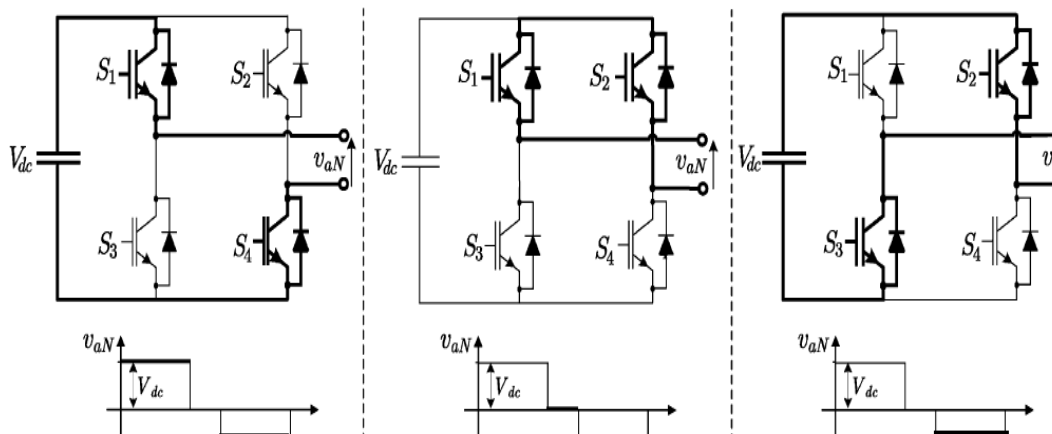


شکل ۱-۳: حالت‌های کلیدزنی اینورتر FC سه سطحی و سطوح ولتاژ خروجی مربوط به آن

این ساختار یک ساختار نردبانی از خازن‌های سمت DC دارد که ولتاژ روی هر خازن با خازن بعدی متفاوت است. افزایش ولتاژ بین دو پای مجاور خازن، در شکل موج خروجی سایز پله‌های ولتاژ را می‌دهد. مزیت اینورتر با خازن شناور این است که برای تولید سطوح ولتاژ داخلی، حالات سوئیچینگ اضافی دارد به عبارت دیگر دو تا یا بیشتر از دو تا از ترکیبات سوئیچ‌ها می‌تواند یک ولتاژ خروجی را ایجاد کند. حالات سوئیچینگ اضافی باعث متعادل کردن ولتاژها در میان سطوح مختلف می‌شود. اِشکال اصلی این توپولوژی این است که وقتی تعداد سطوح مبدل افزایش می‌یابد به همان نسبت تعداد خازن‌ها افزایش می‌یابد که باعث افزایش هزینه، ایجاد مشکلات مداربندی و نیاز به خازن‌های بزرگ‌تر در سیستم می‌شود. همچنین در سطوح بالاتر، کنترل اینورتر خیلی پیچیده خواهد بود و فرکانس و تلفات کلیدزنی نیز برای انتقال توان حقیقی بالا می‌باشد [۲۳, ۱۰].

۳-۳-۱ اینورترهای چندسطحی H-پل طبقاتی

اینورتر چندسطحی H-پل طبقاتی از اتصال سری اینورتر پل H تکفاز و منابع DC جدا تشکیل می‌شود. هر پل H شامل چهار کلید و یک منبع جدا می‌باشد [۲۵]. شکل ۴-۱ نحوه کلیدزنی و تولید سطوح ولتاژ ساختار اینورتر سه سطحی CHB را نشان می‌دهد.



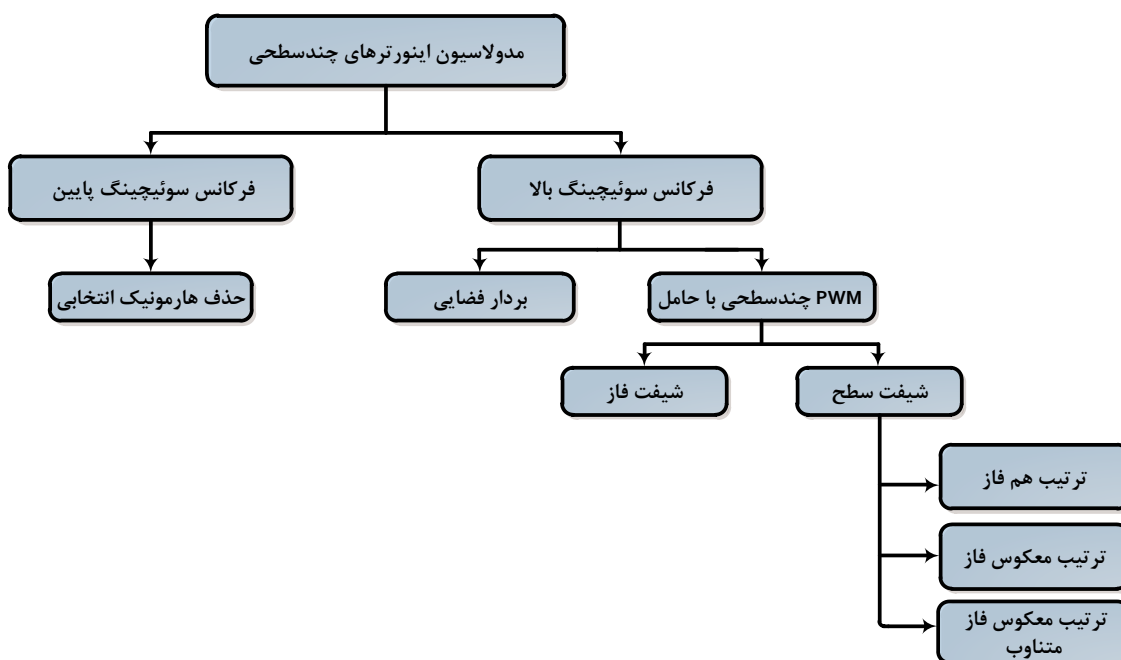
شکل ۴-۱: حالت‌های کلیدزنی اینورتر سه‌سطحی و سطوح ولتاژ خروجی مربوط به آن

به طور کلی یک اینورتر m سطحی CHB دارای $4(m-1)$ سوئیچ و $(m-1)/2$ خازن در لینک DC می‌باشد. این توپولوژی در مقایسه با دو توپولوژی قبل نیاز به بخش‌های کم‌تری دارد زیرا

دیویدهای محدودکننده اضافی و یا خازن‌های بالانس نشده وجود ندارد. در این نوع از اینورترها، ترمینال-های خروجی هر پل H به صورت سری متصل شده‌اند به همین دلیل، ولتاژ خروجی اینورتر چندسطحی CHB، با مجموع ولتاژ خروجی هر پل H برابر است، بنابراین منابع DC باید از یکدیگر ایزوله شوند [۲۶]. عیب این توپولوژی این است که احتیاج به منابع DC مجزا برای تبدیل توان حقیقی دارد.

۴-۱ تکنیک‌های مدولاسیون بر روی اینورترهای چندسطحی

با پیشرفت توپولوژی‌های اینورتر چندسطحی، روش‌های مدولاسیون معمول برای اینورترهای چندسطحی نیز توسعه پیدا کرد. اگرچه افزایش قطعات الکترونیک قدرت باعث پیچیدگی فرآیند کنترل می‌شود اما، با افزایش حالت‌های کلیدزنی، درجه آزادی بیش‌تری توسط این توپولوژی‌ها فراهم می‌شود. تعداد زیادی از الگوریتم‌های مدولاسیون مختلف، با توجه به کاربرد و توپولوژی مبدل توسعه یافته است که هر یک دارای مزایا و معایبی است. مدولاسیون اینورترهای چندسطحی را می‌توان بر اساس فرکانس سوئیچینگ طبقه‌بندی کرد که در شکل ۵-۱ آورده شده است.



شکل ۵-۱: طبقه‌بندی مدولاسیون اینورترهای چندسطحی

رایج‌ترین و پرکاربردترین روش‌های مدولاسیون برای اینورترهای چندسطحی عبارتند از: PWM چندسطحی با حامل، مدولاسیون بردار فضایی چندسطحی (SVM) و مدولاسیون پهنای پالس حذف هارمونیک انتخابی (SHE_PWM) [۲۷]. که همگی توسعه روش‌های مدولاسیون دوسطحی سنتی به سطوح متعدد است. روش‌های دیگر مدولاسیون چندسطحی کم‌تر استفاده شده است، بنابراین در این فصل فقط این سه روش مدولاسیون مورد بررسی قرار گرفته است.

۱-۴-۱ PWM چندسطحی با حامل

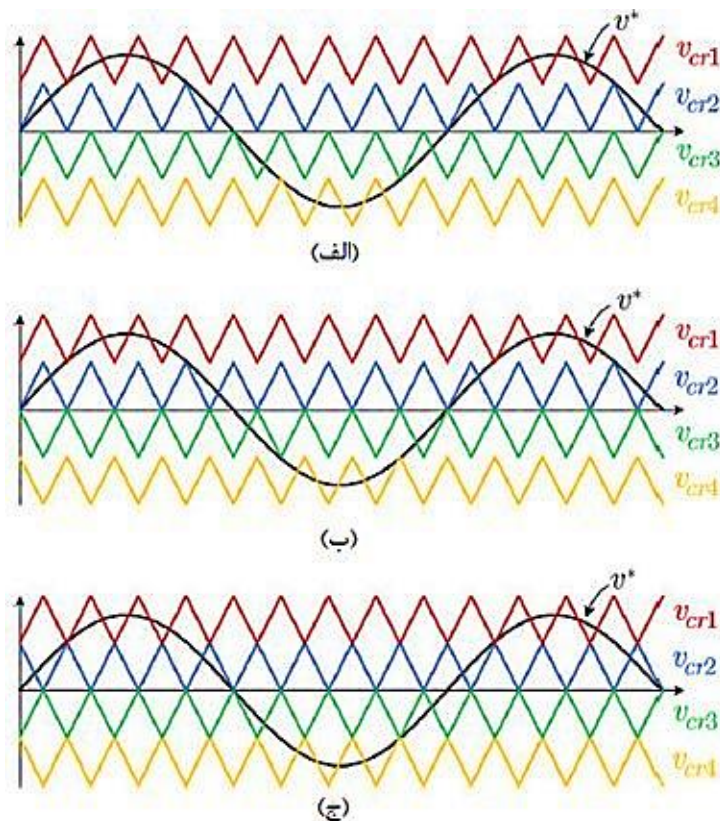
روش PWM چندسطحی با حامل یکی از پرکاربردترین روش‌های مدولاسیون برای کنترل سوئیچ‌های قدرت در مبدل‌های چندسطحی می‌باشد که به طور کلی به دو دسته تقسیم می‌شوند: مدولاسیون شیفت سطح و مدولاسیون شیفت فاز [۲۸]. در ادامه توضیحی در مورد این دو روش داده خواهد شد.

۱-۱-۴-۱ مدولاسیون چندحاملی شیفت سطح (LS_PWM)

روش مدولاسیون شیفت سطح (LS_PWM)، توسعه یافته روش Bipolar PWM برای اینورترهای چندسطحی می‌باشد. روش Bipolar PWM، از یک سیگنال حامل برای مقایسه با شکل موج مرجع سینوسی استفاده می‌کند. با تعمیم این ایده برای اینورترهای m سطحی، $m-1$ حامل موردنیاز است. که این حامل‌ها هم فرکانس و دارای دامنه پیک تا پیک یکسانی می‌باشند. هر حامل بین دو سطح ولتاژ تنظیم می‌شود به همین دلیل این روش، روش انتقال سطح نامیده می‌شود. از آنجا که هر حامل به دو سطح مرتبط است همان اصل Bipolar PWM را می‌توان اجرا کرد که باید سیگنال کنترل به نیمه هادی مناسب جهت تولید سطوح مربوطه اعمال شود. حامل‌ها کل محدوده دامنه‌ای را که می‌تواند توسط مبدل تولید شود پوشش می‌دهند. سیگنال‌های حامل می‌توانند به صورت هم فاز در سطوح مختلف ولتاژ قرار گیرند که ترتیب هم فاز (PD_PWM^1) نامیده می‌شود. همه حامل‌های بالای

¹ Phase Disposition

خط صفر هم‌فاز هستند اما با حامل‌های زیر خط صفر 180° درجه اختلاف فاز دارند. که ترتیب معکوس فاز (POD_PWM^1) نامیده می‌شود و در روش ترتیب معکوس فاز متناوب ($APOD_PWM^2$)، همه حامل‌ها به صورت متناوب با یکدیگر 180° درجه اختلاف فاز دارند [۲۹]. یک نمونه از مدولاسیون شیفت سطح برای اینورتر پنج‌سطحی در شکل ۱-۶ آمده است.



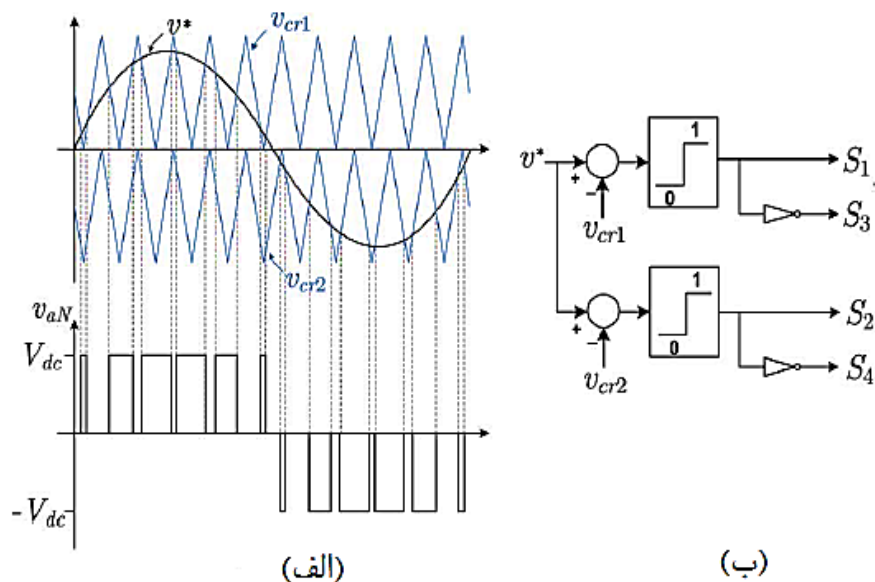
شکل ۱-۶: ترتیب‌های حامل LS_PWM: (الف) PD (ب) POD (ج) APOD

معمولاً این روش برای مبدل‌های با دیودهای محدودکننده مفید است، چون هر حامل می‌تواند به راحتی به دو کلید قدرت مبدل متصل شود. در شکل ۱-۷، نحوه تولید شکل موج خروجی با روش ترتیب هم‌فاز و دیاگرام کنترل آن برای اینورتر سه‌سطحی با دیودهای محدودکننده نشان داده شده است. در شکل ۱-۷ (الف)، زمانی که مرجع سینوسی بزرگتر از دو حامل باشد دو سوئیچ بالایی روشن می‌شوند (اتصال بار به پلاریته مثبت) و ولتاژ خروجی V_{dc} می‌شود، زمانی که مرجع سینوسی بین دو

¹ Phase Opposition Disposition

² Alternate Phase Opposition Disposition

حامل باشد ($v_{cr2} \leq v^* \leq v_{cr1}$) خروجی به نقطه خنثی N متصل می‌شود و ولتاژ خروجی صفر می‌شود. در نهایت زمانی که مرجع سینوسی کمتر از دو حامل باشد دو سوئیچ پایینی روشن می‌شوند (اتصال بار به پلاریته منفی) و در خروجی ولتاژ $-V_{dc}$ تولید می‌شود. دیاگرام کنترلی این الگوریتم در شکل ۷-۱ (ب) نشان داده شده است. سیگنال‌های کنترل در این دیاگرام بر اساس اینورتر سه سطحی با دیودهای محدود کننده شکل ۲-۱ تعریف شده است.



شکل ۷-۱: مدولاسیون انتقال سطح برای اینورتر سه سطحی با دیودهای محدودکننده: (الف) تولید شکل موج خروجی و (ب) دیاگرام کنترل

با این حال، این روش برای اینورترهای CHB و FC ترجیح داده نمی‌شود، زیرا باعث توزیع توان نامتعادل در میان سلول‌های مختلف می‌شود که باعث اعوجاج جریان ورودی در CHB و عدم تعادل خازن در FC می‌شود [۳۰].

۱-۴-۲-۱ مدولاسیون چندحاملی شیفت فاز

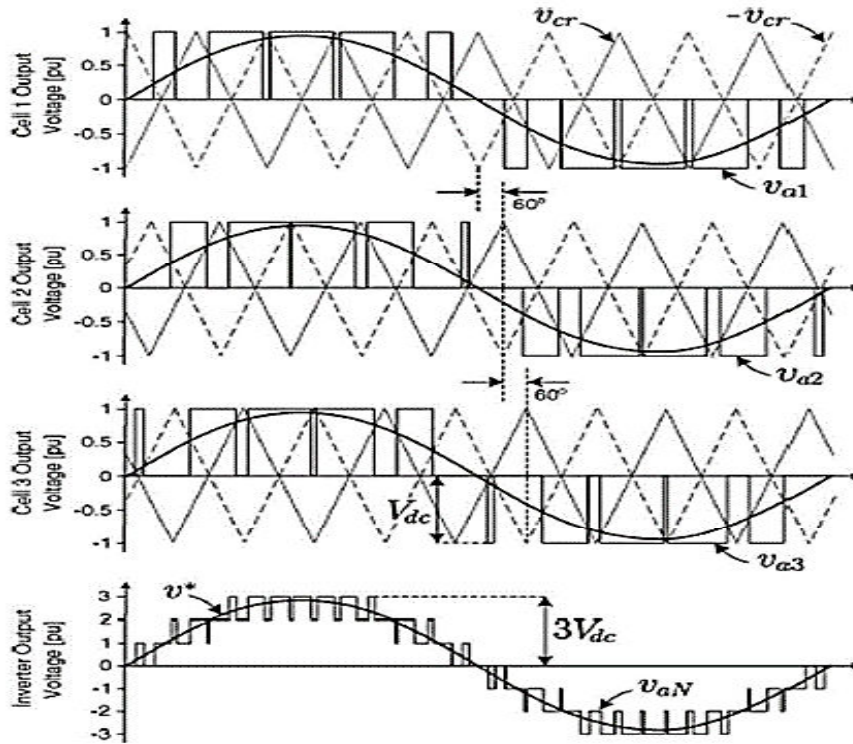
روش مدولاسیون پهنای پالس شیفت فاز (PS_PWM)، توسعه یافته‌ی روش PWM معمول می‌باشد. این روش به ویژه برای اینورترهای FC [۳۱] و CHB [۳۲] طراحی شده است. به همین دلیل تکنیک‌های bipolar PWM و unipolar PWM به ترتیب برای آن‌ها استفاده می‌شود. در مدولاسیون چندحاملی شیفت فاز، حامل‌های مثلثی، هم فرکانس و دامنه پیک تا پیک یکسانی دارند، اما یک شیفت

فاز بین دو سیگنال حامل مجاور وجود دارد (θ_{cr}) که از رابطه ۱-۱ بدست می‌آید که m تعداد سطوح اینورتر می‌باشد. سیگنال مرجع معمولاً یک موج سینوسی با دامنه و فرکانس قابل تنظیم می‌باشد. حامل‌های مثلثی با سیگنال مرجع مقایسه شده و سیگنال‌های گیت اینورتر چندسطحی را تولید می‌کنند.

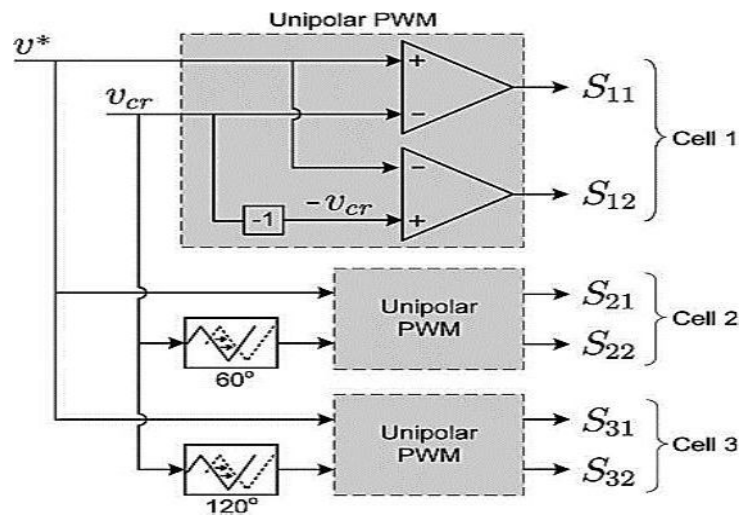
$$\theta_{cr} = 360/m - 1 \quad (1-1)$$

یک مثال از روش مدولاسیون شیفت فاز برای اینورتر هفت سطحی CHB در شکل ۸-۱

نشان داده شده است.



(الف)



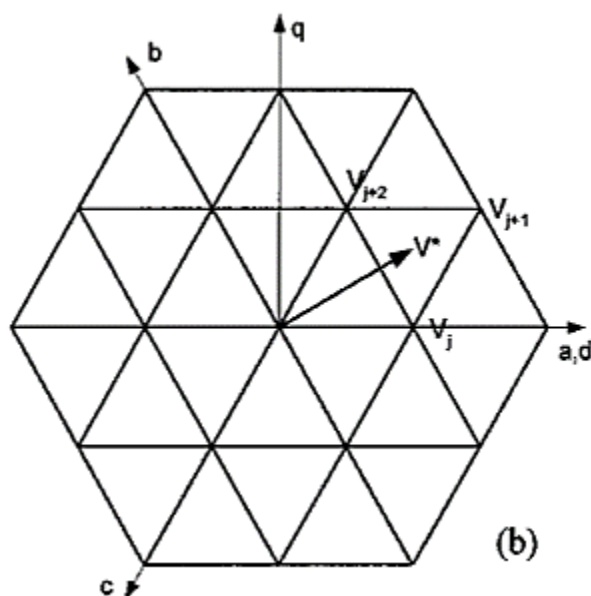
(ب)

شکل ۸-۱: مدولاسیون شیفت فاز برای CHB هفت سطحی (سه سلولی): (الف) تولید شکل موج خروجی (ب) دیاگرام کنترل مربوط به آن

با توجه به ساختار ماجولار اینورترهای چندسطحی CHB، در این مدولاسیون هر سلول به طور مستقل می‌تواند با استفاده از یک سیگنال سینوسی مرجع مدوله شود. در این روش مدولاسیون، زمانی که بین سیگنال‌های حامل مثلثی سلول‌های مجاور شیفت فاز ایجاد می‌شود یک الگوی سوئیچینگ شیفت فاز بین آن‌ها تولید می‌گردد. شکل موج‌های V_{a1} ، V_{a2} و V_{a3} تقریباً معادل اند و فقط مقداری جابه‌جایی فاز دارند که به خاطر حامل‌های شیفت فاز به وجود آمده است. شکل موج خروجی اینورتر چندسطحی CHB از مجموع ولتاژهای خروجی هر سلول بدست می‌آید ($V_{aN} = V_{a1} + V_{a2} + V_{a3}$).

۴-۱-۲ مدولاسیون بردار فضایی (SVM)

روش مدولاسیون بردار فضایی اساساً یک روش PWM است با این تفاوت که در این روش زمان سوئیچینگ توسط سه بردار فضایی سه فاز محاسبه می‌شود. شکل ۱-۱۰ نشان می‌دهد که صفحه بردار فضایی $d - q$ برای یک اینورتر سه‌سطحی سه فاز چگونه است.



شکل ۱-۹: بردارهای فضایی ولتاژ برای یک اینورتر سه‌سطحی سه فاز

هر یک از نقاط صحیح روی صفحه بردار فضایی یک حالت ولتاژ خروجی سه فاز مخصوص از اینورتر را نشان می‌دهد. تعداد حالات سوئیچینگ برای یک اینورتر m سطحی برابر است با m^3 و تعداد حالات سوئیچینگ اضافی $(m - 1)^3$ می‌باشد. در یک PWM دوسطحی یک ولتاژ مرجع با انتخاب

بردار مرجع مجاور و بردار صفر دنبال می‌شود و سپس زمان موردنیاز برای هر یک از این سه بردار به طوری که جمع آن‌ها معادل بردار مرجع باشد محاسبه می‌شود. در یک PWM چندسطحی به طور کلی نزدیکترین سه راس مثلث V_j, V_{j+1}, V_{j+2} به نقطه مرجع V^* انتخاب می‌شوند، تا اجزای هارمونیک در ولتاژ خط مینیمم شود. سپس دوره‌های زمانی T_j, T_{j+1}, T_{j+2} مورد نیاز برای این بردارها از معادلات ۱-۶ و ۱-۷ محاسبه می‌شود.

$$\vec{V}_j T_j + \vec{V}_{j+1} T_{j+1} + \vec{V}_{j+2} T_{j+2} = V^* T_s \quad (۶-۱)$$

$$T_j + T_{j+1} + T_{j+2} = T_s \quad (۷-۱)$$

که T_s پریود سوئیچینگ است. معادله ۱-۶ دو معادله را نشان می‌دهد یکی مربوط به بخش حقیقی و دیگری مربوط به بخش موهومی است که به صورت معادلات ۱-۸ و ۱-۹ نشان داده شده است.

$$V_{jd} T_j + V_{(j+1)d} T_{j+1} + V_{(j+2)d} T_{j+2} = V_d^* T_s \quad (۸-۱)$$

$$V_{jq} T_j + V_{(j+1)q} T_{j+1} + V_{(j+2)q} T_{j+2} = V_q^* T_s \quad (۹-۱)$$

روش‌های دیگری نیز برای مدولاسیون بردار فضایی استفاده شده است که نزدیکترین سه بردار را استفاده نمی‌کند اما این روش‌ها الگوریتم کنترلی را پیچیده‌تر می‌کند. روش SVM برای تعداد سطوح بالا مناسب نیست چون حالت‌های سوئیچینگ اضافی و پیچیدگی انتخاب حالت‌های سوئیچینگ به طور چشمگیری افزایش می‌یابد.

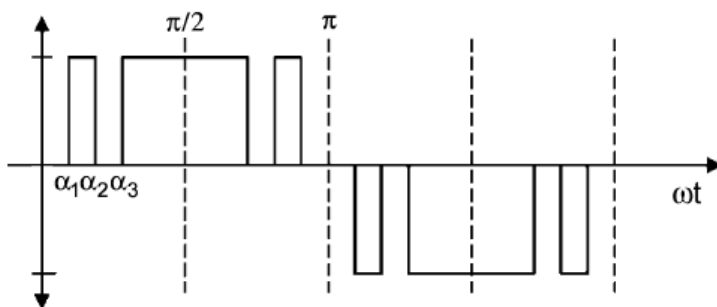
۱-۴-۳ مدولاسیون پهنا‌ی پالس حذف هارمونیک انتخابی (SHE_PWM)

روش مدولاسیون پهنا‌ی پالس حذف هارمونیک انتخابی بر اساس یک تحلیل فوریه از شکل موج ولتاژ خروجی است. ولتاژ خروجی کل و بخش‌های هارمونیک فرد به ترتیب در معادلات ۱-۴ و ۱-۵ تعریف می‌شوند.

$$v_{aN} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} h_n \sin(n\omega t) \quad (۴-۱)$$

$$h_n = \frac{4V_{dc}}{n\pi} \sum_{k=1}^m \cos(n\alpha_k) \quad (5-1)$$

در این روش مدولاسیون، زوایای سوئیچینگ α_k ، طوری انتخاب می‌شوند که اعوجاج هارمونیک ولتاژ مینیمم گردد (دقت کنید $\alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_m < \pi/2$ است). در حالت عادی این زوایا به گونه‌ای انتخاب می‌شوند که هارمونیک‌های فرکانس پایین مهم را حذف کنند. برای مثال در اینورتر سه سطحی با دیودهای محدودکننده که در شکل ۹-۱ نشان داده شده است سه زاویه سوئیچینگ $(\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3)$ در نظر گرفته شده است.



شکل ۹-۱: روش مدولاسیون حذف هارمونیک انتخابی در اینورتر سه سطحی

با انتخاب مناسب زوایای هدایت یا سوئیچینگ می‌توانند هارمونیک‌های ۵ ام و ۷ ام حذف شوند. که به صورت معادلات ۶-۱ نوشته می‌شوند.

$$M \cdot \frac{\pi}{4} = \cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) + \cos(\alpha_3)$$

$$0 = \cos(5\alpha_1) + \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) \quad (6-1)$$

$$0 = \cos(7\alpha_1) + \cos(7\alpha_2) + \cos(7\alpha_3)$$

معادله اول ضریب اول مربوط به هارمونیک اصلی است که M شاخص مدولاسیون می‌باشد

ضریب فوریه آن روی شاخص مدولاسیون مورد نظر تنظیم است و برای حذف هارمونیک‌های ۵ ام و ۷ ام، ضریب فوریه آن‌ها برابر با صفر قرار می‌گیرد.

معادلات ۶-۱ معادلات غیرخطی و غیرجبری هستند که بوسیله روش‌های سعی و خطا مانند

روش نیوتن-رافسون حل می‌شوند.

مشکل مهم این روش حل کردن معادلات غیرجبری ۱-۶ برای حل زوایای سوئیچینگ است. روش نیوتن می‌تواند برای حل معادلات ۱-۶ به کار رود اما نیاز به حدس اولیه مناسب دارد و حل مسأله را تضمین نمی‌کند. بنابراین در حل معادلات اگر حدس اولیه‌ای در دسترس نباشد روش نیوتن برای تعداد بالای زوایای سوئیچینگ جواب نمی‌دهد.

ما در این پایان‌نامه از اینورتر نه‌سطحی با دیودهای محدودکننده و مدولاسیون PD استفاده خواهیم کرد که در فصل بعد توضیح داده خواهد شد.

۱-۵ بیان مسئله

یکی از چالش‌های تزریق توان به شبکه خطای حالت ماندگار و نوسانات موجود در توان‌های اکتیو و راکتیو تزریقی به شبکه است. همچنین برای کنترل توان تزریقی به شبکه معمولاً از کنترل جریان استفاده می‌شود که با تغییرات ولتاژ شبکه، توان تزریقی به شبکه نیز تغییر می‌کند. در این پایان‌نامه یک کنترل‌کننده مبتنی بر استراتژی روش کنترل مستقیم توان و اینورتر چندسطحی پیشنهاد می‌شوند تا خطای حالت ماندگار و نوسانات موجود در توان‌های اکتیو و راکتیو را از بین ببرد. در روش کنترل مستقیم توان، توان اکتیو و راکتیو مستقیماً به عنوان مرجع ردیابی مورد استفاده قرار می‌گیرند، که حتی با تغییرات ولتاژ شبکه می‌توان توان موردنظر را تزریق کرد.

۱-۶ ساختار پایان‌نامه

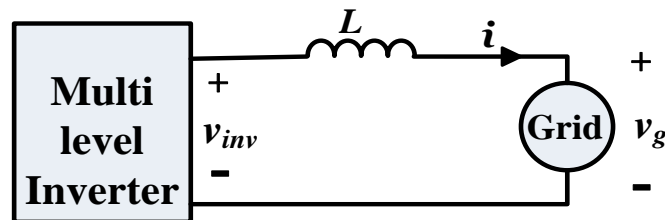
این پایان‌نامه شامل پنج فصل است که در فصل اول اهمیت انرژی خورشیدی و مبدل‌های چندسطحی و همچنین مزایا و معایب انواع اینورترهای چندسطحی و مدولاسیون آن‌ها ارائه گردید. فصل ۲ به معرفی سیستم که شامل اینورتر نه‌سطحی با دیودهای محدودکننده و نحوه مدولاسیون آن، فیلتر و شبکه است، می‌پردازد. در فصل سوم ابتدا در مورد روش کنترل مستقیم توان تزریقی به شبکه که به طور مستقیم توان‌های اکتیو و راکتیو تزریقی به شبکه را کنترل می‌کند توضیح داده خواهد شد

سپس به طراحی کنترل کننده فازی بهینه شده توسط الگوریتم PSO بر مبنای استراتژی کنترل مستقیم توان می پردازد. نتایج شبیه سازی در فصل ۴ بیان گردیده و نتیجه گیری و پیشنهادها نیز در فصل ۵ آمده است.

فصل ۲: معرفی سیستم

۲-۱ مقدمه

در فصل قبل سه ساختار اصلی اینورترهای چندسطحی، از جمله: دیود محدودکننده، خازن شناور و H-پل طبقاتی بیان شد که هر کدام از این ساختارها دارای مزایا و معایبی هستند. همانطور که اشاره شد مشکل اصلی اینورترهای چند سطحی H-پل طبقاتی این است که به منبع DC جداگانه نیاز دارند. اینورترهای چندسطحی خازن شناور دارای مشکل بالانس کردن ولتاژ خازن‌ها می‌باشند. ما در این پایان نامه از اینورتر نه‌سطحی با دیودهای محدودکننده به دلیل بازده بالا، جریان نشتی کوچک و ساختار ساده استفاده می‌کنیم. همچنین برای کنترل اینورترهای چندسطحی چندین روش مدولاسیون از جمله مدولاسیون پهنای پالس با حامل، مدولاسیون بردار فضایی (SVM) و مدولاسیون پهنای پالس حذف هارمونیک انتخابی (SHE_PWM) وجود دارد. بنابراین با توجه به اینکه از اینورتر نه‌سطحی با دیودهای محدودکننده در این پایان‌نامه استفاده شده است، روش مدولاسیون انتقال سطح به دلیل اینکه هر حامل به راحتی می‌تواند به دو کلید قدرت مبدل متصل شود برای این نوع اینورتر مناسب است [۳۰]. شکل ۲-۱ یک اینورتر متصل به شبکه با فیلتر L را نشان می‌دهد که در ادامه بخش‌های اصلی آن بررسی می‌شود.



شکل ۲-۱: اینورتر چندسطحی متصل به شبکه با فیلتر L

۲-۲ اینورتر نه‌سطحی با دیودهای محدودکننده

حالت‌های مختلف کلیدزنی یک مبدل، با اتصال مناسب بار به گره‌های مختلف لینک DC، سطوح ولتاژ مختلفی را در خروجی تولید می‌کند. شکل ۲-۲ یک اینورتر نه‌سطحی با دیودهای محدودکننده را نشان می‌دهد.

این اینورتر یک باس DC معمولی را به اشتراک می‌گذارد که توسط هشت خازن به نه سطح تقسیم می‌شود. ولتاژ هر خازن برابر با E است و ولتاژ ضربه در هر قطعه سوئیچینگ از طریق دیودهای اتصال، به E محدود می‌شود. در جدول ۱-۲ سطوح ولتاژ خروجی و حالت سوئیچ‌ها آمده است.

جدول ۱-۰: سطوح ولتاژ اینورتر نه‌سطحی و حالت‌های سوئیچینگ

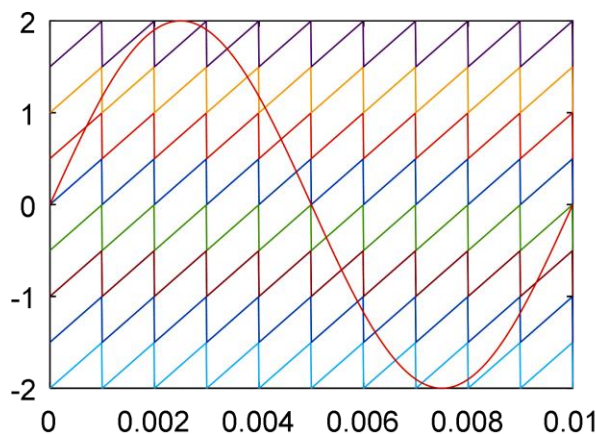
| ولتاژ خروجی | حالات سوئیچ‌ها | | | | | | | | | | | | | | | |
|--------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|
| | S ₁ | S ₂ | S ₃ | S ₄ | S ₅ | S ₆ | S ₇ | S ₈ | S ₉ | S ₁₀ | S ₁₁ | S ₁₂ | S ₁₃ | S ₁₄ | S ₁₅ | S ₁₆ |
| $V_{aN}=4E$ | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| $V_{aN}=3E$ | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| $V_{aN}=2E$ | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| $V_{aN}=E$ | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| $V_{aN}=0$ | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| $V_{aN}=-E$ | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| $V_{aN}=-2E$ | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| $V_{aN}=-3E$ | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 |
| $V_{aN}=-4E$ | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |

با توجه به جدول ۱-۲، حالت "1" به این معنی است که سوئیچ، ON (روشن) است و حالت "0" یعنی سوئیچ، OFF (خاموش) است. اینورتر نه‌سطحی با دیودهای محدودکننده هشت جفت سوئیچ مکمل دارد. زمانی که یکی از جفت سوئیچ‌ها روشن می‌شود، سوئیچ مکمل دیگر خاموش است. جفت سوئیچ‌های مکمل عبارتند از: (S_1, S_9) ، (S_2, S_{10}) ، (S_3, S_{11}) ، (S_4, S_{12}) ، (S_5, S_{13}) ، (S_6, S_{14}) ، (S_7, S_{15}) ، (S_8, S_{16}) . جدول ۱-۲ همچنین نشان می‌دهد که در اینورتر متصل به دیود، سوئیچ‌هایی که روشن هستند به صورت سری و متوالی هستند. برای یک اینورتر نه‌سطحی، مجموعه‌ای از هشت سوئیچ در هر لحظه روشن (ON) است.

برای کنترل اینورتر نه‌سطحی با دیودهای محدودکننده از روش مدولاسیون PD استفاده شده است زیرا بهترین پروفایل هارمونیک را در بین سه روش مدولاسیون APOD، PD و POD که در فصل قبل ذکر شد، دارد [۲۹] که در ادامه توضیح داده می‌شود.

۱-۲-۲ مدولاسیون ترتیب هم فاز

در این روش شکل موج مرجع سینوسی با شکل موج حامل‌های مثلثی مقایسه و سیگنال‌های گیت اینورتر تولید می‌شود.



شکل ۲-۳: قانون PD_PWM برای اینورتر نه‌سطحی با دیودهای محدودکننده

شکل ۲-۳ قانون PD_PWM برای اینورتر نه‌سطحی را نشان می‌دهد که شامل هشت سطح از حامل‌های مثلثی هم‌فرکانس، هم‌فاز، دامنه پیک تا پیک یکسان و یک شکل موج سینوسی جدا می‌باشد. بر اساس این شکل هر نقطه مشترک بین شکل موج سینوسی و شکل موج‌های مثلثی، سطح ولتاژ خروجی مطلوب را تولید می‌کند.

۲-۳ فیلتر

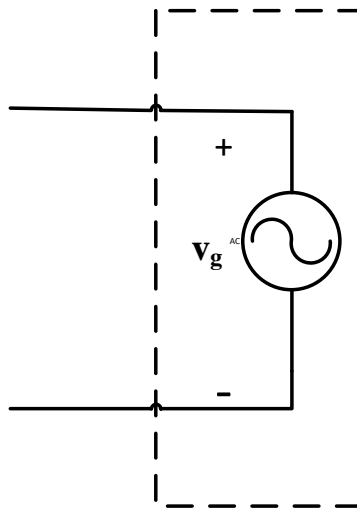
یکی از چالش‌های اتصال منابع تولید انرژی الکتریکی به شبکه، تولید هارمونیک می‌باشد که به دلیل ماهیت کلیدزنی اینورتر، شبکه و بار به وجود می‌آید. می‌توان گفت هارمونیک‌ها، یکی از اصلی‌ترین عوامل آسیب دیدگی تجهیزات می‌باشند. بر اساس استانداردهای IEEE-1547، THD جریان تزریقی به شبکه باید کمتر از ۵ درصد باشد [۳۳].

یک راه متداول برای حذف هارمونیک‌ها استفاده از یک فیلتر پایین‌گذر بین اینورتر و شبکه است. برای این کار فیلترهای مختلفی وجود دارد مانند L, LC, LCL که ساده‌ترین فیلتر، یک سلف بین

اینورتر و شبکه است که در این تحقیق از فیلتر L به دلیل سادگی در طراحی و کنترل استفاده شده است.

۴-۲ شبکه

در این پایان نامه شبکه را به عنوان یک منبع ولتاژ سینوسی خالص با دامنه ثابت، یعنی $v_g = V_m \sin(\omega t)$ در نظر می‌گیریم. البته این مدل، تقریبی از شبکه واقعی را نشان می‌دهد، زیرا ممکن است به دلیل وجود اجزای هارمونیکی فرد که نمی‌توان آن‌ها را نادیده گرفت ولتاژ شبکه به عنوان یک سینوسی خالص رفتار نکند. شکل ۴-۲ مدل شبکه را نشان می‌دهد که به صورت ایده‌آل در نظر گرفته شده است.



شکل ۴-۲: مدل شبکه

جزئیات پارامترهای مربوط به بخش‌های مختلف سیستم در بخش طراحی کنترل‌کننده و در

فصل ۴ گفته خواهد شد.

فصل ۳: طراحی کنترل کننده

۳-۱ مقدمه

تاکنون به معرفی اینورتر نه سطحی با دیودهای محدودکننده و مدولاسیون PD_PWM پرداخته شد. این فصل به طراحی کنترلکننده جهت تزریق توان به شبکه می‌پردازد. همانطور که گفته شد کنترلکننده‌های متعددی برای کنترل اینورتر متصل به شبکه ارائه شده است، که در اغلب آن‌ها از روش کنترل جریان به عنوان یکی از روش‌های معمول برای تزریق توان به شبکه در سیستم‌های فتوولتائیک استفاده شده است. در [۳۴]، مقادیر مرجع توان‌های اکتیو و راکتیو به روش کنترل مستقیم توان به شبکه تزریق می‌شود. که حتی با تغییرات ولتاژ شبکه به طور مستقل می‌توان توان موردنظر را تزریق کرد. در این پایان نامه با استفاده از کنترلکننده فازی، توان‌های اکتیو و راکتیو تزریقی به شبکه به طور مستقیم کنترل می‌شوند. ابتدا در مورد روش کنترل مستقیم توان با استفاده از کنترلکننده انتگرالی توضیح خواهیم داد سپس به طراحی کنترلکننده فازی بهینه شده توسط الگوریتم PSO بر مبنای استراتژی روش کنترل مستقیم توان می‌پردازیم.

۳-۱-۱ مروری بر کنترلکننده‌های اینورترهای متصل به شبکه

تاکنون کنترلکننده‌های متعددی برای کنترل اینورتر متصل به شبکه ارائه شده است، اکثر آن‌ها روی الگوریتم کنترل جریان که خروجی آن‌ها برای سوئیچینگ اینورتر مدوله شده است تمرکز کرده‌اند. یکی از بهترین کنترلکننده‌ها، کنترلکننده تناسبی-انتگرالی (PI) است. اما ضعف‌های زیادی دارد مانند خطای حالت ماندگار، محاسبات پیچیده و THD بالا. برای حل این مسئله کنترلکننده تناسبی-رزونانسی پیشنهاد داده شد که خطای حالت ماندگار را به حداقل (نزدیک به صفر) می‌رساند. محاسبات و THD در کنترلکننده تناسبی-رزونانسی نسبت به کنترلکننده تناسبی-انتگرالی کم‌تر می‌باشد اما پیاده‌سازی کنترلکننده تناسبی-انتگرالی ساده‌تر است [۳۵-۳۷]. کنترلکننده‌های خطی عمدتاً برای کنترل توان اکتیو در سیستم‌های فتوولتائیک متصل به شبکه استفاده می‌شوند. این کنترلکننده‌ها عمدتاً بر اساس مدل خطی شده سیستم فتوولتائیک متصل به شبکه طراحی می‌شوند، به همین

دلیل کنترل‌کننده‌های خطی تحت تغییرات گسترده از نقاط کاری به عنوان مثال تحت تغییرات سریع شرایط جوی قادر به دستیابی به اهداف کنترل مطلوب نیستند. کنترل‌کننده‌های غیرخطی برای غلبه به محدودیت‌های نقاط کاری برای سیستم‌های متصل به شبکه استفاده می‌شوند. انواع مختلفی از کنترل‌کننده‌های غیرخطی، مانند کنترل‌کننده مد لغزشی [۳۸]، کنترل‌کننده پیش‌بین مدل [۳۹]، کنترل‌کننده خطی‌سازی فیدبک [۴۰، ۴۱] و کنترل‌کننده پسگام [۴۲] وجود دارد. کنترل‌کننده خطی‌سازی فیدبک با استفاده از تبدیل مختصات غیرخطی، غیرخطی‌های ذاتی سیستم را حذف می‌کند و سیستم غیرخطی را به یک سیستم خطی تبدیل می‌کند. کنترل‌کننده خطی‌سازی فیدبک برای کنترل توان اکتیو با هدف بالا بردن پایداری دینامیکی در [۴۱، ۴۳، ۴۴] استفاده می‌شود. چون سیستم‌های فتوولتائیک متصل به شبکه ممکن است همیشه دقیقاً خطی نباشند این کنترل‌کننده با برخی فرضیات غیر واقعی روی مدل دینامیکی سیستم فتوولتائیک پیاده می‌شوند. به هر حال کنترل‌کننده‌های خطی‌سازی فیدبک بسیار حساس به تغییرات پارامترها در سیستم‌های فتوولتائیک متصل به شبکه هستند. پیاده‌سازی این کنترل‌کننده‌ها نیاز به داشتن مقدار دقیق پارامترهای سیستم است. در [۳۹] کنترل‌کننده پیش‌بین مدل پیشنهاد شده است که دارای مزایایی مانند پاسخ دینامیکی سریع، فرکانس کلیدزنی ثابت و ردیابی دقیق مرجع می‌باشد. با این حال روش‌های پیش‌بین مدل، حساسیت شدید به تغییرات پارامترهای سیستم و همچنین اختلالات خارجی دارند. کنترل‌کننده‌های مد لغزشی عملکرد مقاومی در برابر تغییرات پارامتر و اختلالات خارجی دارند. یک کنترل‌کننده مد لغزشی در [۴۵] پیشنهاد شده است تا پایداری سیستم فتوولتائیک سه فاز متصل به شبکه تضمین شود. اگرچه این کنترل‌کننده دارای عملکرد مناسبی است ولی ممکن است توان خروجی به دلیل پدیده چترینگ به میزان قابل توجهی کاهش یابد. یک روش کنترلی مشابه پیشنهاد شده [۴۶-۴۸] که مبتنی بر تغییرات زمانی سطح لغزش است. تغییرات شرایط جوی در سیستم‌های فتوولتائیک بسیار سریع است که انتخاب تغییر زمانی سطح لغزش را بسیار دشوار می‌کند. کنترل‌کننده‌های پسگام تطبیقی راه‌حل مناسبی برای پایداری سیستم فتوولتائیک متصل به شبکه ارائه می‌دهد. در حالی که پارامترهای سیستم را کاملاً نامعلوم در

نظر می‌گیرد و پارامترها را از طریق قانون تطبیق تخمین می‌زند. یک کنترل‌کننده پسگام مبتنی بر تابع لیاپانوف در [۴۹] برای کنترل توان از طریق تزریق جریان به شبکه ارائه شده است. با این حال کنترل-کننده پسگام عدم قطعیت پارامترها و اختلالات خارجی را در طول فرآیند طراحی در نظر نمی‌گیرد. یک کنترل‌کننده پسگام تطبیقی در [۵۰] استفاده شده است که عدم قطعیت پارامترها را در نظر گرفته شده اما اختلالات خارجی را در نظر نگرفته است.

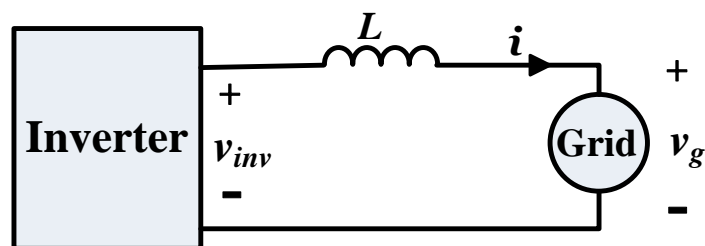
در این پایان‌نامه از کنترل‌کننده فازی استفاده کرده‌ایم که قابلیت اطمینان بالایی دارد و به مدل ریاضی دقیق نیازی ندارد، همچنین می‌تواند با ورودی‌های غیردقیق و غیرخطی کار کند.

۲-۳ کنترل مستقیم توان اکتیو و راکتیو با استفاده از کنترل‌کننده

انتگرالی

همانطور که در شکل ۱-۳ نشان داده شده است، ولتاژ شبکه، v_g و ولتاژ اینورتر را نشان

می‌دهد.



شکل ۱-۳: اینورتر متصل به شبکه با فیلتر L [۳۴]

$$v_{inv}(t) = L \frac{di(t)}{dt} + v_g \quad (1-3)$$

معادله (۱-۳) رابطه بین ولتاژ اینورتر، ولتاژ شبکه و جریان $i(t)$ که از طریق سلف L از

اینورتر به شبکه جریان دارد را بیان می‌کند.

$$v_i(t) = v_{inv}(t) + Ri(t) \quad (2-3)$$

ولتاژ اینورتر مجازی به صورت معادله (۳-۲) تعریف می‌شود که R یک مقاومت مجازی پسیو سری با L می‌باشد. ولتاژ اینورتر مجازی و ولتاژ شبکه به صورت فازوری در معادلات زیر نشان داده شده است، که V_i و δ ، به ترتیب دامنه و فاز ولتاژ اینورتر مجازی می‌باشد و V_g دامنه ولتاژ شبکه است.

$$\vec{V}_i = V_i e^{j\delta} \quad (۳-۳)$$

$$\vec{V}_g = V_g \quad (۴-۳)$$

توان‌های اکتیو و راکتیو مجازی به صورت معادله‌های (۳-۵) و (۳-۶) بیان می‌شوند.

$$P_i = \frac{V_i}{2Z} [V_i \cos\theta - V_g \cos(\delta + \theta)] \quad (۵-۳)$$

$$Q_i = \frac{V_i}{2Z} [V_i \sin\theta - V_g \sin(\delta + \theta)] \quad (۶-۳)$$

در معادلات بالا $\vec{Z} = R + jX = Ze^{j\theta}$ ، که $X = L\omega$ ، فرکانس شبکه بر حسب rad/s

است.

تابع تبدیل زیر را در نظر می‌گیریم.

$$T(\theta) = \begin{pmatrix} \sin\theta & -\cos\theta \\ \cos\theta & \sin\theta \end{pmatrix} = \frac{1}{Z} \begin{pmatrix} X & -R \\ R & X \end{pmatrix} \quad (۷-۳)$$

با استفاده از ماتریس تبدیل $T(\theta)$ دکوپله سازی توان‌های اکتیو و راکتیو به منظور کنترل

مستقل آن‌ها انجام می‌شود که معادلات آن به صورت زیر محاسبه می‌شود.

$$\begin{pmatrix} P'_i \\ Q'_i \end{pmatrix} = T(\theta) \begin{pmatrix} P_i \\ Q_i \end{pmatrix} = \frac{V_i V_g}{2Z} \begin{pmatrix} \sin\delta \\ \frac{V_i - V_g \cos\delta}{V_g} \end{pmatrix} \quad (۸-۳)$$

در شرایط عملی زاویه δ و نسبت اختلاف ولتاژ $\frac{V_i - V_g}{V_g}$ کوچک هستند بنابراین توان اکتیو (P'_i)

از طریق δ و توان راکتیو (Q'_i) توسط V_i کنترل می‌شوند. اگر فرض شود P_i^* و Q_i^* ، مقادیر مرجع برای

توان‌ها باشد، الگوریتم کنترل به صورت زیر پیشنهاد می‌شود.

$$\frac{d}{dt} \delta(t) = k_p (P_i^* - P'_i) \quad (۹-۳)$$

$$\frac{d}{dt} V_i(t) = k_q (Q_i^* - Q'_i) \quad (۱۰-۳)$$

k_q و k_p مقدارهای ثابت و مثبت حقیقی هستند.

ولتاژ اینورتر به صورت زیر نوشته می‌شود:

$$v_{inv}(t) = v_i(t) - Ri(t) = V_i(t) \cos(\phi_i(t)) - Ri(t) \quad (11-3)$$

در معادله بالا $\frac{d}{dt} \phi_i(t) = \omega + \frac{d}{dt} \delta(t)$ و ω ، فرکانس سیستم است. توان‌های اکتیو و

راکتیو مجازی (P_i و Q_i) میانگین توان‌های لحظه‌ای تعریف شده در معادله زیر هستند.

$$p_i(t) = v_i(t)i(t) \quad (12-3)$$

$$q_i(t) = v_i'(t)i(t) \quad (13-3)$$

که در معادله‌های بالا، v_i ، v_i' دارای ۹۰ درجه اختلاف فاز هستند.

در روش پیشنهادی، برای سادگی ساختار و دستیابی به یک پاسخ سریع، مقادیر لحظه‌ای با

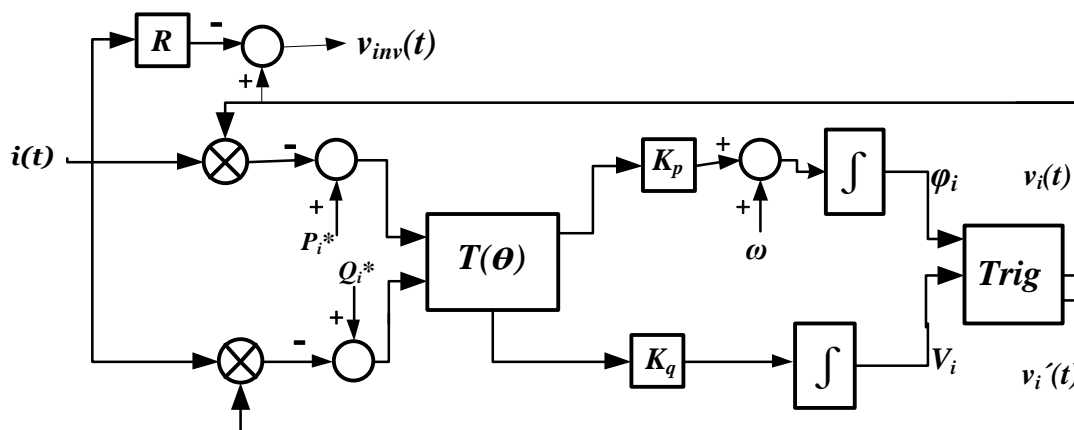
مقادیر میانگین جایگزین می‌شوند. بنابراین معادله‌های (۹-۳) و (۱۰-۳) به صورت معادله زیر اصلاح

می‌شوند [۳۴].

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \delta(t) \\ V_i(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} k_p & 0 \\ 0 & k_q \end{pmatrix} T(\theta) \begin{pmatrix} P_i^* - p_i(t) \\ Q_i^*(t) - q_i(t) \end{pmatrix} \quad (14-3)$$

معادله (۱۴-۳) خلاصه‌ای از روش کنترل مستقیم توان برای سیستم متصل به شبکه می‌-

باشد. دیاگرام این روش کنترلی در شکل ۲-۳ نشان داده شده است.

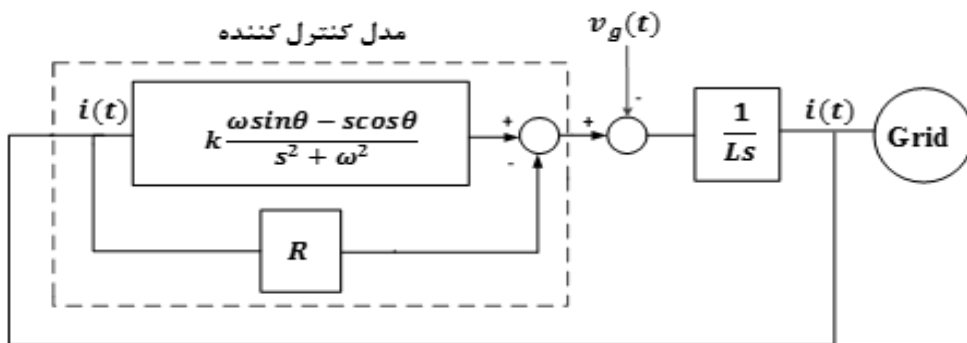


شکل ۲-۳: بلوک دیاگرام روش کنترل مستقیم توان برای سیستم‌های متصل به شبکه [۳۴]

در شکل ۲-۳، بلوک Trig، v_i و v_i' را به صورت معادله زیر محاسبه می‌کند:

$$\begin{pmatrix} v_i(t) \\ v_i'(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_i \sin(\phi_i) \\ -V_i \cos(\phi_i) \end{pmatrix} \text{ or } \begin{pmatrix} V_i \sin(\phi_i) \\ -V_i \cos(\phi_i) \end{pmatrix} \quad (15-3)$$

به منظور بررسی و تحلیل پایداری سیستم حلقه بسته نشان داده شده در بلوک دیاگرام شکل ۳-۳ که این بلوک دیاگرام شامل کنترل کننده، فیلتر و شبکه می باشد، معادله مشخصه سیستم حلقه بسته به ازای $R=0$ به صورت $1 - \frac{k\omega}{Ls(s^2 + \omega^2)} = 0$ محاسبه می شود که در این حالت سیستم حلقه بسته به ازای هر مقداری از k ناپایدار است اما زمانی که $R > 0$ است معادله مشخصه حلقه بسته به صورت معادله (۱۶-۳) بدست می آید.



شکل ۳-۳: بلوک دیاگرام کنترلی سیستم حلقه بسته متصل به شبکه [۳۴]

$$1 + k \frac{s \cos \theta - \omega \sin \theta}{(Ls + R)(s^2 + \omega^2)} = 0 \quad (16-3)$$

مکان هندسی ریشه های معادله مشخصه (۱۶-۳) در شکل (۴-۳) نشان داده شده است.

بر اساس معادله (۱۶-۳) حداکثر مقدار k برای پایداری سیستم حلقه بسته به صورت معادله

(۱۷-۳) بدست می آید.

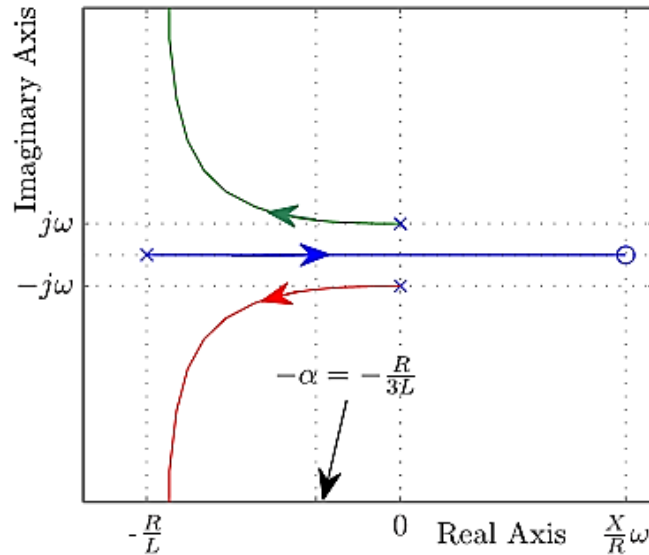
$$k_{max} = \frac{R\omega}{\sin \theta} = R\omega \sqrt{1 + \left(\frac{R}{L\omega}\right)^2} \quad (17-3)$$

زمانی که $k = k_r$ به صورت معادله (۱۸-۳) در نظر گرفته می شود با توجه به شکل ۴-۳

بخش حقیقی قطب های سیستم حلقه بسته در $-a = -\frac{1}{3}a_0 = \frac{R}{3L}$ قرار می گیرند.

$$k_r = \frac{2}{3} R \omega \frac{Z}{X} \frac{3X^2 + 1/3R^2}{3X^2 + R^2} \quad (18-3)$$

برای اینکه معادله (۱۸-۳) به L وابسته نباشد از تقریب $k_a = \frac{2}{3} R \omega$ استفاده می‌شود.



شکل ۳-۴: مکان هندسی سیستم کنترلی حلقه بسته متصل به شبکه [۳۴]

بنابراین با فرض معلوم بودن دامنه ولتاژ شبکه (V_g)، فرکانس شبکه (ω) و فیلتر L ، در ابتدا $a > 0$ انتخاب می‌شود که a^{-1} ثابت زمانی پاسخ سیستم است، سپس مقاومت مجازی R و پارامترهای

کنترلی k_p و k_q به صورت زیر طراحی می‌شوند [۳۵].

$$R = 3aL \quad (19-3)$$

$$k_p = \frac{k}{V_g^2} \quad (20-3)$$

$$k_q = \frac{k}{V_g} \quad (21-3)$$

که در معادلات (۲۰-۳) و (۲۱-۳) پارامتر k به صورت $k = \frac{2}{3} R \omega$ یا از معادله (۱۸-۳) قابل

محاسبه است.

از معایب کنترل کننده انتگرالی بالا خطای حالت ماندگار و نوسانات شدید در توان تزریقی به

شبکه است [۳۴]. در این پایان نامه از کنترل کننده فازی بهینه شده به منظور از بین بردن خطای حالت

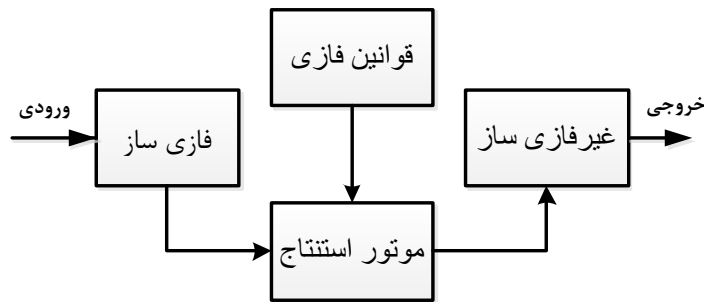
ماندگار و نوسانات شدید در توان‌های تزریقی به شبکه، به جای ضرایب ثابت k_p و k_q استفاده شده است. که در بخش بعد به توضیح آن خواهیم پرداخت.

۳-۳ کنترل مستقیم توان اکتیو و راکتیو با استفاده از کنترل کننده

فازی

واژه فازی در فرهنگ لغت آکسفورد به صورت مبهم، گنگ و نادقیق تعریف شده است. نظریه مجموعه‌های فازی نظریه‌ای است برای اقدام در شرایط عدم اطمینان. این نظریه قادر است بسیاری از مفاهیم و متغیرها و سیستم‌هایی را که نادقیق هستند، صورت‌بندی ریاضی ببخشد و زمینه را برای استدلال، استنتاج، کنترل و تصمیم‌گیری در شرایط عدم اطمینان فراهم آورد. دنیای واقعی ما بسیار پیچیده‌تر از آن است که بتوان یک توصیف و تعریف دقیق برای آن به دست آورد، بنابراین باید برای یک مدل، توصیف تقریبی یا همان فازی که قابل قبول و قابل تجزیه و تحلیل باشد معرفی شود. با حرکت به سوی عصر اطلاعات، دانش و معرفت بشری بسیار اهمیت پیدا می‌کند، بنابراین ما به فرضیه‌ای نیاز داریم که بتواند دانش بشری را به شکلی سیستماتیک فرموله کرده و آن را به همراه سایر مدل‌های ریاضی در سیستم‌های مهندسی قرار دهد. سیستم‌های فازی، سیستم‌های مبتنی بر دانش یا قواعد می‌باشند. قلب یک سیستم فازی یک پایگاه دانش است که از قواعد اگر - آنگاه فازی تشکیل شده است. یک قاعده اگر - آنگاه فازی، یک عبارت اگر - آنگاه است که بعضی کلمات آن به وسیله توابع تعلق پیوسته مشخص شده‌اند.

همانطور که در شکل ۳-۵ نشان داده شده است، ساختار کلی یک کنترل کننده با منطق فازی (Fuzzy Logic Controller) به طور خلاصه از سه قسمت پایه‌ای تشکیل می‌شود: ۱- فازی کردن (بخشی که با ورودی‌ها ارتباط دارد) ۲- موتور استنتاج که مبتنی بر قواعد فازی است. ۳- غیر فازی کردن (بخشی که با خروجی‌ها ارتباط دارد).

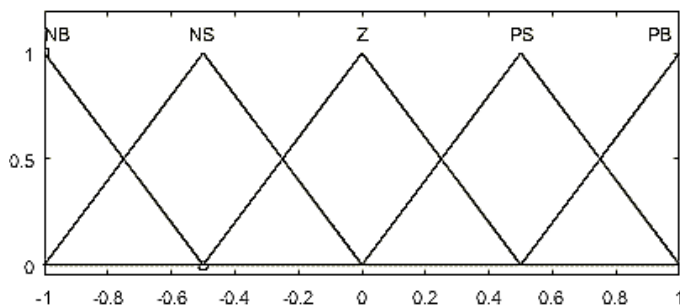


شکل ۳-۵: سیستم استنتاج فازی

۳-۳-۱ فازی ساز

در مرحله فازی ساز مجموعه‌های فازی برای متغیرهای ورودی و خروجی تعریف می‌شود برای تعریف این مجموعه فازی باید دانش اولیه‌ای از دامنه تعریف هر کدام از متغیرها را داشته باشیم. به عبارت دیگر فازی سازی رابطی بین ورودی‌های حقیقی و موتور استنتاج است. در یک کنترل کننده فازی ورودی‌های حقیقی توسط کاربر به صورت مجموعه‌های فازی تعریف می‌شوند. مجموعه‌های فازی اصطلاحاً توابع عضویت نامیده می‌شوند.

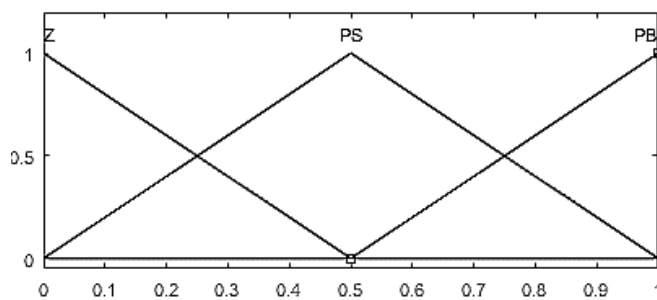
در این پایان نامه هر یک از کنترل کننده‌های فازی دارای دو ورودی و یک خروجی می‌باشند. کنترل کننده فازی اول، شامل دو ورودی سیگنال خطا و تغییرات خطا می‌باشد، به طوری که سیگنال خطا (e_1) ، اختلاف بین توان اکتیو لحظه‌ای و توان اکتیو مرجع تعریف می‌شود و خروجی کنترل کننده ضریب k_p در نظر گرفته شده است. به طور مشابه کنترل کننده فازی دوم نیز دارای دو ورودی سیگنال خطا و تغییرات خطا و یک خروجی می‌باشد که سیگنال خطا (e_2) برابر است با اختلاف بین توان راکتیو لحظه‌ای و توان راکتیو مرجع و خروجی آن ضریب k_q است. مقادیر تابع عضویت ورودی با استفاده از پنج زیر مجموعه فازی، به متغیرهای زبانی (متغیرهایی که با حروف الفبا نامگذاری شده‌اند) اختصاص داده شده‌اند: NB (منفی بزرگ)، NS (منفی کوچک)، Z (صفر)، PS (مثبت کوچک)، PB (مثبت بزرگ). که در اینجا شکل توابع عضویت به صورت مثلثی در نظر گرفته شده است. یک نمونه از تابع عضویت فازی ورودی به صورت شکل ۳-۶ در نظر گرفته شده است:



شکل ۳-۶: توابع عضویت ورودی‌های دو کنترل کننده فازی

خروجی‌ها توسط سه زیر مجموعه فازی Z (صفر)، PS (مثبت کوچک)، PB (مثبت بزرگ) هستند

که به صورت شکل ۳-۷ نشان داده می‌شوند.



شکل ۳-۷: توابع عضویت خروجی‌های دو کنترل کننده فازی

مقادیر بهره‌های ورودی و خروجی و دو کنترل کننده فازی در جدول ۳-۱ آمده است.

جدول ۳-۱: مقادیر بهره‌های ورودی و خروجی

| پارامتر | مقدار |
|---------|-----------------|
| K_1 | ۱۵۰۰ |
| K_2 | ۶×۱۰^۷ |
| K_3 | ۰,۰۲۵۱ |
| K_4 | ۱۵۰۰ |
| K_5 | ۶×۱۰^۷ |
| K_6 | ۴,۲۵۹ |

در کنترل کننده فازی اول K_1 بهره سیگنال ورودی خطا (e_1) ، K_2 بهره سیگنال ورودی

تغییرات خطا (de_1) و K_3 بهره خروجی کنترل کننده فازی اول (k_p) می‌باشد در کنترل کننده فازی

دوم K_4 بهره سیگنال ورودی خطا (e_2) ، K_5 بهره سیگنال ورودی تغییرات خطا (de_2) و K_6 بهره

خروجی کنترل کننده فازی دوم (k_q) می‌باشد.

۲-۳-۳ موتور استنتاج

در مرحله استنتاج تعدادی قوانین فازی به وجود می‌آوریم. موتور استنتاج، میزان تطابق ورودی سیستم را با هر کدام از قواعد فازی معین می‌کند. میزان تطابق، یک عددی بین صفر و یک است که عدد یک به معنی تطابق کامل ورودی با یک قاعده و عدد صفر به معنی عدم تطابق می‌باشد. محاسبه خروجی هر قاعده بر اساس سه مدل ممدانی، سوگنو و TSK انجام می‌شود.

در فرم ممدانی خروجی هر قاعده یک متغیر زبانی است که با یک مجموعه فازی نمایش داده می‌شود.

فرم قواعد در سیستم فازی به فرم TSK در حالت کلی به صورت زیر است که به صورت ترکیب خطی یا تابعی از ورودی‌ها می‌باشد.

$$\text{if } x_1 \text{ is } A_1^r \text{ and } x_2 \text{ is } A_2^r \text{ and } \dots \text{ and } x_n \text{ is } A_n^r \text{ then } y^r \\ = a_0^r + a_1^r x_1 + a_2^r x_2 + \dots + a_n^r x_n$$

روش محاسبه خروجی قواعد با مدل سوگنو دقیقاً همان مدل TSK می‌باشد با این تفاوت که در این مدل تمامی مقادیر $a_i^r (i = 1, 2, \dots, n)$ برابر صفر می‌باشد (یعنی خروجی فازی به صورت یک عدد ثابت است). در این پایان نامه از مدل ممدانی برای محاسبه خروجی فازی استفاده شده است.

جدول ۲-۳ قانون FLC را نشان می‌دهد.

جدول ۲-۳: اساس قانون فازی

| خطا | تغییر در خطا | | | | |
|-----|--------------|----|---|----|----|
| | NB | NS | Z | PS | NB |
| NB | B | B | B | B | B |
| NS | S | S | S | S | S |
| Z | Z | Z | Z | Z | Z |
| PS | S | S | S | S | S |
| PB | B | B | B | B | B |

تشکیل این قوانین فازی به تجربه طراح بسیار وابسته است که لازمه آن دانش کافی در مورد فرآیند، آنالیز و مهارت‌های طراحی می‌باشد. یک طراحی خوب باعث می‌شود که کنترلر با بازدهی بیش‌تری کار کند.

۳-۳-۳ غیرفازی ساز

شکل خروجی در مدل ممدانی و اعداد بدست آمده از قواعد در مدل‌های سوگنو و TSK فازی هستند اما در خروجی یک کمیت واقعی موردنیاز است بنابراین خروجی کنترل‌کننده فازی می‌بایست غیرفازی سازی شود.

در مدل ممدانی روش‌های مختلفی برای غیرفازی سازی کردن ارائه شده است. در این پایان‌نامه از روش محاسبه مرکز ثقل شکل که رایج‌ترین و دقیق‌ترین روش دی‌فازی کردن برای مدل ممدانی است استفاده شده است که به صورت زیر محاسبه می‌شود.

$$output = \frac{\int x \cdot \mu(x) dx}{\int \mu(x) dx} \quad (۲۲-۳)$$

در این پایان‌نامه به منظور عملکرد بهتر کنترل‌کننده فازی طراحی شده، توابع عضویت ورودی-ها و خروجی‌ها و قواعد فازی دو کنترل‌کننده فازی با استفاده از الگوریتم بهینه‌سازی PSO، بهینه می‌شوند که در بخش بعدی مورد بررسی قرار می‌گیرد.

بهینه سازی کنترل‌کننده فازی توسط الگوریتم PSO

الگوریتم PSO یک نوع هوش جمعی مبتنی بر اصول روانشناسی اجتماعی و فراهم آوردن بینشی در رفتار اجتماعی و کمک کردن به کاربردهای مهندسی است [۵۱]. الگوریتم PSO در سال ۱۹۹۵ توسط جیمز کندی^۱ روانشناس اجتماعی و راسل سی ابرهارت^۲، مهندس برق ابداع شد. و ایده

^۱ Kennedy

^۲ Eberhart

اولیه آن از حرکت جمعی پرندگان و ماهی‌ها اقتباس شده است. در این روش هر جواب مسأله به عنوان یک پرنده در نظر گرفته می‌شود و ذره نامیده می‌شود. هر پرنده دارای یک تابع برازندگی است که بر اساس موقعیت آن در فضای جستجو محاسبه می‌شود. همچنین هر پرنده دارای یک بردار سرعت است که جهت حرکت پرنده را مشخص می‌کند. PSO الگوریتمی گروهی بوده که در آن، دسته‌ای از ذرات به منظور یافتن پاسخ بهینه یک تابع برازندگی، به جستجو در فضای ممکن مسأله می‌پردازد. اساس کار PSO بر این استوار است که هر ذره مکان خود را در فضای جستجو با توجه به بهترین موقعیتی که تاکنون قرار گرفته و بهترین موقعیتی که در کل همسایگی‌اش وجود دارد تنظیم می‌کند. موقعیت هر ذره به صورت معادله (۲۳-۳) در نظر گرفته می‌شود:

$$X_k = [X_k^1, X_k^2, \dots, X_k^n] \quad (23-3)$$

که X_k^n پارامتر مسئله است که باید بهینه شود. در ابتدا موقعیت هر ذره به صورت تصادفی تولید می‌شود و سپس ذره با یک سرعت تصادفی حرکت می‌کند. در گام زمانی $k + 1$ سرعت i ام ذره به صورت معادله (۲۴-۳) بدست می‌آید:

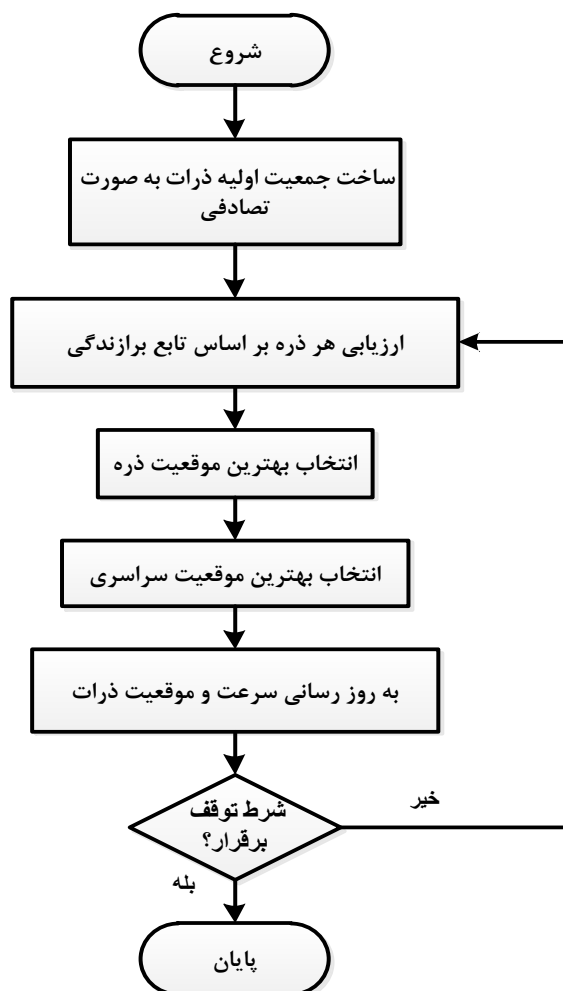
$$V_{k+1}^i = wV_k^i + C_1 \cdot rand \cdot [P_{best}^i - X_k^i] + C_2 \cdot rand \cdot [P_{g.best}^i - X_k^i] \quad (24-3)$$

که w اهمیت تجربه شخصی، C_1 و C_2 به ترتیب اهمیت بهترین تجربه شخصی و اهمیت بهترین تجربه گروه می‌باشند. P_{best}^i بهترین موقعیت که در طول حرکت ذره پیدا شده است و $P_{g.best}^i$ بهترین موقعیت که در کل ذرات پیدا شده است و $rand$ اعداد تصادفی یکنواخت بین صفر و یک تولید می‌کند. موقعیت جدید هر ذره از معادله (۲۵-۳) بدست می‌آید.

$$X_{k+1}^i = X_k^i + V_k^i \quad (25-3)$$

ساختار الگوریتم PSO در شکل ۳-۸ نشان داده شده است. با توجه به ساختار الگوریتم PSO، در ابتدا این الگوریتم یک جمعیت اولیه تصادفی از ذرات را ایجاد می‌کند (مرحله ۱) یعنی موقعیت ذرات با انتخاب تصادفی در فضای جستجو ایجاد می‌شود و سرعت هر ذره صفر است، سپس مقدار تابع

برازندگی برای هر ذره محاسبه می‌شود (مرحله ۲). در شروع الگوریتم موقعیت فعلی هر ذره به عنوان بهترین موقعیت آن در حافظه ذره ذخیره می‌شود. در مراحل بعدی الگوریتم بر اساس مقایسه‌ای که بین شایستگی موقعیت فعلی و موقعیت ذخیره شده در حافظه هر ذره انجام می‌دهد بهترین موقعیت هر ذره را مشخص می‌کند (مرحله ۳). بهترین موقعیت سراسری با توجه به مقادیر شایستگی مرتب شده ذرات تعیین می‌شود (مرحله ۴). در مرحله بعد (مرحله ۵) یک مقدار سرعت جدید برای هر ذره با توجه به سرعت فعلی، فاصله از بهترین موقعیت سراسری و بهترین موقعیت محلی (بهترین موقعیت قبلی ذره) تعیین می‌شود. مقدار سرعت جدید برای محاسبه موقعیت جدید ذره در فضای جستجو استفاده می‌شود. به عبارتی دیگر موقعیت جدید ذره به صورت مجموع موقعیت قدیم و سرعت جدید محاسبه می‌شود. سرعت و موقعیت ذره با استفاده از فرمول‌های (۳-۲۴) و (۳-۲۵) به روزرسانی می‌شود. در صورتی که شرط توقف (تعداد تکرار الگوریتم) حاصل شود، الگوریتم متوقف شده و بهترین ذره در تکرار آخر جواب مسئله خواهد بود در غیر اینصورت این فرآیند بار دیگر کار خود را از مرحله ۲ تکرار می‌کند (مرحله ۶).



شکل ۳-۸: ساختار الگوریتم PSO

در این پایان نامه، قواعد فازی، توابع عضویت ورودی‌ها و خروجی‌های دو کنترل کننده فازی توسط الگوریتم PSO بهینه می‌شود. مقادیردهی اولیه پارامترهای الگوریتم PSO در جدول ۳-۳ آمده است.

جدول ۳-۳: پارامترهای الگوریتم PSO

| پارامتر | مقدار |
|------------------------------------------|-------|
| اندازه جمعیت (P) | ۳۰ |
| تعداد تکرار (N) | ۴۰ |
| ضریب اینرسی (w) | ۱ |
| ضریب بهترین تجربه شخصی (C ₁) | ۲ |
| ضریب بهترین تجربه گروه (C ₂) | ۲ |

مجموع مجذور خطاها که در معادله (۲۶-۳) بیان شده است به عنوان تابع برازندگی در نظر

گرفته می‌شود.

$$j = \sum_{k=1}^N e_1^2(k) + e_2^2(k) \quad (۲۶-۳)$$

در معادله (۲۶-۳)، e_1 ورودی کنترل‌کننده فازی اول که اختلاف بین توان اکتیو لحظه‌ای و

توان اکتیو مرجع است و e_2 ورودی کنترل‌کننده فازی دوم که اختلاف بین توان راکتیو لحظه‌ای و توان

راکتیو مرجع می‌باشد و N تعداد تکرار است.

در فصل بعدی نتایج شبیه‌سازی ارائه می‌شود.

فصل ۴: نتایج شبیه‌سازی

۴-۱ مقدمه

در این فصل نتایج حاصل از شبیه‌سازی ارائه خواهد شد. پارامترهای مورد استفاده در شبیه‌سازی در جدول ۴-۱ آمده است.

جدول ۷-۱: مقادیر پارامترهای سیستم

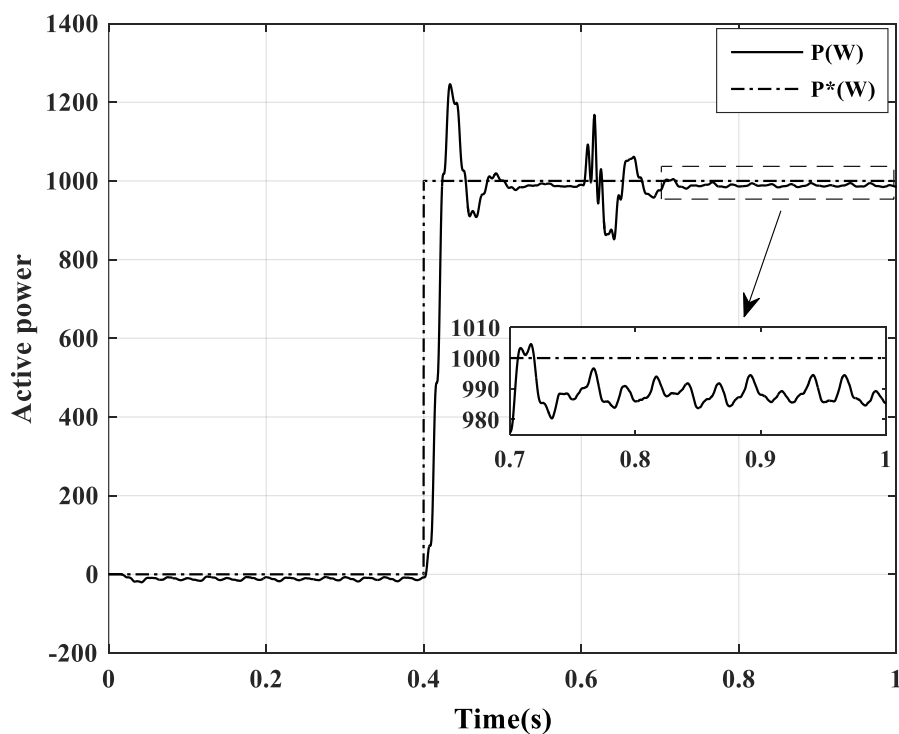
| پارامتر | نماد | مقدار |
|-------------------------|----------|-----------|
| ولتاژ شبکه | V_g | ۱۲۰rms[V] |
| فرکانس شبکه | f | ۶۰[Hz] |
| فیلتر شبکه | L | ۵[mH] |
| ولتاژ ورودی اینورتر | V_{dc} | ۲۵۰[V] |
| فرکانس سوئیچینگ اینورتر | f_s | ۱۰[KH] |

عملکرد کنترل‌کننده انتگرالی با استفاده از اینورتر تمام‌پل و کنترل‌کننده فازی بهینه شده توسط الگوریتم PSO با استفاده از دو اینورتر پنج‌سطحی و نه‌سطحی با دیودهای محدودکننده به منظور تزریق مستقیم توان‌های اکتیو و راکتیو به شبکه از طریق شبیه‌سازی در محیط نرم‌افزار MATLAB/Simulink مورد بررسی قرار می‌گیرد.

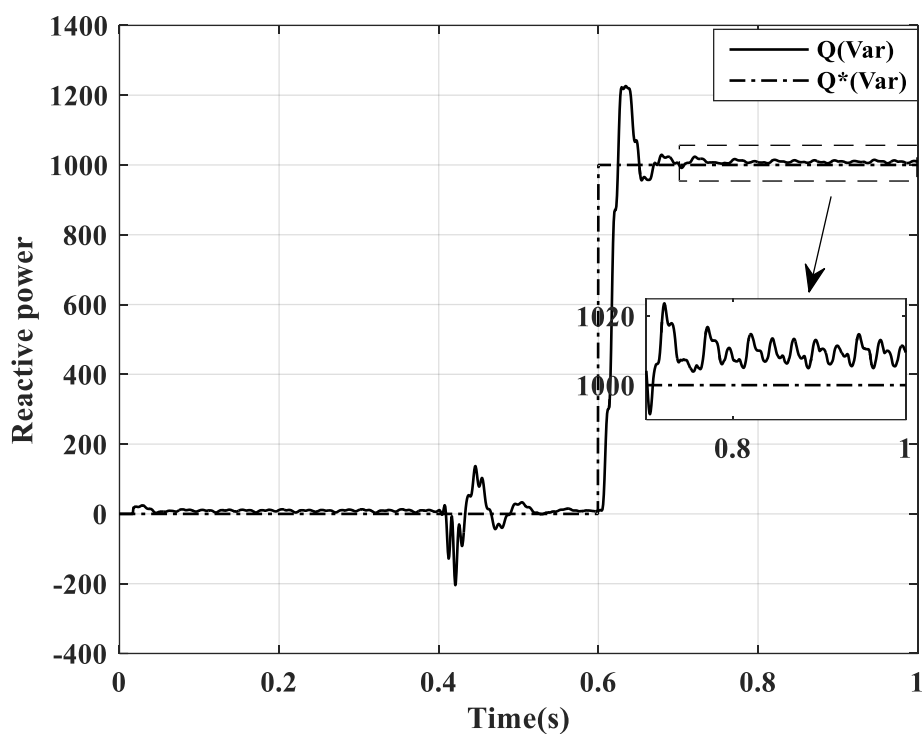
توان‌های اکتیو و راکتیو مرجع به صورت زیر تغییر می‌کنند: قبل از زمان 0.4s توان اکتیو و راکتیو صفر است. در زمان 0.4s توان اکتیو 1000 وات و توان راکتیو صفر و در زمان 0.6s توان اکتیو 1000 وات و توان راکتیو 1000 وار تزریق می‌شوند [۳۴].

۴-۱-۱ نتایج شبیه‌سازی با استفاده از کنترل کننده انتگرالی و اینورتر تمام‌پل :

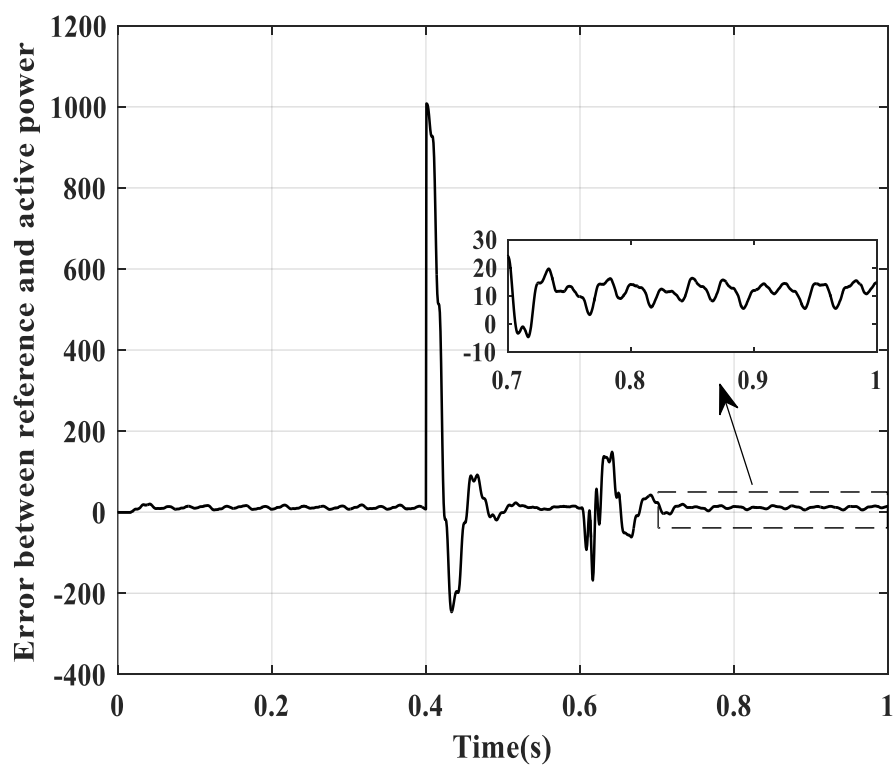
نمودارهای توان‌های اکتیو و راکتیو تزریقی به شبکه با استفاده از کنترل کننده انتگرالی و اینورتر تمام‌پل در شکل‌های ۴-۱ و ۴-۲، و خطای بین توان‌ها و مراجع آن‌ها در شکل‌های ۴-۳ و ۴-۴ نشان داده شده است. و همچنین شکل ۴-۵، ولتاژ خروجی اینورتر تمام‌پل، شکل ۴-۶، جریان شبکه در اینورتر تمام‌پل و شکل ۴-۷، THD جریان شبکه برای اینورتر تمام‌پل را نشان می‌دهد.



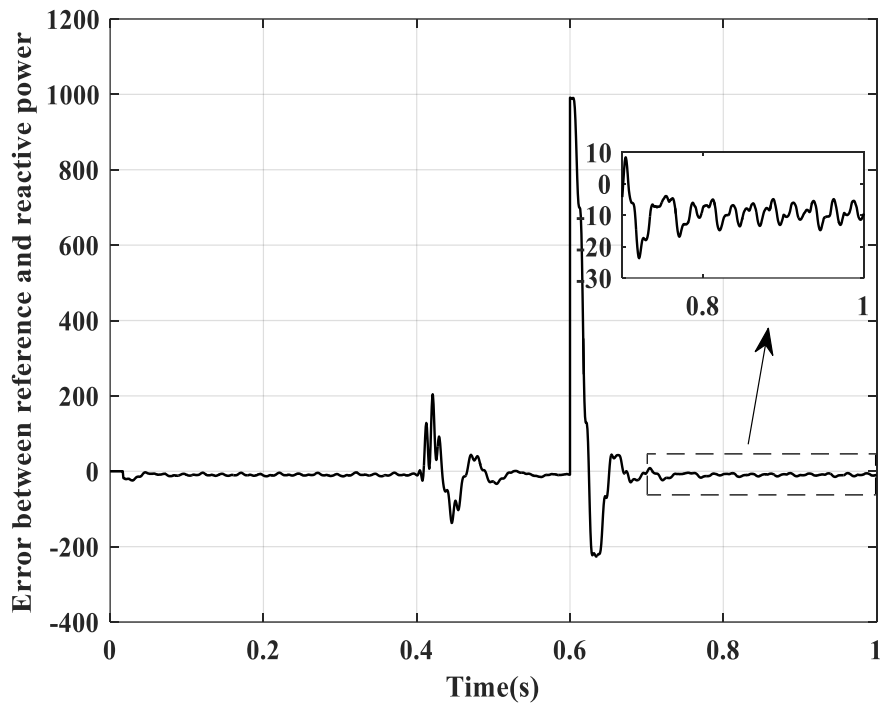
شکل ۴-۱: توان اکتیو تزریقی به شبکه با استفاده از کنترل کننده انتگرالی و اینورتر تمام‌پل



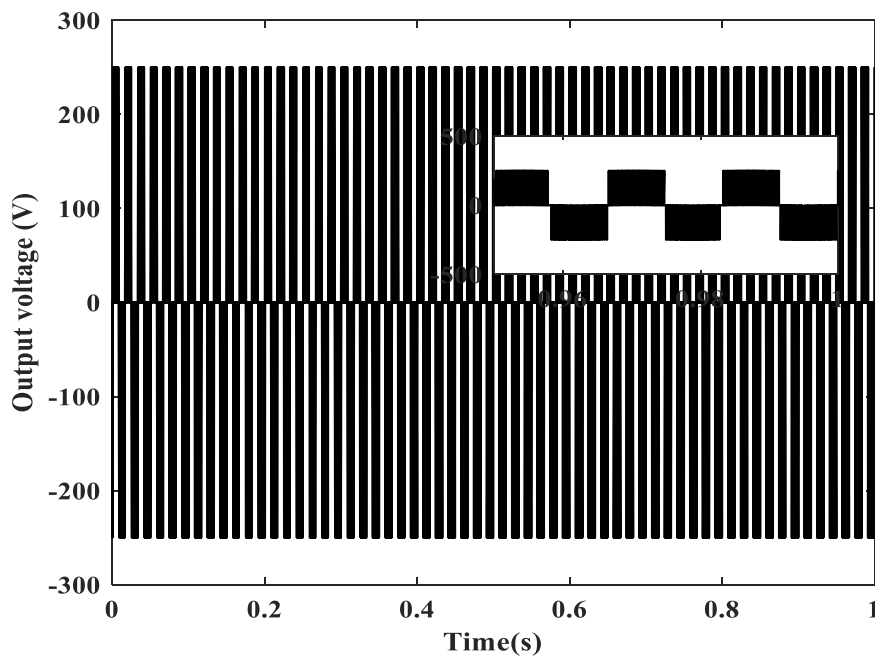
شکل ۴-۲: توان راکتیو تزریقی به شبکه با استفاده از کنترل کننده انتگرالی و اینورتر تمام پل



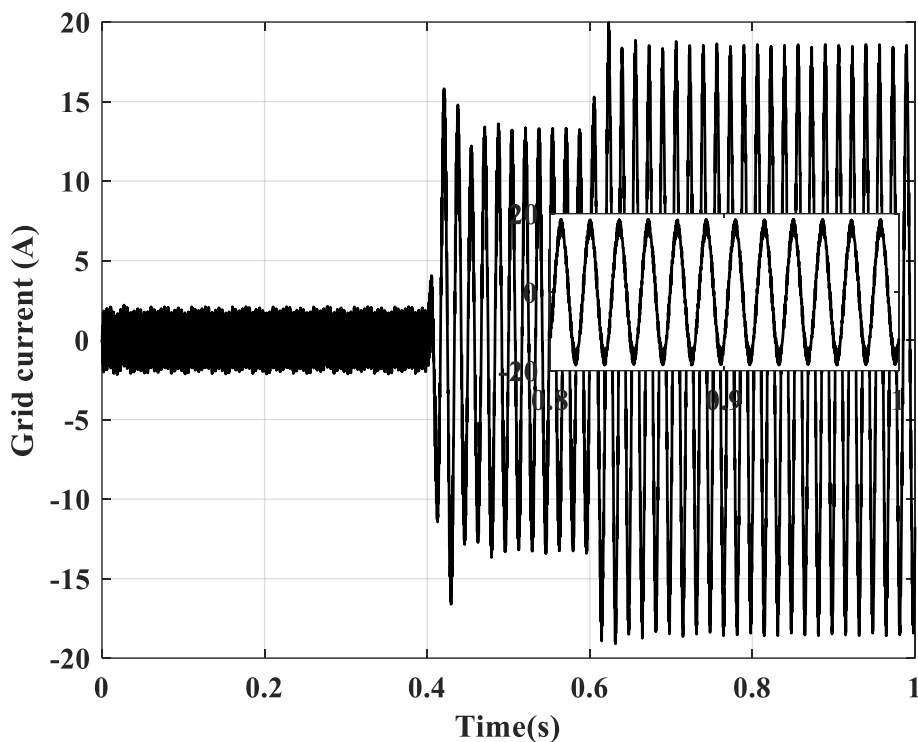
شکل ۴-۳: خطای ردیابی مرجع توان اکتیو تزریقی به شبکه با استفاده از کنترل کننده انتگرالی و اینورتر تمام پل



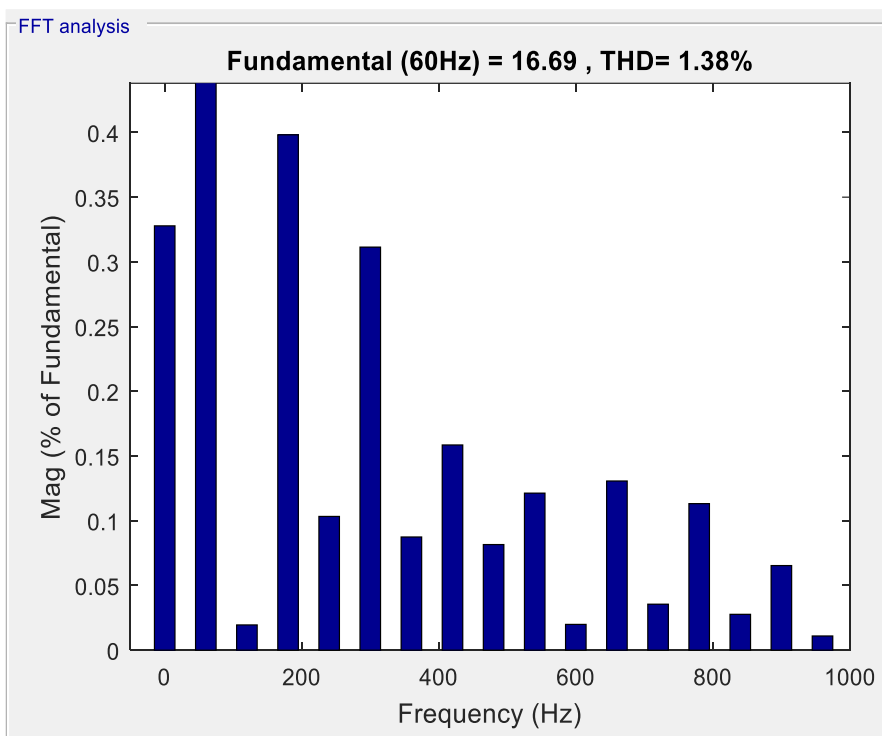
شکل ۴-۴: خطای ردیابی مرجع توان راکتیو تزریقی به شبکه با استفاده از کنترل کننده انتگرالی و اینورتر تمام پل همانطور که در شکل‌های ۴-۱ و ۴-۲ مشاهده می‌شود و با توجه به اینکه دامنه ریپل خطا در شکل ۴-۳، ۲۰+ و در شکل ۴-۴، ۲۰- است، به عبارت دیگر خطای حالت ماندگار در توان اکتیو ۲۰ وات و در توان راکتیو ۲۰ وار می‌باشد که مقدار قابل توجهی است.



شکل ۴-۵: ولتاژ خروجی اینورتر تمام پل



شکل ۴-۶: جریان شبکه در اینورتر تمام پل



شکل ۴-۷: THD جریان شبکه برای اینورتر تمام پل

با توجه به شکل ۴-۵ مشاهده می شود که ولتاژ خروجی اینورتر تمام پل دارای اعوجاج هارمونیک

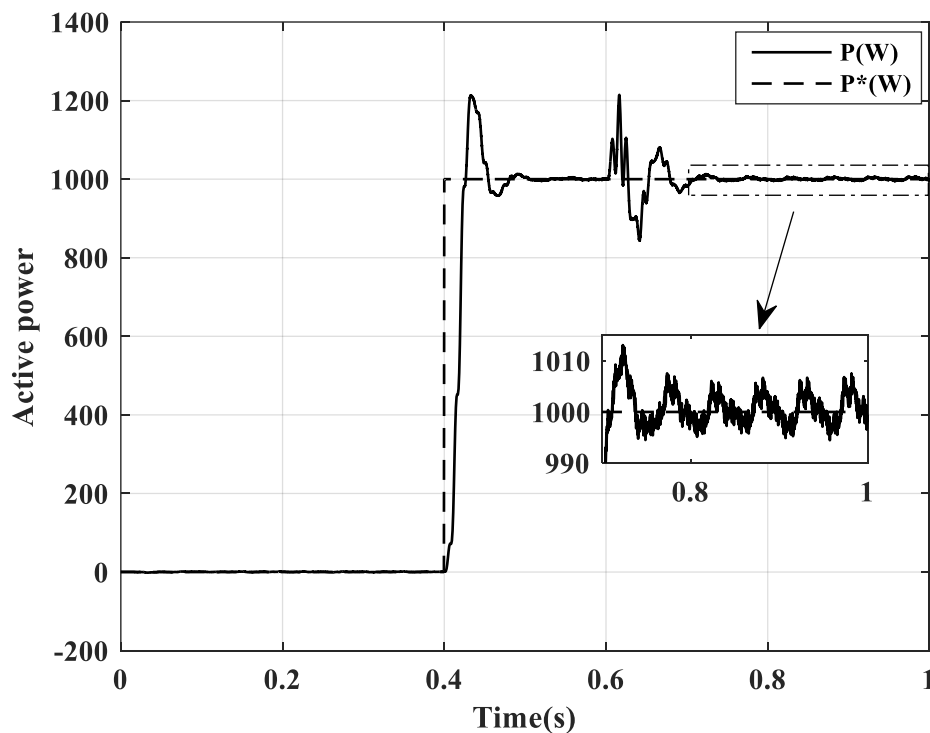
بالایی می باشد، همچنین THD جریان شبکه برای اینورتر تمام پل ۱٫۳۸٪ است. بنابراین نوسانات شدید

و خطای حالت ماندگار قابل توجهی در توان‌های تزریقی به شبکه مشاهده می‌شود. به منظور رفع این مشکلات با استفاده از کنترل‌کننده فازی و اینورتر پنج‌سطحی و نه‌سطحی با دیودهای محدودکننده نتایج بهتری به صورت زیر حاصل می‌شود.

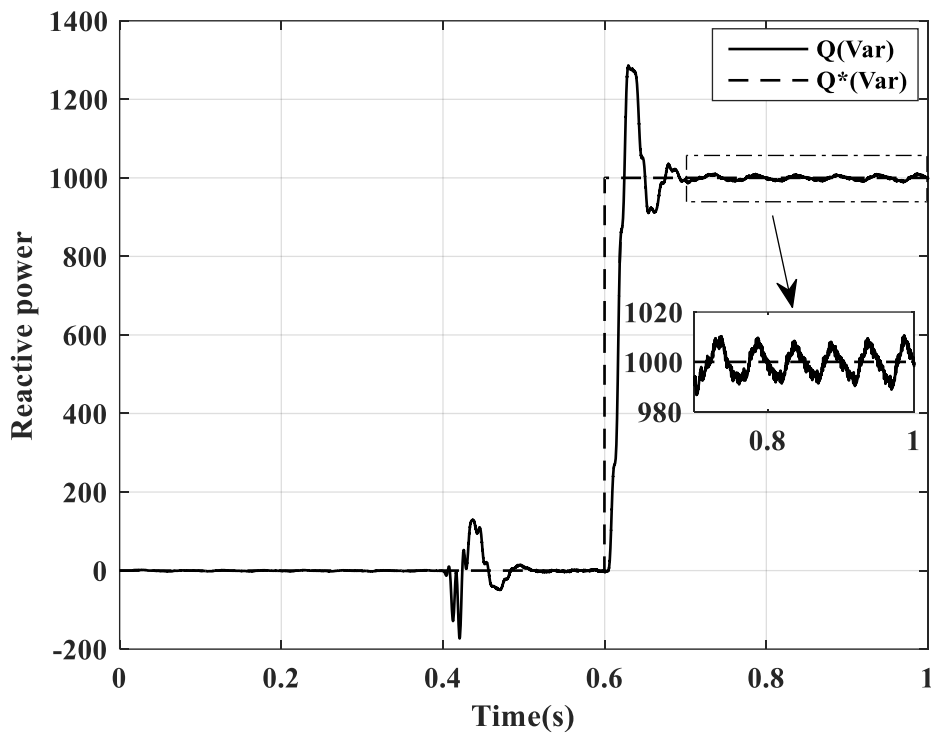
۲-۱-۴ نتایج شبیه‌سازی با استفاده از اینورتر پنج‌سطحی و کنترل-

کننده فازی غیر بهینه:

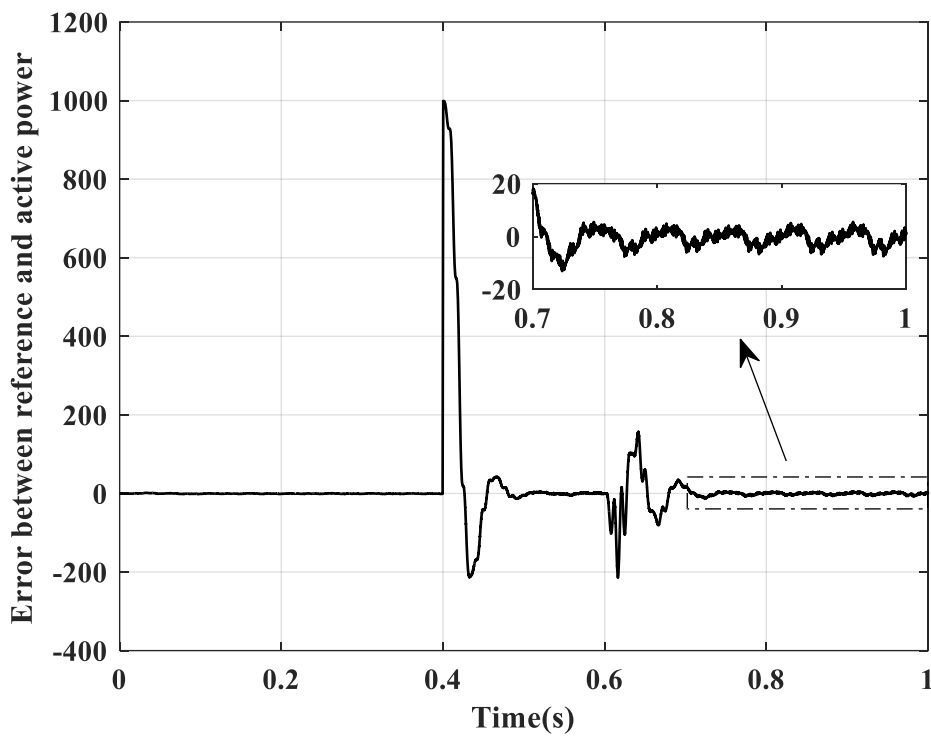
نمودارهای توان‌های اکتیو و راکتیو تزریقی به شبکه با استفاده از کنترل‌کننده فازی غیر بهینه و اینورتر پنج‌سطحی در شکل‌های ۸-۴ و ۹-۴ و خطای بین توان‌ها و مراجع آن‌ها در شکل‌های ۱۰-۴ و ۱۱-۴ نشان داده شده است. همچنین شکل ۱۲-۴، ولتاژ خروجی اینورتر پنج‌سطحی، شکل ۱۳-۴، جریان شبکه و شکل ۱۴-۴، THD جریان شبکه را برای اینورتر پنج‌سطحی با دیودهای محدودکننده نشان می‌دهد.



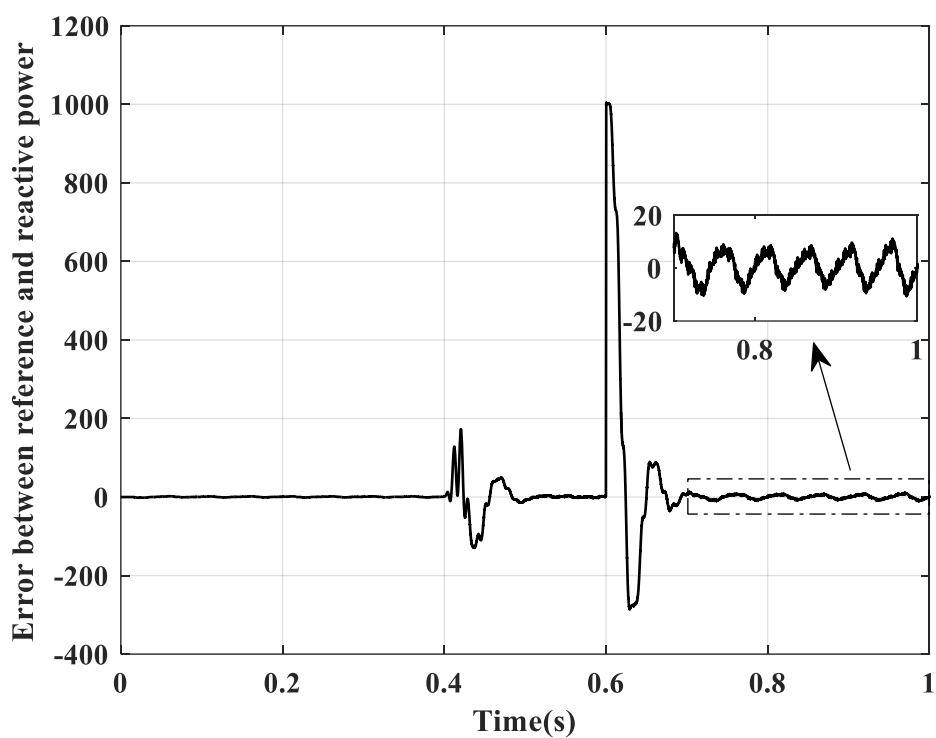
شکل ۸-۴: توان اکتیو تزریقی به شبکه با استفاده از کنترل‌کننده فازی غیر بهینه و اینورتر پنج‌سطحی با دیودهای محدودکننده



شکل ۴-۹: توان راکتیو تزریقی به شبکه با استفاده از کنترل کننده فازی غیر بهینه و اینورتر پنج‌سطحی با دیودهای محدودکننده



شکل ۴-۱۰: خطای ردیابی مرجع توان اکتیو تزریقی به شبکه با استفاده از کنترل کننده فازی غیر بهینه و اینورتر پنج‌سطحی با دیودهای محدودکننده

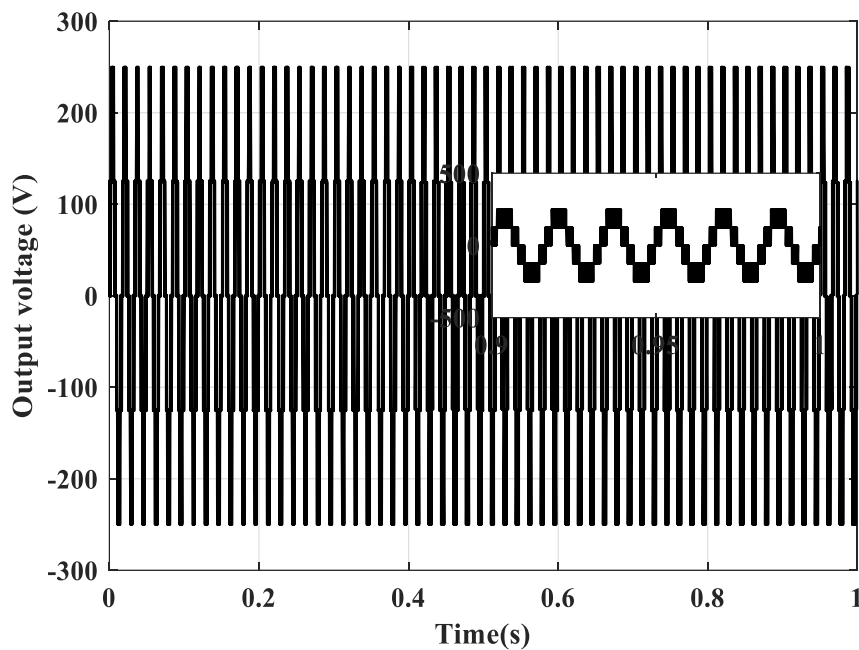


شکل ۴-۱۱: خطای ردیابی مرجع توان راکتیو تزریقی به شبکه با استفاده از کنترل کننده فازی غیر بهینه و اینورتر پنج سطحی با دیودهای محدودکننده

با توجه به شکل های ۴-۸ و ۴-۹ و همچنین با توجه به اینکه دامنه ریپل خطا در شکل های ۴-

۹ و ۴-۱۰، ± 10 می باشد، که در مقایسه با شکل های ۴-۳ و ۴-۴ کاهش داشته و با بزرگنمایی قسمت

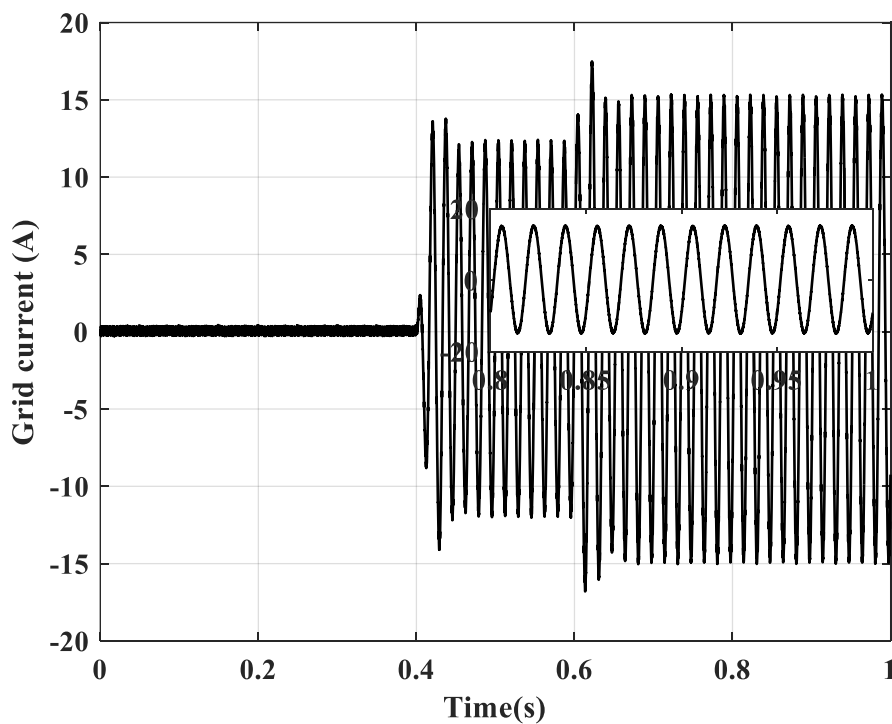
حالت ماندگار مشاهده می شود خطای حالت ماندگار بهبود یافته و نوسانات کاهش پیدا کرده است.



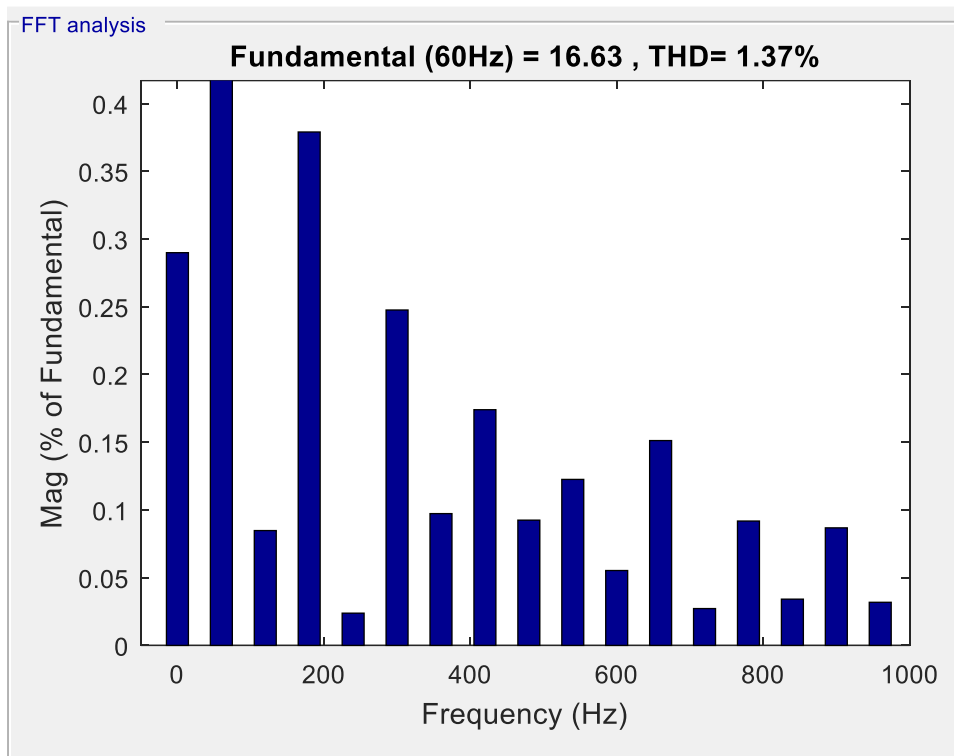
شکل ۴-۱۲: ولتاژ خروجی اینورتر پنج سطحی با دیودهای محدودکننده

همانطور که در شکل ۴-۱۲ مشاهده می‌شود، ولتاژ خروجی اینورتر پنج سطحی نسبت به ولتاژ

خروجی اینورتر تمام پل دارای dv/dt کمتری می‌باشد.



شکل ۴-۱۳: جریان شبکه در اینورتر پنج سطحی با دیودهای محدودکننده



شکل ۴-۱۴: THD جریان شبکه برای اینورتر پنج‌سطحی

با توجه به شکل ۴-۱۴، مقدار THD جریان شبکه برای اینورتر پنج‌سطحی برابر ۱٫۳۷٪ می‌-

باشد.

۴-۱-۳ نتایج شبیه‌سازی با استفاده از اینورتر نه‌سطحی و کنترل‌کننده

فازی غیر بهینه:

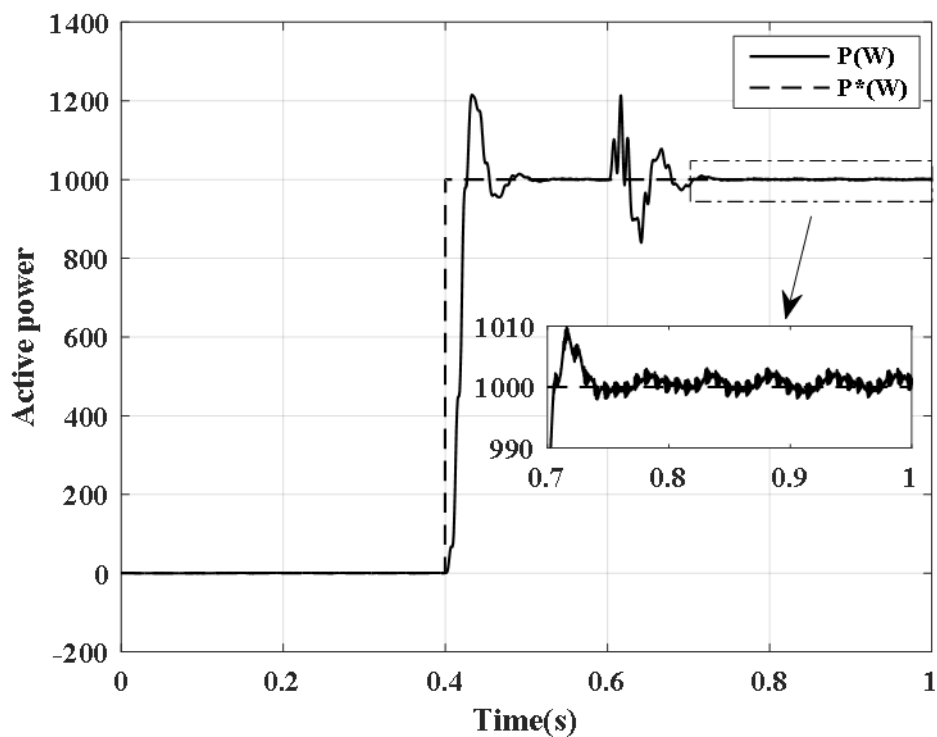
نمودارهای توان‌های اکتیو و راکتیو تزریقی به شبکه با استفاده از کنترل‌کننده فازی غیر بهینه

و اینورتر نه‌سطحی در شکل‌های ۴-۱۵ و ۴-۱۶ و خطای بین توان‌ها و مراجع آن‌ها در شکل‌های ۴-۱۷

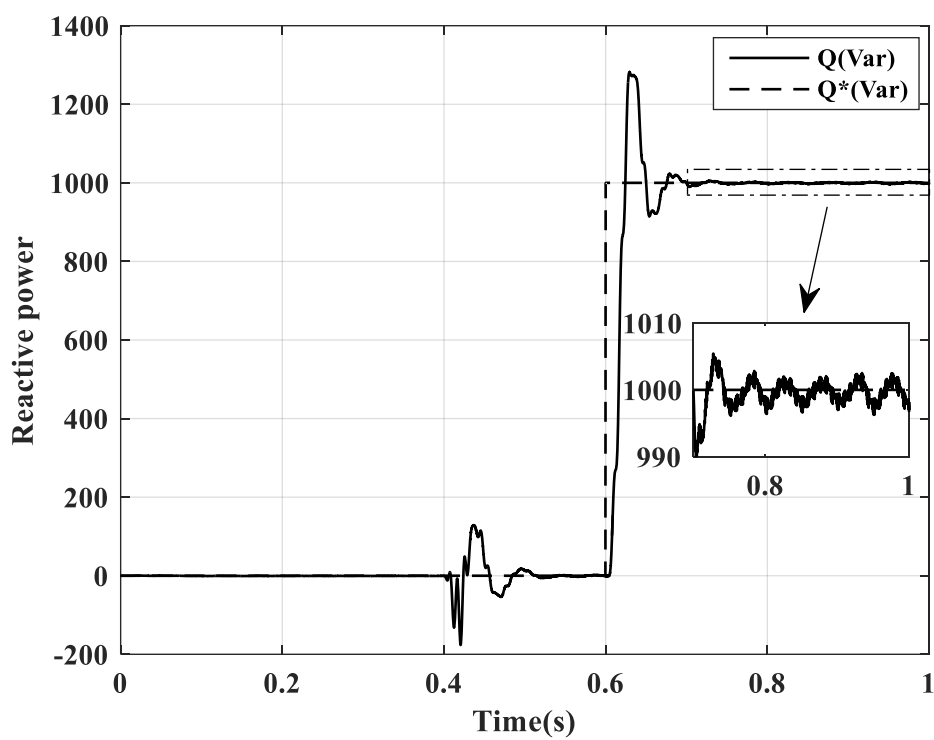
و ۴-۱۸ نشان داده شده است. همچنین شکل ۴-۱۹، ولتاژ خروجی اینورتر نه‌سطحی، شکل ۴-۲۰،

جریان شبکه و شکل ۴-۲۱، THD جریان شبکه را برای اینورتر نه‌سطحی با دیودهای محدودکننده

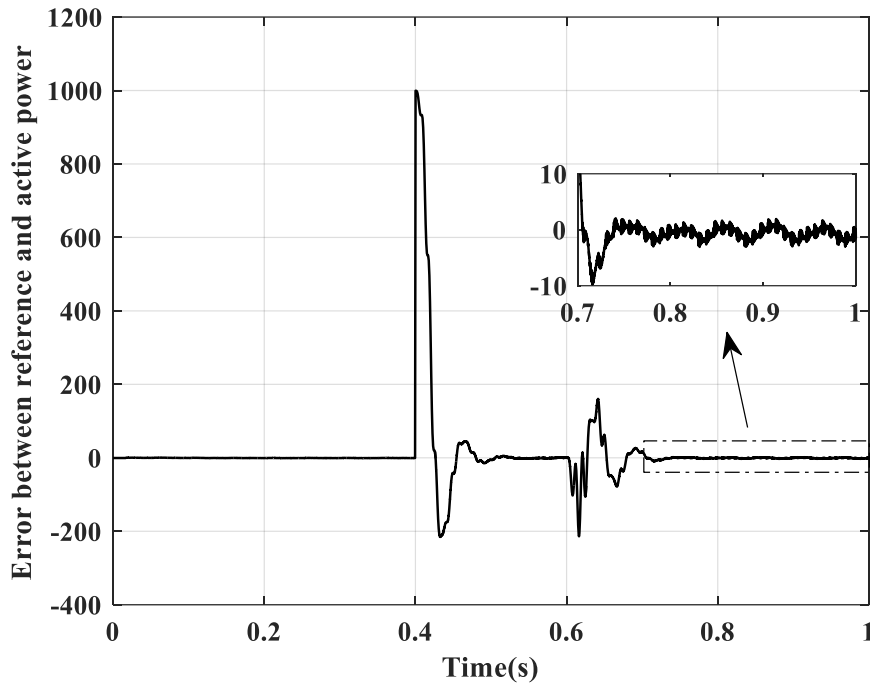
نشان می‌دهد.



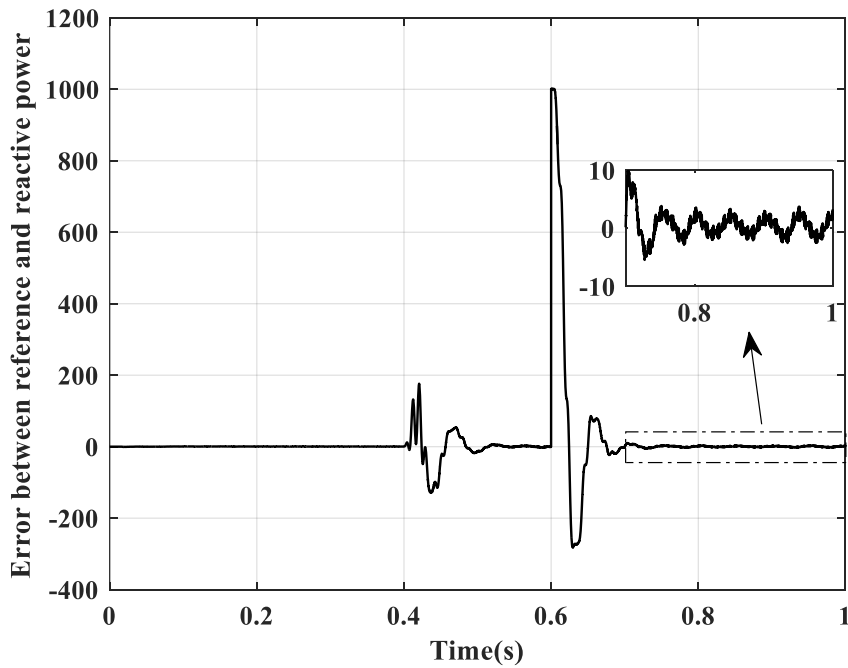
شکل ۴-۱۵: توان اکتیو تزریقی به شبکه با استفاده از کنترل کننده فازی غیر بهینه و اینورتر نه سطحی با دیودهای محدودکننده



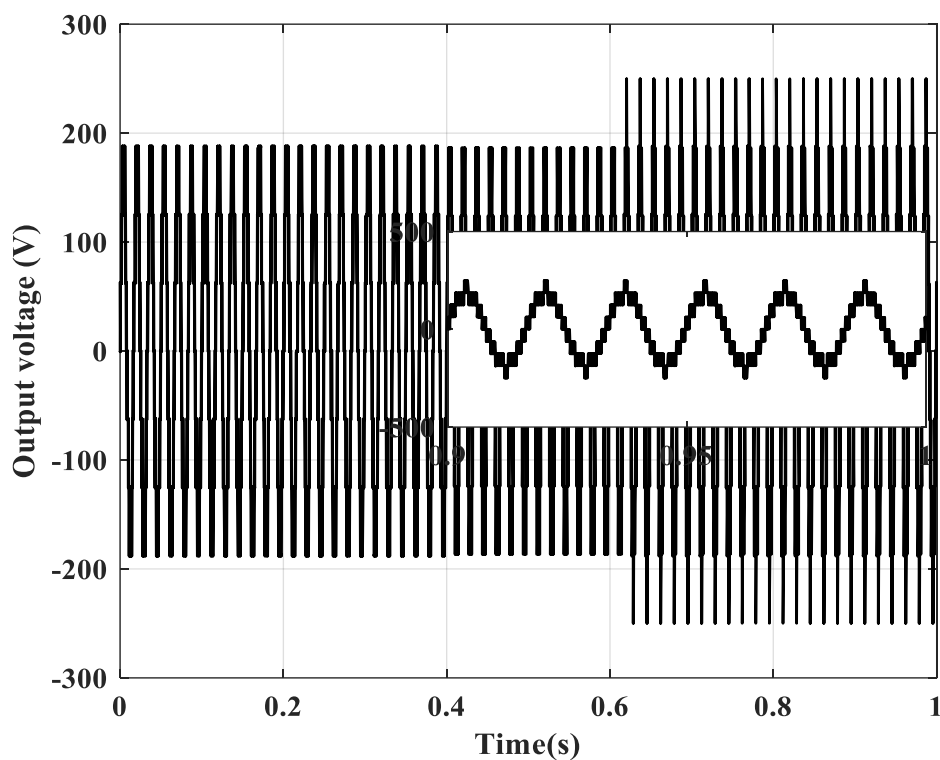
شکل ۴-۱۶: توان راکتیو تزریقی به شبکه با استفاده از کنترل کننده فازی غیر بهینه و اینورتر نه سطحی با دیودهای محدودکننده



شکل ۴-۱۷: خطای ردیابی مرجع توان اکتیو تزریقی به شبکه با استفاده از کنترل کننده فازی غیر بهینه و اینورتر نه سطحی با دیودهای محدودکننده

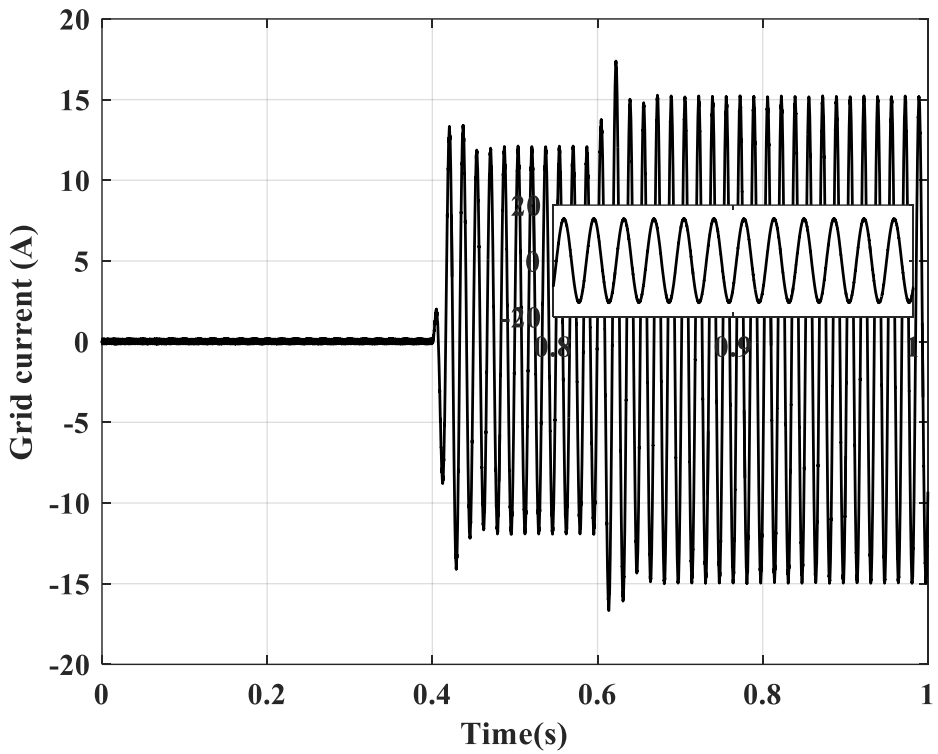


شکل ۴-۱۸: خطای ردیابی مرجع توان راکتیو تزریقی به شبکه با استفاده از کنترل کننده فازی غیر بهینه و اینورتر نه سطحی با دیودهای محدودکننده

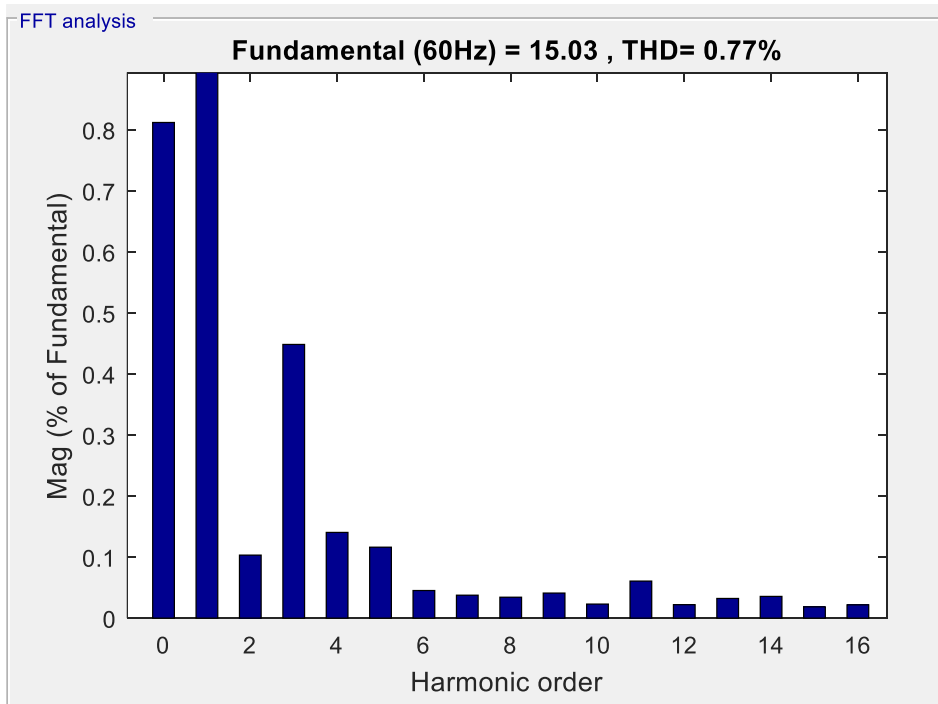


شکل ۴-۱۹: ولتاژ خروجی اینورتر نه سطحی با دیودهای محدودکننده

همانطور که در شکل ۴-۱۹ مشاهده می‌شود ولتاژ خروجی اینورتر نه سطحی دارای اعوجاج هارمونیک بسیار کمی است که در مقایسه با شکل موج‌های ولتاژ خروجی اینورتر تمام پیل و اینورتر پنج سطحی از کیفیت بسیار مناسبی برخوردار می‌باشد. لازم به ذکر است که در شکل ۴-۱۹، دامنه ولتاژ خروجی در زمان قبل از ۰٫۶۲ ثانیه، به دلیل اینکه دامنه ولتاژ مرجع کمتر از شکل موج حامل مثلثی مورد نظر می‌باشد، کمتر شده است.



شکل ۴-۲۰: جریان شبکه اینورتر نه سطحی با دیودهای محدودکننده



شکل ۴-۲۱: THD جریان شبکه برای اینورتر نه سطحی

به دلیل اینکه در اینورتر تمام پیل و اینورتر نه سطحی در هر لحظه دوسوئیچ روشن و خاموش می شوند بنابراین در فرکانس سوئیچینگ برابر، تلفات سوئیچینگ آنها یکسان می باشد. در نتیجه در تلفات سوئیچینگ برابر، مقدار THD جریان شبکه در اینورتر نه سطحی (۰,۷۷٪)، کمتر از THD جریان شبکه در اینورتر تمام پیل (۱,۳۸٪) است. این ثابت می کند که اینورترهای چندسطحی می توانند THD را کاهش دهند که این یک معیار ضروری برای سیستم های فتوولتائیک متصل به شبکه می باشد.

۴-۱-۴ نتایج بهینه سازی با استفاده از الگوریتم PSO

نتایج بهینه سازی با استفاده از الگوریتم PSO برای دو کنترل کننده فازی طراحی شده، شامل توابع عضویت ورودی ها و خروجی ها و همچنین سطح قوانین دو کنترل کننده فازی به صورت شکل های زیر می باشد.

شکل ۴-۲۲: توابع عضویت ورودی ها و خروجی ها و سطح قوانین بهینه شده در کنترل کننده فازی اول (الف) تابع عضویت ورودی خطا (e1) (ب) تابع عضویت ورودی تغییرات خطا (de1) (ج) تابع عضویت خروجی (kp) (د) سطح قوانین

شکل ۴-۲۳: توابع عضویت ورودی ها و خروجی ها و سطح قوانین بهینه شده در کنترل کننده فازی دوم (الف) تابع عضویت ورودی خطا (e2) (ب) تابع عضویت ورودی تغییرات خطا (de2) (ج) تابع عضویت خروجی (kq) (د) سطح قوانین

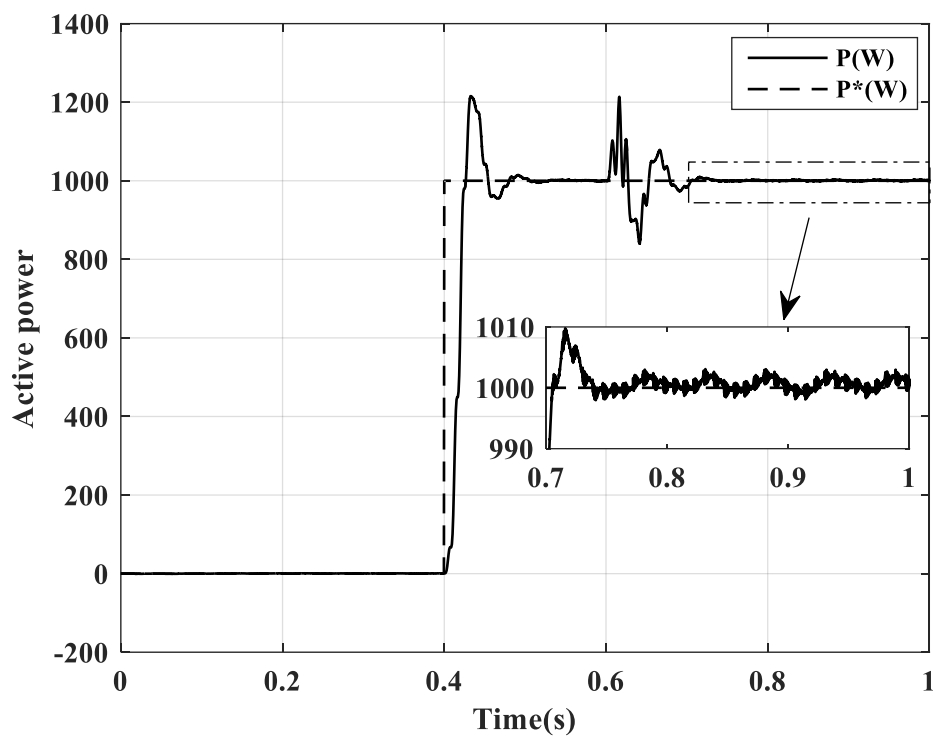
همانطور که در شکل های ۴-۲۲ و ۴-۲۳ مشاهده می شود با استفاده از الگوریتم بهینه سازی PSO مراکز گروه های فازی و همچنین قوانین فازی دو کنترل کننده بهینه شده است. در ادامه نتایج شبیه سازی حاصل از اعمال کنترل کننده فازی بهینه شده با استفاده از نه سطحی ارائه می شود.

۴-۱-۵ نتایج شبیه سازی با استفاده از اینورتر نه سطحی و کنترل کننده فازی

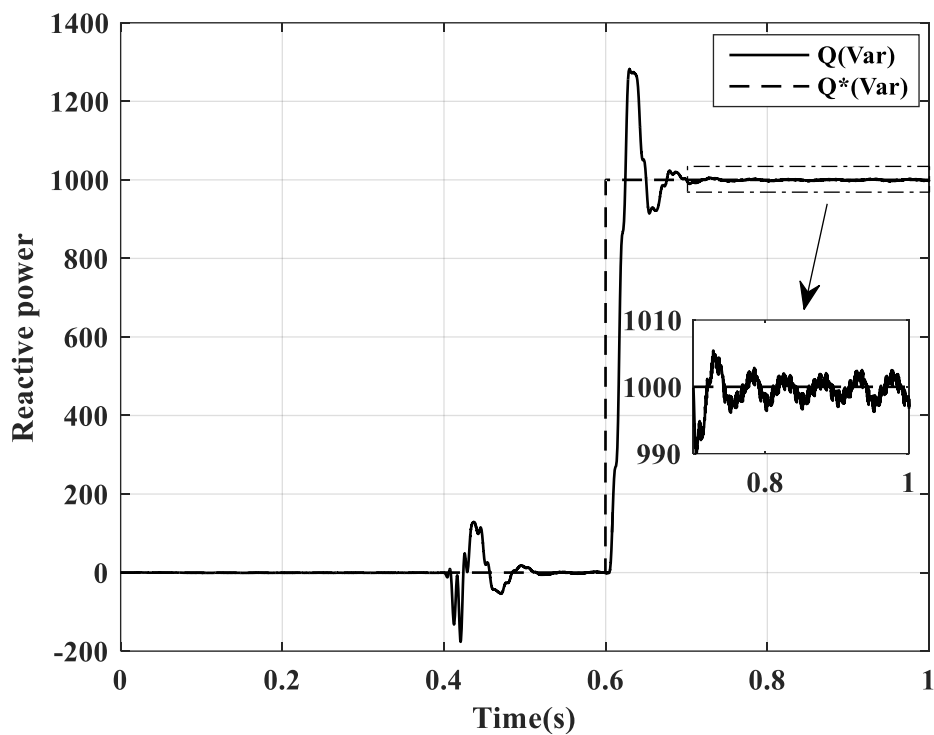
بهینه شده:

نمودارهای توان های اکتیو و راکتیو تزریقی به شبکه با استفاده از کنترل کننده فازی بهینه شده و اینورتر نه سطحی در شکل های ۴-۲۴ و ۴-۲۵ و خطای بین توان ها و مراجع آن ها در شکل های ۴-۴-

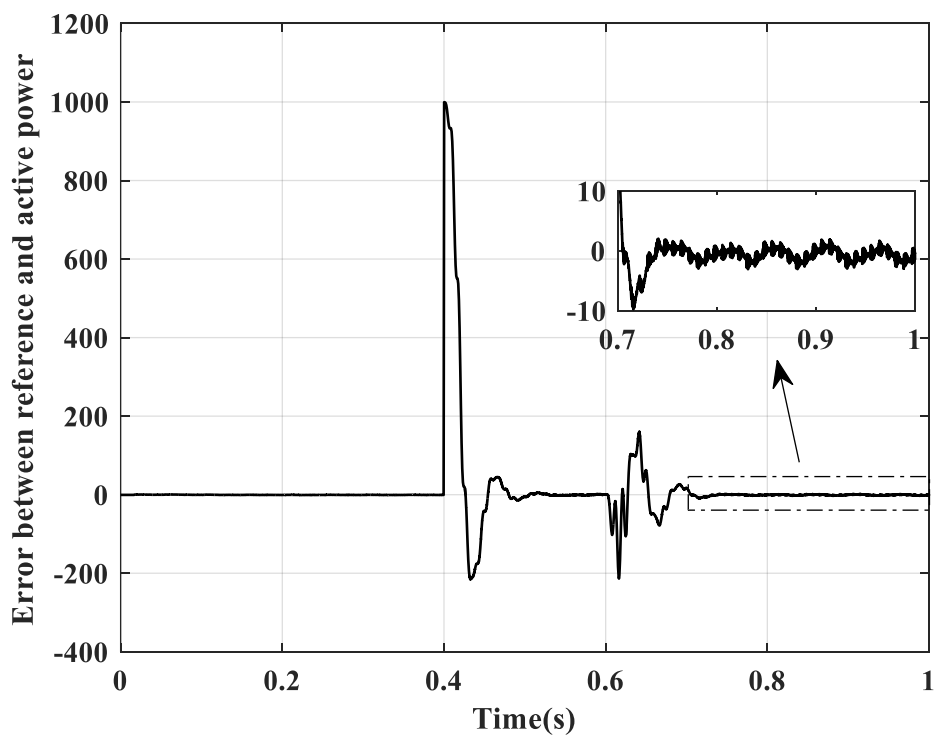
۲۶ و ۲۷-۴ نشان داده شده است. همچنین شکل‌های ۴-۲۸، ۴-۲۹ و ۴-۳۰ به ترتیب ولتاژ خروجی ، جریان شبکه و THD جریان شبکه را برای اینورتر نه‌سطحی با دیودهای محدودکننده نشان می‌دهد.



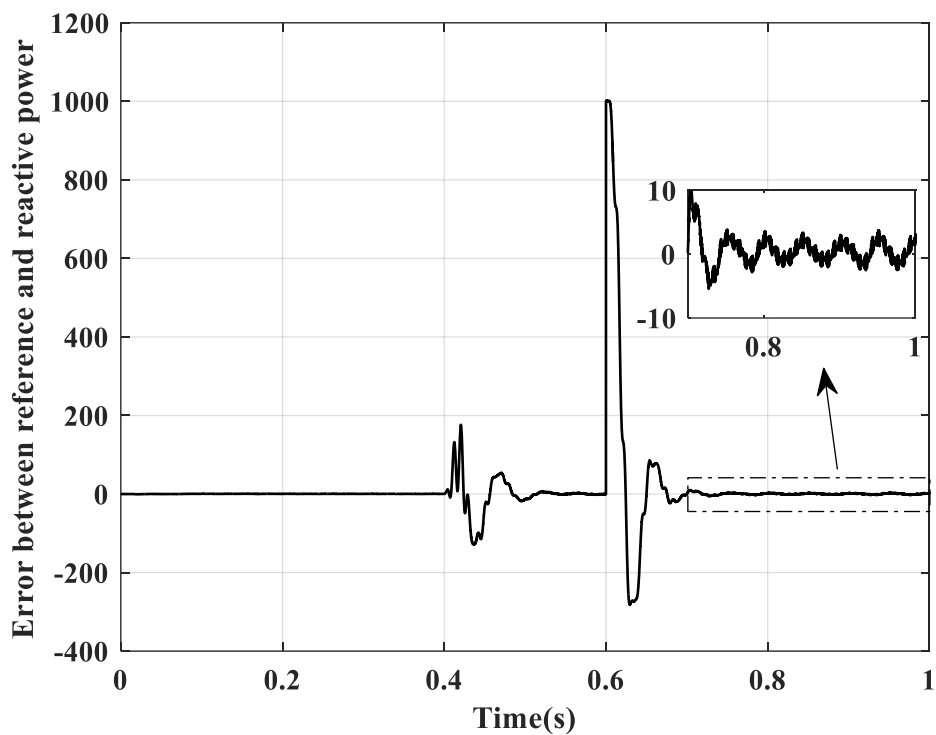
شکل ۴-۲۴: توان اکتیو تزریقی به شبکه با استفاده از کنترل‌کننده فازی بهینه شده و اینورتر نه‌سطحی با دیودهای محدودکننده



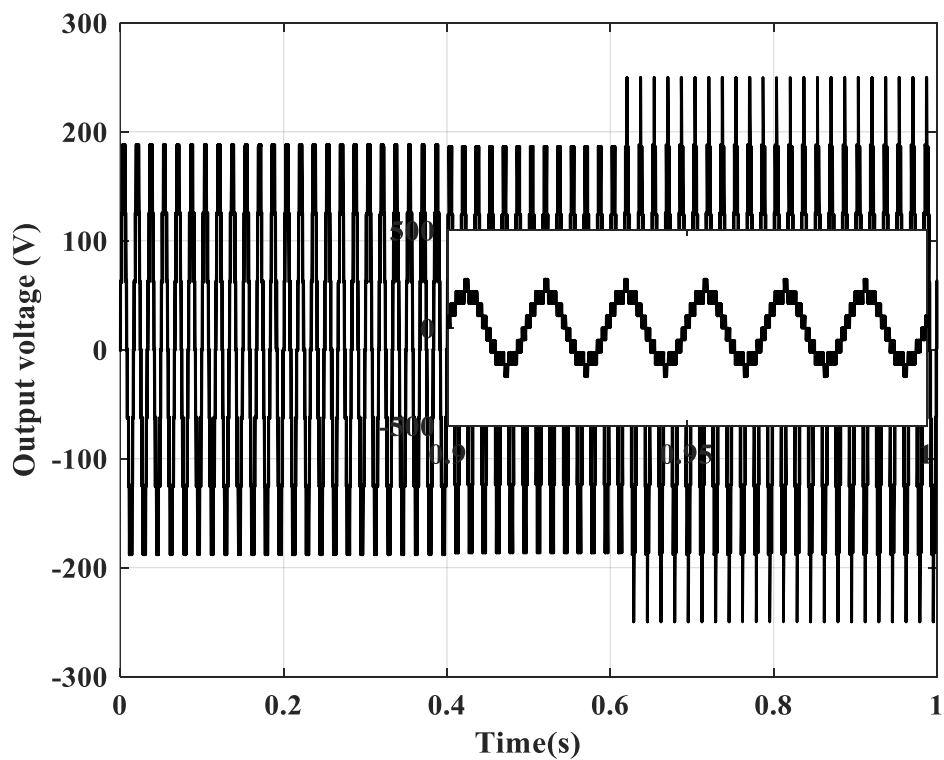
شکل ۴-۲۵: توان راکتیو تزریقی به شبکه با استفاده از کنترل کننده فازی بهینه شده و اینورتر نه سطحی با دیودهای محدودکننده



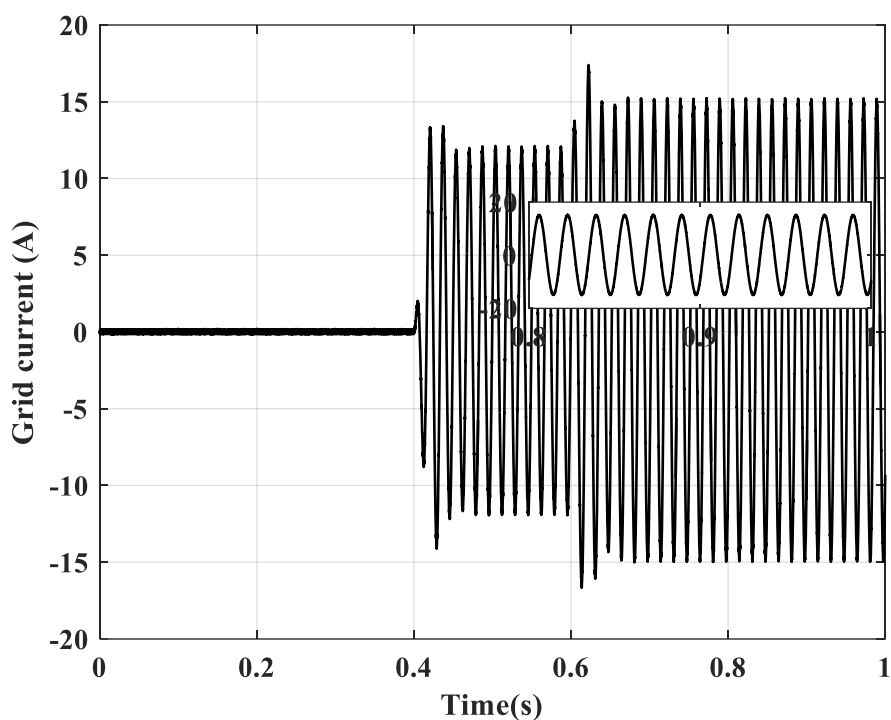
شکل ۴-۲۶: خطای ردیابی مرجع توان اکتیو تزریقی به شبکه با استفاده از کنترل کننده فازی بهینه شده و اینورتر نه سطحی با دیودهای محدودکننده



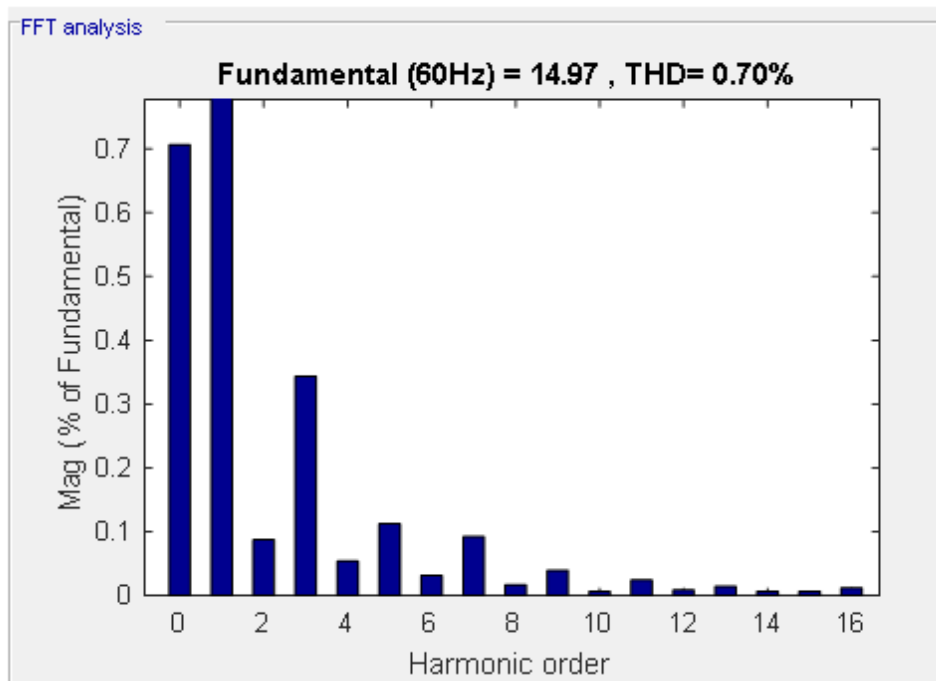
شکل ۴-۲۷: خطای ردیابی مرجع توان راکتیو تزریقی به شبکه با استفاده از کنترل کننده فازی بهینه شده و اینورتر نه سطحی با دیودهای محدودکننده



شکل ۴-۲۱: ولتاژ خروجی اینورتر نه سطحی با دیودهای محدودکننده



شکل ۴-۲۲: جریان شبکه اینورتر نه سطحی با دیودهای محدودکننده



شکل ۴-۲۳: THD جریان شبکه برای اینورتر نه سطحی

همان گونه که مشاهده می شود نتایج شبیه سازی با استفاده از کنترل کننده فازی غیر بهینه و کنترل کننده فازی بهینه شده توسط الگوریتم PSO در اینورتر نه سطحی با دیودهای محدودکننده

یکسان می‌باشد. همچنین نتایج شبیه‌سازی با استفاده از کنترل‌کننده فازی بهینه شده و غیر بهینه در اینورتر پنج سطحی نیز یکسان است که در اینجا آورده نشده است.

فصل ۵: تیجہ گیری و پیشہاوا

۵-۱ نتیجه‌گیری

در این پایان نامه یک کنترل‌کننده فازی که پارامترهای آن توسط الگوریتم PSO بهینه شده برای کنترل مستقیم توان اکتیو و راکتیو طراحی شده است که یکی از مزیت‌های روش فازی عدم نیاز به مدل دقیق ریاضی می‌باشد که باعث کاهش پیچیدگی در روند طراحی کنترل‌کننده می‌شود. از اینورتر پنج‌سطحی و نه‌سطحی با دیودهای محدودکننده و مدولاسیون پهنای پالس شیفت سطح به منظور تزریق توان اکتیو و راکتیو به شبکه استفاده شده است. مزایای اینورترهای چندسطحی عبارتند از: سیستم پیشنهادی ضربه‌های dv/dt کمتری بر قطعات سوئیچینگ اعمال و در ولتاژ و جریان نیز هارمونیک کمتری ایجاد می‌کند و همچنین می‌تواند در فرکانس سوئیچینگ پایین عمل کند که باعث کاهش تلفات سوئیچینگ با بازده بالا می‌شود. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد که با اعمال سیستم کنترلی پیشنهادی، خطای حالت ماندگار در توان‌های تزریقی به شبکه تقریباً صفر شده و نوسانات ۸۰ درصد کاهش پیدا کرده است. در اینورترهای چندسطحی با افزایش تعداد سطوح، THD جریان ورودی کاهش می‌یابد، بنابراین در تلفات سوئیچینگ برابر، THD جریان شبکه برای اینورتر نه‌سطحی (۰,۷۷٪) کمتر از این مقدار در اینورتر پنج‌سطحی (۱,۳۷٪) است و در مقایسه با اینورتر تمام‌پل (۱,۳۸٪) بسیار کمتر است. بنابراین با استفاده از اینورتر نه‌سطحی توان با کیفیت بالاتری به شبکه تزریق می‌شود. همچنین عملکرد کنترل‌کننده فازی با استفاده از مدل سوگنو مورد ارزیابی قرار گرفته است که نتایج شبیه‌سازی حاصل از آن به طور مشابه با مدل ممدانی استفاده شده در این پایان نامه می‌باشد.

۵-۲ پیشنهادها

موارد زیر را می‌توان به عنوان پیشنهادها برای آینده به منظور بهبود عملکرد سیستم و کنترل-

کننده در نظر گرفت:

- در این پایان نامه شبکه با دامنه و فرکانس ثابت در نظر گرفته شد، در صورتی که دامنه و فرکانس شبکه متغیر باشد می‌توان تاثیر آن را بر روی عملکرد سیستم کنترل بررسی کرد.
- منبع فتوولتائیک به عنوان یک ورودی DC متغیر برای اینورتر چندسطحی را می‌توان پیشنهاد داد.
- با مدل‌سازی مقاوم سیستم در برابر اغتشاشات خارجی می‌توان موجب بهبود عملکرد کنترل‌کننده و افزایش قابلیت اطمینان در سیستم شد.
- در این پایان‌نامه ضرایب وزنی الگوریتم بهینه‌سازی PSO به روش تجربی به دست آمد. با انتخاب ضرایب وزنی به صورت دینامیکی می‌توان به نتایج بهینه‌تری دست یافت.

مراجع

- [١] J. Conti, P. Holtberg, and L. Doman, "International energy outlook 2011," *US Energy Information Administration, Technical Report No. DOE/EIA-0484*, 2011.
- [٢] J. Liu, J. Wang, Z. Tan, Y. Meng, and X. Xu, "The analysis and application of solar energy PV power," in *Advanced Power System Automation and Protection (APAP), 2011 International Conference on*, 2011, pp. 1696-1700.
- [٣] F. Jackson, "Planning and installing photovoltaic systems," *A guide for installers, architects and engineers second edition, Londra, İngiltere*, vol. 10, 2008.
- [٤] M. S. Adler, K. W. Owyang, B. J. Baliga, and R. A. Kokosa, "The evolution of power device technology," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 31, pp. 1570-1591, 1984.
- [5] B. J. Baliga, "Evolution of MOS-bipolar power semiconductor technology," *Proceedings of the IEEE*, vol. 76, pp. 409-418, 1988.
- [6] N. A. Moguilnaia, K. V. Vershinin, M. R. Sweet, O. I. Spulber, M. M. De Souza, and E. S. Narayanan, "Innovation in power semiconductor industry: Past and future," *IEEE Transactions on Engineering Management*, vol. 52, pp. 429-439, 2005.
- [7] J.-S. Lai and F. Z. Peng, "Multilevel converters-a new breed of power converters," *IEEE Transactions on industry applications*, vol. 32, pp. 509-517, 1996.
- [8] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, J. Pedersen, E. Cengelci, S. Sulistijo, B. Woo, *et al.*, "Multilevel converters-A survey," *NiN*, vol. 71, pp. 53-53, 1999.
- [9] L. M. Tolbert, F. Z. Peng, and T. G. Habetler, "Multilevel converters for large electric drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 35, pp. 36-44, 1999.
- [10] J. Rodriguez, J.-S. Lai, and F. Z. Peng, "Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications," *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 49, pp. 724-738, 2002.
- [11] J. Rodríguez, S. Bernet, B. Wu, J. O. Pontt, and S. Kouro, "Multilevel voltage-source-converter topologies for industrial medium-voltage drives," *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 54, pp. 2930-2945, 2007.

- [12] L. G. Franquelo, J. Rodriguez, J. I. Leon, S. Kouro, R. Portillo, and M. A. Prats, "The age of multilevel converters arrives," *IEEE industrial electronics magazine*, vol. 2, 2008.
- [13] J. Holtz, "Pulsewidth modulation for electronic power conversion," *Proceedings of the IEEE*, vol. 82, pp. 1194-1214, 1994.
- [14] S. Khomfoi and L. M. Tolbert, "Chapter 17—Multilevel Power Converters of the Power Electronics Handbook," ed: Ed. MH Rashid, Second Edition, Academic Press, USA, 2006.
- [15] A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi, "A new neutral-point-clamped PWM inverter," *IEEE Transactions on industry applications*, pp. 518-523, 1981.
- [16] T. Meynard and H. Foch, "Multi-level choppers for high voltage applications," *EPE journal*, vol. 2, pp. 45-50, 1992.
- [17] M. Marchesoni, M. Mazzucchelli, and S. Tenconi, "A nonconventional power converter for plasma stabilization," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 5, pp. 212-219, 1990.
- [18] L. Xu and V. Agelidis, "Active capacitor voltage control of flying capacitor multilevel converters," *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, vol. 151, pp. 313-320, 2004.
- [19] R. Taleb, D. Benyoucef, M. Helaimi, Z. Boudjemaa, and H. Saidi, "Cascaded H-bridge asymmetrical seven-level inverter using THIPWM for high power induction motor," *Energy Procedia*, vol. 74, pp. 844-853, 2015.
- [20] C. Gao, J. Jiang, X. Yang, L. Xie, and K. Cao, "A novel topology and control strategy of modular multilevel converter (MMC)," in *Electrical and Control Engineering (ICECE), 2011 International Conference on*, 2011, pp. 967-971.
- [21] L. Zhang, K. Sun, L. Feng, H. Wu, and Y. Xing, "A family of neutral point clamped full-bridge topologies for transformerless photovoltaic grid-tied inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, pp. 730-739, 2013.
- [22] H. Abu-Rub, J. Holtz, J. Rodriguez, and G. Baoming, "Medium-voltage multilevel converters—State of the art, challenges, and requirements in industrial applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, pp. 2581-2596, 2010.
- [23] I. Colak, E. Kabalci, and R. Bayindir, "Review of multilevel voltage source inverter topologies and control schemes," *Energy Conversion and Management*, vol. 52, pp. 1114-1128, 2011.
- [24] T. Meynard and H. Foch, "Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters," in *Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC'92 Record., 23rd Annual IEEE*, 1992, pp. 397-403.
- [25] Y.-S. Lai and F.-S. Shyu, "Topology for hybrid multilevel inverter," *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, vol. 149, pp. 449-458, 2002.
- [26] "Electric power converter," ed: Google Patents, 1975.
- [27] A. Edpuganti and A. K. Rathore, "A survey of low switching frequency modulation techniques for medium-voltage multilevel converters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, pp. 4212-4228, 2015.
- [28] A. Tsunoda, Y. Hinago, and H. Koizumi, "Level-and phase-shifted PWM for seven-level switched-capacitor inverter using series/parallel conversion," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, pp. 4011-4021, 2014.
- [29] G. Carrara, S. Gardella, M. Marchesoni, R. Salutari, and G. Sciutto, "A new multilevel PWM method: A theoretical analysis," *IEEE Transactions on power electronics*, vol. 7, pp. 497-505, 1992.

- [30] J. Rodriguez, L. G. Franquelo, S. Kouro, J. I. Leon, R. C. Portillo, M. A. M. Prats, *et al.*, "Multilevel converters: An enabling technology for high-power applications," *Proceedings of the IEEE*, vol. 97, pp. 1786-1817, 2009.
- [31] T. Meynard and H. Foch, "Electronic device for electrical energy conversion between a voltage source and a current source by means of controllable switching cells," ed: Google Patents, 1998.
- [32] P. W. Hammond, "A new approach to enhance power quality for medium voltage drives," in *Petroleum and Chemical Industry Conference, 1995. Record of Conference Papers., Industry Applications Society 42nd Annual*, 1995, pp. 231-235.
- [33] Q.-C. Zhong and T. Hornik, *Control of power inverters in renewable energy and smart grid integration* vol. 97: John Wiley & Sons, 2012.
- [34] M. Karimi-Ghartemani, "Universal integrated synchronization and control for single-phase DC/AC converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, pp. 1544-1557, 2015.
- [35] H. D. Tafti, A. I. Maswood, A. Ukil, O. H. Gabriel, and L. Ziyou, "NPC photovoltaic grid-connected inverter using proportional-resonant controller," in *Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), 2014 IEEE PES Asia-Pacific*, 2014, pp. 1-6.
- [36] J. Selvaraj and N. A. Rahim, "Multilevel inverter for grid-connected PV system employing digital PI controller," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, pp. 149-158, 2009.
- [37] A. S. Pabbewar and M. Kowsalya, "Three Level Neutral Point Clamped Inverter Using Space Vector Modulation with Proportional Resonant Controller," *Energy Procedia*, vol. 103, pp. 286-291, 2016.
- [38] X. Hao, X. Yang, T. Liu, L. Huang, and W. Chen, "A sliding-mode controller with multiresonant sliding surface for single-phase grid-connected VSI with an LCL filter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, pp. 2259-2268, 2013.
- [39] A. Kotsopoulos, J. L. Duarte, and M. A. Hendrix, "Predictive DC voltage control of single-phase PV inverters with small DC link capacitance," in *Industrial Electronics, 2003. ISIE'03. 2003 IEEE International Symposium on*, 2003, pp. 793-797.
- [40] M. A. Mahmud, H. Pota, M. Hossain, and N. K. Roy, "Robust partial feedback linearizing stabilization scheme for three-phase grid-connected photovoltaic systems," *IEEE Journal of photovoltaics*, vol. 4, pp. 423-431, 2014.
- [41] D. Lalili, A. Mellit, N. Lourci, B. Medjahed, and E. Berkouk, "Input output feedback linearization control and variable step size MPPT algorithm of a grid-connected photovoltaic inverter," *Renewable energy*, vol. 36, pp. 3282-3291, 2011.
- [42] T. Roy, M. Mahmud, M. Hossain, and A. Oo, "Nonlinear backstepping controller design for sharing active and reactive power in three-phase grid-connected photovoltaic systems," in *Power Engineering Conference (AUPEC), 2015 Australasian Universities*, 2015, pp. 1-6.
- [43] D. Lalili, A. Mellit, N. Lourci, B. Medjahed, and C. Boubakir, "State feedback control and variable step size MPPT algorithm of three-level grid-connected photovoltaic inverter," *Solar Energy*, vol. 98, pp. 561-571, 2013.
- [44] A. O. Zué and A. Chandra, "State feedback linearization control of a grid connected photovoltaic interface with MPPT," in *Electrical Power & Energy Conference (EPEC), 2009 IEEE*, 2009, pp. 1-6.

- [45] I.-S. Kim, "Sliding mode controller for the single-phase grid-connected photovoltaic system," *Applied Energy*, vol. 83, pp. 1101-1115, 2006.
- [46] J. Hu, L. Shang, Y. He, and Z. Zhu, "Direct active and reactive power regulation of grid-connected DC/AC converters using sliding mode control approach," *IEEE transactions on power electronics*, vol. 26, pp. 210-222, 2011.
- [47] R. Bakhshi and J. Sadeh, "Voltage positive feedback based active method for islanding detection of photovoltaic system with string inverter using sliding mode controller," *Solar Energy*, vol. 137, pp. 564-577, 2016.
- [48] H. Yatimi and E. Aroudam, "Assessment and control of a photovoltaic energy storage system based on the robust sliding mode MPPT controller," *Solar Energy*, vol. 139, pp. 557-568, 2016.
- [49] N. G. M. Thao and K. Uchida, "Control the photovoltaic grid-connected system using fuzzy logic and backstepping approach," in *Control Conference (ASCC), 2013 9th Asian*, 2013, pp. 1-8.
- [50] T. Roy, M. Mahmud, A. Oo, and M. Haque, "Robust nonlinear adaptive backstepping controller design for three-phase grid-connected solar photovoltaic systems with unknown parameters," in *Power and Energy Society General Meeting (PESGM), 2016*, 2016, pp. 1-5.
- [51] R. Poli, J. Kennedy, and T. Blackwell, "Particle swarm optimization," *Swarm intelligence*, vol. 1, pp. 33-57, 2007.

Abstract

This thesis introduces an optimized fuzzy controller by the PSO algorithm using a nine-level diode-clamped inverters for direct control of power injection into the grid. The conventional control method in grid-connected multi-level inverters is to control output current, whereas in this work, the active and reactive desired powers are directly used as a tracking reference values. In comparison with the integral controller, the proposed fuzzy control approach has significant advantages such as eliminating steady-state error and decreasing the oscillation amplitude in the injected powers. Improving power quality, harmonics reduction and efficiency enhancement are also some of additional superiority of multi-level inverters than two-level ones. Moreover the performance of the proposed controller using five-level diode-clamped inverter was investigated. Finally, the simulation results of the two control strategy and inverters are compared with each other that confirms the effectiveness of the proposed system and power injection control approach.

Keywords: Nine-level diode-clamped inverters, PSO algorithm, Fuzzy controller, Direct control of power injection.



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

**Direct control of injected active and reactive powers into the grid
using five-level inverter in Photovoltaic Systems**

By: Masoume Mahmoudi

Supervisor:
Dr. Hossein Gholizade-Narm

January 2017

