



دانشگاه صنعتی شاهرود

دانشکده مهندسی برق و رباتیک

گروه قدرت

# طراحی و ساخت اینورتر سه فاز چهار شاخه جهت تغذیه بارهای نامتعادل

دانشجو: جواد برسلانی

استاد راهنما:

دکتر علی دستفان

استاد مشاور:

مهندس مهدی حق شناس

پایان نامه جهت اخذ درجه کارشناسی ارشد

بهمن ماه ۱۳۹۱

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

دانشگاه صنعتی شاهرود

دانشکده : برق و رباتیک

گروه : قدرت

پایان نامه کارشناسی ارشد آقای جواد برسلانی

تحت عنوان: طراحی و ساخت اینورتر چهار شاخه جهت تغذیه  
بارهای نامتعادل

در تاریخ ..... توسط کمیته تخصصی زیر جهت اخذ مدرک کارشناسی ارشد  
مورد ارزیابی و با درجه ..... مورد پذیرش قرار گرفت.

امضاء	امضاء	استاد راهنما	استاد مشاور
		نام و نام خانوادگی :	نام و نام خانوادگی :

امضاء	امضاء	اساتید داور	نماینده تحصیلات تکمیلی
		نام و نام خانوادگی :	نام و نام خانوادگی :
		نام و نام خانوادگی :	
		نام و نام خانوادگی :	
		نام و نام خانوادگی :	



دانشگاه صنعتی شاهرود

دانشکده مهندسی برق و رباتیک

گروه قدرت

# طراحی و ساخت اینورتر سه فاز چهار شاخه جهت تغذیه بارهای نامتعادل

دانشجو: جواد برسلانی

استاد راهنما:

دکتر علی دستفان

استاد مشاور:

مهندس مهدی حق شناس

پایان نامه جهت اخذ درجه کارشناسی ارشد

بهمن ماه ۱۳۹۱



تقدیم به:

پدر و مادر عزیزم که در تمامی مراحل زندگی، پشتیبان همیشگی‌ام  
هستند. همچنین به همسر مهربانم که در تک تک لحظه‌های زندگی همراه  
می‌باشد.

## تشکر و قدردانی

وظیفه خود می‌دانم سپاسگزار تمام آنهایی باشم که در این دوره ارزشمند بودنشان و امیدشان راهگشای من بود؛ پدر و مادر عزیزم که همانند تمام روزهای گذشته با صبر و حوصله در کنارم بودند.

همچنین از استاد عزیز و گرانقدرم جناب آقای دکتر دستفان که با تلاش‌های بی‌شائبه خود مرا در انجام این پایان‌نامه یاری نمودند و به هنگام نیاز برای حل مشکلات اینجانب از هیچ کمکی دریغ نورزیدند. برای ایشان آرزوی سلامتی، موفقیت و سربلندی را دارم. نیز کمال قدردانی را از جناب آقای مهندس حق شناس به عمل می‌آورم که در انجام این پروژه از راهنمایی‌هایشان به عنوان استاد مشاور بهره برده‌ام. از کلیه دوستان عزیزم مخصوصاً اعضای محترم شرکت مهندسی نیکان توان پژوهان که در طول مدت تحصیل به اینجانب کمک نمودند، تشکر می‌کنم و بطور ویژه از برادر مهربانم جناب آقای مهندس حسن برسلانی به جهت حمایت‌های دلسوزانه‌شان تشکر می‌کنم.

## تعهد نامه

اینجانب ..... جواد برسلانی..... دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته ..... برق / قدرت..... دانشکده ..... برق و رباتیک..... دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه .... طراحی و ساخت اینورتر چهار شاخه جهت تغذیه بارهای نامتعادل..... تحت راهنمایی...دکتر علی دستفان.....متعهد می شوم .

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

### تاریخ

### امضای دانشجو

#### مالکیت نتایج و حق نشر

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

## چکیده

این پایان نامه به معرفی، مدل سازی و کنترل اینورترهای سه فاز چهار شاخه جهت تغذیه بارهای نامتعادل می پردازد و دو روش جدید در کنترل این مبدل ارائه می دهد. روش اول مبتنی بر مجزاسازی و کنترل سیستم با استفاده از فیدبک حالت و روش دوم برپایه مجزاسازی و کنترل به کمک فیدبک ولتاژی مجزاکننده می باشد. در هر یک از روش های پیشنهادی مدلسازی و طراحی روش کنترل به طور کامل صورت گرفته و بحث هایی نظیر پاسخ به اغتشاش و پایداری تا حد امکان بیان شده است. روش های پیشنهادی به علت عملکرد در دستگاه abc و نیز سادگی ساختار، در پیاده سازی پیچیدگی های روش های قبلی را نداشته و دارای پاسخ قابل قبولی در حالات بار نامتعادل می باشند. نتایج شبیه سازی ها، توانایی روش های بکار گرفته شده را در کاهش خطای ردگیری ولتاژ مرجع خروجی نشان می دهد که ارزیابی مقیاس های متعارف در بررسی سیستم های نامتعادل اعم از اعوجاج کلی هارمونیک، ضریب عدم تعادل و خطای حالت دائم بر این ادعا صحه می گذارد. به منظور بررسی یکی از روش های کنترل پیشنهادی در شرایط کار عملی، یک نمونه آزمایشگاهی اینورتر سه فاز چهار شاخه به همراه کلیدی ملزومات آن شامل فیلتر خروجی، بردهای واسط الکترونیک، واحد پردازنده و ... طراحی و ساخته شده است. نتایج حاصل از ساخت نمونه ساخته شده اینورتر و مقایسه آن با شبیه سازی های صورت گرفته، صحت و کارایی روش بکار گرفته شده را اثبات می کند.

واژه های کلیدی: اینورتر ولتاژ سه فاز چهار شاخه، بار نامتعادل، مدل میانگین اینورتر، روش -

های کنترل مجزا کننده، مدولاسیون اینورترهای چهار شاخه.

## فهرست مطالب

<b>فصل ۱: مقدمه</b> .....	۱
۱-۱- تعریف موضوع.....	۲
۲-۱- هدف پژوهش.....	۴
۳-۱- مروری بر فصول پایان نامه.....	۴
<b>فصل ۲: اینورتر های منبع ولتاژ جهت تغذیه بارهای نامتعادل</b> .....	۷
۱-۲- مقدمه.....	۸
۲-۲- ساختارهای مختلف اینورتری جهت تغذیه بارهای نامتعادل.....	۸
۱-۲-۲- ساختارهای با سه شاخه ی کلید زنی.....	۹
۲-۲-۲- اینورتر ولتاژ سه فاز چهار شاخه.....	۱۲
۳-۲- مفهوم بارهای نامتعادل در دستگاه سه فاز.....	۱۵
۱-۳-۲- تعاریف مختلف ضریب عدم تعادل.....	۱۵
۴-۲- روش های مدولاسیون در اینورتر ها.....	۲۰
۵-۲- روش های کنترل اینورترهای منبع ولتاژ.....	۲۳
۲-۵-۲- کنترل کننده میزان موثر ولتاژ خروجی.....	۲۵
۳-۵-۲- کنترل کننده های بر پایه ی مقادیر لحظه ای ولتاژ.....	۲۶
۴-۵-۲- سایر روشهای کنترلی.....	۳۱
<b>فصل ۳: روش های پیشنهادی در مدلسازی و کنترل</b> .....	۳۲
۱-۳- مقدمه فصل.....	۳۳
۱-۳- مدلسازی اینورتر سه فاز چهار شاخه در دستگاه abc.....	۳۴
۱-۱-۳- معرفی مدار اینورتر و بدست آوردن مدل میانگین.....	۳۴
۲-۱-۳- معرفی معادلات حالت سیستم.....	۳۶
۳-۱-۳- بررسی سیستم کنترل نشده.....	۳۸
۲-۳- روش اول پیشنهادی، کنترل سیستم با استفاده از فیدبک حالت مجزا کننده.....	۴۲
۲-۲-۳- کنترل کننده فیدبک حالت.....	۴۳
۳-۲-۳- مجزا سازی با استفاده از فیدبک حالت.....	۴۴
۴-۲-۳- بررسی اثر اغتشاش جریان بار در روش کنترل پیشنهادی.....	۴۸
۳-۳- روش دوم پیشنهادی، کنترل سیستم با فیدبک ولتاژی مجزا کننده.....	۵۱
۱-۳-۳- مجزا سازی سیستم با استفاده از فیدبک ولتاژی.....	۵۱

۵۴	..... ۲-۳-۳- کنترل سیستم مجزا شده
۵۶	..... ۴-۳- مدولاسیون و تعیین سیگنال های گیت کلیدها
۵۶	..... ۵-۳- خلاصه فصل

## فصل ۴: نتایج شبیه سازی و ساخت ..... ۵۸

۵۹	..... ۱-۴- مقدمه فصل
۶۰	..... ۲-۴- طراحی پارامترهای سیستم
۶۱	..... ۳-۴- شبیه سازی سیستم در نرم افزار متلب
۶۳	..... ۲-۳-۴- شبیه سازی روش کنترل پیشنهادی اول
۶۴	..... ۳-۳-۴- شبیه سازی روش کنترلی پیشنهادی دوم
۶۶	..... ۴-۴- ساخت سخت افزار و پیاده سازی برنامه اینورتر مورد بررسی
۷۷	..... ۵-۴- نتایج شبیه سازی و ساخت
۷۷	..... ۱-۵-۴- بررسی و مقایسه پاسخ روش های کنترلی پیشنهادی با استفاده از شبیه سازی
۱۰۱	..... ۲-۵-۴- بررسی نتایج حاصل از ساخت و مقایسه با شبیه سازی

## فصل ۵: نتیجه گیری و پیشنهادات ..... ۱۱۷

۱۱۸	..... ۱-۵- نتیجه گیری
۱۲۰	..... ۲-۵- پیشنهادات

## مراجع ..... ۱۲۱

## پیوست ها ..... ۱۲۶

## فهرست اشکال

- شکل (۱-۲) ساختار کلی اینورتر سه فاز سه شاخه با ترانس خروجی مثلث به ستاره جهت تامین سیم  
نوترال [۱] ..... ۹
- شکل (۲-۲) ساختار کلی اینورتر سه فاز با سر وسط خازن لینک DC [۱] ..... ۱۰
- شکل (۳-۲) ساختار کلی اینورتر نیم پل تک فاز [۱] ..... ۱۱
- شکل (۴-۲) ساختار کلی اینورتر ولتاژ سه فاز چهار شاخه [۱] ..... ۱۲
- شکل (۵-۲) ساختار کلی اینورتر ولتاژ تک فاز تمام موج [۱] ..... ۱۳
- شکل (۶-۲) ساختار اینورتر دو شاخه دارای دو درجه آزادی در ورودی و یک درجه آزادی در ولتاژ  
خروجی [۲۱] ..... ۱۴
- شکل (۷-۲) ساختار اینورتر سه شاخه دارای سه درجه آزادی در ورودی و دو درجه آزادی در ولتاژ  
خروجی [۲۱] ..... ۱۴
- شکل (۸-۲) ساختار اینورتر چهار شاخه دارای چهار درجه آزادی در ورودی و سه درجه آزادی در  
ولتاژ خروجی [۲۱] ..... ۱۴
- شکل (۹-۲) دیاگرام کلی برداری های فضایی سه بعدی در اینورترهای چهار شاخه [۲۷] ..... ۲۲
- شکل (۱۰-۲) نمای کلی اینورتر کنترل شده حلقه بسته تکفاز در یک UPS [۲۷] ..... ۲۴
- شکل (۱-۳) نمودار کلی مدار قدرت اینورتر سه فاز چهار شاخه به همراه فیلتر خروجی ..... ۳۴
- شکل (۲-۳) مدل میانگین سیگنال بزرگ یک اینورتر سه فاز چهار شاخه در دستگاه abc ..... ۳۶
- شکل (۳-۳) نمودار لگاریتمی اندازه و فاز سیستم کنترل نشده؛ نمودارهای آبی و سبز به ترتیب مربوط  
به تابع تبدیل عناصر قطری اصلی و غیر قطری اصلی تابع تبدیل رابطه (۳-۱۸) ..... ۴۱
- شکل (۴-۳) دیاگرام کلی روش کنترلی پیشنهادی (a): سیستم حلقه باز با وجود اغتشاش (b): سیستم  
حلقه بسته با فیدبک حالت خطی مجزا کننده بدون اغتشاش (c): تابع تبدیل معادل سیستم مجزا شده  
حلقه بسته (d): کنترل کننده تناسبی پیشنهادی برای سیستم مجزا شده نهایی با اغتشاش ..... ۴۷
- شکل (۵-۳) اینورتر تکفاز معادل در هر یک از فازها پس از مجزا سازی ..... ۵۳
- شکل (۶-۳) مدل حوزه فرکانس اینورتر معادل در هر یک از فازهای خروجی ..... ۵۴
- شکل (۷-۳) بلوک دیاگرام روش کنترل پیشنهادی با در نظر گرفتن اثر تاخیر مربوط به نمونه برداری  
..... ۵۵
- شکل (۱-۴) ساختار کلی اینورتر سه فاز چهار شاخه مورد بررسی در شبیه سازی و ساخت ..... ۶۰

- شکل (۲-۴) مدار قدرت شبیه سازی شده اینورتر سه فاز چهار شاخه مورد بررسی در نرم افزار متلب / سیمولینک ..... ۶۲
- شکل (۳-۴) بلوک دیاگرام کلی نحوه ی پیاده سازی روش کنترلی پیشنهادی اول در نرم افزار متلب ..... ۶۴
- شکل (۴-۴) بلوک دیاگرام کلی نحوه ی پیاده سازی روش کنترلی پیشنهادی اول در نرم افزار متلب ..... ۶۵
- شکل (۵-۴) بلوک دیاگرام ارتباط سخت افزار تست ساخته شده برای اینورتر سه فاز چهار شاخه مورد بررسی ..... ۶۶
- شکل (۶-۴) شماتیک مدار قدرت در نمونه تست ساخته شده اینورتر سه فاز چهار شاخه مورد بررسی ..... ۶۷
- شکل (۷-۴) نمایی از دستگاه ساخته شده در آزمایشگاه ..... ۶۷
- شکل (۸-۴) نمای مدار درایور مربوط به یکی از شاخه های کلید زنی به همراه دو MOSFET در یک شاخه در دستگاه ساخته شده ..... ۶۹
- شکل (۹-۴) نمایی از برد CPLD به همراه اتصالات آن به بردهای Signal Conditioning، برد ARM و برد درایور ..... ۷۱
- شکل (۱۰-۴) شمای کلی مربوط به فرایند تولید سیگنالهای PWM و زمان وقوع وقفهها در میکروکنترلر ARM مورد استفاده ..... ۷۵
- شکل (۱۱-۴) فلوچارت برنامه پیاده سازی شده در میکروکنترلر ARM به زبان برنامه نویسی C ..... ۷۶
- شکل (۱۲-۴) نحوه ی اتصالات و انواع مختلف بار شبیه سازی شده ..... ۷۸
- شکل (۱۳-۴) شکل موج ولتاژها و جریانهای خروجی حاصل از شبیه سازی در حالت بی بار، (a): روش کنترل حلقه باز، (b): روش کنترل پیشنهادی اول، (c): روش کنترل پیشنهادی دوم ..... ۸۲
- شکل (۱۴-۴) آنالیز هارمونیک شکل موج ولتاژ فاز a خروجی حاصل از شبیه سازی در حالت بی بار، (a): روش کنترل حلقه باز، (b): روش کنترل پیشنهادی اول، (c): روش کنترل پیشنهادی دوم ..... ۸۳
- شکل (۱۵-۴) شکل موج جریان های سلف های خروجی فیلتر اینورتر حاصل از شبیه سازی در حالت بی بار، (a): روش کنترل حلقه باز، (b): روش کنترل پیشنهادی اول، (c): روش کنترل پیشنهادی دوم ..... ۸۴



شکل (۱۶-۴) شکل موج شاخصهای مدولاسیون خروجی کنترل کننده (ورودی PWM) حاصل از شبیه سازی در حالت بی بار، (a): روش کنترل حلقه باز، (b): روش کنترل پیشنهادی اول، (c): روش کنترل پیشنهادی دوم ..... ۸۵

شکل (۱۷-۴) شکل موج ولتاژها و جریانهای خروجی حاصل از شبیه سازی در حالت بار کامل متعادل، (a): روش کنترل حلقه باز، (b): روش کنترل پیشنهادی اول، (c): روش کنترل پیشنهادی دوم ..... ۸۷

شکل (۱۸-۴) آنالیز هارمونیک شکل موج ولتاژ فاز a خروجی حاصل از شبیه سازی در حالت بار کامل متعادل، (a): روش کنترل حلقه باز، (b): روش کنترل پیشنهادی اول، (c): روش کنترل پیشنهادی دوم ..... ۸۸

شکل (۱۹-۴) شکل موج جریان های سلف های خروجی فیلتر اینورتر حاصل از شبیه سازی در حالت بار کامل متعادل، (a): روش کنترل حلقه باز، (b): روش کنترل پیشنهادی اول، (c): روش کنترل پیشنهادی دوم ..... ۸۹

شکل (۲۰-۴) شکل موج شاخصهای مدولاسیون خروجی کنترل کننده (ورودی PWM) حاصل از شبیه سازی در حالت بار کامل متعادل، (a): روش کنترل حلقه باز، (b): روش کنترل پیشنهادی اول، (c): روش کنترل پیشنهادی دوم ..... ۹۰

شکل (۲۱-۴) شکل موج ولتاژها و جریانهای خروجی حاصل از شبیه سازی در حالت بار نامتعادل تک فاز، (a): روش کنترل حلقه باز، (b): روش کنترل پیشنهادی اول، (c): روش کنترل پیشنهادی دوم ..... ۹۲

شکل (۲۲-۴) آنالیز هارمونیک شکل موج ولتاژ فاز a خروجی حاصل از شبیه سازی در حالت بار نامتعادل تک فاز، (a): روش کنترل حلقه باز، (b): روش کنترل پیشنهادی اول، (c): روش کنترل پیشنهادی دوم ..... ۹۳

شکل (۲۳-۴) شکل موج جریان های سلف های خروجی فیلتر اینورتر حاصل از شبیه سازی در حالت بار نامتعادل تک فاز، (a): روش کنترل حلقه باز، (b): روش کنترل پیشنهادی اول، (c): روش کنترل پیشنهادی دوم ..... ۹۴

شکل (۲۴-۴) شکل موج شاخصهای مدولاسیون خروجی کنترل کننده (ورودی PWM) حاصل از شبیه سازی در حالت بار نامتعادل تک فاز، (a): روش کنترل حلقه باز، (b): روش کنترل پیشنهادی اول، (c): روش کنترل پیشنهادی دوم ..... ۹۵

شکل (۲۵-۴) شکل موج ولتاژها و جریانهای خروجی حاصل از شبیه سازی در حالت بار نامتعادل خط به خط، (a): روش کنترل حلقه باز، (b): روش کنترل پیشنهادی اول، (c): روش کنترل پیشنهادی دوم ..... ۹۷

شکل (۲۶-۴) آنالیز هارمونیک شکل موج ولتاژ فاز a خروجی حاصل از شبیه سازی در حالت بار نامتعادل خط به خط، (a): روش کنترل حلقه باز، (b): روش کنترل پیشنهادی اول، (c): روش کنترل پیشنهادی دوم ..... ۹۸

شکل (۲۷-۴) شکل موج جریان های سلف های خروجی فیلتر اینورتر حاصل از شبیه سازی در حالت بار نامتعادل خط به خط، (a): روش کنترل حلقه باز، (b): روش کنترل پیشنهادی اول، (c): روش کنترل پیشنهادی دوم ..... ۹۹

شکل (۲۸-۴) شکل موج شاخصهای مدولاسیون خروجی کنترل کننده (ورودی PWM) حاصل از شبیه سازی در حالت بار نامتعادل خط به خط، (a): روش کنترل حلقه باز، (b): روش کنترل پیشنهادی اول، (c): روش کنترل پیشنهادی دوم ..... ۱۰۰

شکل (۲۹-۴) شکل موج ولتاژهای فاز سه فاز خروجی در حالت بار کامل متعادل با بکار گیری روش کنترل پیشنهادی دوم، (a): نتیجه ساخت (b): شبیه سازی در نرم افزار ..... ۱۰۴

شکل (۳۰-۴) شکل موج جریان های بار سه فاز خروجی در حالت بار کامل متعادل با بکار گیری روش کنترل پیشنهادی دوم، (a): نتیجه ساخت (b): شبیه سازی در نرم افزار ..... ۱۰۵

شکل (۳۱-۴) شکل موج ولتاژ و جریان یکی از خازن ها، ورودی های فید بک شده به حلقه کنترل در حالت بار کامل متعادل با بکار گیری روش کنترل پیشنهادی دوم، (a): نتیجه ساخت (b): شبیه سازی در نرم افزار ..... ۱۰۶

شکل (۳۲-۴) شکل موج شاخص مدولاسیون یکی از فازها (خروجی حلقه کنترل) در حالت بار کامل متعادل با بکار گیری روش کنترل پیشنهادی دوم، (a): نتیجه ساخت (b): شبیه سازی در نرم افزار ..... ۱۰۷

شکل (۳۳-۴) شکل موج ولتاژهای فاز سه فاز خروجی در حالت بار نامتعادل حالت اول با بکار گیری روش کنترل پیشنهادی دوم، (a): نتیجه ساخت (b): شبیه سازی در نرم افزار ..... ۱۰۸

شکل (۳۴-۴) شکل موج جریان های بار سه فاز خروجی در حالت بار نامتعادل حالت اول با بکار گیری روش کنترل پیشنهادی دوم، (a): نتیجه ساخت (b): شبیه سازی در نرم افزار ..... ۱۰۹

شکل (۳۵-۴) شکل موج ولتاژ و جریان یکی از خازن ها، ورودی های فید بک شده به حلقه در حالت بار نامتعادل حالت اول با بکار گیری روش کنترل پیشنهادی دوم، (a): نتیجه ساخت (b): شبیه سازی در نرم افزار..... ۱۱۰

شکل (۳۶-۴) شکل موج شاخص مدولاسیون یکی از فازها (خروجی حلقه کنترل) در حالت بار نامتعادل حالت اول با بکار گیری روش کنترل پیشنهادی دوم، (a): نتیجه ساخت (b): شبیه سازی در نرم افزار..... ۱۱۱

شکل (۳۷-۴) شکل موج ولتاژهای فاز سه فاز خروجی در حالت بار نامتعادل حالت دوم با بکار گیری روش کنترل پیشنهادی دوم، (a): نتیجه ساخت (b): شبیه سازی در نرم افزار..... ۱۱۲

شکل (۳۸-۴) شکل موج جریان های بار سه فاز خروجی در حالت بار نامتعادل حالت دوم با بکار گیری روش کنترل پیشنهادی دوم، (a): نتیجه ساخت (b): شبیه سازی در نرم افزار..... ۱۱۳

شکل (۳۹-۴) شکل موج ولتاژ و جریان یکی از خازن ها، ورودی های فید بک شده به حلقه در حالت بار نامتعادل حالت دوم با بکار گیری روش کنترل پیشنهادی دوم، (a): نتیجه ساخت (b): شبیه سازی در نرم افزار..... ۱۱۴

شکل (۴۰-۴) شکل موج شاخص مدولاسیون یکی از فازها (خروجی حلقه کنترل) در حالت بار نامتعادل حالت دوم با بکار گیری روش کنترل پیشنهادی دوم، (a): نتیجه ساخت (b): شبیه سازی در نرم افزار..... ۱۱۵

شکل (۴۱-۴) شکل موج پالس های PWM مربوط به یک شاخه خروجی برد CPLD ورودی برد درایور، فرکانس کلید زنی 4kHz و زمان مرده 4 میکرو ثانیه..... ۱۱۶

## فهرست جداول

- جدول (۱-۳) مقادیر نوعی پارامترهای سیستم مورد بررسی ..... ۳۹
- جدول (۱-۴) پارامترهای اصلی سیستم در شبیه سازی و ساخت ..... ۶۱
- جدول (۲-۴) پارامترهای المانهای نیمه هادی مربوط به شبیه سازی در نرم افزار ..... ۶۲
- جدول (۳-۴) مقادیر پارامترهای تنظیم شده در شبیه سازی روش کنترل پیشنهادی اول ..... ۶۳
- جدول (۴-۴) مقادیر پارامترهای تنظیم شده در شبیه سازی روش کنترل پیشنهادی اول ..... ۶۵
- جدول (۵-۴) پارامترها و مشخصه‌های سیستم تست ساخته شده اینورتر سه فاز چهار شاخه ..... ۶۹
- جدول (۶-۴) مشخصات کلید و درایور مورد استفاده در دستگاه نمونه تست ساخته شده ..... ۷۰
- جدول (۷-۴) مشخصات اصلی برد طراحی شده برای راه اندازی میکروکنترلر ..... ۷۴
- جدول (۸-۴) مشخصات اصلی میکروکنترلر ARM به کار گرفته شده ..... ۷۵
- جدول (۹-۴) مشخصات انواع مختلف بار تست شده در شبیه سازی توسط نرم افزار متلب ..... ۷۸
- جدول (۱۰-۴) نتایج حاصل از شبیه سازی اینورتر سه فاز چهارشاخه با استفاده از روش های کنترل پیشنهادی در حالت های مختلف بار ..... ۷۹
- جدول (۱۱-۴) مشخصات حالات مختلف بار در نظر گرفته شده در تست عملی ..... ۱۰۲
- جدول (۱۲-۴) نتایج حاصل از تست نمونه ساخته شده اینورتر سه فاز چهار شاخه در حالات مختلف بار گذاری با بکار گیری روش کنترل پیشنهادی دوم ..... ۱۰۲

# فصل ۱: مقدمه

## ۱-۱- تعریف موضوع

با پیشرفت صنعت برق و افزایش تقاضای انرژی، استفاده از مبدل‌های الکترونیک قدرت به عنوان واسط انرژی توسعه پیدا کرده است. از جمله کاربردهای مهم این مبدل‌ها استفاده از آن‌ها به عنوان تغذیه می‌باشد. اینورتر منبع ولتاژ<sup>۱</sup> یکی از رایج ترین این مبدل‌هاست که انرژی را از منبع DC دریافت و با فرایند کلید زنی به ولتاژ AC در ترمینال خود تبدیل می‌کند.

اینورترها در یک دسته بندی کلی به دو نوع سه فاز و تک فاز دسته بندی می‌شوند. اینورترهای تکفاز با ساختارهای مختلف، قادرند با کنترل فرایند کلید زنی، ولتاژ AC را به بار تکفاز متصل به خود تحویل دهند. در مصارف مختلف بارهای مختلفی اعم از تکفاز و سه فاز موجود است که اتصال مجموعه بارهای تکفاز و سه فاز به یک سیستم انرژی سه فاز، سبب ایجاد نامتعادلی در بار کلی سیستم خواهد شد. به جهت آن که بتوان از اینورترهای سه فاز جهت تغذیه این چنین سیستم‌هایی استفاده کرد، لازم است اثر وجود نامتعادلی در بار خروجی را در عملکرد اینورتر بررسی نمود که این کار مستلزم شناخت بارهای نامتعادل و اثرات آن و نیز شناخت ساختارهایی از اینورترهای سه فاز است که قادر به تغذیه بارهای نامتعادل می‌باشند.

بارهای نامتعادل به طور کلی به بارهایی گفته می‌شوند که سبب ایجاد عدم تعادل در جریان‌های سه فاز می‌گردند. بنابراین جریان‌های بار دارای توالی‌های منفی و صفر خواهد شد که جاری شدن آن‌ها در سیستم سبب بوجود آمدن افت ولتاژهای توالی منفی و صفر بر روی امپدانس‌ها می‌گردند که در نهایت باعث نامتعادلی در ولتاژ ترمینال منبع سه فاز تغذیه کننده سیستم می‌شود.

اولین مسئله‌ای که در تغذیه‌ی این گونه بارها توسط اینورترهای ولتاژ مطرح می‌شود این است که اینورتر تغذیه کننده باید از لحاظ اتصالات سه فاز به گونه‌ای باشد که امکان جاری شدن جریان‌های توالی‌های منفی و صفر در آن وجود داشته باشد. به عبارت دیگر مبدل جهت تغذیه‌ی بارهای نامتعادل می‌بایست مسیر نوترال جریان توالی صفر را هم فراهم کند یا به اصطلاح اینورتر

<sup>۱</sup> Voltage Source Inverter

باید چهار سیم در خروجی خود داشته باشد. مسئله دیگر این است که نامتعادل شدن ولتاژها در یک سیستم سه فاز مطلوب نیست و اثرات زیانباری در سیستم بوجود خواهد آورد و به بارهای سه فاز متصل به سیستم آسیب میزند به طور مثال در موتورهای القایی سه فاز سبب ایجاد گشتاورهای مزاحم شده و عملکرد ماشین را مختل می‌کند. بنابراین اینورتر تغذیه کننده‌ی مجموعه بار نامتعادل باید با ایجاد ولتاژهای توالی منفی و صفر در خروجی خود، اثر نامتعادلی جریان بار را خنثی کرده و در نتیجه ولتاژ ترمینال خود را متعادل کند.

ساختارهای گوناگونی از اینورترهای منبع ولتاژ جهت تغذیه بارهای نامتعادل در مراجع معرفی شده‌اند که هر یک دارای مزیت‌ها و معایبی می‌باشند. یکی از این ساختارها، اینورتر منبع ولتاژ سه فاز چهار شاخه<sup>۱</sup> می‌باشد که در آن مسیر جریان توالی صفر از طریق شاخه چهارم کلید زنی فراهم می‌آید. در این مبداها احتیاج به استفاده از ترانسفورماتور در خروجی نیست و ولتاژ ترمینال سه فاز از طریق کنترل کلید زنی در چهار شاخه پدید می‌آید. در این پایان‌نامه به عنوان یک ساختار پایه، این نوع از اینورترها در حالت تغذیه‌ی بار نامتعادل مورد بررسی قرار گرفته شده است. شرایط مطلوب برای این چنین سیستمی دستیابی به ولتاژهای پایدار سه فاز خروجی با مشخصه‌هایی نظیر اعوجاج کلی هارمونیک و ضریب عدم تعادل پایین است. روشن است سیستم حلقه باز دارای مشخصه‌های مطلوب نیست و لازم است سیستم به طور حلقه بسته کنترل شود. لذا مدلسازی سیستم باید صورت گیرد تا براساس آن روش کنترل خاصی پیشنهاد گردد.

همچنین در این پایان‌نامه به منظور بررسی دقیق‌تر و عملی‌تر رفتار اینورتر سه فاز چهار شاخه، یک دستگاه نمونه تست آزمایشگاهی ساخته شده که در آن کلیه ملزومات اضافی مورد نیاز نظیر فیلتر خروجی، بردهای الکترونیک اندازه‌گیر، واحد پردازنده و ... در نظر گرفته شده تا مباحث تئوری مورد بحث را در آن پیاده سازی و تست کرد.

<sup>۱</sup> Three Phase Four-leg Voltage Source Inverter

## ۱-۲- هدف پژوهش

هدف از این پژوهش بررسی و شناخت دقیق رفتار اینورتر منبع ولتاژ سه فاز چهار شاخه به عنوان یک ساختار کارآمد جهت تغذیه بارهای نامتعادل است که در گام اول منجر به تحلیل، مدلسازی و کنترل آن در فضای تئوری شده است. در مرحله بعد صحت تئوری‌های بیان شده و روش‌های کنترل پیشنهادی با استفاده از شبیه سازی در نرم افزار متلب مورد ارزیابی قرار می‌گیرد که در این مرحله، شبیه سازی با در نظر گرفتن شرایط واقعی یک دستگاه عملی انجام گرفته تا نتایج آن را بتوان با نتایج عملی مقایسه نمود. در نهایت با استفاده از طراحی‌های تئوری انجام گرفته و بر مبنای نتایج شبیه سازی، یک دستگاه اینورتر سه فاز چهار شاخه طراحی و ساخته شده است که این دستگاه قادر به تست مباحث تئوری و روش‌های کنترل پیشنهادی می‌باشد.

## ۱-۳- مروری بر فصول پایان نامه

فصل دوم این پایان‌نامه به معرفی اینورترهای منبع ولتاژ سه فاز جهت تغذیه بارهای نامتعادل می‌پردازد. در واقع زمینه تئوری لازم برای این پایان نامه در فصل دوم بیان شده است. در بخش اول این فصل چند ساختار رایج اینورترهای منبع ولتاژ سه فاز با چهار سیم خروجی بیان شده است که عبارتند از ساختارهای غیر فعال سه شاخه با ترانس در خروجی، ساختار سه شاخه با استفاده از سر وسط لینک DC جهت ایجاد نقطه‌ی نوترال و ساختار اینورتر ولتاژ چهار شاخه. در این بخش همچنین به مقایسه مختصر بین ساختارهای مطرح شده، پرداخته شده است و معایب و مزایای یاد شده در منابع در مورد هر یک از ساختارها بیان شده است. در قسمت بعد به بیان مفهوم بار نامتعادل پرداخته می‌شود و در ادامه مقیاسی عددی برای ارزیابی نامتعادلی در یک سیستم سه فاز با استفاده از استانداردهای موجود معرفی می‌گردد که مورد استفاده در بررسی یک سیستم نامتعادل است. به طور کلی از این بخش‌ها می‌توان دریافت که یکی از مشخصه‌های بارز بارهای نامتعادل صفر نبودن جریان نوترال در آنها است لذا جهت تغذیه این‌گونه بارها احتیاج به اینورترهای با چهار سیم خروجی است. در انتهای فصل دوم جهت تکمیل شدن موضوع، انواع مدولاسیون و روش‌های کنترل حلقه بسته اینورترها مورد بحث قرار گرفته شده است.



در فصل سوم اینورتر سه فاز چهار شاخه به عنوان یک ساختار پایه مورد بررسی قرار گرفته شده است. در این فصل روش‌های جدید پیشنهادی جهت کنترل اینورتر بر پایه‌ی مدل میانگین سیگنال بزرگ در دستگاه abc بیان شده است. لذا در ابتدا مدل میانگین مبدل استخراج و از روی آن تحقق فضای حالت حاصل گردیده است. جهت شناسایی دقیق سیستم مورد بررسی، سیستم کنترل نشده با پارامترهای نوعی مورد ارزیابی قرار گرفته شده که بر اساس آن سیستم دارای مشخصه‌های پایداری نامطلوب و نیز اتصال نامطلوبی بین فازها می‌باشد که سبب شده سیستم حاصل از مرتبه بالا و به صورت چند-وردی چند-خروجی شود که کنترل آن بسیار مشکل است. لذا به عنوان یک راه حل اساسی در برخورد با این سیستم مجزا سازی آن به زیر سیستم‌های مستقل در نظر گرفته می‌شود. در بخش سوم این فصل و به عنوان روش کنترلی پیشنهادی اول، با استفاده از مدل فضای حالت سیستم فیدبک حالت مجزاکننده خاصی پیشنهاد شده که با استفاده از آن سیستم به سه زیر سیستم مجزا شده مرتبه اول تبدیل می‌شود که کنترل و پایدار سازی هر یک بسیار ساده است. در نهایت فرایند طراحی این روش کنترلی با در نظر گرفتن اثر اغتشاش و یافتن بهره‌های کنترلی مناسب برای حذف آن پایان می‌پذیرد. بخش چهارم این فصل روش کنترل پیشنهادی دیگری را بیان می‌دارد؛ بدین صورت که بر اساس روابط توصیف کننده سیستم می‌توان در هر فاز با پیشنهاد ورودی کنترلی مناسبی شامل ضریبی از ولتاژهای ترمینال سایر فازها، سیستم را مجزا کرد. این تئوری توسط روابط ریاضیاتی حاکم بر سیستم اثبات شده و مشاهده می‌شود که معادلات حاکم بر زیر سیستم‌های مجزا شده نهایی در هر یک از فازها، همانند روابط حاکم بر یک اینورتر تک فاز با پارامترهای معادل است. بدین معنی که سیستم اولیه‌ی مورد بررسی با بهره‌گیری از این روش به سه اینورتر تک فاز معادل در هر یک از فازها تبدیل می‌شود. در نهایت در بخش پنجم هم روش مدولاسیون مورد استفاده در اینورتر سه فاز چهار شاخه مورد بررسی جهت دستیابی به سیگنال‌های گیت کلیدها معرفی شده است.

در فصل چهارم به منظور ارزیابی عملکرد روش‌های کنترلی پیشنهادی در فصل سوم، یک اینورتر سه فاز چهار شاخه با پارامترهای نوعی شبیه سازی و ساخته شده است. در این فصل به معرفی نمونه شبیه سازی شده و در نهایت ساخته شده پرداخته می‌شود. همچنین نتایج حاصل از شبیه سازی و ساخت نمونه تست ارائه می‌گردد. در بخش اول ابتدا طراحی و معرفی پارامترهای سیستم مورد بررسی بیان شده است که در آن هر یک از پارامترها با توجه به امکانات و شرایط موجود برای نمونه دستگاه عملی طراحی شده‌اند. در قسمت بعد سیستم شبیه سازی شده و نحوه-

ی پیاده سازی روش‌های کنترلی در نرم افزار متلب / سیمولینک معرفی می‌گردد. در سیستم شبیه سازی شده سعی بر آن شده تا حد امکان وضعیت واقعی المان‌ها و نحوه اجرای برنامه‌های کنترلی در دستگاه‌های عملی، در نظر گرفته شود چرا که بر اساس نتایج و تحلیل‌های مبتنی بر شبیه سازی نمونه تست ساخته شده است. در بخش چهارم این فصل، نحوه پیاده سازی سخت افزار و روش کنترل پیشنهادی در دستگاه نمونه بیان شده است و به اجمال به معرفی و بیان نکات مربوط به نمونه دستگاه ساخته شده، پرداخته شده است. همچنین در این بخش فلوجارت برنامه نوشته شده در پروسور ARM مورد استفاده، بیان و شرح داده شده است. نهایتاً در بخش پایانی این فصل نتایج خروجی‌های شبیه سازی و ساخت بیان شده است. این بخش شامل دو قسمت می‌باشد در قسمت اول برای بررسی بهتر عملکرد روش‌های کنترلی پیشنهادی، با استفاده از شبیه سازی چهار حالت بارگذاری شامل بی‌باری، بار کامل متعادل، بار نامتعادل تک فاز و بار نامتعادل خط به خط در نظر گرفته شده و در هر حالت سه روش کنترل حلقه باز، روش پیشنهادی اول و روش پیشنهادی دوم با یکدیگر مقایسه شده‌اند. براساس نتایج حاصل می‌توان به توانایی روش‌های پیشنهادی در به تعادل رساندن ولتاژهای خروجی در حالات نامتعادل پی برد. قسمت دوم نتایج، به بررسی نتایج حاصل از ساخت نمونه تست می‌پردازد. در این جا با بارگذاری حالات متعادل و نامتعادل، روش کنترل پیشنهادی مورد ارزیابی قرار گرفته و به صورت کیفی با شبیه سازی مقایسه شده است.

به عنوان جمع‌بندی از نتایج حاصل از شبیه سازی و ساخت ارائه شده در فصل چهارم، توانایی روش‌های پیشنهادی در حالات با بارهای نامتعادل قابل استنباط می‌باشد.

فصل پنجم شامل نتیجه‌گیری، جمع بندی کلیه مطالب ارائه شده و بیان پیشنهادات برای کارهای بعدی در این حوزه می‌باشد که در بخش اول آن مطالب به صورت مرور شده و نتایج حاصله به صورت خلاصه بیان می‌گردد. در قسمت دوم فصل پنجم هم پیشنهادات برای کارهای بعدی ارائه می‌شود.

## **فصل ۲: اینورتر های منبع ولتاژ جهت تغذیه**

### **بارهای نامتعادل**

## ۲-۱- مقدمه

اینورترهای ولتاژ را می‌توان به عنوان واسط انرژی جهت تغذیه بارهای AC از منابع DC یا لینک واسط DC به کار برد. به طور کلی در یک سیستم سه فاز مانند سیستم قدرت الکتریکی، انواع بارها اعم از تکفاز و سه‌فاز موجود است و لذا می‌توان به طور کلی بار متصل به یک اینورتر تغذیه را نامتعادل دانست.

در این فصل چند ساختار رایج اینورترهای منبع ولتاژ سه فاز با چهار سیم خروجی بیان شده است که عبارتند از ساختارهای غیر فعال سه شاخه با ترانس در خروجی، ساختار سه شاخه با استفاده از سر وسط لینک DC جهت ایجاد نقطه‌ی نوترال و ساختار اینورتر ولتاژ چهار شاخه. همچنین به مقایسه مختصر بین ساختارهای مطرح شده، پرداخته شده است و معایب و مزایای یاد شده در منابع در مورد هر یک از ساختارها بیان شده است. در قسمت بعد به بیان مفهوم بار نامتعادل براساس تعاریف و استانداردهای موجود پرداخته می‌شود و مقیاسی عددی برای ارزیابی نامتعادلی در یک سیستم سه فاز با استفاده از استانداردهای موجود معرفی می‌گردد که مورد استفاده در بررسی یک سیستم نامتعادل است. به طور کلی یکی از مشخصه‌های بارز بارهای نامتعادل صفر نبودن جریان نوترال در آنها است لذا جهت تغذیه‌ی این‌گونه بارها احتیاج به اینورترهای با چهار سیم خروجی است. در انتهای فصل نیز جهت تکمیل شدن موضوع، انواع مدولاسیون و روش‌های کنترل حلقه بسته اینورترها مورد بحث قرار گرفته شده است.

## ۲-۲- ساختارهای مختلف اینورتری جهت تغذیه بارهای نامتعادل

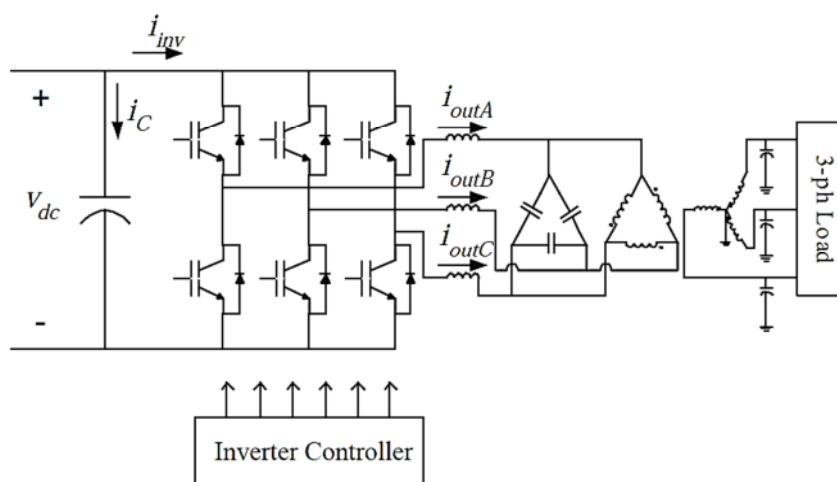
اینورترهای منبع ولتاژ سه فاز ساختارهای رایجی دارند که در حالت کلی با استفاده از فرایند کلید زنی، ورودی DC را به خروجی AC تبدیل می‌کنند. در این بخش به بررسی ساختارهای اینورتری معرفی شده در منابع جهت تغذیه‌ی بارهای نامتعادل می‌پردازیم. نقطه‌ی اشتراک کلیه‌ی این ساختارها، امکان جاری شدن مسیر جریان نوترال در خروجی آنها است. به بیان دیگر، اینورترهای مورد استفاده برای تغذیه‌ی بارهای نامتعادل، سیستم‌های سه فاز چهار سیمه می‌باشند که مسیر توالی جاری شدن جریان توالی صفر را در خروجی خود ایجاد می‌کنند.

ساختارهای رایج این مبدل‌ها را می‌توان به دو بخش کلی تقسیم بندی کرد که عبارتند از ساختارهای با سه شاخه کلید زنی و ساختارهای با چهار شاخه کلید زنی که در ادامه معرفی و مورد بحث قرار می‌گیرند. البته غیر از این تقسیم بندی هم ساختارهایی گزارش شده که آن‌ها را نمی‌توان در گروه اینورترهای سه فاز دانست؛ مانند استفاده از سه اینورتر تکفاز با مرجع‌های کنترلی سه فاز.

## ۲-۲-۱- ساختارهای با سه شاخه ی کلید زنی

### □ اینورتر سه فاز سه شاخه با ترانسفورمر در خروجی (ساختارهای غیر فعال<sup>۱</sup>)

اتصال نوعی  $\Delta/Y$  می‌تواند نقطه‌ی نوترال را برای بار فراهم کند به گونه‌ای که خروجی‌های یک اینورتر سه فاز سه شاخه به سرهای مثلث ترانس متصل و در ثانویه‌ی ترانس نیز سر وسط اتصال  $Y$  سیم نول را برای بار فراهم می‌آورد. ساختار کلی این توپولوژی در شکل (۲-۱) نشان داده شده است [۱]. اتصال  $\Delta$  در اولیه‌ی ترانس فقط دارای دو بعد مستقل از هم می‌باشد و جریان محور صفر امکان جاری شدن را ندارد که این مشخصه سبب ساده شدن سیستم کنترلی اینورتر خواهد شد.



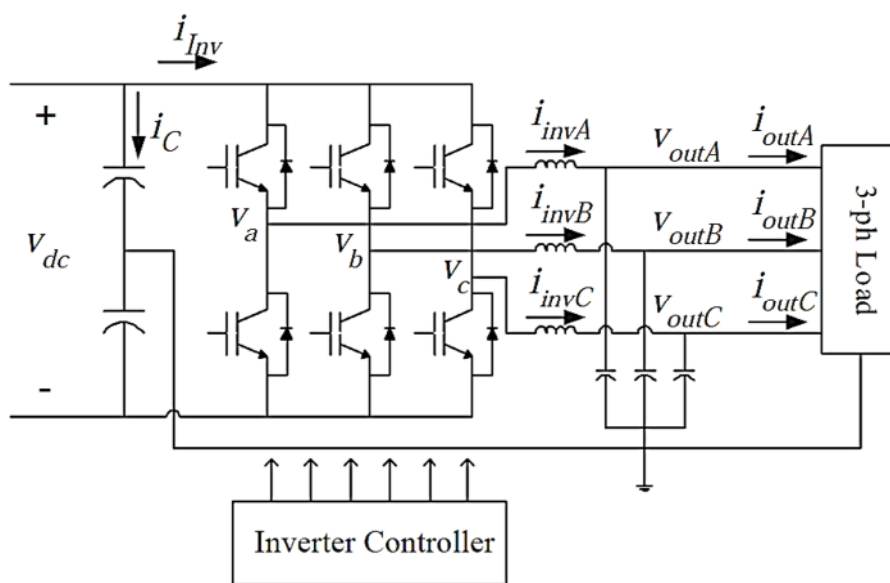
شکل (۲-۱) ساختار کلی اینورتر سه فاز سه شاخه با ترانس خروجی مثلث به ستاره جهت تامین سیم نوترال [۱]

مشکل اصلی این ساختار وجود ترانسفورماتور سنگین، گران و حجیم در آن است که سبب شده عملاً در کاربردهای توان بالا کمتر از آن استفاده شود مخصوصاً زمانی که اینورتر در دستگاه ۴۰۰ هرتز ساخته شده باشد [۱].

در این ساختار می توان برای جبران سازی بهتر شرایط نامتعادلی در بار، از اتصال زیگزک در ثانویه ترانسفورماتور استفاده کرد که در آن جریانهای توالی صفر هر یک از فازها به اختلاف فازهای مختلفی انتقال داده می شوند که در نتیجه نامتعادلی ناشی از جریان بار یکدیگر را بهتر خنثی می کنند [۲].

### □ اینورتر سه فاز سه شاخه با سر وسط لینک DC

در این ساختار سیم نول مربوط به بار از طریق اتصال به سر وسط خازن لینک DC تامین شده است که توپولوژی کلی آن در شکل (۲-۲) نشان داده شده است.



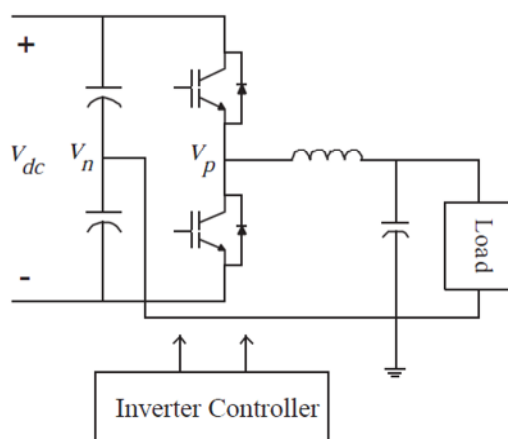
شکل (۲-۲) ساختار کلی اینورتر سه فاز با سر وسط خازن لینک DC [۱]

این ساختار ساده ترین ساختار می باشد؛ حسن آن در سادگی مدار و کاهش تعداد المان های الکترونیک قدرت و نیز سادگی در شیوه های کنترلی آن است [۳] و [۴]. در این جا به بیان الگوریتم کنترل این ساختار در تغذیه بارهای نامتعادل نمی پردازیم، اما به صورت کلی این ساختار را می توان به صورت سه اینورتر نیم پل مستقل از هم به صورت شکل (۲-۳) در نظر گرفت که در

بیشتر منابع از آن این گونه یاد شده است [۱]؛ این حالت سبب شده که در این ساختار دامنه ولتاژ فاز خروجی بتواند حداکثر فقط به میزان  $\frac{V_{dc}}{2}$  باشد. [۵]. در [۶] یک کنترلر ولتاژ جهت بهره‌گیری ماکزیمم ولتاژ DC در ساختار ارائه شده است.

در این ساختار، اتصال سیم چهارم این امکان را فراهم می‌آورد تا جریان سیم نول از طریق خازن‌ها جاری شود که در شرایطی که بار دارای ضریب عدم تعادلی بالایی باشد، خازن‌های بزرگ و غیرقابل قبولی جهت جاری شدن جریان نول لازم است [۷] و [۸] و [۹] و [۱۰]. دیگر عیب آن این است که در عمل معمولاً نقطه نوترال جابجا می‌شود و دقیقاً روی سر وسط خازن‌ها نیست. برای نگه داشتن ولتاژ خازن‌ها در حالت تعادل، لازم است که استراتژی خاصی را پیاده‌سازی کرد. در واقع در اکثر روش‌های کنترلی این مهم است که ولتاژ دو سر هر یک از خازن‌ها با هم مساوی باشند [۱۱]؛ بنابراین از دو حلقه‌ی کنترلی ولتاژ برای مساوی نگه داشتن ولتاژ خازن‌ها استفاده می‌شود. راه‌حل‌های مختلفی برای بالانس کردن ولتاژ خازن‌ها در [۱۲ – ۱۵] ارائه شده است.

در ساختار شکل (۲-۲) ممکن است در مسیر سیم نول جهت کاهش رپل‌های ناشی از فرکانس سوئیچینگ یک سلف نیز قرار دهند که برای کاربردهای صنعتی عملیاتی‌تر است [۱۶].

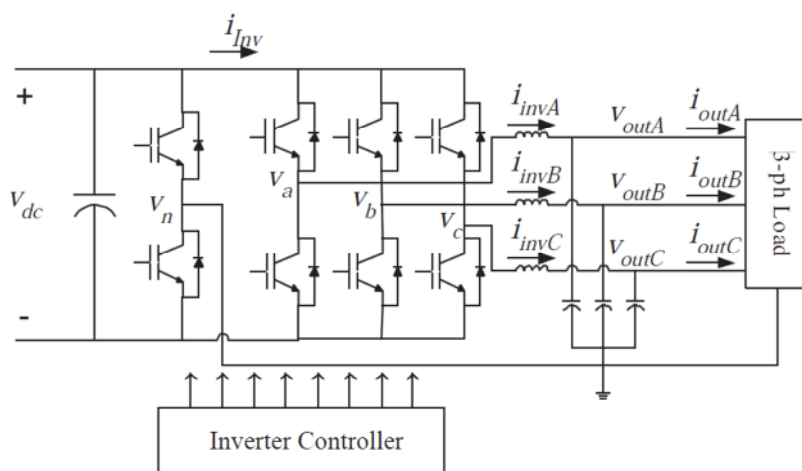


شکل (۲-۳) ساختار کلی اینورتر نیم پل تک فاز [۱]

به عنوان جمع‌بندی می‌توان گفت در واقع از این ساختار کمتر برای تحویل توان به بار یا شبکه استفاده می‌شود و بیشترین کاربردهای آن به عنوان فیلترهای اکتیو موازی در مباحث مربوط به کیفیت توان یا در منابع تولید پراکنده است [۱۶] و [۱۷ و ۱۸].

## ۲-۲-۲- اینورتر ولتاژ سه فاز چهار شاخه

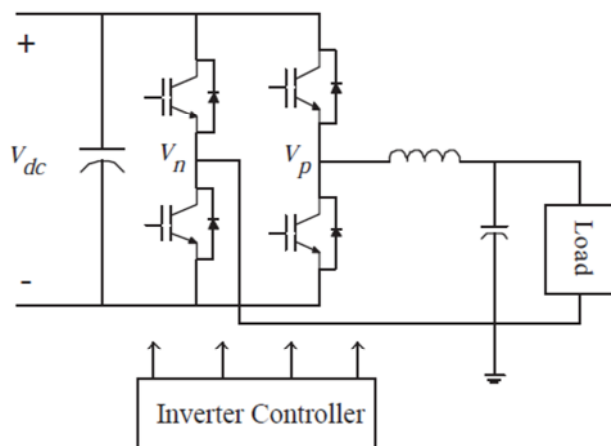
ساختار دیگری برای اینورترهای ولتاژ با چهار سیم خروجی، ساختار چهار بازویی می باشد. شکل کلی مربوط به این دسته از اینورترها به صورت شکل (۲-۴) است. برخلاف توپولوژی سروسط خازن لینک DC، اینورتر چهار شاخه از یک شاخه‌ی سوئیچینگ چهارم برای هدایت جریان نوترال استفاده می کند تا نقطه نوترال را پدید آورد [۱].



شکل (۲-۴) ساختار کلی اینورتر ولتاژ سه فاز چهار شاخه [۱]

این توپولوژی از نظر عملکرد معادل تلفیق ۳ اینورتر تک فاز تمام موج در حالتی است که سیم نول بین اینورترها مشترک باشد که در شکل (۲-۵) آمده است. در این ساختار تا هنگامی که نقطه نول توسط شاخه چهارم کنترل شود، جریان‌های توالی صفر را می توان کنترل کرد و تحت هرگونه شرایط بار، به ولتاژهای سه فاز بالانس شده‌ای در خروجی دست پیدا کرد [۱۹].



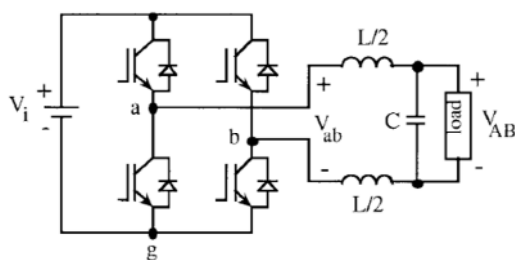


شکل (۲-۵) ساختار کلی اینورترولتاژ تک فاز تمام موج [۱]

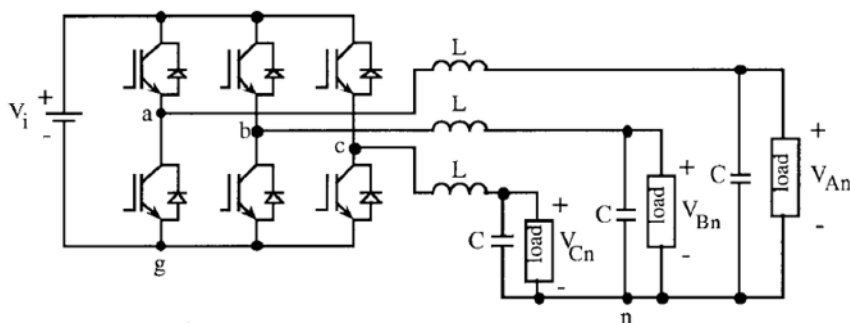
می‌توان گفت حسن اصلی این ساختار در تطبیق پذیری بالای آن برای شرایط مختلف بار است و نیز از سویی دیگر نسبت به ساختار اینورتر با سر وسط خازن، به مراتب ارزان تر و کنترل پذیرتر است و نیز احتیاج به تنظیم ولتاژ کمتری دارد. همچنین در این جا لازم است دامنه ولتاژ خط مرجع خروجی کمتر از نصف ولتاژ باس DC باشد که سبب شده بهره گیری از ولتاژ DC نسبت به قبل حدود ۱۵ درصد افزایش یابد. از معایب آن هم می‌توان به بیشتر بودن تعداد المان‌های الکترونیک قدرت و مهم تر از آن، پیچیده‌تر بود الگوریتم‌های کنترلی اشاره کرد که در منابع به طور گسترده به آن پرداخته شده است [۱] و [۱۹] و [۲۰].

در [۲۱] یک نگرش هندسی برای ارزیابی عملکرد اینورترهای ولتاژ چند شاخه با خروجی سینوسی ارائه شده که بر طبق آن، در ورودی یک اینورتر تک فاز دو شاخه، هر شاخه از اینورتر یک درجه آزادی جهت کنترل سوئیچینگ را ایجاد می‌کند اما در سمت خروجی آن با توجه به قانون KVL فقط می‌توان یک شکل موج را ایجاد کرد که به معنی وجود یک درجه آزادی برای ولتاژ خروجی است (شکل (۲-۶)). در اینورتر سه شاخه نشان داده شده است. شکل (۲-۷)، به علت وجود سه بازوی کلید زنی، در ورودی سه درجه آزادی وجود داشته ولی در خروجی به علت عدم امکان جاری شدن جریان توالی صفر فقط می‌توان از ولتاژهای سه فاز، دو تا را به طور مستقل ایجاد کرد و ولتاژ فاز سوم از رابطه (۲-۱) تعیین خواهد شد.

$$V_{Cn} = -(V_{An} + V_{Bn}) \quad (۲-۱)$$

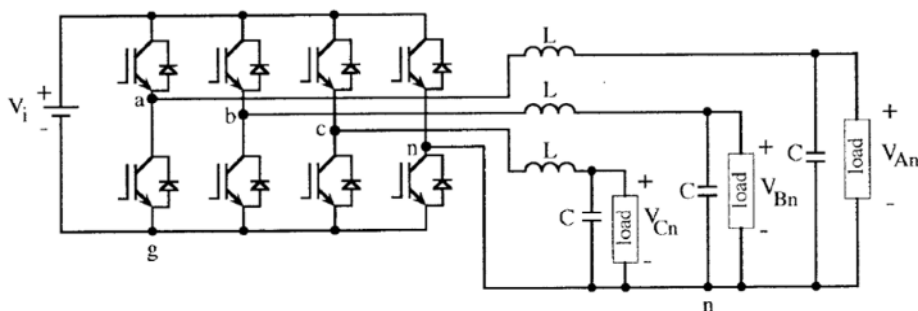


شکل (۶-۲) ساختار اینورتر دو شاخه دارای دو درجه آزادی در ورودی و یک درجه آزادی در ولتاژ خروجی [۲۱]



شکل (۷-۲) ساختار اینورتر سه شاخه دارای سه درجه آزادی در ورودی و دو درجه آزادی در ولتاژ خروجی [۲۱]

در اینورترهای چهار شاخه، چهار درجه آزادی در سوئیچینگ و سه درجه آزادی برای تولید ولتاژ وجود خواهد داشت. به بیانی دیگر می‌توان با کنترل سوئیچینگ، سه ولتاژ دلخواه  $V_{Bn}$ ،  $V_{An}$  و  $V_{Cn}$  (شکل (۸-۲)) به طور مستقل از هم تولید کرد [۲۱].



شکل (۸-۲) ساختار اینورتر چهار شاخه دارای چهار درجه آزادی در ورودی و سه درجه آزادی در ولتاژ خروجی [۲۱]

## ۲-۳- مفهوم بارهای نامتعادل در دستگاه سه فاز

در بخش قبل چند ساختار از اینورترهای منبع ولتاژ با چهار سیم خروجی معرفی گردید. جهت بررسی عملکرد این اینورترها در شرایط گوناگون، لازم است بارهای نامتعادل شناسایی شوند. در واقع شرایط مختلف بار تاثیر مهمی در طراحی و نحوه‌ی عملکرد مبدل‌های الکترونیک قدرت دارد. در اکثر موارد، یک مبدل الکترونیک قدرت برای عملکرد در شرایط متعادل طراحی و ساخته می‌شود و اگرچه بارهای نامتعادل و غیرخطی در واقع حالت‌های غیر نرمال و خاص محسوب می‌شوند، اما در شرایط واقعی‌تر این گونه بارها رایج هستند. در مبدل‌هایی مانند ساختارهایی که در بخش قبل معرفی گردید نیز نوع بار در عملکرد آن‌ها بسیار موثر است. در این پایان نامه ساختار اینورتر سه فاز چهار شاخه به عنوان مبنا برای بررسی در نظر گرفته شده و لذا جهت بررسی دقیق این ساختار در حالات گوناگون لازم است در ابتدا بارهای نامتعادل به طور کلی تعریف شوند. در این بخش به صورت اجمالی به بیان مفهوم بارهای نامتعادل بر اساس تعاریف مختلف استانداردها در یک سیستم سه فاز می‌پردازیم و در ادامه مقیاسی کمی برای اندازه‌گیری میزان عدم تعادل معرفی می‌کنیم که در این پایان نامه از آن برای ارزیابی عملکرد اینورتر سه فاز چهار شاخه مورد بررسی استفاده شده است.

### ۲-۳-۱- تعاریف مختلف ضریب عدم تعادل

تعاریف گوناگونی از عدم تعادل در مراجع بیان شده است که به طور کلی می‌توان اینگونه بیان کرد که عدم تعادل در سیستم سه فاز به یکی از حالت‌های زیر اطلاق می‌گردد [۲۰] تا [۲۶]:

۱. نامتعادلی دامنه: عدم برابری دامنه ولتاژهای سه فاز با هم.
۲. نامتعادلی زاویه (فاز): عدم برقراری تعادل زاویه‌ی ولتاژهای سه فاز با یکدیگر ( اختلاف  $120^\circ$ ).
۳. هر نوع تلفیقی از دو حالت قبلی.

برای تعیین میزان عدم تعادل در یک سیستم، ضرایب مختلفی ارائه شده است که بعضی از آن‌ها در بخش‌های قبلی بیان گردید. در این جا مجدداً به صورت مجتمع بیان شده و با یکدیگر

مقایسه می‌شوند و در نهایت مقیاس مناسبی جهت استفاده در این پایان نامه انتخاب می‌گردد.

### □ تعریف استاندارد IEEE Std.936-1987 از ضریب عدم تعادل

بر اساس این تعریف ضریب نامتعادلی در ولتاژ عبارت است از اختلاف بین بیشترین و کمترین مقدار مؤثر ولتاژ فازها، نسبت به میانگین مقدار مؤثر ولتاژ فازها که با توسط رابطه (۲-۲) محاسبه می‌گردد [۲۶].

$$\%VR_{936} = \frac{V_{P\_RMS\_MAX} - V_{P\_RMS\_MIN}}{V_{P\_RMS\_AVRAGE}} \times 100 \quad (2-2)$$

این استاندارد که در سال 1987 توسط موسسه IEEE ارائه شده است، دارای معایبی است. اولاً براساس ولتاژ فازها بیان شده و نامتعادلی در ولتاژهای خط (که از نامتعادلی زاویه ایجاد می‌شود) در آن دیده نشده است. ثانیاً در صورت عبارت (۲-۲) آن فقط دو ولتاژ (ماکزیمم و مینیمم) استفاده شده و مقدار مؤثر فاز سوم (بین ماکزیمم و مینیمم) در مقدار ضریب نامتعادلی اثر ندارد. جهت رفع این نقص‌ها تعاریف دیگری ارائه شده که در ادامه بیان می‌گردد.

### □ تعریف استاندارد IEEE 112-1991 از ضریب عدم تعادل

بر اساس این تعریف ضریب نامتعادلی در ولتاژ عبارت است از بیشترین انحراف مقدار مؤثر ولتاژ فازها از میانگین مقدار مؤثر ولتاژ فازها، نسبت به میانگین مقدار متوسط ولتاژ فازها (Phase Voltage Unbalanced Rate) [۲۶].

این تعریف که در رابطه (۳-۲) هم نشان داده شده است، در سال 1991 توسط موسسه IEEE ارائه گردید، بسیاری نقص‌های تعریف قبلی را پوشش داده اما همچنان در آن نامتعادلی ولتاژهای خط لحاظ نشده است.

$$\%PVUR = \frac{MAX(V_{P\_RMS} - V_{P\_RMS\_AVRAGE})}{V_{P\_RMS\_AVRAGE}} \times 100 \quad (3-2)$$

در مقایسه استاندارد IEEE 112-1991 با استاندارد IEEE Std.936-1987 می‌توان دریافت که استاندارد 936 همواره عدم تعادل بزرگتری را نسبت به استاندارد 112 نشان می‌دهد، که علت آن نیز با توجه به اختلاف موجود در تعاریف واضح به نظر می‌رسد. چرا که با توجه به برابری مخرج کسر در هر دو تعریف، از آنجا که همواره اختلاف بین بزرگترین و کوچکترین ولتاژ مؤثر فازها از بیشترین اختلاف بین میانگین مقدار مؤثر فازها با مقدار مؤثر ولتاژ فازها بیشتر است. بدیهی به نظر می‌رسد که استاندارد 936 همواره درصد بزرگتری را نسبت به استاندارد 112 نشان می‌دهد.

### □ تعریف استاندارد ANSI/NEMA MG1-1993 از ضریب عدم تعادل

در سال 1993، NEMA استاندارد برای عدم تعادل ارائه کرد که در آن تنها اندازه مؤثر ولتاژهای خط به خط لحاظ می‌شد. بر اساس این تعریف ضریب نامتعادلی عبارت است از بیشترین انحراف مقدار مؤثر ولتاژهای خط از میانگین مقدار مؤثر ولتاژهای خط، نسبت به میانگین مقدار متوسط ولتاژهای خط. (Line Voltage Unbalanced Rate) نحوه محاسبه ضریب عدم تعادل با استفاده از این استاندارد در (۲-۴) بیان شده است [۲۶].

$$\%LVUR = \frac{MAX(V_{L\_RMS} - V_{L\_RMS\_AVRAGE})}{V_{L\_RMS\_AVRAGE}} \times 100 \quad (۲-۴)$$

این تعریف که نسبت به دو تعریف دیگر درست‌تر به نظر می‌رسد، باز هم دارای نقص‌هایی است که از جمله آن عدم پوشش کامل نامتعادلی زاویه است. از این رو همان‌گونه که در بخش ۲-۳ نیز بیان گردید، بهترین بیان‌ها از نامتعادلی را در توالی‌های مثبت و منفی می‌توان بیان و براساس آن ضریب نامتعادلی را تعریف نمود.

### □ تعریف نهایی IEEE از ضریب عدم تعادل

کامل‌ترین و جامع‌ترین تعریفی که از عدم تعادل ارائه شده است، تعریفی است که IEEE از یک سیستم نامتعادل در سال 1996 به صورت (۲-۵) ارائه داد (Voltage Unbalanced Factor) [۲۶].

$$\%VUF = \frac{V_n}{V_p} \times 100 \quad (۲-۵)$$

ولتاژهای توالی مثبت و منفی خط یا فاز از روی ولتاژهای خط یا فاز عادی به صورت (۲-۶) قابل بیان هستند.

$$\begin{cases} V_p = \frac{V_{ab} + aV_{bc} + a^2V_{ca}}{3} \\ V_n = \frac{V_{ab} + a^2V_{bc} + aV_{ca}}{3} \end{cases} \quad (۲-۶)$$

که در آن  $a = 1 < 120^\circ$  و  $a^2 = 1 < 240^\circ$  است.

در این، تعریف استفاده از مقادیر دامنه و فاز ولتاژمد نظر قرار گرفته است. بنابراین در آن هم اثر نامتعادلی دامنه و هم اثر نامتعادلی زاویه دیده شده که نشان گر جامع بودن این تعریف است. اما مشکلی که در این جا مشاهده می شود، پیچیدگی روابط (۲-۵) و (۲-۶) جهت محاسبه ضریب عدم تعادل است. لذا استفاده از این تعریف دارای پیچیدگی است و مستلزم درگیر شدن با محاسبات مختلط است که نقص این استاندارد محسوب می شود [۲۶].

با توجه به مطالب بیان شده، و به جهت راحتی کار و اجتناب از مقادیر مختلط می توان از فرمول تقریبی زیر نیز استفاده نمود [۲۶]:

$$VR\% = \frac{82 \times \sqrt{V_{abe}^2 + V_{bce}^2 + V_{cae}^2}}{V_{L\_RMS\_AVRAGE}} \quad (۲-۷)$$

که در آن،  $V_{abe}$  برابر اختلاف ولتاژ خط  $V_{ab}$  از متوسط ولتاژ خط است. اختلاف نتیجه حاصل از این فرمول با فرمول (۲-۵) ناچیز است. این مطلب در ادامه توسط مثالی عددی به صورت نوعی نشان داده شده است.

به طور مثال فرض کنید مقادیر فازور ولتاژهای خط در یک سیستم نامتعادل نوعی مانند (۲-۸) باشد که در آن هم نامتعادلی دامنه و هم نامتعادلی زاویه وجود دارد.

$$\begin{aligned} V_{ab} &= 576 \angle 0^\circ V \\ V_{bc} &= 480 \angle 221.4^\circ V \\ V_{ca} &= 384 \angle 124.2^\circ V \end{aligned} \quad (۲-۸)$$

از این رو مقدار متوسط برابر است با:

$$V_{AVG} = \frac{576 + 480 + 384}{3} = 480V \quad (9-2)$$

پس بیشترین انحراف از مقدار میانگین هم برابر است با  $576 - 480 = 96V$ . با توجه به رابطه (۴-۲) عدم تعادل طبق تعریف NEMA برابر است با:

$$\%LVUR = \frac{MAX(V_{L\_RMS} - V_{L\_RMS\_AVRAGE})}{V_{L\_RMS\_AVRAGE}} \times 100 = \frac{96}{480} \times 100 = 20\% \quad (10-2)$$

همچنین با استفاده از (۶-۲) ولتاژ توالی مثبت و منفی به صورت زیر بدست می‌آیند:

$$\begin{aligned} V_p &= 437.1 \angle -5.04 \\ V_n &= 112.6 \angle 21.74 \end{aligned} \quad (11-2)$$

پس بنابراین عدم تعادل طبق تعریف درست و با استفاده از (۵-۲) برابر است با:

$$\%VUF = \frac{V_n}{V_p} \times 100 = \frac{112.6}{437.1} \times 100 = 23.8\% \quad (12-2)$$

با استفاده از فرمول تقریبی نیز خواهیم داشت:

$$\begin{aligned} V_{abe} &= 576 - 480 = 96 \\ V_{bce} &= 480 - 480 = 0 \\ V_{cae} &= 384 - 480 = -96 \end{aligned} \quad (13-2)$$

$$VR\% = \frac{82 \times \sqrt{V_{abe}^2 + V_{bce}^2 + V_{cae}^2}}{V_{L\_RMS\_AVRAGE}} = \frac{82 \times 135.76}{480} = 23.2\%$$

با توجه به روابط (۱۲-۲) و (۱۳-۲) دریافت می‌شود که مقدار ضریب عدم تعادل حاصل از فرمول تقریبی (۱۳-۲) بسیار به میزان صحیح آن نزدیک است. لذا در این پایان نامه و در فصل چهارم جهت مقایسه و بیان نامتعادلی نتایج حاصل از شبیه سازی و ساخت، به منظور سهولت در محاسبات از رابطه (۷-۲) استفاده خواهیم کرد.

## ۲-۴- روش های مدولاسیون در اینورترها

اینورترهای ولتاژ به طور کلی مبدل DC/AC هستند که خروجی AC آنها از طریق کنترل عرض پالس از یک منبع ولتاژ ثابت تامین می‌شود. هنگامی که فرکانس این پالس‌ها ثابت باشد (فرکانس موج حامل) و عرض پالس‌ها کنترل شود؛ این روش را اصطلاحاً مدولاسیون پهنای پالس<sup>۱</sup> می‌نامند. دو روش کلی PWM در اینورترهای ولتاژ وجود دارد: PWM اسکالر و PWM برداری [۲۷]. در روش اسکالر ولتاژ مرجع اینورتر (سیگنال مدولاسیون) با یک موج مثلثی با فرکانس موج حامل مقایسه شده و در زمان‌های تلاقی دو موج کلید زنی‌ها اتفاق می‌افتد. در زمانی به اندازه یک دوره موج حامل (زمان سوئیچینگ)، میزان ولت-ثانیه خروجی اینورتر با ولت-ثانیه ولتاژ مرجع PWM برابر است که از این رو به این روش، روش برابری ولت-ثانیه نیز گفته می‌شود. در روش PWM برداری، بردارهای مختلط نقش دارند و تمامی اجزای فازها به صفحه مختلط انتقال پیدا می‌کنند که به آن فضای برداری مدولاسیون (SVM) گفته می‌شود. بنابراین در اینجا ولت-ثانیه بردار خروجی و مدت زمان آن باید با ولت-ثانیه بردار مرجع و سیکل موج حامل برابری کند.

در هر دو روش ذکر شده، تا زمانی که ولتاژ خروجی به فرم پالس‌های مربعی باشد، لازم است فیلتر غیرفعال<sup>۲</sup> جهت حذف ریپل فرکانس بالا بکار گرفته شود. بنابراین لازم است میزان اختلاف میان فرکانس موج حامل و مرجع اینورتر به میزان کافی باشد؛ به بیان دیگر پهنای باند سیستم جهت طراحی باید مناسب در نظر گرفته شود [۲۷].

چه این که PWM اسکالر یا برداری انتخاب شود، روش‌های مختلف PWM در مراجع ارائه شده است که از لحاظ مشخصه‌هایی مانند بهره‌گیری از باس DC، تلفات سوئیچینگ، خطی بودن ولتاژ، میزان ریپل جریان باس DC و خروجی AC و غیره، با هم تفاوت می‌کنند. کلیه‌ی این مشخصه‌ها به نوع مدولاتور وابسته‌اند. روش‌های زیادی برای PWM وجود دارد؛ PWM پیوسته<sup>۳</sup>،

<sup>۱</sup> Pulse Width Modulation (PWM)

<sup>۲</sup> Passive

<sup>۳</sup> Continuous PWM (CPWM)



PWM گسسته<sup>۱</sup> و سایر. در اینورتر استاندارد سه-شاخه‌ی سه-سیمه‌ی سه-فاز (اینورتر سه فاز دو سطحی) این تنوع از آن جا ناشی می‌شود که در سیستم سه سیمه جریان نوترال توانایی جاری شدن را ندارد، از این رو می‌توان ولتاژ توالی صفر را به مرجع مدولاسیون اضافه کرد. در نتیجه انتخاب سیگنال‌های توالی صفر و متعاقبا انواع شکل موج‌های مدولاسیون بیشتر خواهد شد. در روش‌های CPWM عمل کلید زنی در کلیه‌ی شاخه‌های اینورتر در یک سیکل سوئیچینگ اتفاق می‌افتد در حالی که در روش‌های DPWM یکی از شاخه‌های اینورتر در حالت اتصال به ریل مثبت و یا منفی باس DC در تمام مدت یک سیکل کلید زنی قفل می‌شود؛ از این رو به این روش‌ها PWM گسسته می‌گویند. روش‌های گوناگونی از CPWM و DPWM گزارش شده است. علاوه بر این دو روش، روش‌های رایج کاهش ولتاژ<sup>۲</sup> PWM نیز ارائه شده است. بنابر آنچه گفته شد، تنوع روش‌های برپایه‌ی PWM بسیار زیاد است و تعداد کمی از انواع آن به طور گسترده کاربرد دارد مانند PWM سینوسی، DPWM1 و SVPWM [۲۸] و [۲۹].

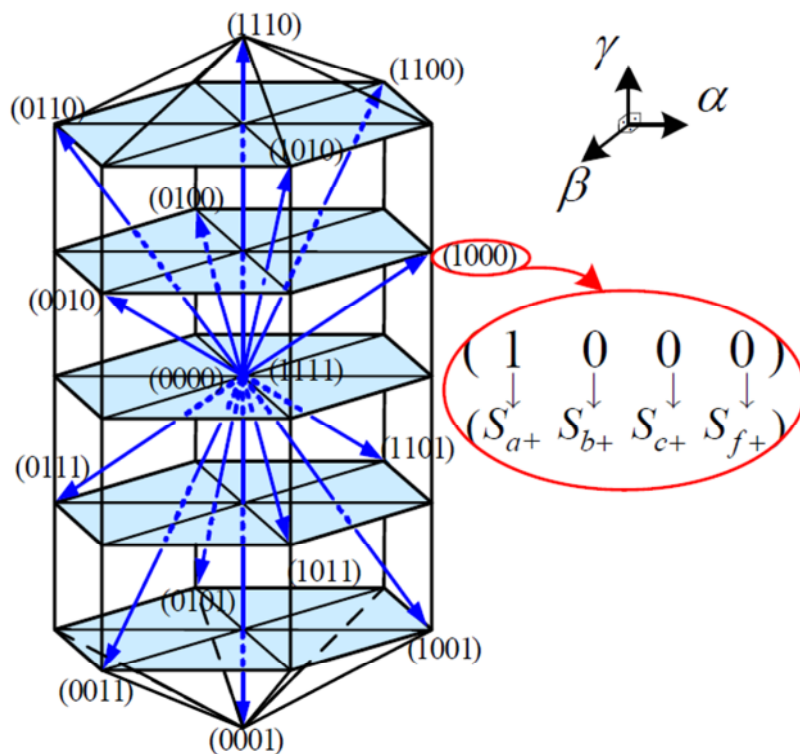
در اینورترهای رایج سه فاز سه شاخه، در مراجع در مورد روش‌های PWM اسکالر و برداری به خوبی بحث شده و پیاده سازی آن‌ها را ساده کرده است. اما در مورد اینورترهای چهار شاخه پیاده سازی روش‌های مدولاسیون برپایه‌ی PWM نیازمند درگیر شدن با مسائل خاصی است؛ با اضافه شدن یک شاخه به اینورتر، تعداد حالات ممکن کلید زنی، دو برابر خواهد شد. در مورد اینورتر چهار شاخه اولین بار روش PWM فضای برداری سه بعدی<sup>۳</sup> مطرح گردید [۲۰] [۳۰]. در این روش مرجع ولتاژ مدولاسیون دارای سه جزء مختلط است که تشکیل یک شکل سه بعدی در فضا را می‌دهند. در شکل (۲-۹) نمایش هر یک از حالات کلید زنی نشان داده شده است که برای بدست آوردن دیوتی سایکل ولتاژ مدولاسیون در هر لحظه مورد استفاده قرار می‌گیرد. در اینجا حالت روشن برای کلید بالایی هر شاخه با ۱ و حالت خاموش با ۰ نمایش داده شده است. در مدولاسیون فضای برداری سه بعدی که مربوط به اینورترهای چهار شاخه می‌باشد، دو بردار صفر ( "0000" و "1111" ) و چهارده بردار غیر صفر کلید زنی بوجود می‌آید. همانگونه که در شکل (۲-۹) نشان داده شده، SVPWM سه بعدی دارای هفت لایه می‌باشد و هر یک از لایه‌ها ساختاری

<sup>۱</sup> Discontinuous PWM (DPWM)

<sup>۲</sup> Common mode voltage reduction PWM methods

<sup>۳</sup> Three dimensional (3-D) space vector PWM approach

شبيه به آنچه در مورد SVPWM دوبعدی مربوط به اینورترهای رایج سه فاز سه شاخه گفته شده را داراست. میزان ولت-ثانیه ولتاژ مرجع مدولاسیون در هر لحظه با سه بردار حالت کلیدزنی غیر صفر مجاور آن و دو بردار حالت صفر برابر قرار داده می‌شود. فرایند محاسبه زمان مربوط به هر یک از سه بردار حالت مجاور تقریباً پیچیده است؛ که شامل فرایند یافتن بخش شش وجهی مورد نظر و پس از آن هرم در برگیرنده ولتاژ مرجع و سپس ترتیب بردارهای حالت کلیدزنی و نهایتاً یافتن دیوتی سایکل مربوط به هر حالت می‌باشد. بدین ترتیب الگوی کلیدزنی حاکم بر این فرایند پیچیده بوده و محاسبات سنگینی را به برنامه تحمیل می‌کند. به عنوان جمع بندی این بخش می‌توان گفت روش SVPWM در کاربردهای عملی زیاد مطلوب به نظر نمی‌رسد و روش ساده‌تر PWM اسکالر پیشنهاد می‌گردد که در ادامه به معرفی اجمالی آن می‌پردازیم [۲۷].



شکل (۲-۹) دیاگرام کلی برداری های فضایی سه بعدی در اینورترهای چهار شاخه [۲۷]

روش‌های PWM اسکالر مبتنی بر معرفی سیگنال‌های مناسب مدولاسیون برای هر یک از شاخه‌ها در اینورتر چهار شاخه می‌باشند. اگر این سیگنال‌ها بدرستی معرفی شوند، بنابراین به سادگی می‌توان آن را با موج حامل مثلثی مقایسه و پالس‌های مربوط به گیت کلیدها را تولید کرد.

در این روش سیگنال مدولاسیون مربوط به شاخه چهارم از ولتاژهای مرجع برای سه فاز اینورتر ساخته می‌شود. در منابع به سیگنال مدولاسیون شاخه چهارم، سیگنال پایه<sup>۱</sup> گفته می‌شود که به منظور تولید پالس‌های شاخه چهارم اینورتر ساخته شده و همزمان به ولتاژهای مرجع اینورتر جهت رسیدن به سیگنال‌های سه فاز نسبت به نقطه سر وسط باس DC اضافه می‌شود. به بیانی دیگر، سیگنال پایه کلیدی ولتاژهای مرجع را به بالا یا پایین منتقل می‌کند تا مرجع سیگنال را جابجا کند. در این روش سیگنال پایه را می‌توان به گونه‌ای معرفی کرد که به طور مثال، ریپل PWM کاهش یابد یا خطی بودن ولتاژ افزایش یابد و یا تلفات سوئیچینگ کمتر شود و غیره. بنابراین نحوه استخراج سیگنال پایه به نوعی درجه آزادی برای یک اینورتر چهار شاخه در مقایسه با اینورتر سه فاز سه شاخه محسوب می‌شود. در [۲۷] روش‌هایی بر پایه‌ی PWM های اسکالر بیان شده که در مقایسه با روش‌های SVPWM مراجع [۳۰ - ۳۴] به مراتب عملی‌تر به نظر می‌رسند از این رو در این پایان نامه جهت مدولاسیون سیگنال‌های کنترلی و دستیابی به فرمان کلیدها از این روش استفاده شده است ولی به علت پرهیز از تفصیل کلام از بیان مفصل آن خودداری می‌کنیم.

## ۲-۵- روش‌های کنترل اینورترهای منبع ولتاژ

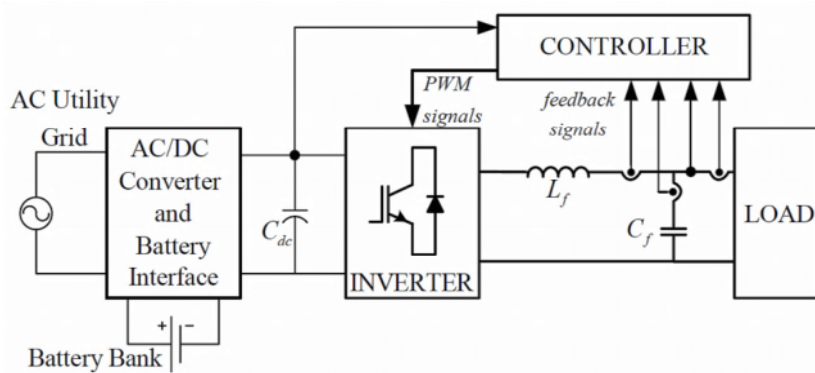
در کاربردهایی ناشی از اینورترها مبتنی بر بارهای نامتعادل، مانند منابع تغذیه غیر قابل قطع<sup>۲</sup>، تغذیه کننده‌های محلی و غیره، نیاز به پاسخ دینامیکی سریع و مطلوب و رگولاسیون بهینه برای ولتاژهای خروجی اینورتر می‌باشد. از این رو در اینورتر لازم است مکانیزم کنترل حلقه بسته-ای را در نظر گرفت که تحقق مشخصه‌های مطلوب اینورتر را تضمین کند. روش‌های گوناگونی از کنترل اینورترها در منابع ارائه شده است که مشهورترین آن‌ها در ادامه بیان شده است. در اینورترها از یک فیلتر LC مرتبه دوم جهت حذف هارمونیک‌های فرکانس بالای ناشی از PWM استفاده می‌شود. این فیلتر عموماً کوچک است و در شرایط عملکرد حلقه باز با بارهای

<sup>۱</sup> Offset Signal

<sup>۲</sup> UPS

غیرخطی و در مواجهه با اغتشاشات، سبب ناپایداری اینورتر خواهد شد. از طرفی دیگر بعضی از مشخصه‌های اینورتری می‌توانند بخودی خود سبب ناپایداری شوند؛ مانند dead-time ها، مشخصه‌های غیر ایده‌آل مربوط به کلیدها و غیره که ممکن است سبب برانگیخته شدن رزونانس در فیلتر LC خروجی اینورتر در شرایط بار سبک یا بی‌باری شوند. همچنین ممکن است فیلتر خروجی با بار ایجاد رزونانس کند. بنابراین می‌توان گفت در کاربردهای مهم اینورترها در تغذیه بارها از جمله بارهای نامتعادل و غیرخطی، عملکرد حلقه باز مطلوب نیست و لازم است سیستم حلقه بسته جهت کنترل اینورتر ارائه شود.

یکی از کاربردهای مهم اینورترها به عنوان تغذیه، استفاده در UPS ها می‌باشد. شکل (۲-۱۰) نمای کلی یک اینورتر کنترل شده حلقه بسته تکفاز در یک UPS را نمایش می‌دهد که مشابه آن در حالت سه فاز نیز می‌توان در نظر گرفت.



شکل (۲-۱۰) نمای کلی اینورتر کنترل شده حلقه بسته تکفاز در یک UPS [۲۷]

یک اینورتر در حالت ایده‌آل جهت تغذیه بار باید مشخصه‌هایی نظیر داشتن پاسخ دینامیکی سریع، تنظیم ولتاژ و فرکانس مطلوب، اعوجاج هارمونیک کلی ولتاژ (THD) پایین، شکل موج پایدار در حالت عملکرد دائم و خروجی ولتاژهای متعادل در تغذیه بار نامتعادل؛ داشته باشد. از این رو عملکرد اینورتر را می‌توان در موقعیت‌های زیر تست کرد:

- ◆ عملکرد بی‌بار. در حالت بی‌بار سیستم دارای کمترین تضعیف (دمپینگ) می‌باشد. اگر کنترل کننده سیستم نتواند پهنای باند بالا و تضعیف مناسب ایجاد کند، خروجی‌های ولتاژ سیستم ناپایدار و نوسانی خواهد شد.
- ◆ تست بارداری. هنگامی که سیستم به بار متصل می‌شود، نباید دچار فروپاشی ناگهانی

ولتاژ یا فلش ولتاژی<sup>۱</sup> شود و بتواند به سرعت به میزان نامی خود برگردد که به آن پاسخ دینامیکی سیستم گفته می‌شود.

♦ شرایط بار نامتعادل. در این حالت جریان خروجی مبدل دارای توالی‌های مثبت، منفی و صفر است در حالی که خروجی ولتاژ اینورتر می‌بایست دارای فقط توالی مثبت باشد؛ پس کنترل کننده باید توانایی حذف توالی‌های منفی و صفر را از سیستم داشته باشد. در ادامه روش‌های رایج در کنترل کننده‌های پیاده سازی شده منابع مرور شده است. در این پایان‌نامه توجه ما به ساختار اینورتر چهارشاخه جهت تغذیه بار نامتعادل می‌باشد. همانگونه که در بخش ۲-۵-۲ نیز اشاره شد، این ساختار تلفیق سه اینورتر تکفاز با شاخه نوترال مشترک می‌باشد، پس به طور تئوری می‌توان گفت روش‌های کنترلی حاکم بر اینورترهای تکفاز در ساختار چهار شاخه نیز قابل تعمیم است. از این رو در ادامه روش‌های کنترلی اینورترها در کاربردهای تغذیه مشتمل بر تکفاز و سه‌فاز بیان گردیده است.

## ۲-۵-۲- کنترل کننده میزان موثر ولتاژ خروجی<sup>۲</sup>

این روش کنترلی برپایه‌ی کنترل میزان موثر (rms) ولتاژ خروجی می‌باشد. این روش ساده به طور گسترده در کاربردهای اینورتری مورد استفاده قرار گرفته شده است. کنترل کننده میزان موثر ولتاژ را می‌توان هم در اینورترهای تکفاز و هم در اینورترهای سه‌فاز مورد استفاده قرار داد. به صورت نوعی، این روش در چند پرپود از فرکانس اصلی، توانایی صفر کردن خطا را داراست. اما اگر از این کنترل کننده در حالت بارهای غیرخطی استفاده شود، هارمونیک‌های ولتاژ خروجی حذف نخواهند شد.

<sup>۱</sup> Voltage Sag

<sup>۲</sup> Output Voltage RMS Value Controller

## ۲-۵-۳- کنترل کننده های بر پایه ی مقادیر لحظه ای ولتاژ

### □ کنترل کننده حلقه ولتاژ<sup>۱</sup>

در کنترل کننده تک حلقه ولتاژ فقط از میزان ولتاژ خروجی فیدبک گرفته می‌شود. هنگامی که از این روش در کنترل اینورتر تکفاز استفاده می‌شود، کنترل کننده با سیگنال‌های AC مواجه می‌شود. از آنجا که ولتاژهای لحظه‌ای خروجی اینورتر نسبت به مرجع ولتاژ خروجی (سیگنال مدولاسیون) دارای تاخیر فاز می‌باشد، کنترل کننده باید این تاخیر را با یک جزء پیش‌فاز (مشتقی) در تنظیم کننده‌ی خود جبران کند. بنابراین تنظیم کننده‌های نوع تناسبی-مشتقی (PD) باید در حلقه‌ی کنترل ولتاژ اینورتر تکفاز یا به طور مشابه در حلقه‌های هریک از فازهای اینورتر سه فاز چهار شاخه قرار گیرد. به صورت تئوری می‌توان نشان داد که کنترلر تک حلقه با جبران کننده‌ی PD عملکرد مطلوبی خواهد داشت. اما در عمل جزء مشتق‌گیر در حلقه کنترل، به دلیل حساسیت بالا به نویز و محدود بودن دقت محاسبه، مورد استفاده قرار نمی‌گیرد. جهت رفع این مشکل می‌توان از سنسورهای ولتاژ و مبدل‌های آنالوگ به دیجیتال با دقت بسیار بالا استفاده کرد که متعاقباً سبب افزایش قیمت سیستم خواهد شد.

### □ کنترل کننده چند حلقه<sup>۲</sup>

با توجه به مشکل ایجاد جزء مشتق‌گیر در تنظیم کننده PD در روش کنترل ولتاژ تک حلقه، فیدبک جریان خازن فیلتر را می‌توان به عنوان نسبتی از مشتق ولتاژ خروجی مورد استفاده قرار داد ( $i_c = C \frac{dv}{dt}$ ). بنابراین جزء مشتق از فیدبک جریان خازن به کمک سنسور نسبتاً ارزانتر جریان (مانند ترانس‌های جریان)، تامین خواهد شد. در این روش، کنترل کننده ولتاژ خروجی یک تنظیم کننده انتگرالی-تناسبی (به صورت نوعی یک کنترلر P برای دنبال کردن سیگنال مرجع و پاسخ حالت دائم مطلوب و یک کنترلر بسیار کوچک I جهت حذف خطاهای با فرکانس بسیار کم) است. همچنین در این ساختار کنترلی می‌توان سیگنال فیدبک جریان خازن پس از ضرب شدن در

<sup>۱</sup> Voltage Loop Controller

<sup>۲</sup> Multi-Loop Controller

گین مشخصی، به خروجی کنترل کننده ولتاژ افزوده کرد تا سیگنال مرجع اینورتر ساخته شود. اضافه شدن جزء جریان خازن سبب افزایش تضعیف در سیستم، بالا بردن کارایی دینامیکی و کاهش هارمونیک‌های ولتاژ خروجی خواهد شد [۳۴].

### □ کنترل کننده آبشاری<sup>۱</sup>

کنترل کننده آبشاری قابل پیاده سازی در سیستم‌هایی با دو حلقه داخلی و خارجی است که در آن‌ها ثابت زمانی حلقه داخلی و خارجی به طور قابل ملاحظه‌ای با یکدیگر متفاوت باشد. در بیشتر موارد، حلقه‌ی بیرونی کندتر و حلقه‌ی داخلی بسیار سریعتر می‌باشد. این روش فقط زمانی قابل پیاده سازی در کنترل موثر اینوترها به عنوان تغذیه می‌باشد که خازن فیلتر نسبتاً بزرگ و سلف کوچک باشد. در این روش دینامیک‌های جریان می‌تواند به سرعت از بین برود. حلقه خارجی به علت کند بودن برای جبران سازی هارمونیک‌ها مناسب نیست. پس در پیاده‌سازی روش کنترل آبشاری لازم است از مسیر پیشخور جریان بار یا جریان خازن کمک گرفت. مقدار نامی جریان خازن را می‌توان از مرجع ولتاژ خروجی و ظرفیت خازن محاسبه و به کنترل کننده جریان اضافه کرد. اما جریان بار را می‌توان اندازه‌گیری و به عنوان جبران کننده اغتشاشات جریان بار، به کنترل کننده جریان افزود. همچنین از ولتاژ خازن هم می‌توان به عنوان جزء مجزا کننده در حلقه بیرونی استفاده کرد. در هر دو کنترل کننده‌ی حلقه داخلی و بیرونی می‌توان از تنظیم کننده‌های PI بهره برد؛ اگر چه که گین انتگرال گیر باید بسیار کوچک باشد [۳۵].

### □ کنترل کننده Deadbeat

این روش کنترل خاص سیستم‌های با کنترل گسسته در زمان می‌باشد و متعاقب آن فقط پیاده سازی دیجیتال امکان پذیر است. در این روش مدل ریاضیاتی سیستم باید بدست آید. با استفاده از این مدل و سیگنال‌های مرجع و فیدبک، سیگنال کنترل (سیگنال مدولاسیون) که صفر

<sup>۱</sup> Cascade Controller

شدن خطا را پس از گذشت تعداد محدودی از سیکل های نمونه برداری تضمین می کند، محاسبه و به خروجی اینورتر اعمال می شود. زمانی که مدل سیستم به طور دقیق مشخص باشد، خطای تغییرات در متغیرهای حالت، به صورت ایده آل در یک سیکل نمونه گیری و به صورت عملی در دو سیکل صفر خواهد شد. بنابراین روش کنترل deadbeat دارای پهنای باند بسیار بالایی است و از لحاظ دینامیکی برای سیستم هایی که به خوبی شناخته و مدل شده باشند، بسیار پایدار است. اما این روش یک اشکال اساسی دارد؛ این که بسیار به میزان پارامترهای مبدل وابسته است. خطای کوچکی در پارامترها می تواند سبب ناپایداری سیستم شود که مهم ترین ضعف این روش محسوب می شود. در کاربردهای عملی، تاخیرهای ناشی از محاسبات، عملکرد مطلوب را کاهش و تاخیرها و خطاهای ناشی از اندازه گیری ها سبب ناپایداری سیستم می شوند. تاخیرهای محاسبات را می توان به صورت دیجیتالی جبران کرد [۳۶]. به منظور جلوگیری از بروز تاخیر و خطا در اندازه گیری لازم است از سنسورهای با دقت بالا بهره برد که خود سبب افزایش قیمت سیستم خواهد شد.

### □ کنترل کننده تکراری<sup>۱</sup>

کنترل کننده تکراری برای عملکرد در بار نامتعادل مورد استفاده قرار می گیرد. از آن جا که ولتاژ مطلوب خروجی فقط دارای مولفه اصلی می باشد، لازم است هارمونیک های ولتاژ خروجی اینورتر حذف شوند. جریان های هارمونیک که ناشی از بار غیر خطی است، سبب خارج شدن شکل موج ولتاژ خروجی از حالت سینوسی مطلوب خود خواهد شد ولی شکل موج حاصل به صورت متناوب است. کنترل کننده تکراری نسبت به خطاهای تکراری ناشی از بارهای غیرخطی بعد از گذشت چند دوره از فرکانس اصلی آموزش می بیند. پس از آموزش خطا، کنترل کننده آن را جبران می کند [۳۷]. کنترل کننده تکراری به عنوان حلقه خارجی مربوط به کنترل ولتاژ مورد استفاده قرار می گیرد تا هارمونیک های آن را جبران کند. در ساختار این کنترلر یک فیلتر خطی گسسته در زمان وجود دارد. مهم ترین اشکال این روش پاسخ کند آن است. علاوه بر این در کاربردهایی که فرکانس خط در رنج وسیعی تغییر می کند و ولتاژ خروجی باید با آن سنکرون شود، فرکانس کنترلر تغییر خواهد کرد و این مشکلی در عملکرد فیلتر گسسته در زمان ایجاد می کند.

<sup>۱</sup> Repetitive Controller



## □ کنترل کننده بر پایه‌ی دستگاه مرجع سنکرون<sup>۱</sup>

کلیه کنترل کننده های بیان شده، در کاربردهای تکفاز مورد استفاده قرار می‌گیرند یا آن‌ها را می‌توان به اینوترهای چهارشاخه تعمیم داد. همچنین این روش‌ها را می‌توان در کاربردهای سه-فاز با بهره‌گیری از تبدیل متغیرهای مختلط به کار بست. در دستگاه ساکن، یک اینورتر سه فاز سه شاخه را می‌توان به عنوان دو اینورتر تکفاز مستقل (محور  $\alpha - \beta$ ) کنترل کرد و نیز یک اینورتر سه فاز چهار شاخه را را می‌توان به عنوان سه اینورتر مستقل تکفاز (محورهای  $\alpha - \beta - 0$ ) یا  $a - b - c$  کنترل کرد. علاوه بر این با بهره‌گیری از تبدیل به دستگاه مرجع سنکرون، پارامترهای AC به اجزای DC تبدیل می‌شود که کنترل اجزای DC ساده‌تر است. به عنوان نتیجه، روش‌های کنترلی که در بخش‌های قبل بیان شد را می‌توان با این تبدیل به حالت‌های سه‌فاز تعمیم داد.

در کنترل کننده‌های بر پایه‌ی دستگاه مرجع سنکرون<sup>۲</sup> SRF، هنگامی که یک سیگنال به دستگاهی منتقل شود که با سرعت سنکرون می‌چرخد؛ سیگنال در این دستگاه DC خواهد شد. یک تنظیم کننده PI می‌تواند خطای حالت دائم صفر ایجاد کند چراکه جزء انتگرال‌گیر بهره در فرکانس صفر بهره بینهایت خواهد داشت [۳۸]. بنابراین پیاده‌سازی یک کنترلر در این دستگاه کار ساده‌ای است. اگرچه تبدیل مدل سیستم به دستگاه مرجع سنکرون باعث ایجاد اتصال<sup>۳</sup> بین کانال-های  $d$  و  $q$  می‌شود، اما این اتصال را می‌توان با یک کنترل کننده مجزا کننده از بین برد. اگر این چنین کنترلی در سیستم اعمال نشود، رفتار دینامیکی سیستم کنترل شده توسط SRF تضمین نخواهد شد. همچنین کنترل کننده خروجی را فقط در فرکانس سنکرون تنظیم می‌کند و اثری روی اغتشاشات سیستم ندارد. بنابراین توالی منفی (که با فرکانس  $2\omega_e -$  در دستگاه سنکرون می‌چرخد) و نیز هارمونیک‌های موجود قابل ملاحظه از قبیل هارمونیک پنجم و هفتم (که با فرکانس  $6\omega_e$  و  $8\omega_e$  در دستگاه سنکرون می‌چرخند) صفر نخواهند شد. علاوه بر این مدل  $d - q$  شامل اجزای توالی صفر فازهای ولتاژ نشده و دستگاه سنکرون نمی‌تواند اثر جریان بار توالی صفر را از بین ببرد. در نتیجه هنگامی که یک کنترل کننده SRF، به تنهایی مورد استفاده قرار گیرد؛ فقط مولفه اصلی توالی مثبت ولتاژ تنظیم شده و کلیه‌ی اغتشاشات دیگر، رفتار سیستم

<sup>۱</sup> Synchronous Reference Frame Based Controller

<sup>۲</sup> Synchronous Reference Frame

<sup>۳</sup> Coupling

را تهدید می‌کنند چراکه رفتار متقابلی در برابر آن‌ها صورت نمی‌گیرد. استفاده از کنترل کننده‌های دستگاه مرجع سنکرون برای هر جزء از اغتشاشات، فرایند پیچیده‌ای است که پر زحمت است. علاوه بر این توالی صفر در این روش جبران سازی نمی‌شود. در نتیجه جهت کنترل اینورتر سه فاز چهار شاخه از روش کارآمدتری باید استفاده کرد.

### □ کنترل کننده بانک فیلتر رزونانسی<sup>۱</sup>

روش کنترلی بانک فیلتر رزونانسی بسیار به روش‌های بر پایه‌ی SRF نزدیک است؛ اما در آن احتیاج به تبدیل دستگاه مرجع نیست و در هر فاز پیاده سازی می‌شود. این روش بر پایه‌ی جبران سازی در هر یک از فرکانس‌های مورد نظر بنا شده است. بنابراین کنترل کننده دارای ساختار موازی است. انواع گوناگونی از جبران کننده‌ها را می‌توان در نظر گرفت؛ اما جبران کننده با رابطه (۲-۱۴) بیشتر مورد توجه قرار گرفته است [۲۷] [۳۸ - ۴۰].

$$G_c(s) = \frac{2K_{im}s}{s^2 + (m\omega_e)^2} \quad (2-14)$$

که در آن  $K_{im}$  بهره انتگرال،  $\omega_e$  فرکانس اصلی و  $m$  مرتبه فرکانسی است که بهره بینهایت در آن مطلوب است. از آنجا که فیلتر دارای بهره صفر در سایر فرکانس‌ها می‌باشد، کنترلر بر روی فرکانس‌های دیگر اثری ندارد. با توجه به این لازم است در هر یک از فرکانس‌های مورد نظر یک فیلتر تنظیم شده در آن فرکانس قرار داده شود که نتیجه آن یک ساختار موازی برای کنترل است. این روش در اینورترهای چهار شاخه پیاده سازی شده و عملکرد مطلوبی دارد [۲۷]. در این روش احتیاج به جداسازی توالی‌های مثبت، منفی و صفر نیست و ساده‌تر در پیاده سازی به نظر می‌رسد اما یکی از مشکلات آن تعداد زیاد حلقه‌های موازی است که در هر کنترلر فیلتر مرتبه دومی وجود داشته و جهت حصول به نتیجه مطلوب لازم است این فیلترها را تا هارمونیک پانزدهم یا بالاتر ادامه داد [۲۷]. در نتیجه کنترل کننده‌ی نهایی حافظه‌ی زیادی از پروسسور را به خود مشغول خواهد کرد که مطلوب به نظر نمی‌رسد.

<sup>۱</sup> Resonant Filter Bank Controller

## ۲-۵-۴- سایر روش‌های کنترلی

با پیشرفت مباحث مربوط به کنترل کننده‌های هوشمند و مدرن در علم کنترل، اخیراً کنترل کننده‌های دیگری غیر آنچه بیان گردید نیز جهت کنترل مبدل‌های الکترونیک قدرت از جمله اینورترها پیشنهاد شده است. مانند کنترل کننده‌های مدرن بر پایه‌ی فیدبک حالت که به عنوان روشی کارآمد در کنترل اینورترهای منبع ولتاژ مورد توجه قرار گرفته شده اند [۴۱ - ۴۳]. در این روش که قابل پیاده سازی در حالت‌های اعم از سه فاز و تکفاز می‌باشد، لازم است مدل ریاضی خطی سیستم بدست آید (مانند مدل میانگین) و با توجه به آن معادلات حالت سیستم معرفی شود. در حالت‌های سه فاز معادلات منجر به یک سیستم چند ورودی-چندخروجی حالت خواهد شد که می‌توان از روش‌های کنترل چند متغیره در فضای حالت برای کنترل آن استفاده کرد ولی به علت پیچیدگی، بهتر آن است که سیستم را به زیر سیستم‌های تک ورودی- تک خروجی تجزیه کرد. پس از مجزا کردن زیر سیستم‌ها با پیشنهاد فیدبک حالت خطی مناسب سیستم کنترل خواهد شد.

همچنین روش‌هایی مانند استفاده از کنترل کننده‌های فازی و تطبیقی را نیز می‌توان در اینورترها به کار بست.

مزیت کلی روش‌های کنترل هوشمند در آن است که نیاز به حافظه‌ی زیادی در پروسور جهت پیاده سازی ندارند و از طرفی دیگر چون معمولاً اندازه‌گیری متغیرهای حالت سیستم (جریان سلف‌ها و ولتاژ خازن‌ها) ساده‌تر است، پیاده سازی آن نیز به صرفه می‌باشد.

## **فصل ۳: روش های پیشنهادی در مدل سازی و**

### **کنترل**

### ۳-۱- مقدمه فصل

در این فصل روش های جدید پیشنهادی جهت کنترل اینورتر سه فاز چهار شاخه بر پایه ی مدل میانگین سیگنال بزرگ در دستگاه abc بیان شده است. لذا در ابتدا مدل میانگین مبدل استخراج و از روی آن تحقق فضای حالت حاصل گردیده است. جهت شناسایی دقیق سیستم مورد بررسی، سیستم کنترل نشده با پارامترهای نوعی مورد ارزیابی قرار گرفته شده که بر اساس آن سیستم دارای مشخصه های پایداری نامطلوب و نیز اتصال نامطلوبی بین فازها می باشد که سبب شده سیستم حاصل از مرتبه بالا و به صورت چند-ورودی چند-خروجی شود که کنترل آن بسیار مشکل است. لذا به عنوان یک راه حل اساسی در برخورد با این سیستم مجزا سازی آن به زیر سیستم های مستقل در نظر گرفته می شود.

در بخش سوم این فصل و به عنوان روش کنترلی پیشنهادی اول، با استفاده از مدل فضای حالت سیستم فیدبک حالت مجزاکننده خاصی پیشنهاد شده که با استفاده از آن سیستم به سه زیر سیستم مجزا شده مرتبه اول تبدیل می شود که کنترل و پایدار سازی هر یک بسیار ساده است. در نهایت فرایند طراحی این روش کنترلی با در نظر گرفتن اثر اغتشاش و یافتن بهره های کنترلی مناسب برای حذف آن پایان می پذیرد.

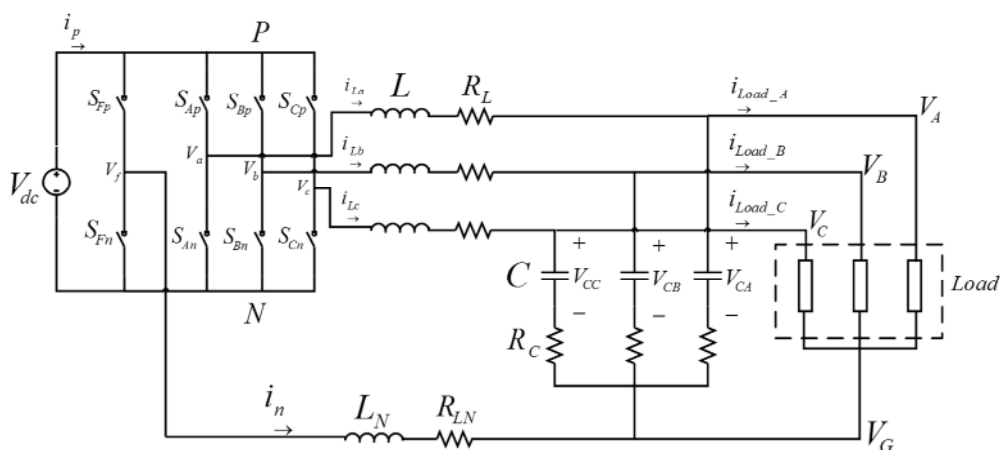
بخش چهارم این فصل روش کنترل پیشنهادی دیگری را بیان می دارد؛ بدین صورت که بر اساس روابط توصیف کننده سیستم می توان در هر فاز با پیشنهاد ورودی کنترلی مناسبی شامل ضربی از ولتاژهای ترمینال سایر فازها، سیستم را مجزا کرد. این تئوری توسط روابط ریاضیاتی حاکم بر سیستم اثبات شده و مشاهده می شود که معادلات حاکم بر زیر سیستم های مجزا شده نهایی در هر یک از فازها، همانند روابط حاکم بر یک اینورتر تک فاز با پارامترهای معادل است. بدین معنی که سیستم اولیه ی مورد بررسی با بهره گیری از این روش به سه اینورتر تک فاز معادل در هر یک از فازها تبدیل می شود.

در بخش پنجم هم روش مدولاسیون مورد استفاده در اینورتر سه فاز چهار شاخه مورد بررسی جهت دستیابی به سیگنال های گیت کلیدها معرفی شده است.

### ۱-۳- مدلسازی اینورتر سه فاز چهار شاخه در دستگاه abc

#### ۱-۱-۳- معرفی مدار اینورتر و بدست آوردن مدل میانگین

در شکل (۱-۳) نمودار کلی مربوط به مدار قدرت یک اینورتر سه فاز چهار شاخه با در نظر گرفتن فیلتر خروجی نشان داده شده است. هر کدام از سوئیچها در این شکل بیانگر یک کلید الکترونیک قدرت تمام کنترل شونده به همراه یک دیود با اتصال معکوس جهت برقراری مسیر جریان برگشتی می باشد. برای ساده سازی فرض شده، منبع DC در ورودی دارای هیچگونه رپیل نیست و از این رو توسط یک منبع ولتاژ ثابت و مستقل مدل شده است. همچنین بار سه فاز خروجی مبدل هم به صورت کلی با اتصال ستاره در نظر گرفته شده است.



شکل (۱-۳) نمودار کلی مدار قدرت اینورتر سه فاز چهار شاخه به همراه فیلتر خروجی

در شکل (۱-۳) جهت مدلسازی مقاومت های ذاتی سلفها و خازن ها در فیلتر خروجی مبدل و نیز مقاومت ذاتی سلف مسیر نوترال از یک مقاوت پارازیت به صورت سری با المان کمک گرفته شده است.

برای بیان نحوه ی عملکرد یک اینورتر سه فاز چهار شاخه، تابع کلید زنی را به صورت

(۱-۳) معرفی می کنیم.

$$S_{jf} = \begin{cases} 1 & \text{If } S_{jp} \text{ and } S_{fn} \text{ are closed} \\ 0 & \text{If } S_{jp} \text{ and } S_{fp} \text{ or } S_{jn} \text{ and } S_{fn} \text{ are closed} \\ -1 & \text{if } S_{jn} \text{ and } S_{fp} \text{ are closed} \end{cases} \quad j = \{a, b, c\} \quad (1-3)$$

بنابراین معادلات ولتاژ ترمینال به صورت زیر بدست می آیند.

$$\begin{bmatrix} V_{af} & V_{bf} & V_{cf} \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} S_{af} & S_{bf} & S_{cf} \end{bmatrix}^T \times V_{PN} \quad (2-3)$$

همچنین جریان کشیده شده از منبع DC ورودی، به صورت زیر خواهد بود.

$$i_p = \begin{bmatrix} S_{af} & S_{bf} & S_{cf} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c \end{bmatrix}^T \quad (3-3)$$

از ولتاژهای ترمینال و نیز جریان کشیده شده از منبع، می توان در یک سیکل کلید زنی میانگین گیری کرد و مدل میانگین اینورتر را بدست آورد. معادله ی میانگین گیری به صورت (۴-۳) می باشد.

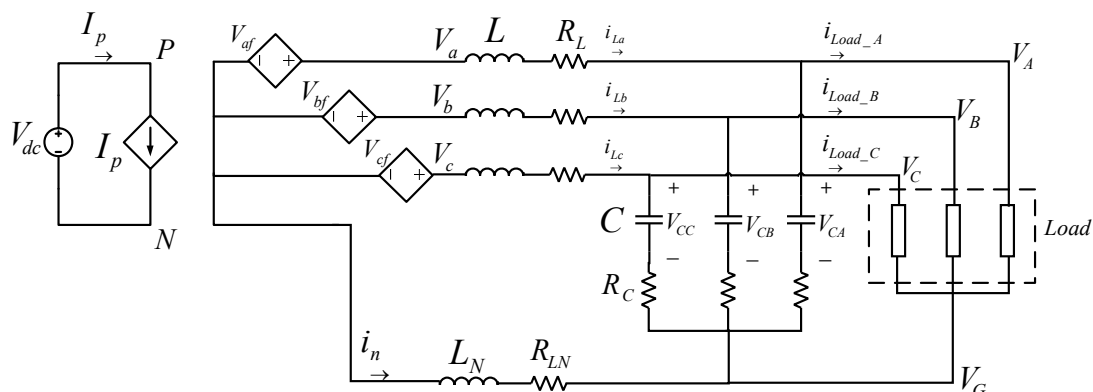
$$\bar{X}_{(t)} = \frac{1}{T} \int_{t-T_s}^t X(\tau) d\tau \quad (4-3)$$

با اعمال معادله (۴-۳) به معادلات (۲-۳) و (۳-۳)، مقادیر میانگین ولتاژهای ترمینال و جریان منبع به صورت (۵-۳) و (۶-۳) بدست می آید. جهت ساده سازی در نوشتار، نمایش مقادیر میانگین را مانند مقادیر لحظه ای در نظر می گیریم.

$$\begin{bmatrix} V_{af} & V_{bf} & V_{cf} \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} d_{af} & d_{bf} & d_{cf} \end{bmatrix}^T \times V_{PN} \quad (5-3)$$

$$I_p = \begin{bmatrix} d_{af} & d_{bf} & d_{cf} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_a & I_b & I_c \end{bmatrix}^T \quad (6-3)$$

که در آن ها  $d_{af}$ ،  $d_{bf}$  و  $d_{cf}$  به ترتیب مقادیر میانگین  $S_{af}$ ،  $S_{bf}$  و  $S_{cf}$  می باشد که در واقع دیوتی سایکل خط به نوترال هریک از کلیدها در نظر گرفته می شوند. با توجه به معادلات بدست آمده در (۵-۳) و (۶-۳) و نیز با توجه به مدل میانگین مربوط به هریک از المان های مدار شکل (۱-۳)، مدل میانگین سیگنال بزرگ اینورتر سه فاز چهار شاخه را در دستگاه  $abc$  در شکل (۲-۳) ارائه شده است.



شکل (۲-۳) مدل میانگین سیگنال بزرگ یک اینورتر سه فاز چهار شاخه در دستگاه abc

### ۲-۱-۳- معرفی معادلات حالت سیستم

با توجه به این که اینورترهای سه فاز چهار شاخه در حالت‌هایی با بار نامتعادل مورد استفاده قرار می‌گیرند، در مدلسازی و نوشتن معادلات سیستم، جریان‌های بار ( $I_{Load\_A}$ ،  $I_{Load\_B}$  و  $I_{Load\_C}$ ) دارای قطعیت نمی‌باشند، به بیان دیگر نمی‌توان درباره بار اظهار نظر کرد. می‌توان جریان‌های بار را به صورت اغتشاش مدل کرد که در نهایت در معادلات سیستم ظاهر می‌شوند. در سیستم شکل (۲-۳)، صرف نظر از بار، هفت المان ذخیره ساز انرژی (چهار سلف و سه خازن) موجود است که سلف‌ها تشکیل یک کاتست را می‌دهند، پس تعداد متغیرهای حالت شش تا (جریان‌های سلف‌های فیلتر و ولتاژهای خازن‌ها) بدست خواهند آمد. با نوشتن قوانین  $KVL$  و  $KCL$  معادلات حالت را می‌توان به صورت (۷-۳) ارائه کرد.



$$\begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \\ V_{Ca} \\ V_{Cb} \\ V_{Cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-(2L_n + L)(R_L + R_C) - R_{Ln}L}{L^2 + 3LL_n} & \frac{L_n(R_L + R_C) - R_{Ln}L}{L^2 + 3LL_n} & \frac{L_n(R_L + R_C) - R_{Ln}L}{L^2 + 3LL_n} & \frac{-(2L_n + L)}{L^2 + 3LL_n} & \frac{L_n}{L^2 + 3LL_n} & \frac{L_n}{L^2 + 3LL_n} \\ \frac{L_n(R_L + R_C) - R_{Ln}L}{L^2 + 3LL_n} & \frac{-(2L_n + L)(R_L + R_C) - R_{Ln}L}{L^2 + 3LL_n} & \frac{L_n(R_L + R_C) - R_{Ln}L}{L^2 + 3LL_n} & \frac{L_n}{L^2 + 3LL_n} & \frac{-(2L_n + L)}{L^2 + 3LL_n} & \frac{L_n}{L^2 + 3LL_n} \\ \frac{L_n(R_L + R_C) - R_{Ln}L}{L^2 + 3LL_n} & \frac{L_n(R_L + R_C) - R_{Ln}L}{L^2 + 3LL_n} & \frac{-(2L_n + L)(R_L + R_C) - R_{Ln}L}{L^2 + 3LL_n} & \frac{L_n}{L^2 + 3LL_n} & \frac{L_n}{L^2 + 3LL_n} & \frac{-(2L_n + L)}{L^2 + 3LL_n} \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \\ V_{Ca} \\ V_{Cb} \\ V_{Cc} \end{bmatrix} \quad (7-3)$$

$$+ \begin{bmatrix} \frac{(2L_n + L)}{L^2 + 3LL_n} & \frac{-L_n}{L^2 + 3LL_n} & \frac{-L_n}{L^2 + 3LL_n} \\ \frac{-L_n}{L^2 + 3LL_n} & \frac{(2L_n + L)}{L^2 + 3LL_n} & \frac{-L_n}{L^2 + 3LL_n} \\ \frac{-L_n}{L^2 + 3LL_n} & \frac{-L_n}{L^2 + 3LL_n} & \frac{(2L_n + L)}{L^2 + 3LL_n} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_{af} \\ V_{bf} \\ V_{cf} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{R_C(2L_n + L)}{L^2 + 3LL_n} & \frac{-R_C L_n}{L^2 + 3LL_n} & \frac{-R_C L_n}{L^2 + 3LL_n} \\ \frac{-R_C L_n}{L^2 + 3LL_n} & \frac{R_C(2L_n + L)}{L^2 + 3LL_n} & \frac{-R_C L_n}{L^2 + 3LL_n} \\ \frac{-R_C L_n}{L^2 + 3LL_n} & \frac{-R_C L_n}{L^2 + 3LL_n} & \frac{R_C(2L_n + L)}{L^2 + 3LL_n} \\ -\frac{1}{C} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{LoadA} \\ i_{LoadB} \\ i_{LoadC} \end{bmatrix}$$

در معادله (7-3)،  $[i_{La} \ i_{Lb} \ i_{Lc} \ V_{Ca} \ V_{Cb} \ V_{Cc}]^T$  متغیرهای حالت سیستم،  $[V_{af} \ V_{bf} \ V_{cf}]^T$  ورودی های سیستم و  $[i_{LoadA} \ i_{LoadB} \ i_{LoadC}]^T$  اغتشاش ورودی به سیستم می باشد. همچنین اگر خروجی های مبدل را ولتاژهای ترمینال در نظر بگیریم، معادلات خروجی به صورت (8-3) می باشند.

$$\begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_C & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & R_C & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & R_C & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \\ V_{Ca} \\ V_{Cb} \\ V_{Cc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -R_C & 0 & 0 \\ 0 & -R_C & 0 \\ 0 & 0 & -R_C \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{LaodA} \\ i_{LaodB} \\ i_{LaodC} \end{bmatrix} \quad (8-3)$$

اگر ماتریس سیستم در معادله (7-3) مورد بررسی قرار داده شود، اتصال بین متغیرها مشاهده می شود. در بعضی درایه های ماتریس، می توان با معرفی و طراحی خاصی، اتصال متغیرها را کمتر کرد که باعث ساده تر شدن معادلات نیز خواهد شد. اگر ملاحظات معادله (9-3) در معادلات (7-3) و (8-3) اعمال شود و نیز متغیرها دوباره مرتب شوند، به معادلات حالت نهایی سیستم به صورت (10-3) و (11-3) می توان دست یافت.

$$L_n = L/2 \quad R_{Ln} = R_L = R_C = R \quad (9-3)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{La} \\ \dot{V}_{Ca} \\ \dot{i}_{Lb} \\ \dot{V}_{Cb} \\ \dot{i}_{Lc} \\ \dot{V}_{Cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-2R}{L} & \frac{-4}{5L} & 0 & \frac{1}{5L} & 0 & \frac{1}{5L} \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{5L} & \frac{-2R}{L} & \frac{-4}{5L} & 0 & \frac{1}{5L} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{5L} & 0 & \frac{1}{5L} & \frac{-2R}{L} & \frac{-4}{5L} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{La} \\ V_{Ca} \\ i_{Lb} \\ V_{Cb} \\ i_{Lc} \\ V_{Cc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 4 & -1 & -1 \\ \frac{5L}{5L} & \frac{5L}{5L} & \frac{5L}{5L} \\ 0 & 0 & 0 \\ -1 & 4 & -1 \\ \frac{5L}{5L} & \frac{5L}{5L} & \frac{5L}{5L} \\ 0 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & 4 \\ \frac{5L}{5L} & \frac{5L}{5L} & \frac{5L}{5L} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_{af} \\ V_{bf} \\ V_{cf} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{4R}{5L} & \frac{-R}{5L} & \frac{-R}{5L} \\ -\frac{1}{C} & 0 & 0 \\ -R & 4R & -R \\ \frac{5L}{5L} & \frac{5L}{5L} & \frac{5L}{5L} \\ 0 & -\frac{1}{C} & 0 \\ -R & -R & 4R \\ \frac{5L}{5L} & \frac{5L}{5L} & \frac{5L}{5L} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{LaodA} \\ i_{LaodB} \\ i_{LaodC} \end{bmatrix} \quad (10-3)$$

$$\begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{La} \\ V_{Ca} \\ i_{Lb} \\ V_{Cb} \\ i_{Lc} \\ V_{Cc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -R & 0 & 0 \\ 0 & -R & 0 \\ 0 & 0 & -R \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{LaodA} \\ i_{LaodB} \\ i_{LaodC} \end{bmatrix} \quad (11-3)$$

### ۳-۱-۳- بررسی سیستم کنترل نشده

سیستم نمایش داده شده با معادلات (۱۰-۳) و (۱۱-۳)، یک سیستم سه ورودی - سه خروجی است و کنترل آن با روش های رایج کنترل مربوط به سیستم های تک ورودی - تک خروجی (SISO)<sup>۱</sup> امکان پذیر نیست. با بررسی بیشتر می توان سیستم را به سه زیر سیستم دارای اتصال تقسیم بندی کرد که در آن یکی از خروجی ها با یک ورودی متاثر شود. قاعدتا بهترین انتخاب برای این زیر سیستم ها، متغیر های حالت مربوط به هر فاز با ورودی و خروجی مربوط به همان فاز خواهد بود. اگر این کار محقق شود، سیستم به سه زیر سیستم SISO تجزیه خواهد شد و طراحی کنترل حلقه بسته آن ساده می شود. با توجه به آنچه گفته شد، مشکلی اصلی، وجود اتصال در زیر سیستم های معرفی شده برای سیستم با معادلات (۱۰-۳) و (۱۱-۳) می باشد پس کار را با مجزا سازی سیستم ادامه می دهیم که در بخش های بعدی ارائه شده است.

ابتدا ماتریس های سیستم را برای داده های نوعی در جدول (۱-۳) به صورت (۱۲-۳) و

(۱۳-۳) بدست می آوریم.

<sup>۱</sup> Single-Input Single-Output

جدول (۱-۳) مقادیر نوعی پارامترهای سیستم مورد بررسی

پارامتر	مقدار بر حسب یکای خود
L	1.5e-3 (H)
C	110e-6 (F)
R	10e-3 ( $\Omega$ )

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{La} \\ \dot{V}_{Ca} \\ \dot{i}_{Lb} \\ \dot{V}_{Cb} \\ \dot{i}_{Lc} \\ \dot{V}_{Cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -13.333 & -533.333 & 0 & 133.333 & 0 & 133.333 \\ 9090.9 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 133.333 & -13.333 & -533.333 & 0 & 133.333 \\ 0 & 0 & 9090.9 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 133.333 & 0 & 133.333 & -13.333 & -533.333 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 9090.9 & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{La} \\ V_{Ca} \\ i_{Lb} \\ V_{Cb} \\ i_{Lc} \\ V_{Cc} \end{bmatrix} \quad (12-3)$$

$$+ \begin{bmatrix} 533.333 & -133.333 & -133.333 \\ 0 & 0 & 0 \\ -133.333 & 533.333 & -133.333 \\ 0 & 0 & 0 \\ -133.333 & -133.333 & 533.333 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_{af} \\ V_{bf} \\ V_{cf} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 5.3333 & -1.333 & -1.333 \\ -9090.9 & 0 & 0 \\ -1.333 & 5.3333 & -1.333 \\ 0 & -9090.9 & 0 \\ -1.333 & -1.333 & 5.3333 \\ 0 & 0 & -9090.9 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{LaodA} \\ i_{LaodB} \\ i_{LaodC} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 10e-3 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 10e-3 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 10e-3 & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{La} \\ V_{Ca} \\ i_{Lb} \\ V_{Cb} \\ i_{Lc} \\ V_{Cc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -10e-3 & 0 & 0 \\ 0 & -10e-3 & 0 \\ 0 & 0 & -10e-3 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{LaodA} \\ i_{LaodB} \\ i_{LaodC} \end{bmatrix} \quad (13-3)$$

اگر سیستم مورد بررسی را به صورت (۱۴-۳) در نظر بگیریم، ماتریس های توصیف آن به صورت (۱۵-۳) و (۱۶-۳) حاصل می شوند.

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU + EW \\ Y = CX + DU + FW \end{cases} \quad (14-3)$$

$$A = \begin{bmatrix} -2R/L & -4/5L & 0 & 1/5L & 0 & 1/5L \\ 1/C & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/5L & -2R/L & -4/5L & 0 & 1/5L \\ 0 & 0 & 1/C & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/5L & 0 & 1/5L & -2R/L & -4/5L \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/C & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 4/5L & -1/5L & -1/5L \\ 0 & 0 & 0 \\ -1/5L & 4/5L & -1/5L \\ 0 & 0 & 0 \\ -1/5L & -1/5L & 4/5L \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$E = \begin{bmatrix} 4R/5L & -R/5L & -R/5L \\ -1/C & 0 & 0 \\ -R/5L & 4R/5L & -R/5L \\ 0 & -1/C & 0 \\ -R/5L & -R/5L & 4R/5L \\ 0 & 0 & -1/C \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} R & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R & 1 \end{bmatrix} \quad (15-3)$$

$$D = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, F = \begin{bmatrix} -R & 0 & 0 \\ 0 & -R & 0 \\ 0 & 0 & -R \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} -13.333 & -533.333 & 0 & 133.333 & 0 & 133.333 \\ 9090.9 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 133.333 & -13.333 & -533.333 & 0 & 133.333 \\ 0 & 0 & 9090.9 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 133.333 & 0 & 133.333 & -13.333 & -533.333 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 9090.9 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 533.333 & -133.333 & -133.333 \\ 0 & 0 & 0 \\ -133.333 & 533.333 & -133.333 \\ 0 & 0 & 0 \\ -133.333 & -133.333 & 533.333 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$E = \begin{bmatrix} 5.3333 & -1.333 & -1.333 \\ -9090.9 & 0 & 0 \\ -1.333 & 5.3333 & -1.333 \\ 0 & -9090.9 & 0 \\ -1.333 & -1.333 & 5.3333 \\ 0 & 0 & -9090.9 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 10e-3 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 10e-3 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 10e-3 & 1 \end{bmatrix} \quad (16-3)$$

$$D = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, F = \begin{bmatrix} -10e-3 & 0 & 0 \\ 0 & -10e-3 & 0 \\ 0 & 0 & -10e-3 \end{bmatrix}$$

در بررسی سیستم کنترل نشده، در ابتدا اغتشاش ورودی ( $W$ ) را صفر در نظر می گیریم.

ماتریس تابع تبدیل سیستم به صورت (۱۷-۳) بدست می آید.

$$TF = \frac{Y}{U} = C(sI - A)^{-1}B + D \quad (17-3)$$

که در آن  $A, B, C$  و  $D$  ماتریس های سیستم می باشند. تابع تبدیل خروجی به ورودی در

حالت با اغتشاش صفر (بدون بار) به صورت رابطه (۱۸-۳) بدست می آید.

$$TF = \frac{1}{D(s)} \begin{bmatrix} N_{1-1}(s) & N_{1-2}(s) & N_{1-3}(s) \\ N_{2-1}(s) & N_{2-2}(s) & N_{2-3}(s) \\ N_{3-1}(s) & N_{3-2}(s) & N_{3-3}(s) \end{bmatrix} \quad (18-3)$$

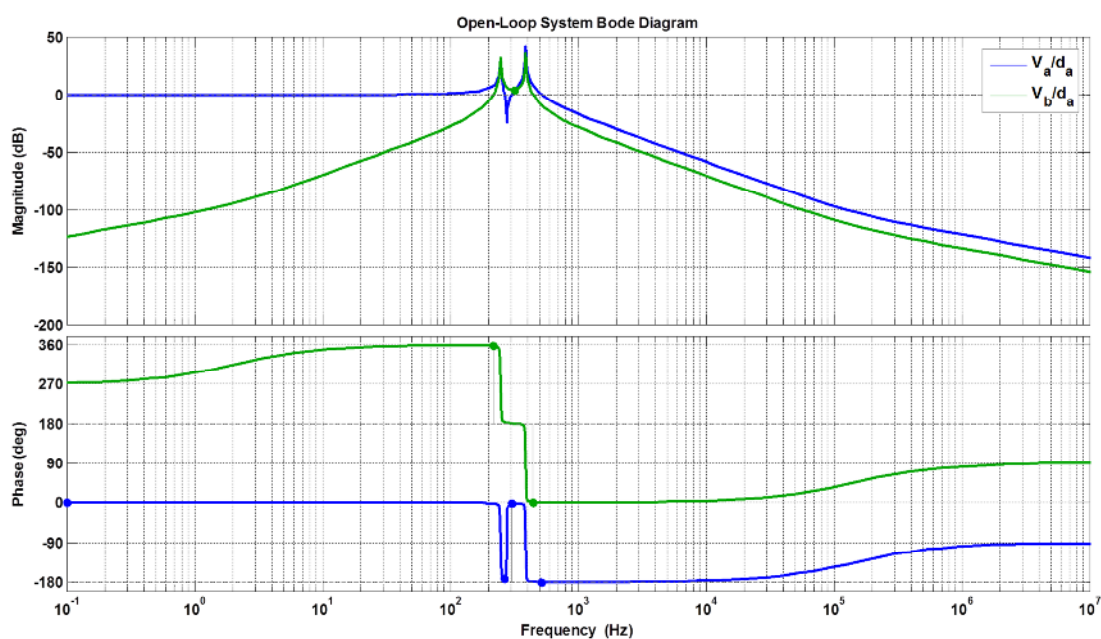
که در آن:

$$D(s) = (CLs^2 + 2CRs + 1)(5CLs^2 + 10CRs + 2)^2$$

$$N_{i-j}(s) = 2(CRs + 1)(2CLs^2 + 4CRs + 1)(5CLs^2 + 10CRs + 2), i = j$$

$$N_{i-j}(s) = -Cs(Ls + 2R)(CRs + 1)(5CLs^2 + 10CRs + 2), i \neq j$$

همان طور که از رابطه (۱۸-۳) مشاهده می شود، ماتریس تابع تبدیل سیستم قطری نیست و دارای اتصال بین فازها می باشد. جهت بررسی بهتر سیستم کنترل نشده نمودار لگاریتمی اندازه و زاویه سیستم در شکل (۳-۳) نشان داده شده است.



شکل (۳-۳) نمودار لگاریتمی اندازه و فاز سیستم کنترل نشده؛ نمودارهای آبی و سبز به ترتیب مربوط به تابع تبدیل عناصر قطری اصلی و غیر قطری اصلی تابع تبدیل رابطه (۱۸-۳)

در شکل (۳-۳) نمودارهای لگاریتمی سیستم با تابع تبدیل رابطه (۱۸-۳) نشان داده شده است. نمودار آبی رنگ مربوط به تابع تبدیل های قطری اصلی است که در واقع تابع تبدیل خروجی یک فاز (مثلا فاز a) به ورودی کنترلی همان فاز می باشد. جهت کارایی مطلوب سیستم باید فراجش های موجود در نمودار دامنه که حوالی فرکانس قطع فیلتر خروجی مبدل رخ داده است از

بین برود. همچنین سیستم در محور اصلی یک فاز با توجه به نمودار بد آبی رنگ شکل (۳-۳)، در مرز ناپایداری است (Phase-Margin = 0.733deg). همچنین در شکل (۳-۳) نمودار قرمز رنگ مربوط به تابع تبدیل عناصر غیر قطری اصلی در تابع تبدیل رابطه (۳-۱۸) که مربوط به خروجی یک فاز (مثلا فاز b) به ورودی کنترلی فاز دیگر (مثل فاز a) می باشد. همانگونه که از این نمودار مشاهده می شود، تابع تبدیل اتصال بین فازها اولاً بیانگر وجود اتصال قوی با دامنه زیاد در حوالی فرکانس قطع فیلتر مبدل است و در ثانی ناپایدار می باشد و منجر به ناپایداری سیستم کلی شده است. بنابراین به طور کلی می توان گفت سیستم کنترل نشده دارای رفتار مطلوب نیست و این سیستم لازم است کنترل شود.

به عنوان یک راه حل برای کنترل سیستم مورد بررسی، در ابتدا لازم است اتصال موجود در بین فازهای سیستم حذف شود تا اولاً ناپایداری تابع تبدیل اتصال از بین رفته و در ثانی سیستم به سه زیر سیستم تک-ورودی تک-خروجی تجزیه شود که کنترل آن به مراتب ساده تر است. در ادامه با استفاده از همین ایده، دو روش کنترل پیشنهادی ارائه می گردد که در روش اول با استفاده از فیدبک حالت و در روش دوم با استفاده از فیدبک ولتاژی مجزا کننده، سیستم مورد بررسی به زیر سیستم های خود در سه فاز تجزیه شده و سپس جهت حصول به پاسخ مطلوب کنترل می شود.

### ۳-۲- روش اول پیشنهادی، کنترل سیستم با استفاده از فیدبک حالت مجزا کننده

در این بخش روش کنترلی جدیدی برای سیستم مورد بررسی ارائه می شود. بدین صورت که با استفاده از فیدبک حالت، سیستم به سه زیر سیستم در هر یک از فازها تجزیه شده و سپس هر یک از زیر سیستم ها به طور مجزا کنترل می شوند. با توجه به (۳-۱۸) اتصال های نامطلوبی بین فازهای سیستم مشاهده می شود که باید از بین بروند. رابطه (۳-۱۹) تابع تبدیل مطلوب سیستم را پس از مجزا سازی و کنترل نشان می دهد.

$$TF^* = \begin{bmatrix} h_{1-1}(s) & 0 & 0 \\ 0 & h_{2-2}(s) & 0 \\ 0 & 0 & h_{3-3}(s) \end{bmatrix} \quad (۳-۱۹)$$

که در آن  $h_{i-i}(s)$  ها تابع تبدیل مطلوب سیستم حلقه بسته جهت دستیابی به مشخصه های عملکردی مطلوب سیستم می باشد.

### ۲-۲-۳- کنترل کننده فیدبک حالت

برای ساده سازی در ابتدا سیستم خطی (۱۴-۳) بدون اغتشاش در نظر گرفته می شود. کنترل کننده فیدبک حالت به طور کلی به صورت می باشد [۴۴].

$$U = -KX + Gr \quad (۲۰-۳)$$

$$\text{که در آن } G = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} & G_{13} \\ G_{21} & G_{22} & G_{23} \\ G_{31} & G_{32} & G_{33} \end{bmatrix} \text{ و } K = \begin{bmatrix} K_{11} & K_{12} & K_{13} & K_{14} & K_{15} & K_{16} \\ K_{21} & K_{22} & K_{23} & K_{24} & K_{25} & K_{26} \\ K_{31} & K_{32} & K_{33} & K_{34} & K_{35} & K_{36} \end{bmatrix}, r = \begin{bmatrix} V_{ref\_A} \\ V_{ref\_B} \\ V_{ref\_C} \end{bmatrix}$$

ترتیب ماتریس مرجع ورودی، ماتریس گین فیدبک حالت و ماتریس گین ورودی کنترلی می باشند که باید جهت کنترل سیستم بدرستی تعیین گردند. با در نظر گرفتن قانون کنترلی (۲۰-۳) در سیستم (۱۴-۳)، معادلات سیستم حلقه بسته به صورت (۲۱-۳) بدست می آید.

$$\begin{cases} \dot{X} = (A - BK)X + BGr \\ Y = CX \end{cases} \quad (۲۱-۳)$$

مسئله اصلی تعیین مقادیر ماتریس های قانون کنترلی (۲۰-۳) می باشد بگونه ای که ماتریس تابع تبدیل مطلوب (۱۹-۳) حاصل گردد. فالب و ولوویچ [۴۵] اولین بار تئوری را اثبات کردند که براساس آن می توان مجزا سازی ورودی به خروجی را با استفاده از فیدبک حالت انجام داد. تئوری با تفصیل در [۴۵] بیان شده است. در این جا از این تئوری برای مجزا سازی ماتریس تابع تبدیل سیستم مورد بررسی کمک گرفته شده است.

## ۳-۲-۳- مجزا سازی با استفاده از فیدبک حالت

سیستم با ماتریس حالت (A) مربعی و تعداد ورودی و خروجی مساوی را می توان توسط ماتریس حالت مجزا کرد اگر و تنها اگر ماتریس (۳-۲۲) ناویژه باشد [۴۵].

$$B^* = \begin{bmatrix} C_1 A^{d_1} B \\ C_2 A^{d_2} B \\ C_3 A^{d_3} B \\ \vdots \\ C_n A^{d_n} B \end{bmatrix} \quad (۲۲-۳)$$

که در آن A و B ماتریس های سیستم، n تعداد ورودی ها ( برابر تعداد خروجی ها)،  $C_i$  (i=1,2,3,...,n) ایامین سطر ماتریس C سیستم و نیز  $d_i$  (i=1,2,3,...,n) اعداد صحیحی هستند که از رابطه (۳-۲۳) حاصل می شوند.

$$d_i = \begin{cases} \min j : C_i A^j B \neq 0 & j = 0, 1, 2, \dots, k-1 \\ k-1 & \text{if } : C_i A^j B = 0 \text{ for all } j \end{cases} \quad (۲۳-۳)$$

که در آن k تعداد متغیرهای حالت سیستم می باشد. اگر ماتریس (۳-۲۲) ناویژه باشد، آنگاه جفت ماتریس های مجزا کننده قانون کنترلی (۳-۲۰) به صورت (۳-۲۴) حاصل می گردد.

$$\begin{aligned} K &= (B^*)^{-1} A^* \\ G &= (B^*)^{-1} \end{aligned} \quad (۲۴-۳)$$

که در آن :

$$A^* = \begin{bmatrix} C_1 A^{d_1+1} \\ \dots \\ C_2 A^{d_2+1} \\ \dots \\ C_3 A^{d_3+1} \end{bmatrix} \quad (۲۵-۳)$$



در سیستم مورد بررسی، با تلفیق (۳-۱۵) در (۳-۲۲) و (۳-۲۵) می توان ماتریس  $B^*$  و  $A^*$  را تعیین کرد. داریم:

$$B^* = \begin{bmatrix} \frac{4R}{5L} & \frac{-R}{5L} & \frac{-R}{5L} \\ \frac{-R}{5L} & \frac{4R}{5L} & \frac{-R}{5L} \\ \frac{-R}{5L} & \frac{-R}{5L} & \frac{4R}{5L} \end{bmatrix}, A^* = \begin{bmatrix} \frac{1}{C} - \frac{2R^2}{L} & \frac{-4R}{5L} & 0 & \frac{R}{5L} & 0 & \frac{R}{5L} \\ 0 & \frac{R}{5L} & \frac{1}{C} - \frac{2R^2}{L} & \frac{-4R}{5L} & 0 & \frac{R}{5L} \\ 0 & \frac{R}{5L} & 0 & \frac{R}{5L} & \frac{1}{C} - \frac{2R^2}{L} & \frac{-4R}{5L} \end{bmatrix} \quad (۳-۲۶)$$

همانگونه که پیش تر بیان شد، ماتریس  $B^*$  باید ناویژه باشد. داریم:

$$|B^*| = \frac{2}{5} \left( \frac{R}{L} \right)^3 \neq 0 \quad (۳-۲۷)$$

پس می توان ماتریس های قانون کنترلی را براساس (۳-۲۴) به صورت (۳-۲۸) تعیین کرد.

$$K = \begin{bmatrix} \frac{3L}{2CR} - 3R & -1 & \frac{L}{2CR} - R & 0 & \frac{L}{2CR} - R & 0 \\ \frac{L}{2CR} - R & 0 & \frac{3L}{2CR} - 3R & -1 & \frac{L}{2CR} - R & 0 \\ \frac{L}{2CR} - R & 0 & \frac{L}{2CR} - R & 0 & \frac{3L}{2CR} - 3R & -1 \end{bmatrix} \quad (۳-۲۸)$$

$$G = \begin{bmatrix} \frac{3L}{2CR} & \frac{L}{2CR} & \frac{L}{2CR} \\ \frac{L}{2CR} & \frac{3L}{2CR} & \frac{L}{2CR} \\ \frac{L}{2CR} & \frac{L}{2CR} & \frac{3L}{2CR} \end{bmatrix}$$

با توجه به مقادیر بدست آمده، تابع تبدیل حلقه بسته سیستم با جایگذاری مقادیر در (۳-۲۸)

(۳-۲۹) حاصل (۳-۲۹) می گردد.

$$TF^* = C(sI - A + BK)^{-1}BG = \begin{bmatrix} \frac{1}{s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{s} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{s} \end{bmatrix} \quad (۳-۲۹)$$

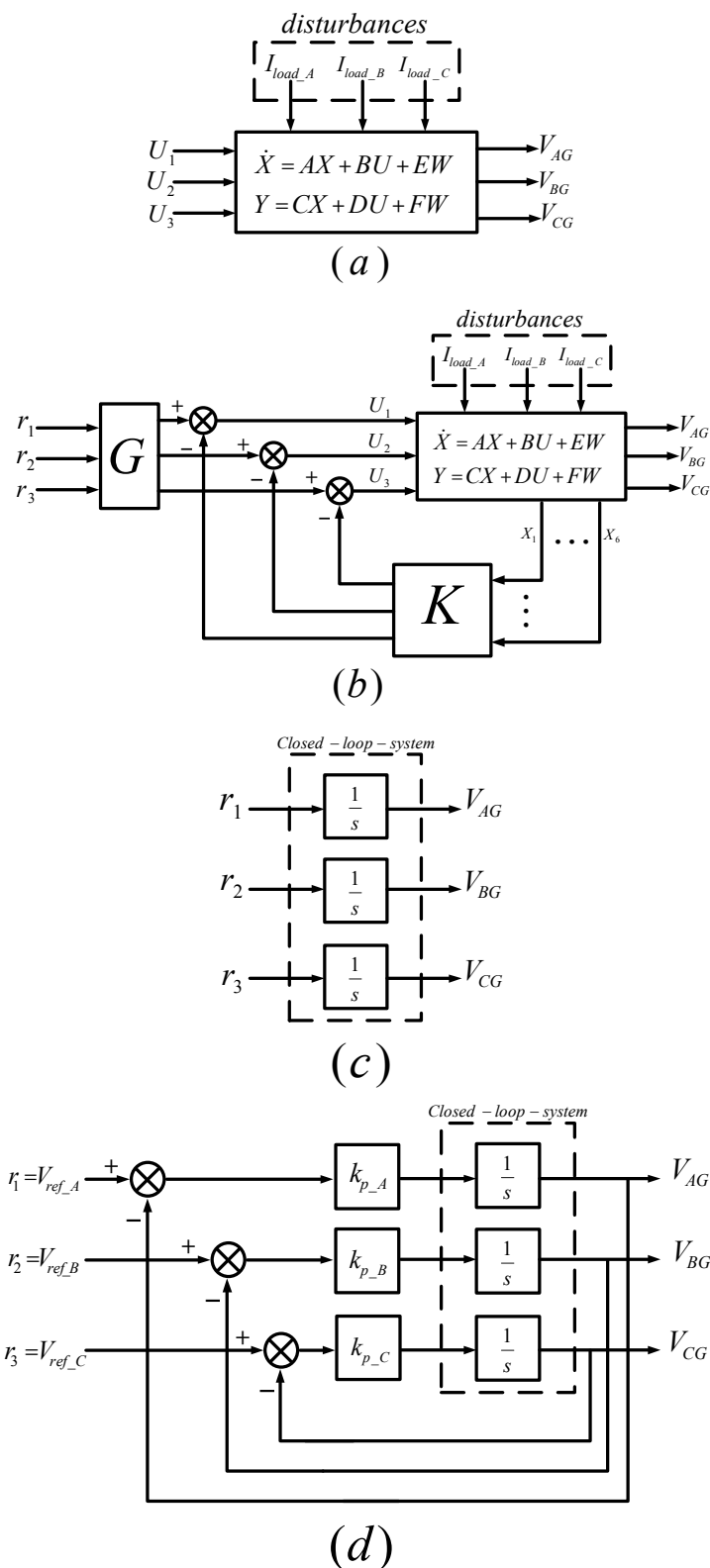
از رابطه (۳-۲۹) مشاهده می شود که تابع تبدیل خروجی به ورودی سیستم در سه زیر

سیستم خود کاملاً مجزا شده است. به بیان دیگر هر یک از ورودی‌های سیستم که مرجع ولتاژ در هر یک از فازها می‌باشند، سبب تاثیر فقط در ولتاژ خروجی همان فاز می‌شوند. بنابراین می‌توان تابع تبدیل هر یک از زیر سیستم‌های حاصل را به صورت (۳-۳۰) در نظر گرفت.

$$Y_1 = \frac{1}{s} r_1, Y_2 = \frac{1}{s} r_2, Y_3 = \frac{1}{s} r_3 \quad (3-30)$$

سیستم‌های نشان داده در (۳-۳۰) مرتبه اول بوده و کنترل آن بسیار ساده است. بدین معنی که سیستم مرتبه شش مورد بررسی با استفاده از فیدبک حالت مجزا کننده به سه زیر سیستم مجزای مرتبه اول در هر یک از فازها تبدیل شده است. به بیان دیگر فیدبک حالت شش قطب سیستم را طوری جابجا کرده است که اولاً اتصال سیستم از بین رفته و ماتریس تابع تبدیل قطری شده است و در ثانی در مورد سه قطب هم حذف صفر و قطب اتفاق افتاده است. شکل (۳-۴) نشان دهنده‌ی ساختار کلی روش کنترل پیشنهادی است. در شکل (۳-۴) (a) دیاگرام سیستم مورد بررسی را به صورت کلی می‌توان مشاهده کرد که در آن جریان‌های هر یک از فازها به صورت اغتشاش در سیستم در نظر گرفته شده‌اند. تحقق فیدبک حالت مجزا کننده پیشنهادی برای سیستم در شکل (۳-۴) (b) نشان داده شده است که در این جا جهت ساده سازی اغتشاش ورودی صفر است. شکل (۳-۴) (c) تابع تبدیل معادل سیستم حلقه بسته شکل (۳-۴) (b) می‌باشد که نشان دهنده مجزا شدن سیستم و زیر سیستم‌های معادل آن است.

با توجه به (۳-۳۰) جهت کنترل نهایی سیستم و دستیابی به پاسخ مطلوب در هر فاز، کافی است زیر سیستم‌های مرتبه اول مجزا شده را کنترل کنیم. هر یک از زیر سیستم‌ها یک قطب در مبدا دارند که می‌توان با یک کنترل کننده تناسبی ساده این قطب را روی محور جابجا کرد و به پاسخ نهایی مطلوب دست پیدا کرد.



شکل (۳-۴) دیاگرام کلی روش کنترلی پیشنهادی (a): سیستم حلقه باز با وجود اغتشاش (b): سیستم حلقه بسته با فیدبک حالت خطی مجزا کننده بدون اغتشاش (c): تابع تبدیل معادل سیستم مجزا شده حلقه بسته (d): کنترل کننده تناسبی پیشنهادی برای سیستم مجزا شده نهایی با اغتشاش

پس کنترل کننده نهایی حلقه بیرونی برای هر یک از زیر سیستم‌ها، به صورت شکل (۳-۴) (d) پیشنهاد می‌گردد که در آن  $k_{p\_A}, k_{p\_B}, k_{p\_C}$  مقادیر یک گین مناسب می‌باشند. در نتیجه تابع تبدیل نهایی خروجی به ورودی مرجع با در نظر گرفتن کنترل کننده تناسبی در هر یک از زیر سیستم‌های مجزا شده با فید بک حالت، به صورت (۳-۳۱) حاصل می‌گردد.

$$\begin{aligned}\frac{V_{AG}}{V_{ref\_A}} &= \frac{K_{p\_A}}{s + K_{p\_A}} \\ \frac{V_{BG}}{V_{ref\_B}} &= \frac{K_{p\_B}}{s + K_{p\_B}} \\ \frac{V_{CG}}{V_{ref\_C}} &= \frac{K_{p\_C}}{s + K_{p\_C}}\end{aligned}\quad (۳-۳۱)$$

اکنون فرایند طراحی کنترل تمام شده است و مقادیر هر یک از  $k_{p\_A}, k_{p\_B}, k_{p\_C}$  در (۳-۳۱) را براساس دستیابی به مشخصه‌های مطلوب سیستم می‌توان تعیین کرد اما پیش از آن جهت تکمیل شدن بحث لازم است اثر اغتشاش را که همان جریان‌های بار مبدل می‌باشند، در این روش کنترل مورد بررسی قرار داد و تا جای امکان حذف نمود.

### ۳-۲-۴- بررسی اثر اغتشاش جریان بار در روش کنترل پیشنهادی

همان‌گونه که پیش‌تر بیان شد، در طراحی کنترل کننده در بخش‌های قبل فرض شده بود که اغتشاشات ورودی به سیستم (جریان‌های بار) صفر می‌باشند؛ به بیان دیگر سیستم در حالت بی‌باری مورد بررسی قرار گرفته شده بود. گرچه کنترل سیستم‌های اینورتری در حالت بی‌بار مشکل‌تر از حالت بارداری است [۴۶]؛ اما بررسی عملکرد روش کنترل پیشنهادی در حالت بارداری هم با توجه به عدم قطعیت در حالات با بار نامتعادل ضروری است.

در این‌جا بار به صورت کلی مدل شده و می‌تواند نامتعادل نیز باشد، به بیان دیگر روش کنترل پیشنهادی، مستقل از نوع بار و کیفیت آن است. می‌توان رابطه (۳-۳۱) را به صورت کامل توسط بازنویسی کرد.

$$Y = \left. \frac{Y}{r_{ref}} \right|_{W=0} \times r_{ref} + \left. \frac{Y}{W} \right|_{r_{ref}=0} \times W \quad (32-3)$$

که در آن عبارت اول طرف دوم تساوی همان روابط (31-3) به صورت ماتریسی و جمله دوم آن تابع تبدیل خروجی به اغتشاش با ورودی صفر است که باید تعیین گردیده و مورد بررسی قرار داده شود. با توجه به بخش قبل، معادلات توصیف کننده سیستم با در نظر گرفتن روش کنترل پیشنهادی به صورت (33-3) بیان می شود.

$$\begin{cases} \dot{X} = (A - BK)X + BGr + EW \\ Y = CX + FW \end{cases} \quad (33-3)$$

و نیز از شکل (3-4) (d) قانون کنترلی پیشنهادی در هر یک از فازها هم به صورت (34-3) خواهد بود.

$$r = K_p (r_{ref} - Y) \quad (34-3)$$

که در آن:

$$K_p = \begin{bmatrix} K_{p\_A} & 0 & 0 \\ 0 & K_{p\_B} & 0 \\ 0 & 0 & K_{p\_C} \end{bmatrix}, r_{ref} = \begin{bmatrix} r_{ref\_A} \\ r_{ref\_B} \\ r_{ref\_C} \end{bmatrix} \quad (35-3)$$

با جایگذاری (34-3) در (33-3) با در نظر گرفتن ورودی مرجع برابر صفر، می توان تابع تبدیل خروجی به اغتشاش را براساس پارامترهای سیستم مورد بررسی بدست آورد. داریم:

$$\left. \frac{Y}{W} \right|_{r_{ref}=0} = \begin{bmatrix} \frac{-(CLR_s + L - 0.8CR^2)}{CL(K_{p\_A} + s)} & \frac{-(R^2)}{5L(K_{p\_A} + s)} & \frac{-(R^2)}{5L(K_{p\_A} + s)} \\ \frac{-(R^2)}{5L(K_{p\_B} + s)} & \frac{-(CLR_s + L - 0.8CR^2)}{CL(K_{p\_B} + s)} & \frac{-(R^2)}{5L(K_{p\_B} + s)} \\ \frac{-(R^2)}{5L(K_{p\_C} + s)} & \frac{-(R^2)}{5L(K_{p\_C} + s)} & \frac{-(CLR_s + L - 0.8CR^2)}{CL(K_{p\_C} + s)} \end{bmatrix} \quad (36-3)$$

از (36-3) مشاهده می شود که ماتریس تابع تبدیل خروجی به اغتشاش با ورودی صفر،

مجزا نیست اما به علت وجود عبارت  $R^2$  (مقاوت ذاتی سلف و خازن که مقدار آن کوچک است) در صورت کسر هر یک از عبارات غیر قطری، با تقریب قابل قبولی می توان از آن ها صرف نظر کرد. یعنی تابع تبدیل به صورت تقریبی مانند (۳۷-۳) بدست می آید که مجزا می باشد.

$$\frac{Y}{W} \Big|_{r_{ref}=0} \approx \begin{bmatrix} \frac{-(CLR_s+L-0.8CR^2)}{CL(K_{P_A}+s)} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-(CLR_s+L-0.8CR^2)}{CL(K_{P_B}+s)} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-(CLR_s+L-0.8CR^2)}{CL(K_{P_C}+s)} \end{bmatrix} \quad (37-3)$$

اما در مورد عناصر روی قطر اصلی که اولاً دارای علامت منفی هستند، بدین معنی که افزایش جریان در هر یک از فازها سبب کاهش ولتاژ ترمینال آن فاز می شود و لازم است جهت دستیابی به رگولاسیون بهتر بار آن را جبران کرد. ثانیاً دارای یک صفر و یک قطب پایدار هستند که اثری بر روی پایداری سیستم ندارد. بنابراین جهت جبران کامل اثر ناشی از اغتشاش در روش کنترل پیشنهادی، تنها کافی است با انتخاب گین کنترل کننده تناسبی در هر یک از فازها، تا حد امکان اندازه هر یک از عناصر قطر اصلی (۳۷-۳) را کوچک کرد. داریم:

$$\left| \frac{-(CLR_s+L-0.8CR^2)}{CL(K_{P_i}+s)} \right| \approx 0 \Rightarrow \sqrt{(L-0.8CR^2)^2 + (CL\omega)^2} \ll \sqrt{(CLK_{P_i})^2 + (CL\omega)^2} \quad (38-3)$$

$$\Rightarrow K_{P_i} \gg \frac{\sqrt{(L-0.8CR^2)^2 + (CL\omega)^2} (R^2 - 1)}{CL}, i = A, B, C$$

که در آن  $\omega$  فرکانس خروجی مطلوب سیستم می باشد. رابطه (۳۸-۳) در واقع حد پایینی را برای  $K_{P_i}$  جهت دستیابی به رگولاسیون مناسب در مبدل نشان می دهد. این مقدار برای داده های نوعی جدول (۱-۳) در سیستم مورد بررسی برابر زیر است.

$$K_{P_i} \gg \frac{\sqrt{(L-0.8CR^2)^2 + (CL\omega)^2} (R^2 - 1)}{CL} \Rightarrow K_{P_i} \gg 9085.4, i = A, B, C \quad (39-3)$$

برای آن که عبارت (۳۹-۳) تحقق پیدا کند،  $K_{P_i}$  را ۱۰۰ برابر مقدار حداقل بدست آمده در نظر می گیریم. اکنون طراحی کنترل کننده به پایان رسیده است. در فصل چهارم عملکرد این روش در حالات مختلف بارگزاری توسط شبیه سازی مورد ارزیابی قرار گرفته و بحث شده است.

### ۳-۳- روش دوم پیشنهادی، کنترل سیستم با فیدبک ولتاژی مجزا کننده

همان گونه که قبلا اشاره شد، ساختار اینورتر چهار شاخه به گونه ای است که این امکان را فراهم می کند که هر یک از متغیرهای سه فاز خروجی را بتوان به صورت مستقل کنترل کرد؛ در واقع این ساختار دارای سه درجه آزادی برای تولید سه ولتاژ مستقل در خروجی اعم از ولتاژهای سه فاز می باشد [۴۷] و [۲۱]. در روش های رایج کنترل اینورترهای چهار شاخه، متغیرهای سه فاز از دستگاه abc به دستگاه مرجع ساکن  $\alpha\beta 0$  انتقال و سپس به دستگاه مرجع گردان  $dq0$  برده می شود که خود سبب بوجود آمدن پیچیدگی در روش کنترل به علت استفاده از ماتریس های انتقال دستگاه ها می باشد. از سمتی دیگر با بهره گیری از روش های تجزیه به توالی های مثبت و منفی، روش های کنترلی دیگری نیز در دستگاه مرجع ساکن ارائه شده که آن ها نیز دارای پیچیدگی های ماتریس انتقال می باشند [۴] و [۵].

با ارائه روش های کنترل کارآمدتری چون بانک فیلتر رزونانسی می توان ولتاژ خروجی اینورتر سه فاز چهار شاخه را به طور مستقیم در دستگاه abc کنترل کرد که در [۴۵] ارائه شده است. اگر چه این روش دارای کارآمدی نسبی خوبی است اما به علت لزوم وجود فیلتر در فرکانس های مرتبه های بالا (سوم، پنجم، هفتم، نهم و بالاتر)، مرتبه کنترل کننده بالا بوده و در پیاده سازی عملی پیچیدگی هایی را نیز به همراه خواهد داشت که نهایتا نیاز به پردازنده های با سرعت بالا دارد. در این بخش روش کنترلی ساده تری بر پایه حذف اتصال های موجود در معادلات (۳-۱۰) و (۳-۱۱) بوسیله ی فیدبک مجزا کننده ارائه شده که نهایتا منجر به تبدیل اینورتر سه فاز چهار شاخه به سه اینورتر تک فاز مستقل از هم می شود. سپس می توان از روش های کارآمد رایج در کنترل اینورترهای تکفاز جهت کنترل سه زیر سیستم حاصل بهره برد.

### ۳-۳-۱- مجزا سازی سیستم با استفاده از فیدبک ولتاژی

در سیستم **Error! Reference source not found.** هر یک از فازها به عنوان ریز سیستم های مطلوب جهت مجزا سازی در نظر گرفته می شود. در معادله (۳-۱۰)، همان گونه که

پیش تر بیان گردید؛  $[V_{af} \ V_{bf} \ V_{cf}]^T$  ورودی های کنترلی سیستم یا همان شاخص های مدولاسیون در مبدل می باشند. بازنویسی معادله (۳-۱۰) با در نظر گرفتن معادلات حالت مربوط به فقط فاز  $a$  به صورت زیر می باشد.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{La} \\ \dot{V}_{Ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -2R/L & -4/5L & 0 & 1/5L & 0 & 1/5L \\ 1/C & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{La} \\ V_{Ca} \\ i_{Lb} \\ V_{Cb} \\ i_{Lc} \\ V_{Cc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 4/5L & -1/5L & -1/5L \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_{af} \\ V_{bf} \\ V_{cf} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 4R/5L & -R/5L & -R/5L \\ -1/C & 0 & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{LaodA} \\ i_{LaodB} \\ i_{LaodC} \end{bmatrix} \quad (۳-۴۰)$$

همان گونه که از (۳-۴۰) بر می آید، جهت مجزا سازی فاز  $a$  از سایر فازها کافی است ضرایب  $V_{Cb}$  و  $V_{Cc}$  صفر شوند. اگر ورودی های کنترلی به صورت (۳-۴۱) در نظر گرفته شوند، داریم

$$\begin{bmatrix} V_{af} \\ V_{bf} \\ V_{cf} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{af}^* + k_1 \times V_{Cb} + k_2 \times V_{Cc} \\ V_{bf}^* + k_3 \times V_{Ca} + k_4 \times V_{Cc} \\ V_{cf}^* + k_5 \times V_{Cb} + k_6 \times V_{Cc} \end{bmatrix} \quad (۳-۴۱)$$

که در آن  $V_{Ca}$ ،  $V_{Cb}$  و  $V_{Cc}$  ولتاژهای فیدبک شده و افزوده شده از خروجی مبدل به انتهای حلقه کنترل می باشند و نیز  $k_1$  تا  $k_6$  مجهولاتی هستند که جهت مجزا شدن فازهای سیستم باید تعیین گردند. حال اگر معادله (۳-۴۰) را برای دو فاز دیگر تکرار کرده و رابطه (۳-۴۱) را در معادلات حاصل جایگزین کنیم، با صفر قرار دادن عوامل اتصال در هریک از روابط، شش معادله با شش مجهول  $k_1$  تا  $k_6$  به صورت (۳-۴۲) حاصل خواهد شد.

$$\begin{cases} 4k_1 - k_6 + 1 = 0 \\ 4k_2 - k_4 + 1 = 0 \\ 4k_3 - k_5 + 1 = 0 \\ 4k_4 - k_2 + 1 = 0 \\ 4k_5 - k_3 + 1 = 0 \\ 4k_6 - k_1 + 1 = 0 \end{cases} \quad (۳-۴۲)$$

معادلات (۳-۴۲) دارای جواب یکتای  $k_1 = k_2 = k_3 = k_4 = k_5 = k_6 = -\frac{1}{3}$  می باشد. حالا



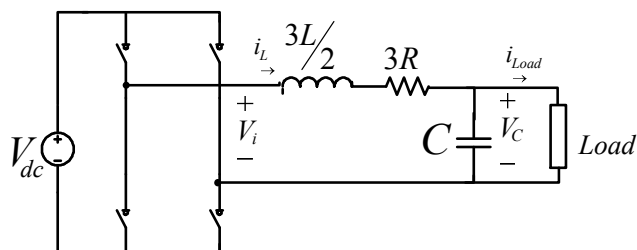
می توان با در نظر گرفتن ورودی های کنترلی رابطه (۳-۴۱)، معادلات (۳-۱۰) را بازنویسی کرد. داریم:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{La} \\ \dot{V}_{Ca} \\ \dot{i}_{Lb} \\ \dot{V}_{Cb} \\ \dot{i}_{Lc} \\ \dot{V}_{Cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{2R}{L} & -\frac{2}{3L} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{2R}{L} & -\frac{2}{3L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{2R}{L} & -\frac{2}{3L} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{La} \\ V_{Ca} \\ i_{Lb} \\ V_{Cb} \\ i_{Lc} \\ V_{Cc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{4}{5L} & -\frac{1}{5L} & -\frac{1}{5L} \\ 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{5L} & \frac{4}{5L} & -\frac{1}{5L} \\ 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{5L} & -\frac{1}{5L} & \frac{4}{5L} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_{af}^* \\ V_{bf}^* \\ V_{cf}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{4R}{5L} & -\frac{R}{5L} & -\frac{R}{5L} \\ -\frac{1}{C} & 0 & 0 \\ -R & \frac{4R}{5L} & -\frac{R}{5L} \\ 0 & -\frac{1}{C} & 0 \\ -R & -\frac{R}{5L} & \frac{4R}{5L} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{LaodA} \\ i_{LaodB} \\ i_{LaodC} \end{bmatrix} \quad (۳-۴۳)$$

آنچه که از معادلات (۳-۴۳) بر می آید، سیستم (با کوچک در نظر گرفتن مقاومت های ذاتی خازن) به سه زیر سیستم تبدیل شده است. داریم:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{V}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{3R}{3L/2} & -\frac{1}{3L/2} \\ \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_L \\ V_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{3L/2} \\ 0 \end{bmatrix} \times V_i + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \times i_{Laod} \quad (۳-۴۴)$$

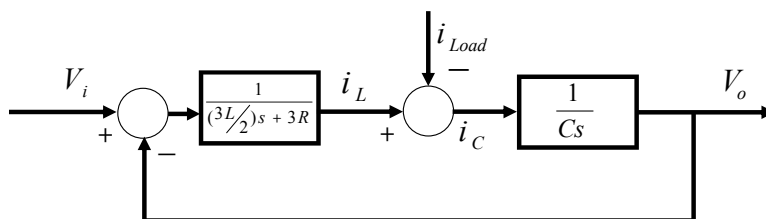
که در آن  $i_L$  و  $V_C$  به ترتیب می تواند جریان سلف و ولتاژ خازن هر یک از فازها و  $V_i$  نیز ورودی متناسب با آن باشد. با دقت در معادلات (۳-۴۴) می توان دریافت که این معادلات توصیف کننده یک اینورتر تک فاز با پارامترهای فیلتر جدید به صورت شکل (۳-۵) خواهد بود. در نتیجه با استفاده از ورودی کنترلی پیش خور با رابطه (۳-۴۱) اینورتر چهار شاخه مورد بررسی، تبدیل به سه اینورتر تکفاز در هر یک از فازها با پارامترهایی نظیر شکل (۳-۵) خواهد شد. حال می توان جهت کنترل نهایی سیستم از روش های رایج کنترل اینورترهای تکفاز استفاده کرد.



شکل (۳-۵) اینورتر تکفاز معادل در هر یک از فازها پس از مجزا سازی

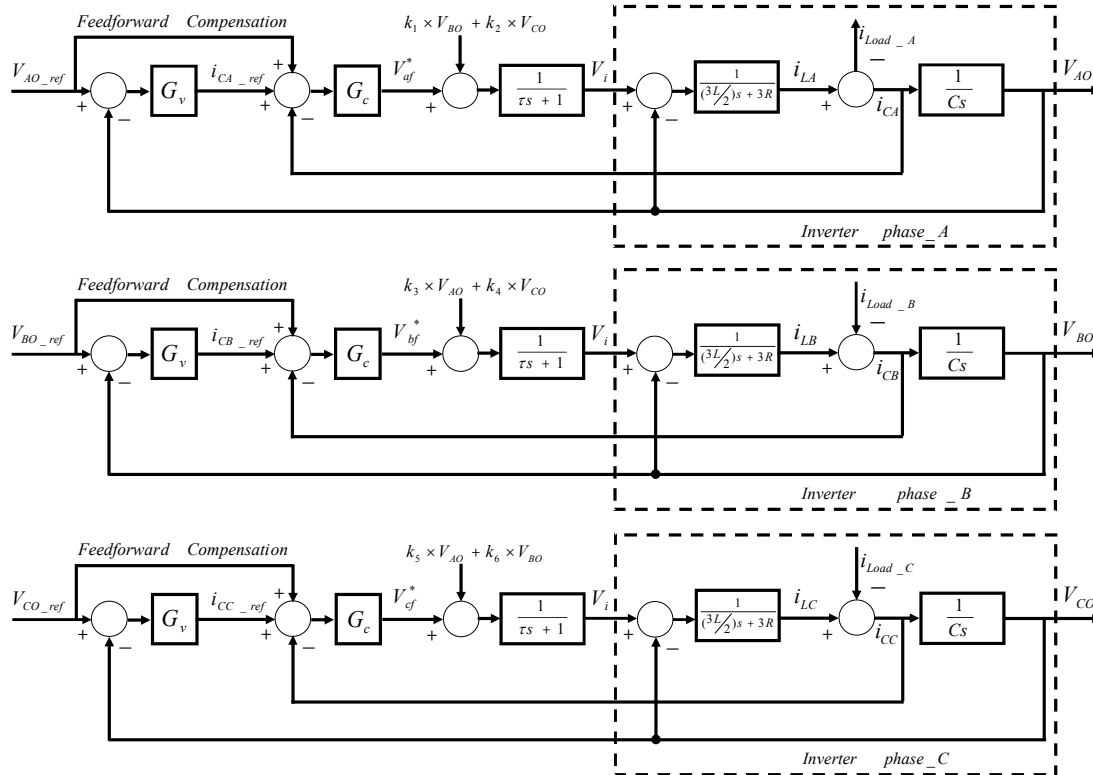
## ۳-۳-۲- کنترل سیستم مجزا شده

با لاپلاس گرفتن از معادلات (۳-۴۴)، می توان مدل حوزه فرکانس اینورتر معادل را بدست آورد که در شکل (۳-۶) نشان داده شده است. جهت کنترل اینورترهای تکفاز، روش های گوناگونی تاکنون ارائه شده است که یکی از روش های کارآمد، روش کنترل چند حلقه اینورتر با حلقه ی خارجی ولتاژ و حلقه درونی جریان می باشد [۴۸]. برای حلقه داخلی جریان، می توان از جریان سلف یا جریان خازن جهت فیدبک استفاده کرد که در منابع در مورد هر یک بحث شده است [۴۸] و [۴۹]. در اینجا جهت کنترل از جریان خازن به عنوان فیدبک استفاده شده که به علت ماهیت مشتقی خود (مشتق ولتاژ خروجی) نسبت به تغییرات در ولتاژ پاسخی سریع دارد که سبب بهبود دینامیک سیستم می شود.



شکل (۳-۶) مدل حوزه فرکانس اینورتر معادل در هر یک از فازهای خروجی

شکل (۳-۷) بلوک دیاگرام روش کنترل پیشنهادی را نمایش می دهد. در این شکل  $\tau$  ثابت زمانی نشان دهنده تاخیرات سیستم دیجیتال مربوط به نمونه گیری و مدولاسیون (PWM) می باشد [۵۰] و [۵۱] که  $\tau = 1.5 / f_{sampling}$  در نظر گرفته می شود [۴۸]. لازم است این نکته بیان شود که تاخیرات سیستم باید به صورت  $e^{-\tau s}$  لحاظ گردند اما به علت وجود فاصله کافی میان فرکانس اصلی عملکرد سیستم (در اینجا برابر ۵۰ هرتز) و فرکانس نمونه برداری (معمولا در حد چند کیلو هرتز)، می توان از تقریب این عبارت به صورت  $\frac{1}{\tau s + 1}$  استفاده کرد.



شکل (۷-۳) بلوک دیاگرام روش کنترل پیشنهادی با در نظر گرفتن اثر تاخیر مربوط به نمونه برداری

در شکل (۷-۳)  $G_v$  و  $G_i$  به ترتیب جبران کننده‌های مربوط به حلقه ولتاژ و حلقه جریان می‌باشند. می‌توان از هر یک از تنظیم کننده‌های  $P$ ،  $I$ ،  $PI$ ،  $R$  و  $PR$  در حلقه ولتاژ یا جریان استفاده کرد. در اینجا در هر یک از فازها  $G_v$  یک کنترل کننده انتگرالی-تناسبی ( $PI$ ) در نظر گرفته شده است. اما این تنظیم کننده به علت ذات انتگرالی خود سبب بوجود آمدن تاخیر فاز نامطلوب در سیستم می‌شوند که جهت جبران آن، خروجی کنترل کننده ولتاژ با پیش‌خوری از مرجع سینوسی ولتاژ ( $Feedforward Compensation$ ) در شکل (۷-۳) جمع شده تا مرجع جریان خازن را ایجاد کند. در مورد حلقه درونی جریان خازن،  $G_i$  یک تنظیم کننده تناسبی با گین مناسب انتخاب شده است که نهایتاً خروجی آن پس از جمع شدن با فیدبک‌های مجزا کننده، شاخص مدولاسیون فاز به نوترال فاز مربوطه را بدست می‌دهد. با تنظیم مقادیر کنترل کننده‌ها در هر یک از حلقه‌های ولتاژ و جریان می‌توان به پاسخ مطلوبی در خروجی با ردگیری مناسب دست پیدا کرد.

اکنون طراحی کنترل کننده با این روش پیشنهادی به اتمام رسیده است. عملکرد این روش در فصل بعد با استفاده از شبیه سازی و نیز با پیاده سازی در دستگاه نمونه تست ساخته شده مورد ارزیابی قرار گرفته شده که در آن جا به تفصیل بیان خواهد شد.

### ۳-۴- مدولاسیون و تعیین سیگنال های گیت کلیدها

جهت بدست آوردن سیگنال های شاخص مدولاسیون مربوط به هر یک از شاخه های کلید-زنی در اینورترهای چهار شاخه ( $V_{fn}$  و  $V_{Cn}$ ,  $V_{Bn}$ ,  $V_{An}$ ) از روی سیگنال های شاخص مدولاسیون فاز به نوترال  $V_{Af}$ ,  $V_{Bf}$  و  $V_{Cf}$ ; روش های گوناگونی در مراجع ارائه شده که مبتنی بر روش مدولاسیون به کار گرفته شده در این توپولوژی هستند. در این جا از روش استخراج افسست سیگنال در مدولاسیون سینوسی اسکالر با  $\xi = 0.5$  جهت مدولاسیون و ایجاد فرمان های وظیفه ی هر یک از کلیدها استفاده شده که در [۲۷] به تفصیل بیان گردیده است. این روش ساده ولی بسیار کارآمد است که در آن پیچیدگی های روش های مدولاسیون سه بعدی اینورترهای چهارشاخه [۳۰] و [۳۴] حذف شده است.

### ۳-۵- خلاصه فصل

در این فصل روش های جدید پیشنهادی جهت کنترل اینورتر سه فاز چهار شاخه بر پایه ی مدل میانگین سیگنال بزرگ در دستگاه abc بیان گردید. در ابتدا مدل میانگین مبدل استخراج و از روی آن تحقق فضای حالت حاصل گردیده است. پس از آن جهت شناخت دقیق تر سیستم مورد بررسی، سیستم کنترل نشده با پارامترهای نوعی مورد ارزیابی قرار گرفته شد که بر اساس آن سیستم دارای مشخصه های پایداری نامطلوب و نیز اتصال نامطلوبی بین فازها می باشد که سبب شده سیستم حاصل از مرتبه بالا و به صورت چند-ورودی چند-خروجی شود که کنترل آن بسیار مشکل است. یک راه حل اساسی در برخورد با این سیستم به صورت مجزا سازی آن به زیر سیستم های مستقل پیشنهاد شد. در بخش سوم این فصل و به عنوان روش کنترلی پیشنهادی اول، با استفاده از مدل فضای حالت سیستم فیدبک حالت مجزاکننده خاصی ارائه گردید که با

استفاده از آن سیستم به سه زیر سیستم مجزا شده مرتبه اول تبدیل می شود که کنترل و پایدار سازی هر یک بسیار ساده است. در نهایت فرایند طراحی این روش کنترلی با در نظر گرفتن اثر اغتشاش و یافتن بهره های کنترلی مناسب برای حذف آن پایان یافت.

بخش چهارم روش کنترل پیشنهادی دیگری بیان شد؛ بدین صورت که بر اساس روابط، سیستم در هر فاز با پیشنهاد ورودی کنترلی مناسبی شامل ضریبی از ولتاژهای ترمینال سایر فازها، به زیر سیستم های خود تجزیه گردید. این تئوری توسط روابط ریاضیاتی حاکم بر سیستم اثبات شده و سپس نشان داده شد که معادلات حاکم بر زیر سیستم های مجزا شده نهایی در هر یک از فازها، همانند روابط حاکم بر یک اینورتر تک فاز با پارامترهای معادل می باشند. بدین معنی که سیستم اولیه مورد بررسی با بهره گیری از این روش به سه اینورتر تک فاز معادل در هر یک از فازها تبدیل شده است که نهایتاً با پیشنهاد ساختار کنترلی مناسبی، سیستم کنترل گردید.

در بخش پنجم هم روش مدولاسیون مورد استفاده در اینورتر سه فاز چهار شاخه مورد بررسی جهت دستیابی به سیگنال های گیت کلیدها معرفی شده است.

## **فصل ۴: نتایج شبیه سازی و ساخت**

## ۴-۱- مقدمه فصل

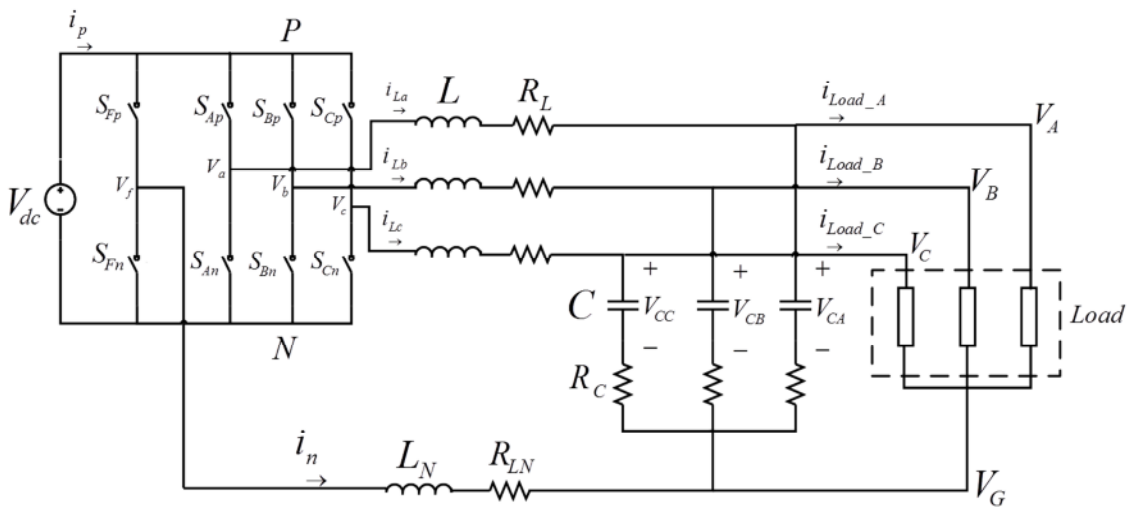
به منظور ارزیابی عملکرد روش‌های کنترلی پیشنهادی در فصل سوم، یک اینورتر سه فاز چهار شاخه با پارامترهای نوعی شبیه سازی و ساخته شده است. در این فصل به معرفی نمونه شبیه سازی شده و در نهایت ساخته شده می‌پردازیم. همچنین نتایج حاصل از شبیه سازی و ساخت نمونه تست ارائه می‌گردد.

در بخش اول ابتدا طراحی و معرفی پارامترهای سیستم مورد بررسی بیان شده است که در آن هر یک از پارامترها با توجه به امکانات و شرایط موجود برای نمونه دستگاه عملی طراحی شده‌اند. در قسمت بعد سیستم شبیه سازی شده و نحوه پیاده سازی روش‌های کنترلی در نرم افزار متلب / سیمولینک معرفی می‌گردد. در سیستم شبیه سازی شده سعی بر آن شده تا حد امکان وضعیت واقعی المان‌ها و نحوه اجرای برنامه‌های کنترلی در دستگاه‌های عملی، در نظر گرفته شود چرا که بر اساس نتایج و تحلیل‌های مبتنی بر شبیه سازی نمونه تست ساخته شده است. در بخش چهارم این فصل، نحوه پیاده سازی سخت افزار و روش کنترل پیشنهادی در دستگاه نمونه بیان شده است و به اجمال به معرفی و بیان نکات مربوط به نمونه دستگاه ساخته شده، پرداخته شده است. همچنین در این بخش فلوچارت برنامه نوشته شده در پروسور ARM مورد استفاده، بیان و شرح داده شده است. نهایتاً در بخش پایانی این فصل نتایج خروجی‌های شبیه سازی و ساخت بیان شده است. این بخش شامل دو قسمت می‌باشد در قسمت اول برای بررسی بهتر عملکرد روش‌های کنترلی پیشنهادی، با استفاده از شبیه سازی چهار حالت بارگذاری شامل بی‌باری، بار کامل متعادل، بار نامتعادل تک فاز و بار نامتعادل خط به خط در نظر گرفته شده و در هر حالت سه روش کنترل حلقه باز، روش پیشنهادی اول و روش پیشنهادی دوم با یکدیگر مقایسه شده‌اند. براساس نتایج حاصل می‌توان به توانایی روش‌های پیشنهادی در به تعادل رساندن ولتاژهای خروجی در حالات نامتعادل پی برد. قسمت دوم نتایج، به بررسی نتایج حاصل از ساخت نمونه تست می‌پردازد. در این جا با بارگذاری حالات متعادل و نامتعادل، روش کنترل پیشنهادی مورد ارزیابی قرار گرفته و به صورت کیفی با شبیه سازی مقایسه شده است.

به عنوان جمع‌بندی از نتایج حاصل از شبیه سازی و ساخت ارائه شده در این فصل، توانایی روش‌های پیشنهادی در حالات با بارهای نامتعادل قابل استنباط می‌باشد.

## ۴-۲- طراحی پارامترهای سیستم

به منظور بررسی مباحث تئوری ارائه شده در فصل سوم، یک اینورتر سه فاز چهار شاخه از طریق شبیه سازی در نرم افزار مورد بررسی قرار گرفته شده است. شکل (۴-۱) ساختار کلی اینورتر سه فاز چهار شاخه مورد بررسی را نمایش می دهد. با توجه به این که از روی طراحی های به عمل آمده در نرم افزار یک دستگاه نمونه آزمایشگاهی ساخته و تست شده است، در شبیه سازی تا جای امکان ملاحظات مربوط به نمونه دستگاه ساخته شده نیز در نظر گرفته شده است.



شکل (۴-۱) ساختار کلی اینورتر سه فاز چهار شاخه مورد بررسی در شبیه سازی و ساخت

با توجه به شرایط و دستگاه های موجود در آزمایشگاه دانشگاه جهت ساخت نمونه تست میزان توان نامی 1.5kVA با فیلتر LC در خروجی جهت کار با خروجی 50Hz انتخاب گردید. اما با وجود محدود بودن ولتاژ لینک DC در آزمایشگاه (منبع تغذیه جریان مستقیم 3A, 60V) عملکرد دستگاه در ولتاژ فاز به فاز خروجی 24V مورد ارزیابی قرار گرفته شده است. جدول (۴-۱) میزان پارامترهای انتخاب شده در شبیه سازی و نمونه ساخته شده را نشان می دهد.



جدول (۴-۱) پارامترهای اصلی سیستم در شبیه سازی و ساخت

مقدار	پارامتر	
60V	ولتاژ	لینک DC
3A	ماکزیمم جریان قابل حمل	
1500μH	میزان سلف هر یک از فازها	فیلتر خروجی مبدل
400mΩ	مقاومت ذاتی سلف هر فاز	
110μF	ظرفیت خازن	
495μH	میزان سلف مسیر نوترال	
1.5kVA	توان نامی مبدل	پارامترهای مبدل
14V	ولتاژ (فاز به نوترال)	
50Hz	فرکانس	

### ۴-۳- شبیه سازی سیستم در نرم افزار متلب

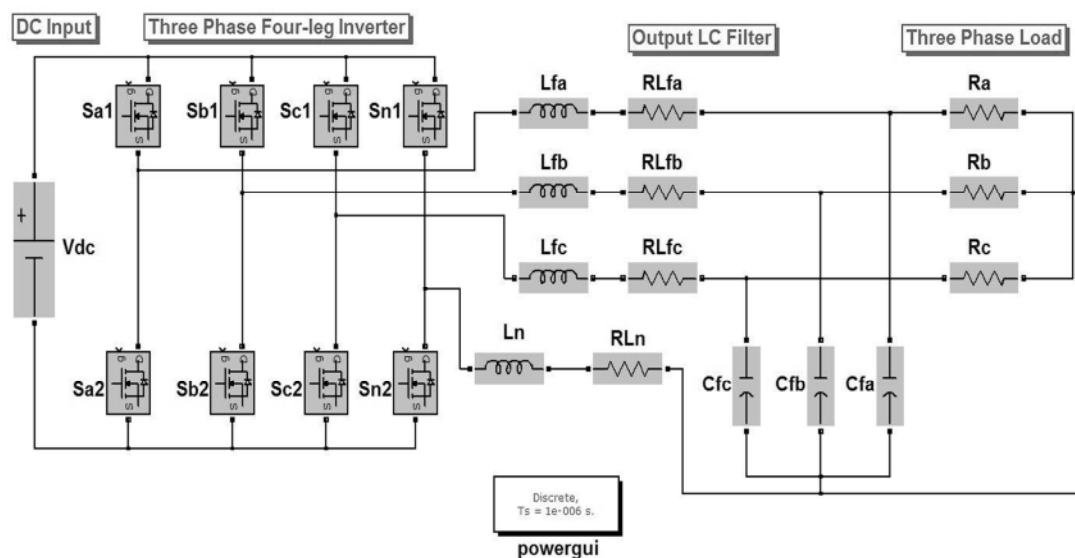
شبیه سازی سیستم در نرم افزار متلب / سیمولینک انجام گرفته است. محیط سیمولینک نرم افزار نرم افزار متلب با شمای گرافیکی جهت شبیه سازی سیستم‌های پیچیده بسیار مناسب است. به گونه‌ای که جهت طراحی مدارات الکترونیک قدرت کافی است از کتابخانه مربوط به آن، بلوک‌های مربوطه را با کشیدن و اتصال مناسب، مدار مورد نظر را شبیه سازی کرد. نتایج حاصل از شبیه سازی و نیز آنالیزهای هارمونیک، THD و... مربوط به هر یک از سیگنال‌ها در این نرم افزار قابل اندازه‌گیری هستند.

دیاگرام مدار قدرت شبیه سازی شده اینورتر سه فاز چهار شاخه مورد بررسی در نرم افزار در شکل (۴-۲) نشان داده شده که در آن هر یک از بخش‌های مختلف شامل ورودی‌های DC، اینورتر چهار شاخه، فیلتر خروجی و بار از یکدیگر تفکیک شده‌اند.

ورودی DC که در نمونه تست ساخته شده یک منبع DC جریان محدود می‌باشد؛ توسط یک منبع DC سری شده با یک مقاومت مدل شده است. ولتاژ DC حاصل از این قسمت حدود 60V می‌باشد. دیگر پارامترهای سیستم نیز در جدول (۴-۱) نشان داده شده‌اند.

شبیه سازی کامپیوتری نشان داده شده در شکل (۴-۲) جهت عملکرد در شرایط گوناگونی از بار و کنترل فراهم آمده است. لذا پله‌های زمانی انجام شبیه‌سازی به میزان کافی کوچک انتخاب شده (Ts=100ns) تا خطاهای ناشی از محاسبات حداقل شوند. پارامترهای بخش مربوط به کلید

زنی سیستم شبیه سازی شده شامل MOSFET و Diode در جدول (۲-۴) نشان داده شده است. این پارامترها از روی مشخصات کلید MOSFET مورد استفاده در ساخت نمونه آزمایشگاهی گرفته شده که کاتالوگ آن در پیوست ۱ ارائه شده است.



شکل (۲-۴) مدار قدرت شبیه سازی شده اینورتر سه فاز چهار شاخه مورد بررسی در نرم افزار متلب / سیمولینک

جدول (۲-۴) پارامترهای المانهای نیمه هادی مربوط به شبیه سازی در نرم افزار

ولتاژ روشن بودن ( $V$ )	مقاومت سری ( $m\Omega$ )	مقاومت موازی ( $k\Omega$ )	
1.5	1	100	دیود
2.5	1	100	MOSFET

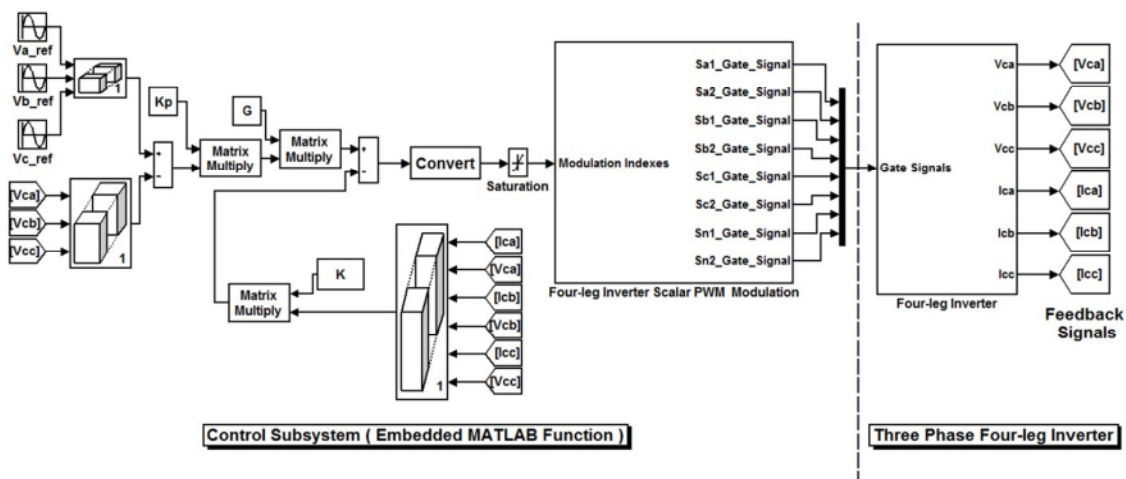
در شبیه سازی صورت گرفته، کلیه توابع و دستورات کنترل با استفاده از بلوک Embedded MATLAB Function پیاده سازی شده‌اند. این بلوک که فضای کدنویسی به زبان C را فراهم می‌آورد، در حالت کارکرد نرمال با سرعت بالای مربوط به شبیه سازی، اجرا می‌شود اما در اینجا با استفاده از زیر سیستم‌های نرم افزار متلب، در کلیه حالت‌های شبیه سازی شده، در زمانی به مراتب کند (۱۲۵ میکرو ثانیه) اجرا می‌شود. در کد نوشته شده در این قسمت، سعی شده تا جای امکان شرایط واقعی دستگاه ساخته شده لحاظ گردد.

## ۴-۳-۲- شبیه سازی روش کنترل پیشنهادی اول

طراحی کنترل کننده به روش پیشنهادی استفاده از فیدبک حالت مجزا کننده به طور کامل در بخش ۳-۳ بیان گردید. پس از آن که خروجی کنترل کننده توسط فرآیند معرفی شده تعیین گردد، لازم است سیگنال‌های گیت مربوط به هر یک از کلیدها تعیین گردند که این کار با استفاده از مدولاسیون مربوط به اینورترهای چهار شاخه انجام گرفته می‌شود. در [۲۹] انواع روش‌های مدولاسیون در اینورترهای چهار شاخه بیان و با یکدیگر مقایسه شده است، با توجه به آن و در نظر گرفتن ملاحظات مربوط به پیاده سازی در دستگاه نمونه تست، در اینجا از مدولاسیون به روش اسکالر با  $\xi = 0.5$  استفاده شده که روشی بسیار کار آمد و در عین حال ساده جهت پیاده سازی است [۲۹]. شکل (۳-۴) بلوک دیاگرام کلی مربوط به پیاده سازی روش کنترل پیشنهادی را نشان می‌دهد که در آن فرآیند انجام گرفته در بلوک Embedded MATLAB Function به صورت بلوک دیاگرام نمایش داده شده است. همان گونه که پیش تر نیز اشاره شد، این بخش در هر مرتبه در زمانی برابر 125ms اجرا می‌شود که سبب می‌شود پاسخ سیستم به کنترل کننده کمی دچار اشکال شود؛ در واقع این زمان مدل تاخیر مربوط به عملیات محاسبات در پردازنده دیجیتال در نمونه تست ساخته شده می‌باشد. جهت جبران سازی این زمان تاخیر، بهره رابطه (۳-۳۸) باید دوباره تنظیم گردد که برای آن از روش آزمون-خطا جهت حصول به THD و %VR کمتر کمک گرفته شده است. جدول (۳-۴) میزان پارامترهای تنظیم شده در این روش کنترلی را نشان می‌دهد.

جدول (۳-۴) مقادیر پارامترهای تنظیم شده در شبیه سازی روش کنترل پیشنهادی اول

$K_{P\_A}$	908540
$K_{P\_B}$	908540
$K_{P\_C}$	908540



شکل (۳-۴) بلوک دیاگرام کلی نحوه ی پیاده سازی روش کنترلی پیشنهادی اول در نرم افزار متلب

### ۳-۳-۴- شبیه سازی روش کنترلی پیشنهادی دوم

روش پیشنهادی کنترل مستقل ولتاژهای لحظه‌ای خروجی با فیدبک ولتاژی مجزا کننده به طو کامل در قسمت ۳-۴ بیان گردید. شکل (۷-۳) بلوک دیاگرام نهایی کنترل پیاده سازی شده در نرم افزار در این روش را نشان می‌دهد.

پارامترهای مربوط به بهره‌های کنترلی در شکل (۷-۳) جهت دستیابی به مشخصه‌های مطلوب در ولتاژ خروجی با در نظر گرفتن حالات مختلف بار بیان شده در جدول (۹-۴)، از طریق فرآیند آزمون و خطا تعیین می‌گردند.

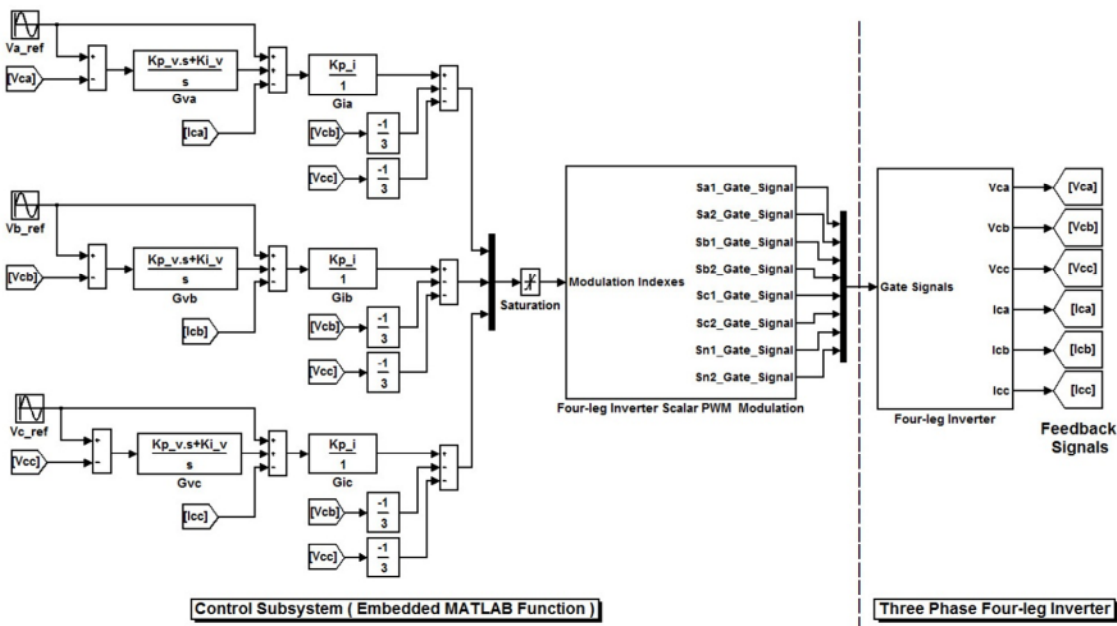
روش دوم پیشنهادی روی دستگاه نمونه ساخته شده پیاده سازی و تست شده است. لذا شبیه سازی انجام گرفته مربوط به آن تا حد امکان مشتمل بر نکات پیاده سازی عملی است. در این جا نیز همانند قسمت قبل، از روش مدلاسیون اسکالر با  $\xi = 0.5$  جهت مدلاسیون و تعیین سیگنال‌های گیت MOSFET ها کمک گرفته شده است.

شکل (۴-۴) بلوک دیاگرام کلی مربوط به پیاده سازی روش کنترل پیشنهادی در نرم افزار را نشان می‌دهد که در آن فرآیند انجام گرفته در بلوک Embedded MATLAB Fuction به صورت بلوک دیاگرام نمایش داده شده است. همان گونه که پیش تر نیز اشاره شد، این بخش در هر مرتبه در زمانی برابر 125ms اجرا می‌شود که سبب می‌شود پاسخ سیستم به کنترل کننده کمی

دچار اشکال شود در واقع این زمان مدل تاخیر مربوط به عملیات محاسبات در پردازنده دیجیتال در نمونه تست ساخته شده می باشد که با تغییر در پارامترهای کنترلی به صورت آزمون و خطا می توان آن را جبران کرد. جدول (۴-۴) میزان پارامترهای تنظیم شده در این روش کنترلی را نشان می دهد.

جدول (۴-۴) مقادیر پارامترهای تنظیم شده در شبیه سازی روش کنترل پیشنهادی اول

$K_{P\_V}$	5000
$K_{I\_V}$	180.5
$K_{P\_i}$	10

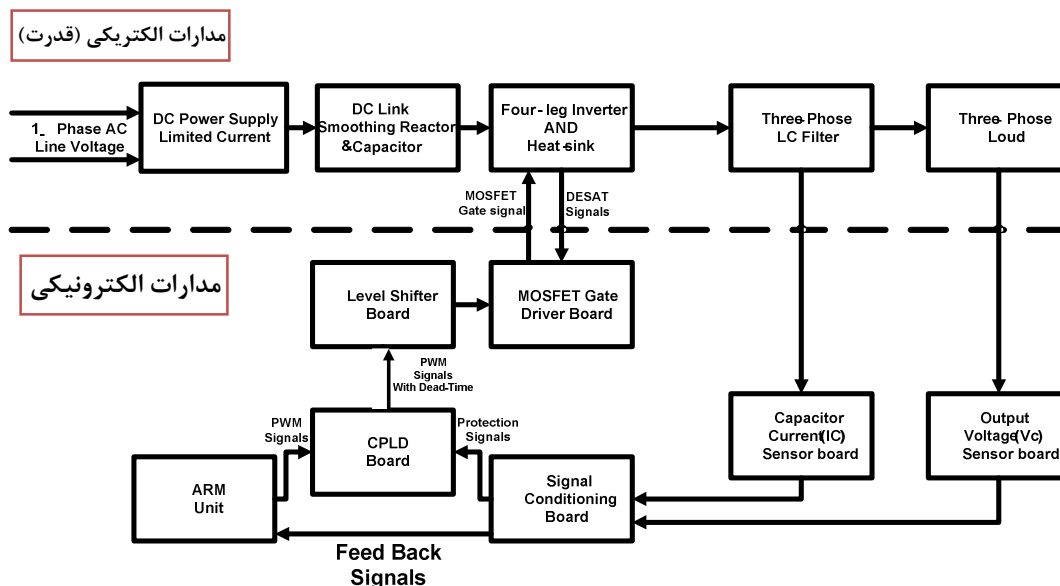


شکل (۴-۴) بلوک دیاگرام کلی نحوه ی پیاده سازی روش کنترلی پیشنهادی اول در نرم افزار متلب

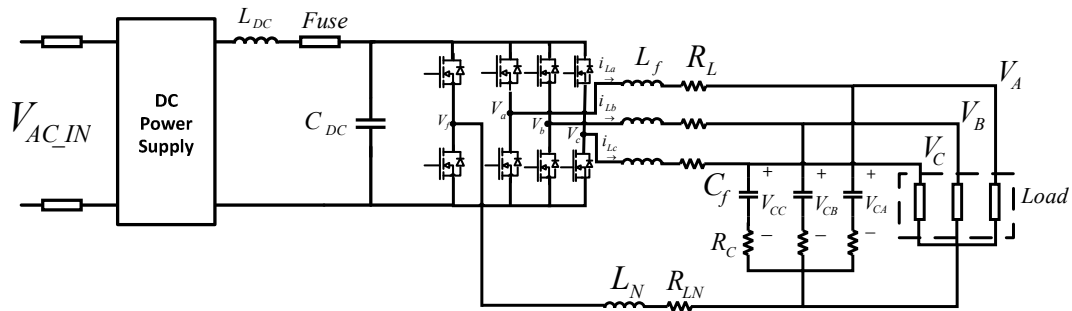
## ۴-۴- ساخت سخت افزار و پیاده سازی برنامه اینورتر سه فاز

اینورتر سه فاز چهار شاخه مورد بررسی در آزمایشگاه الکترونیک صنعتی دانشگاه صنعتی شاهرود با کمک فنی شرکت نیکان توان پژوهان طراحی و ساخته شده است. این دستگاه به گونه ای ساخته شده که بتوان بوسیله آن روش کنترل پیشنهادی را پیاده سازی و تست کرد. بلوک دیاگرام اتصال سیستم ساخته شده در شکل (۴-۵) نمایش داده شده است. همچنین شماتیک کلی مدار قدرت سیستم در شکل (۴-۶) نشان داده شده است.

شکل (۴-۷) نمایی از دستگاه ساخته شده را در محیط آزمایشگاه الکترونیک صنعتی دانشگاه صنعتی شاهرود نشان می دهد.



شکل (۴-۵) بلوک دیاگرام ارتباط سخت افزار تست ساخته شده برای اینورتر سه فاز چهار شاخه مورد بررسی



شکل (۴-۶) شماتیک مدار قدرت در نمونه تست ساخته شده اینورتر سه فاز چهار شاخه مورد بررسی



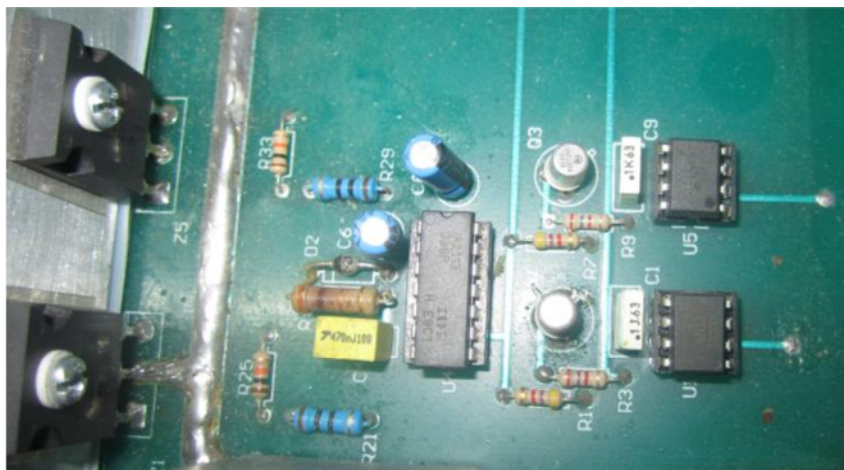
شکل (۴-۷) نمایی از دستگاه ساخته شده در آزمایشگاه

جهت فراهم آوردن ولتاژ DC در اینجا از یک منبع تغذیه DC، (60V,3A) استفاده شده که جریان آن محدود به 3A می باشد.

برد اینورتر ساخته شده به سبب آن که بتواند در شرایط دیگری نیز مورد استفاده قرار گیرد، در قسمت ورودی دارای یک یکسوکننده پل تک فاز، به صورت ماژول آماده و پس از یکسو کننده دارای فیلتر لینک DC شامل سلف هموارکننده و خازن Cdc می باشد. اما در این پروژه چون ورودی از منبع تغذیه تامین می شود، یکسو کننده دستگاه تاثیری در عملکرد ندارد و از این رو در دیاگرام شکل (۴-۵) و مدار شکل (۴-۶) نمایش داده نشده است. به منظور حفاظت بیشتر دستگاه در فیلتر لینک DC از یک فیوز سریع 3A استفاده شده تا در صورت ازدیاد جریان، از اینورتر حفاظت کند. راکتانس میان فیلتر لینک DC برای کاهش پرش های گذرای در جریان و نرم تر کردن شکل موج آن قرار داده شده است. در برد اینورتر دستگاه ساخته شده با توجه به ساختار مورد بررسی از هشت MOSFET استفاده شده که جهت خنک سازی به یک Heat sink با پیچ محکم شده اند و اتصالات بین آنها همانند شکل (۴-۶) است. MOSFET های مورد استفاده مدل IRFP460 Power MOSFET محصول شرکت Philips Semiconductors می باشند. همچنین ماژول های درایو، IC های مدل IR2113 می باشند. اطلاعات پایه پارامترهای سیستم در جدول (۴-۵) و اطلاعات مربوط به المان نیمه هادی استفاده شده و درایور آن در جدول (۴-۶) نمایش داده شده است. این اطلاعات از مشخصات فنی پیوست ۱ و ۲ اقتباس شده است.

برد درایور گیت هر یک از کلیدها که شامل چهار ماژول درایور می باشد، سیگنال های PWM با سطح ولتاژ 0/+5 ولت را به یک سیگنال ایزوله شده با تقویت سطح ولتاژی 0/+15 تبدیل می کند. شکل (۴-۸) نمای مدار پیاده سازی شده درایور یکی از شاخه های کلید زنی به همراه دو MOSFET متصل به آن را در دستگاه ساخته شده نشان می دهد. مدار درایور، ولتاژ +15V را زمانی که باید کلید روشن شود بین گیت و سورس MOSFET فراهم می آورد و ولتاژ 0V را در زمان خاموشی (جهت اطمینان از خاموشی کامل) اعمال می کند. زمانی که مدار درایو ولتاژ لازم بین گیت سورس MOSFET را اعمال می کند همزمان، سالم بودن از لحاظ اتصال کوتاهی را در کلید مربوطه چک می کند که در وجود اتصال کوتاه (سیگنال DESAT) کلید را خاموش و حفاظت را فعال می کند.





شکل (۴-۸) نمای مدار درایور مربوط به یکی از شاخه های کلید زنی به همراه دو MOSFET در یک شاخه در دستگاه ساخته شده

جدول (۴-۵) پارامترها و مشخصه های سیستم تست ساخته شده اینورتر سه فاز چهار شاخه

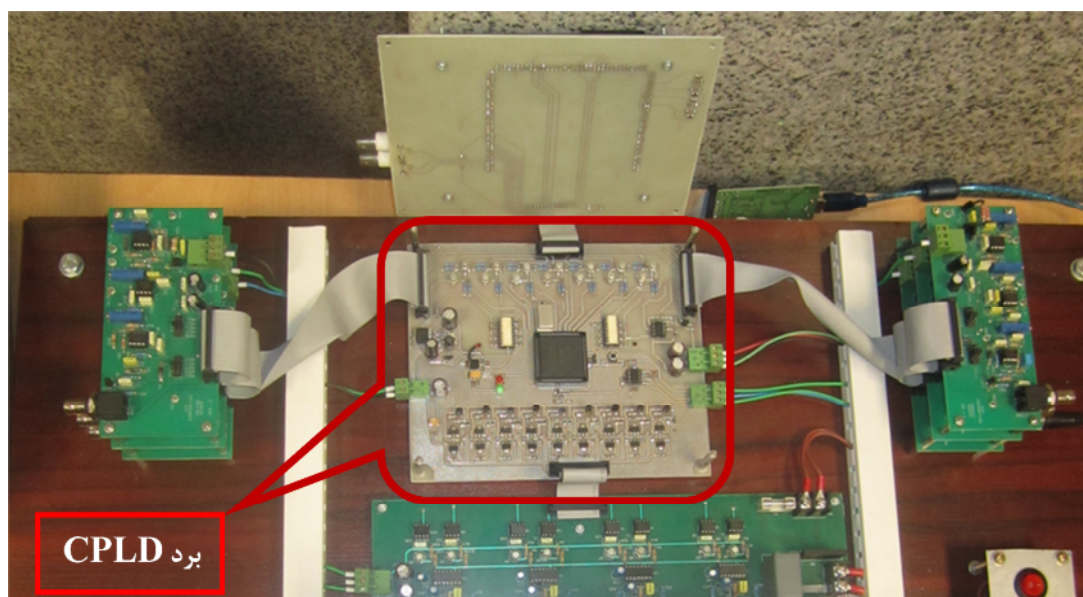
مقدار	پارامتر	
60V	ولتاژ	لینک DC
3A	ماکزیمم جریان قابل حمل	
470 $\mu$ F	ظرفیت خازن	
1500 $\mu$ H	میزان سلف هر یک از فازها	فیلتر خروجی مبدل
400m $\Omega$	مقاومت ذاتی سلف هر فاز	
110 $\mu$ F	ظرفیت خازن	
495 $\mu$ H	میزان سلف مسیر نوترال	پارمترهای مبدل
1.5kVA	توان نامی مبدل	
14V	ولتاژ (فاز به نوترال)	
50Hz	فرکانس	

جدول (۴-۶) مشخصات کلید و درایور مورد استفاده در دستگاه نمونه تست ساخته شده

IRFP460 (MOSFET of the dual-pack)		
500V	ماکزیمم ولتاژ درین-سورس	$V_{DSS}$
500V	ماکزیمم ولتاژ درین-گیت	$V_{DGR}$
20A	ماکزیمم مقدار جریان پیوسته نامی درین	$I_D$
$\pm 30V$	ماکزیمم ولتاژ گیت-سورس	$V_{GS}$
23ns	مقدار نامی زمان تاخیر روشنایی	$t_{d(on)}$
72ns	مقدار نامی زمان خیزش در روشنایی	$t_r$
150ns	مقدار نامی زمان تاخیر خاموشی	$t_{d(off)}$
75ns	مقدار نامی زمان سقوط در خاموشی	$t_f$
IRFP460 (Diode of the dual-pack)		
20A	ماکزیمم جریان پیوسته	$I_d$
1.5V	ماکزیمم ولتاژ روشن بودن	$V_{SD}$
15 $\mu$ C	میزان نامی شارژ بازیابی معکوس	$Q_{rr}$
IR2113 Gate Driver Module		
15V	ولتاژ تغذیه طرف اولیه	$V_{CC}$
600V	ماکزیمم ولتاژ در طرف فشار بالا	$V_S$
0V / + 5V	ولتاژ ورودی فرمان	$V_{IN}$
15V	ولتاژ خروجی فرمان وصل	$V_{HO}$
- 0.3V	ولتاژ خروجی فرمان قطع	$V_{LO}$
125ns	تأخیر زمان روشنایی	$t_{on}$
112ns	تأخیر زمان خاموشی	$t_{off}$

همان گونه که بیان گردید، در این پروژه ولتاژ باس DC مورد استفاده 60V می باشد از این رو میزان  $V_{rms}$  فاز به نوترال خروجی برابر 14V در نظر گرفته شده است. فیلتر خروجی اینورتر به گونه ای در نظر گرفته شده که فرکانس های ناشی از سوئیچینگ را حذف کند. در اینجا  $L_f$  برابر 1.5mH و  $C_f$  برابر 110 $\mu$ F انتخاب شده اند. برای حذف ریپل موجود در جریان نوترال هم  $L_N$  برابر 110 $\mu$ H در نظر گرفته شده است. نحوه اتصالات فیلتر در خروجی مبدل در شکل (۴-۶) نشان داده شده است. جهت فراهم آوردن بار دستگاه از بارهای مقاومتی متغیر موجود در آزمایشگاه استفاده شده است، به طوریکه مقادیر بارهای مورد نیاز جهت تست فراهم آمده است. ولتاژهای سه فاز خروجی و نیز جریان های گزرنده از خازن فیلتر خروجی برای کنترل و

حفاظت اندازه گیری می شوند. ولتاژهای خروجی اینورتر از طریق سنسورهای ایزوله به مدل NV25-P اندازه گرفته می شوند. جریان های خازن ها نیز از طریق سنسورهای ایزوله اثر هال به مدل LA 25-NP محصول شرکت Lem اندازه گیری می شوند. کلیه سیگنال های اندازه گیری شده، در بردهای مخصوصی (Signal Conditioning) از طریق تقویت کننده به سطح قابل قبول در واحد پردازنده (ARM Unit) تبدیل شده و نیز سیگنال های حفاظت در این برد فراهم می آیند. سیگنال های حفاظت، از این برد به برد CPLD برده می شود تا در صورت فعال شدن پالس های PWM صفر منطقی شوند. همچنین به برد CPLD خروجی های پالس های PWM واحد پردازنده ARM نیز داده می شود که در آن جا زمان مرده<sup>۱</sup> لازم برای PWM مربوط به کلیدهای یک شاخه از طریق برنامه منطقی پیاده سازی شده، فراهم می آید. شکل (۴-۹) نمایی از برد CPLD به همراه اتصالات آن به بردهای Signal Conditioning و برد ARM را نمایش می دهد. این برد به صورت طبقه ای زیر برد ARM قرار گرفته شده است. کلیه بردهای الکترونیکی چاپ شده به صورت دولایه می باشند تا مزاحمت های الکترومغناطیسی (EMI) ناشی از مدار قدرت به حداقل برسد.



شکل (۴-۹) نمایی از برد CPLD به همراه اتصالات آن به بردهای Signal Conditioning، برد ARM و برد درایور

<sup>۱</sup> Dead-Time

جهت پیاده سازی روش کنترل پیشنهادی و نیز تولید سیگنال های گیت مورد نیاز کلیدها از یک میکروکنترلر ARM با مدل STM32F103ZET6 محصول شرکت STMicroelectronics استفاده شده است.

در این میکروکنترلر، مبدل آنالوگ به دیجیتال (A/D)، دیجیتال به آنالوگ (D/A)، واحد PWM و واحد پردازنده عملیات ریاضی و منطقی وجود دارد. در دستگاه ساخته شده برد متناسب راه انداز، جهت استفاده از این میکروکنترلر طراحی و چاپ شده که هر یک از پایه های میکرو را در دسترس قرار داده و نیز دارای اسیلاتور کریستال خارجی، مدار مرجع خارجی مورد نیاز برای A/D و نیز دارای پروتوکل ارتباط IEEE 11491 JTAG Controller می باشد. برنامه های نوشته شده برای کنترل دستگاه از طریق همین اتصال و با کمک برد JTAG Programmer با اتصال به USB کامپیوتر بر روی میکروکنترلر نوشته می شود. مشخصه های برد طراحی شده برای میکروکنترلر مورد استفاده در جدول (۴-۷) نمایش داده شده و نیز مشخصه های اصلی میکروکنترلر ARM مدل STM32F103ZET6 که در این دستگاه به کاررفته است در جدول (۴-۸) بیان شده است. این اطلاعات از datasheet مربوط به این میکرو اقتباس شده که بخشی از آن در پیوست ۳ قرار دارد.

در پیاده سازی کنترل اینورتر سه فاز چهارشاخه، برنامه به صورت حلقه بی نهایت نوشته شده است به گونه ای که حلقه کنترل و واحد PWM با یکدیگر سنکرون شده اند و با یک نسبت زمانی ثابت اجرا می شوند. در بخش اصلی در حلقه کنترل، برنامه به صورت خودکار سیگنال های فیدبک را A/D خوانده و وارد دستورات مربوط به کنترل می شود و هنگامی که شاخص مدولاسیون تعیین گردید؛ آن را در رجیستر مربوط به مقایسه در واحد PWM تایمر میکرو قرار می دهد و این واحد هم سیگنال PWM مربوط به چهار شاخه اینورتر را تولید می کند. فرایند تولید سیگنال PWM ذکر شده در میکروکنترلر به صورت سیستماتیک و خودکار در هر لحظه و با به کارگیری مدیریت وقفه های میکرو انجام می پذیرد. میکروکنترلر ARM مدل STM32F103ZET6 مورد استفاده، دارای ۴ تایمر جهت تولید سیگنال PWM می باشد که هر کدام با داشتن یک شمارنده اصلی، چهار مقایسه کننده و چهار سیگنال مدولاسیون می توانند نهایتاً هشت سیگنال PWM سنکرون شده را بوجود آورند. در اینجا با توجه به ساختار اینورتر سه فاز چهار شاخه احتیاج به هشت سیگنال PWM داریم. در دستگاه طراحی شده، در میکروکنترلر ARM چهارسیگنال PWM مربوط به کلیدهای بالایی اینورتر تولید و به برد CPLD انتقال داده می شوند و در آن جا این چهار سیگنال به هشت سیگنال PWM با رعایت زمان مرده مناسب برابر  $4\mu s$

تبدیل می‌شود.

در دستگاه ساخته شده جهت تولید چهار سیگنال PWM هر یک از شاخه‌ها از Timer8 میکرو استفاده شده است. مقادیر مربوط به Timer-Period در رجیستر مربوط به آن طوری تنظیم شده که با توجه به فرکانس کریستال متصل به میکرو، فرکانس موج مثلثی مرجع PWM برابر 4kHz شود. دربخش مدیریت وقفه ها Timer8 در صورتی که در حالت بروزرسانی دوگانه تنظیم شده باشد می تواند در صورت فعال سازی دو وقفه Period Interrupt و Underflow Interrupt را تولید کند که به ترتیب زمانی که شماره‌گر تایمر به مقدار دامنه تنظیم شده تایمر و زمانی که به مقدار صفر رسیده باشد تولید می‌شوند. شکل (۴-۱۰) شمای کلی مربوط به فرایند تولید سیگنال-PWM های و زمان وقوع وقفه‌ها را نشان می‌دهد. درحالت بروزرسانی دوگانه رجیستر مقایسه تایمر را می توان دو بار در طول یک دوره سوئیچینگ به‌روز<sup>۱</sup> کرد که یک بار زمانی است که وقفه Period Interrupt رخ داده و بار دیگر زمانی است که وقفه Underflow Interrupt فعال شده است. در واقع شاخص مدولاسیون جهت مقایسه با مرجع مثلثی تولیدی توسط تایمر تنها زمان رخ داد وقفه‌ها به‌روز می‌شود. از این رو برنامه نوشته شده برای میکروکنترلر به گونه ای است که خروجی حلقه کنترلی (شاخص مدولاسیون) در روتین مربوط به وقفه‌های ذکر شده در رجیستر مقایسه PWM مربوط به Timer8 قرار می‌گیرد.

نکته‌ای که لازم است ذکر شود این است که باید توجه داشت در پروسسورها و میکروکنترلرها مشتمل بر ARM مدل STM32F103ZET6 فرایندهای خواندن از A/D، تولید سیگنال‌های مرجع، عملیات ریاضی و منطقی مربوط به کنترل و سایر عملیات‌های واحد پردازنده خود در مدت زمان قابل توجهی صورت می‌گیرند که می‌توان آن را با بکار گیری تکنیک‌هایی با توجه به فرکانس کریستال نصب شده محاسبه کرد؛ از طرفی دیگر این زمان با توجه به عدم قطعیت در مقادیر عددی سیگنال‌های فیدبک شده از لحاظ اعشار و طول محاسبات زمان ثابتی نیست و باید به آن میزان حاشیه اطمینانی نیز اضافه کرد که به زمان معادل آن  $T_L$  می‌گوییم. دراین جا پس از نوشتن برنامه، زمان انجام حلقه حدود  $104\mu s$  محاسبه شده است که حاشیه اطمینان  $20\mu s$  ثانیه ای نیز به آن افزوده‌ایم. لذا زمان حلقه اینورتر سه فاز چهار شاخه ساخته

<sup>۱</sup> Update

شده ، برابر  $124\mu s$  می باشد. همان گونه که از شکل (۴-۱۰) نیز نتیجه می شود، زمان حلقه باید کمتر از زمان نصف یک دوره سوئیچینگ باشد. لذا حد بالایی برای فرکانس سوئیچینگ سیستم پدید می آید، یعنی:

$$\frac{1}{2F_s} \geq T_L \geq 124 \times 10^{-6} s \Rightarrow F_s \leq 4032 \text{ Hz} \quad (۴-۱)$$

که در آن  $F_s$  فرکانس سوئیچینگ و  $T_L$  زمان حلقه می باشد. از این رو با توجه به رابطه (۴-۱) فرکانس کلیدزنی برابر 4kHz در نظر گرفته شده است. همچنین همان گونه که پیشتر گفته شد با توجه به این که هر حلقه از کنترل در نصف زمان یک سیکل سوئیچینگ اجرا می شود لذا فرکانس نمونه برداری نیز دو برابر فرکانس سوئیچینگ یعنی 8kHz انتخاب شده است.

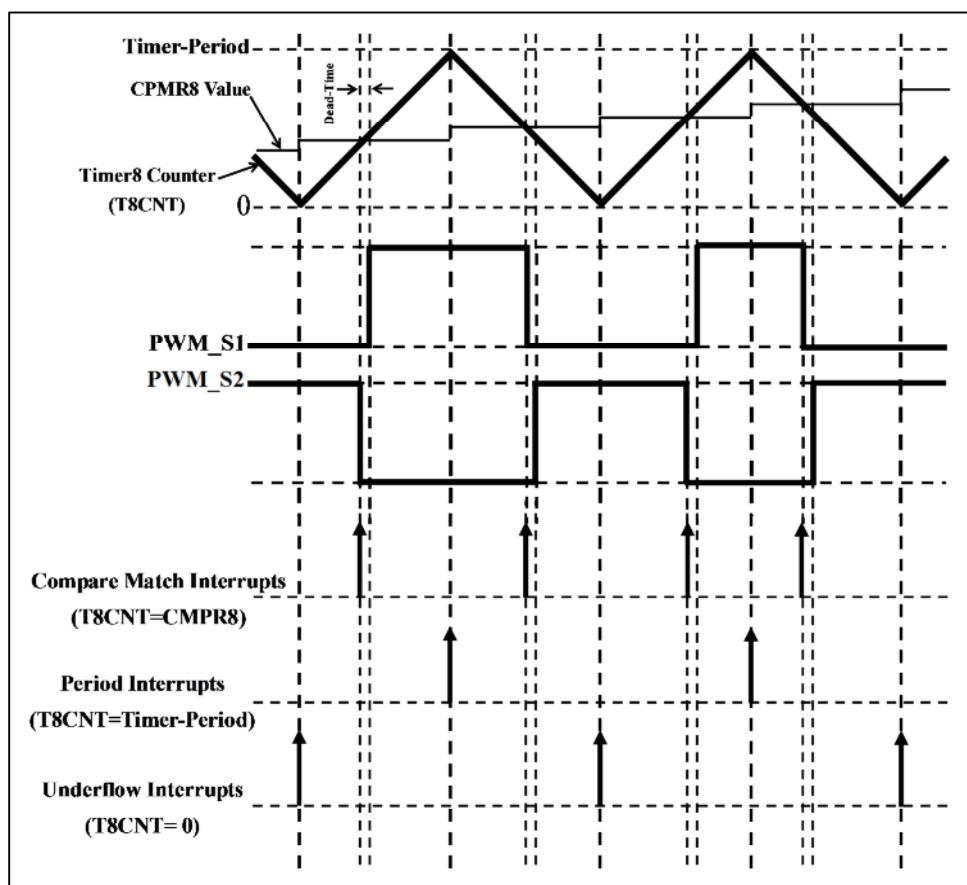
در شکل (۴-۱۱) فلوچارت برنامه نوشته شده برای میکروکنترلر نمایش داده شده است. این برنامه به زبان C و در نرم افزار keil نسخه  $\mu Vision4$  نوشته شده است که ملزومات بیان شده، در این برنامه به خوبی پیاده سازی شده است. همان گونه که از فلوچارت نتیجه می شود، برنامه اصلی نوشته شده در واقع به صورت تابعی است که در هنگام وقوع وقفه ها (روتین وقفه) اجرا می شود و صحت پیاده سازی فرکانس های نمونه برداری، کلید زنی و فرکانس خروجی دستگاه هم از طریق به کارگیری تایمرهای میکروکنترلر تضمین می شود. گفتنی است در برنامه پیاده شده سعی بر آن شده که تا جای امکان از اجرای دستورات محاسباتی زمانبر پرهیز شود، لذا مثلاً برای محاسبه مقدار عددی توابع مثلثاتی از جدول مقادیر (Look-up Table) کمک گرفته شده است.

جدول (۴-۷) مشخصات اصلی برد طراحی شده برای راه اندازی میکروکنترلر

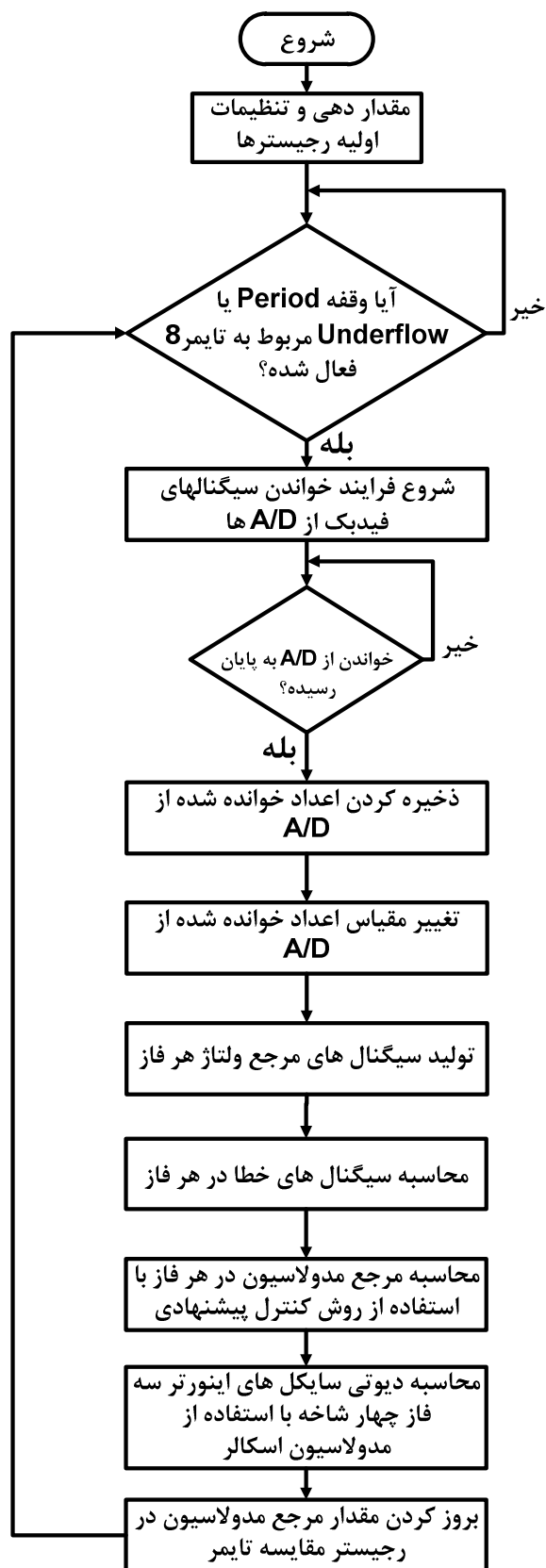
STM32F103ZET6	دیجیتال میکرو کنترلر
36MHz	فرکانس کلاک خارجی
analog Digital I/O External interface	کانکتورهای در دسترس
IEEE 1149.1 JTAG controller	کانال ارتباطی

جدول (۴-۸) مشخصات اصلی میکروکنترلر ARM به کار گرفته شده

72MHz	فرکانس عملکرد
On-chip oscillator Watchdog timer	شمارنده سیستم
ARM 32-bit Cortex™-M3 CPU	واحد پردازنده مرکزی (CPU)
256 to 512 Kbytes of Flash memory up to 64 Kbytes of SRAM Flexible static memory controller with 4 Chip Select. Supports Compact Flash, SRAM, PSRAM, NOR and NAND memories	انواع حافظه‌ها
Up to four 16-bit timers, each with up to 4 quadrature IC/OC/PWM or pulse counter and (incremental) encoder input 2 × 16 bit motor control PWM timers with dead-time generation and emergency stop 2 × 16 bit basic timers to drive the DAC	تایمرها
channels) 3 × 12-bit, 1 μs A/D converters (up to 21	مبدل آنالوگ به دیجیتال (ADC)
2 × 12-bit D/A converters	مبدل دیجیتال به آنالوگ (DAC)
Up to 112 fast I/O ports	ورودی/خروجی چند منظوره
Up to 13 communication interfaces	کانال‌های ارتباطی



شکل (۴-۱۰) شمای کلی مربوط به فرایند تولید سیگنال‌های PWM و زمان وقوع وقفه‌ها در میکروکنترلر ARM مورد استفاده



شکل (۴-۱۱) فلوچارت برنامه پیاده سازی شده در میکروکنترلر ARM به زبان برنامه نویسی C



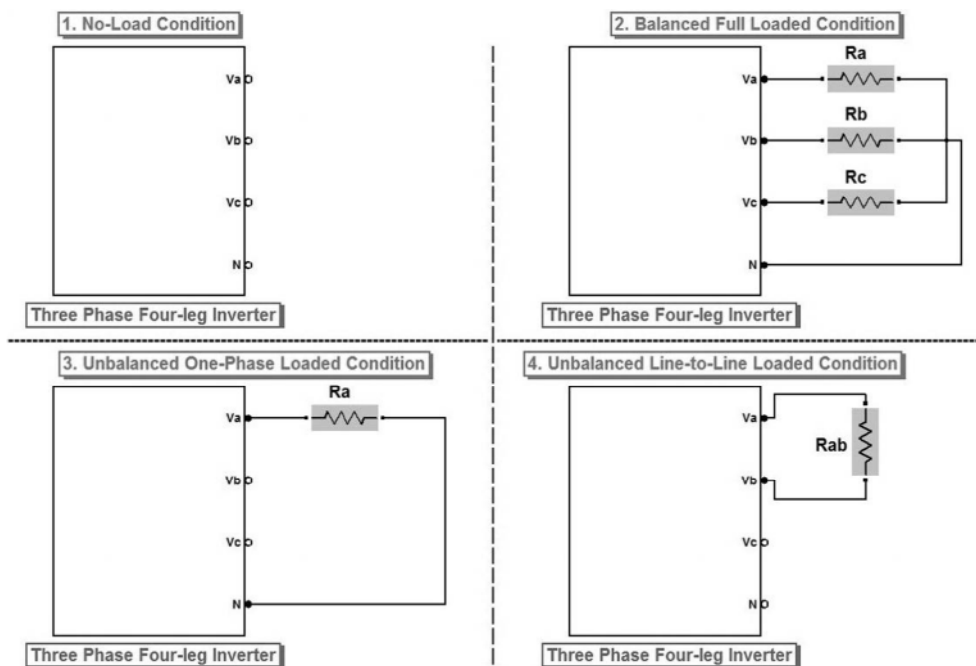
## ۴-۵- نتایج شبیه سازی و ساخت

در این بخش نتایج حاصل از شبیه سازی و ساخت یک نمونه آزمایشگاهی اینورتر سه فاز چهار شاخه بیان و مورد بحث قرار می‌گیرد. در بخش‌های قبلی دستگاه ساخته شده و نیز شبیه سازی صورت گرفته، به صورت اجمالی معرفی و نکات مربوط به آن‌ها بیان شد. در دستگاه ساخته شده با توجه به امکانات موجود در آزمایشگاه فقط روش دوم پیشنهادی در کنترل اینورتر سه فاز چهار شاخه (بخش ۳-۴) پیاده سازی شده و نتایج آن مورد ارزیابی قرار گرفته شده است لذا بررسی پاسخ کنترل حلقه باز سیستم و نیز روش کنترل پیشنهادی اول و دوم و مقایسه‌ی آن‌ها با یکدیگر به کمک شبیه سازی انجام شده است. در ابتدای این بخش نتایج مربوط به شبیه سازی-های انجام گرفته و در قسمت بعد نتایج حاصل از ساخت نمونه‌ی تست به همراه شبیه سازی مرتبط به آن بیان شده است.

در شبیه سازی به جهت روشن‌تر شدن پاسخ روش‌های کنترل، حالات بیشتری از بارگذاری نسبت به ساخت در نظر گرفته شده است که مشتمل بر حالت تست شده در دستگاه ساخته شده می‌باشند. از این رو این نتایج ابتدا جداگانه بررسی شده و سپس در بخش نتایج مربوط به ساخت، شبیه سازی مرتبط به بارگذاری عملی مجدداً بیان و با نتایج ساخت مقایسه می‌شوند.

### ۴-۵-۱- بررسی و مقایسه پاسخ روش‌های کنترلی پیشنهادی با استفاده از شبیه سازی

عملکرد حالت دائم سیستم با انواع بارها تست شده است، که نتایج آن مشتمل بر شکل موج ولتاژها و جریان‌ها و نیز تحلیل‌های هارمونیک‌ی بیان گردیده است. شرایط مختلفی از بار برای ارزیابی عملکرد اینورتر در نظر گرفته شده که انواع و دیگرام اتصال آن‌ها در شکل (۴-۱۲) نشان داده شده و نیز پارامترهای مربوط به حالات مختلف بار در جدول (۴-۹) قرار داده شده است که با اتصالات مختلف در ترمینال اینورتر حاصل می‌گردد. سیستم در حالت‌های بی‌باری (بار پایه)، نامتعادل فاز به نوترال و نامتعادل خط به خط در نظر گرفته شده و نتایج خلاصه و استخراج شده‌اند.



شکل (۴-۱۲) نحوه ی اتصالات و انواع مختلف بار شبیه سازی شده

جدول (۴-۹) مشخصات انواع مختلف بار تست شده در شبیه سازی توسط نرم افزار متلب

بار نامتعادل		متعادل بار کامل	بی بار
نامتعادل خط به خط	نامتعادل تک فاز		
$Z_{ab} = R_{ab} = 10\Omega$	$Z_a = R_a = 5\Omega$	$Z_a = R_a = 5\Omega$	$Z_a = Open-Circuit$
$Z_{bc} = Open-Circuit$	$Z_b = Open-Circuit$	$Z_b = R_b = 5\Omega$	$Z_b = Open-Circuit$
$Z_{ca} = Open-Circuit$	$Z_c = Open-Circuit$	$Z_c = R_c = 5\Omega$	$Z_c = Open-Circuit$

حالات در نظر گرفته شده برای تست سیستم با استفاده از شبیه سازی که در جدول (۴-۹) بیان گردیده، به صورت حالات بحرانی می باشند چراکه با توجه به مطالب ارائه شده در فصول قبل در بارگذاری نامتعادل، دو صورت بار نامتعادل تک فاز و بار نامتعادل خط به خط نشان داده شده در جدول (۴-۹)، دارای ضریب عدم تعادل جریان بار 100% می باشند که در واقع بررسی نتایج حاصل از چنین حالاتی از شبیه سازی، که بدبینانه ترین حالات بارگذاری می باشند، بحث را تکمیل خواهد کرد. در نمونه دستگاه ساخته شده با توجه به امکانات موجود، بار گذاری در ضریب عدم تعادل جریان بار کمتری صورت پذیرفته است که نتایج شبیه سازی مربوط به آن و نتایج عملی در بخش بعدی قرار داده شده اند که مبنای مقایسه حالت شبیه سازی و ساخت فراهم آید. همچنین در این بخش نتایج حاصل از شبیه سازی دو حالت دیگر از بارگذاری؛ یکی حالت

بار کامل متعادل و دیگری حالت بی‌باری نیز بیان شده تا بتوان اثر روش‌های کنترل پیشنهادی را در پارامترهایی مانند رگولاسیون بار و THD ولتاژ خروجی در کارکرد با بار متعادل بررسی و مقایسه نمود.

مدولاسیون سیگنال‌های خروجی حلقه کنترل به روش اسکالر با فرکانس سوئیچینگ 4KHZ و فرکانس نمونه برداری 8KHZ پیاده سازی شده تا شبیه سازی در حالت بروز رسانی دوگانه<sup>۱</sup> انجام پذیرد.

مقادیر نامی اینورتر سه فاز چهار شاخه مورد بررسی براساس مقادیر جدول (۴-۱) در نظر گرفته شده است. ساختارهای کنترل کننده مورد استفاده در این بخش مانند آن چیزی است که در بخش‌های قبلی معرفی گردید که در روش کنترل پیشنهادی اول مانند شکل (۴-۳) و در روش کنترلی پیشنهادی دوم مانند شکل (۴-۴) است. حالت‌های مختلف کنترل کننده‌ها و نتایج عملکرد در جدول (۴-۱۰) لیست شده است که در آن انواع کنترل کننده‌های مورد ارزیابی، به صورت روش کنترل پیشنهادی اول و روش کنترل پیشنهادی دوم نامگذاری شده‌اند و نیز یک حالت شبیه سازی مربوط به حلقه باز هم جهت مقایسه با سیستم حلقه بسته در نظر گرفته شده است. بهره‌های کنترلی تنظیم شده در حالت اول همانند جدول (۴-۳) و بهره‌های کنترلی تنظیم شده در حالت دوم، مانند جدول (۴-۴) است.

جدول (۴-۱۰) نتایج حاصل از شبیه سازی اینورتر سه فاز چهارشاخه با استفاده از روش‌های کنترل پیشنهادی در حالت‌های مختلف بار

	روش کنترل حلقه باز			روش کنترل پیشنهادی اول			روش کنترل پیشنهادی دوم		
	%UV	%THD	%Error	%UV	%THD	%Error	%UV	%THD	%Error
بی بار	۰.۰۶	۱.۷۳	-۱.۶۹	۰.۰۰۵	۱.۸۵	-۰.۹۴۵	۰.۰۰۸	۰.۴۵	-۰.۸۷۵
بار کامل متعادل	۰.۰۵۹۷	۱.۷۲	۱۳.۰۰۲	۰.۰۰۴	۱.۷۸	۱.۱۹۸	۰.۰۱۵	۰.۵۷	۰.۰۱
بار نامتعادل تکفاز	۴۰.۸۹۲	۱.۹۵	۲.۲۴	۰.۷۸۵	۱.۸۲	-۰.۲۳۵	۰.۰۱	۰.۴۶	-۰.۸۸
بار نامتعادل خط به خط	۸.۷۵۱	۱.۷۶	۵.۵۵۱	۱.۱۹	۲.۰۱	۰.۱۲۵	۰.۵۳۲	۰.۵۲	-۰.۴۴

اثر به کارگیری هر یک از روش‌های کنترلی به روشنی از جدول (۴-۱۰) قابل استخراج است.

<sup>۱</sup> Double update

در این جدول جهت ارزیابی عملکرد مبدل در هر حالت از سه شاخص استفاده شده است. شاخص اول %VR ضریب عدم تعادل مربوط به ولتاژ فاز خروجی اینورتر است که با استفاده از رابطه (۲-۹) قابل محاسبه است. این شاخص که به صورت درصد بیان می‌شود، در حالت‌های بار نامتعادل، زمانی که سیستم به صورت حلقه باز می‌باشد دارای مقدار قابل ملاحظه است؛ اما در حالت حلقه بسته و با استفاده از روش‌های کنترلی پیشنهادی از ۱.۲٪ کمتر شده که نشان‌گر توانایی روش‌های کنترل در تغذیه بارهای نامتعادل است.

شاخص دوم %THD اعوجاج کلی هارمونیک را نشان می‌دهد که از رابطه (۲-۴) برای محاسبه آن کمک گرفته شده است.

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} V_{2k\pm 1}^2}}{I_1} \quad (2-4)$$

که در آن  $V_k$  مقدار موثر هارمونیک  $k$ ام ولتاژ فاز ترمینال خروجی اینورتر می‌باشد. این معیار نشان دهنده میزان نزدیکی شکل موج‌های ولتاژهای فاز خروجی به حالت مطلوب سینوسی است و هر چه کمتر باشد مطلوب‌تر است. همان‌گونه که از جدول (۴-۱۰) استنباط می‌شود، در روش اول پیشنهادی خروجی‌های سیستم از با توجه به این معیار تقریباً همانند حالت حلقه باز می‌باشند، اما در روش پیشنهادی دوم به علت ساختار کنترلی بکار رفته در آن THDهای خروجی بسیار کمتر شده و به حالت مطلوب کمتر از ۱٪ رسیده است.

جهت بررسی رگولاسیون ولتاژ در حالت‌های بارداری و بی‌باری، شاخص سوم خطای حالت دائم با رابطه (۴-۳) در نظر گرفته شده است که درصد اختلاف میانگین ولتاژهای فاز خروجی اینورتر را با مقدار مطلوب آن، نشان می‌دهد و به نوعی شاخص بررسی میزان رگولاسیون بار محسوب می‌شود.

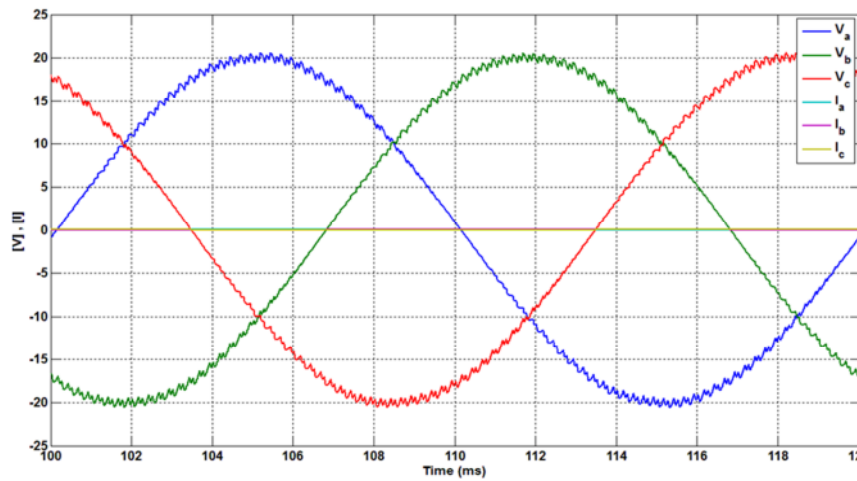
$$\%Error = \frac{V_{P\_ref} - V_{p\_AVG}}{V_{P\_ref}} \times 100 \quad (3-4)$$

که در آن  $V_{P\_ref}$  ولتاژ فاز مطلوب خروجی برابر 14V است. همان‌گونه که از بررسی شاخص رگولاسیون (%Error) در جدول (۴-۱۰) مشاهده می‌شود، در حالت حلقه باز، رگولاسیون

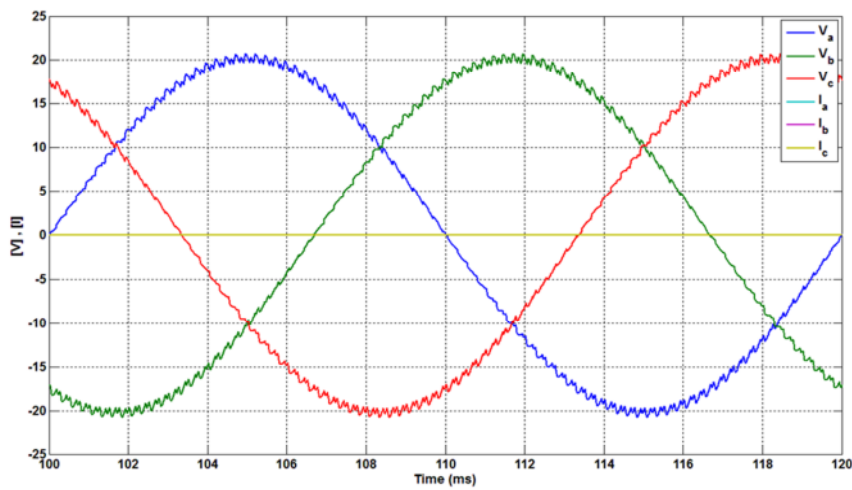
به شدت دچار اشکال شده است. درحالی که عملکرد حلقه باز مبدل بسیار ضعیف می باشد پاسخ حلقه بسته آن در حالت‌های مختلف کنترلی بهبود یافته است؛ به طوری که در کلیه حالت‌های حلقه بسته رگولاسیون ولتاژ هارمونیک اصلی به خوبی صورت گرفته است.

### □ بررسی عملکرد حالت بی بار

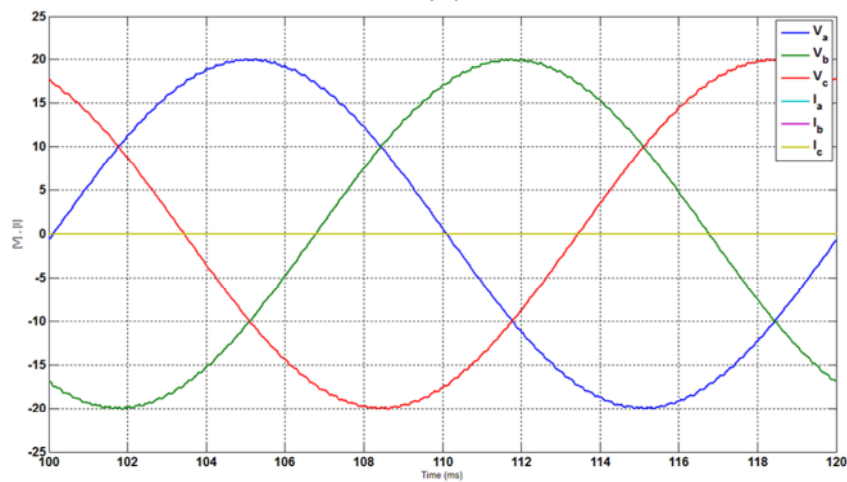
در این قسمت به جهت بررسی پاسخ سیستم در حالت بی بار، نتایج حاصل از شبیه سازی-های انجام گرفته در نرم افزار بیان شده است که خلاصه آن‌ها به صورت کمی در سطر مربوط به حالت بی بار در جدول (۴-۱۰) نشان داده شده است. همان گونه که از این جدول نیز مشاهده می گردد در این جا سه حالت کنترل حلقه باز، کنترل با روش پیشنهادی اول و کنترل با استفاده از روش پیشنهادی دوم با یکدیگر مقایسه شده‌اند. شکل (۴-۱۳) شکل موج ولتاژها و جریان‌های خروجی حاصل از شبیه سازی در حالت بی بار را نمایش می‌دهد این شکل بگونه است که بتوان اثر بکارگیری روش‌های کنترل را با یکدیگر مقایسه کرد. شکل (۴-۱۳) (a) مربوط به روش کنترل حلقه باز، شکل (۴-۱۳) (b) مربوط به روش اول پیشنهادی و شکل (۴-۱۳) (c) مربوط به روش دوم پیشنهادی می‌باشد. همانگونه که از این شکل مشخص می‌شود، ریپل فرکانس بالای موجود در شکل موج ولتاژ با بکارگیری روش دوم بسیار کاهش یافته است که این موضوع را می‌توان با استفاده از آنالیز هارمونیک ولتاژ فاز خروجی در حالت‌های شبیه سازی شده که در شکل (۴-۱۴) نشان داده شده است نیز دریافت کرد. THD ولتاژ در روش دوم تا ۰.۴۶٪ کاهش پیدا کرده است. در شکل (۴-۱۵) جریان‌های سلف‌های فیلتر خروجی اینورتر نشان داده شده است. در حالت بی‌بار جریانی که از سلف‌ها عبور می‌کند برابر جریان گذرنده از خازن‌های فیلتر خروجی است که با توجه به مقدار آن از شکل (۴-۱۵) می‌توان مقدار آن را دریافت. نهایتاً در شکل (۴-۱۶) شاخص‌های مدولاسیون که در واقع خروجی حلقه کنترل می‌باشند نشان داده شده است. شکل (۴-۱۶) (b) و شکل (۴-۱۶) (c) مربوط به سیستم حلقه بسته می‌باشند که در آن‌ها سیستم کنترل، خروجی کنترلی را جهت بهتر شدن شکل موج ولتاژ دارای ریپل‌هایی کرده که تفاوت آن‌ها را نسبت به حالت حلقه باز شکل (۴-۱۶) (a) می‌توان مشاهده کرد.



(a)

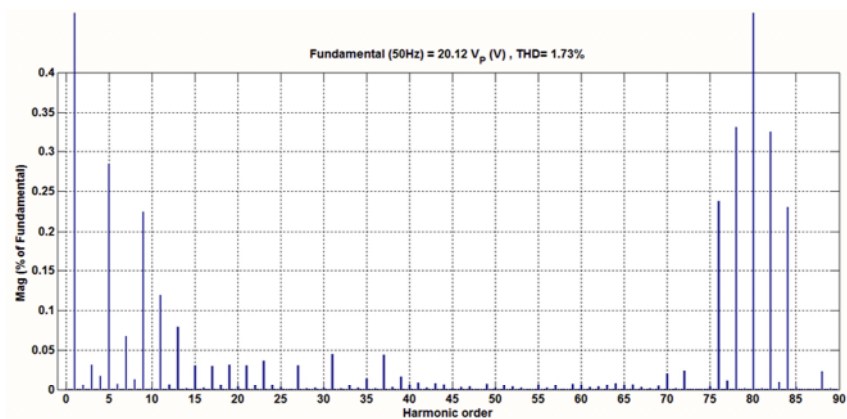


(b)

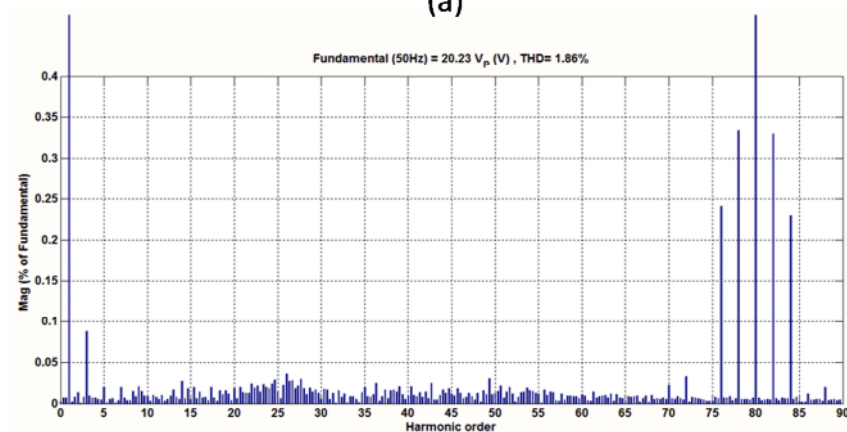


(c)

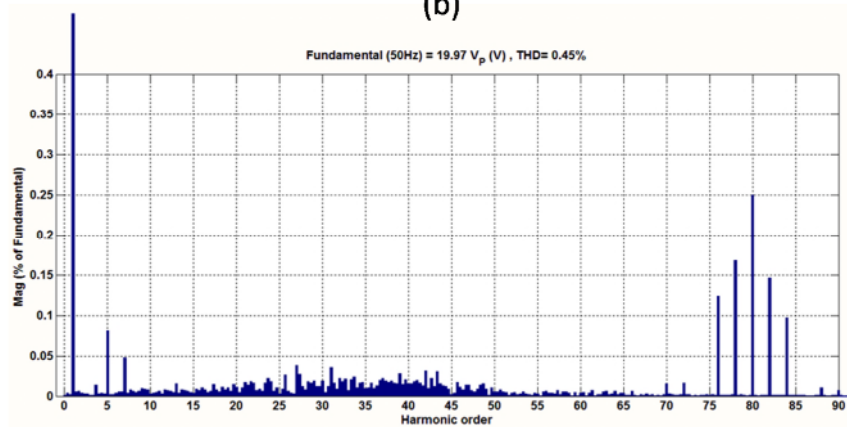
شکل (۴-۱۳) شکل موج ولتاژها و جریان‌های خروجی حاصل از شبیه سازی در حالت بی بار، (a): روش کنترل حلقه باز، (b): روش کنترل پیشنهادی اول، (c): روش کنترل پیشنهادی دوم



(a)

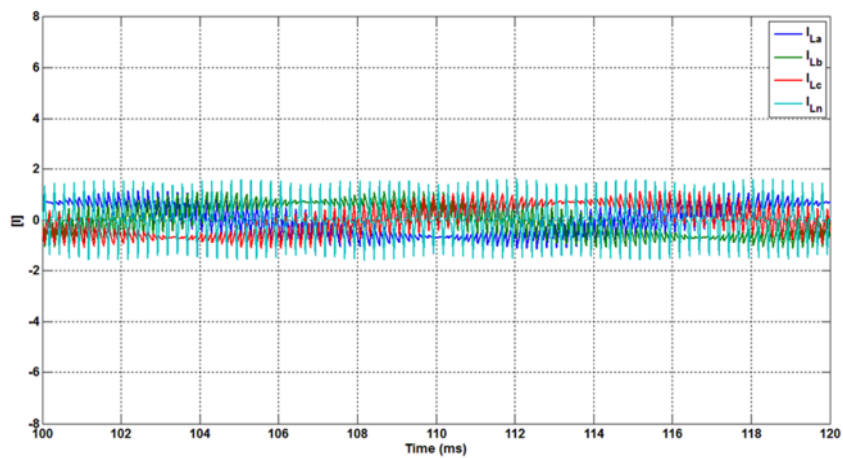


(b)

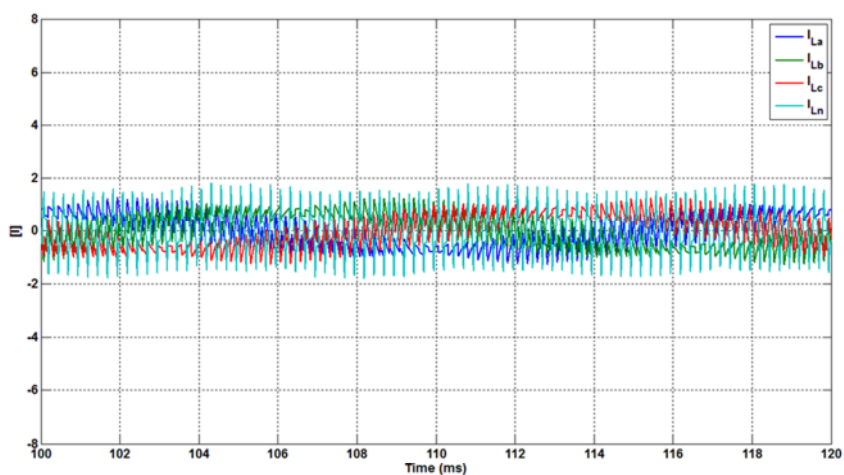


(c)

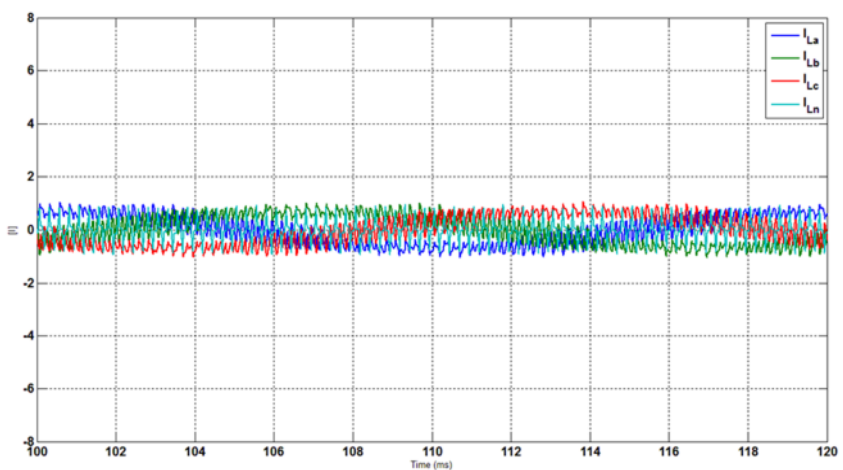
شکل (۴-۱۴) آنالیز هارمونیک شکل موج ولتاژ فاز a خروجی حاصل از شبیه سازی در حالت بی بار، (a): روش کنترل حلقه باز، (b): روش کنترل پیشنهادی اول، (c): روش کنترل پیشنهادی دوم



(a)



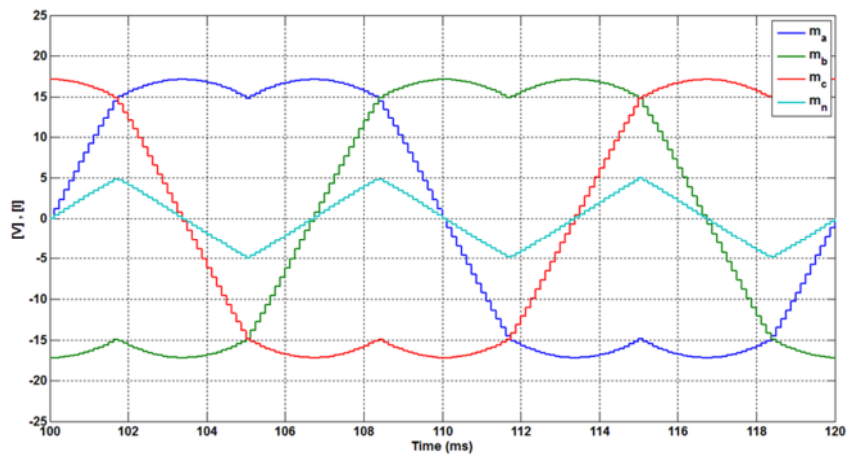
(b)



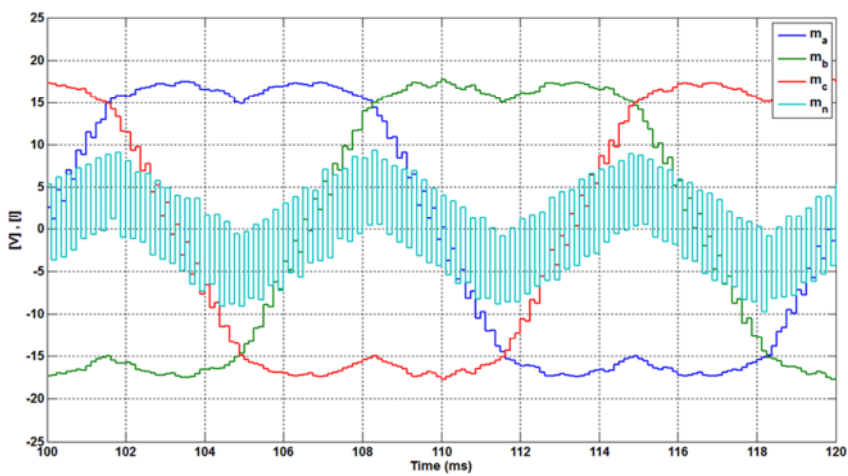
(c)

شکل (۴-۱۵) شکل موج جریان های سلف های خروجی فیلتر اینورتر حاصل از شبیه سازی در حالت بی بار،  
 (a): روش کنترل حلقه باز، (b): روش کنترل پیشنهادی اول، (c): روش کنترل پیشنهادی دوم

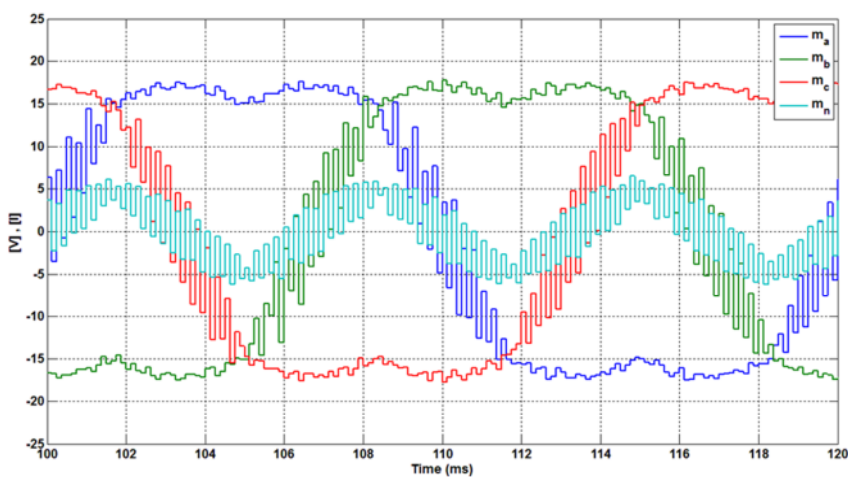




(a)



(b)

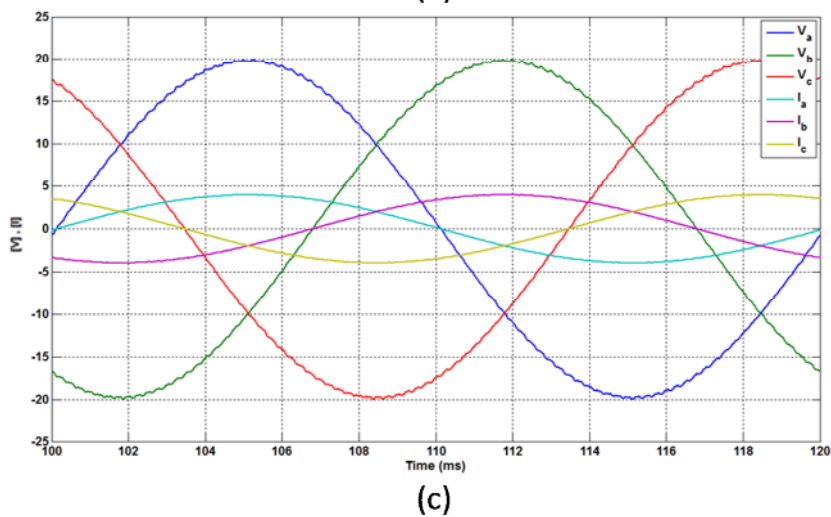
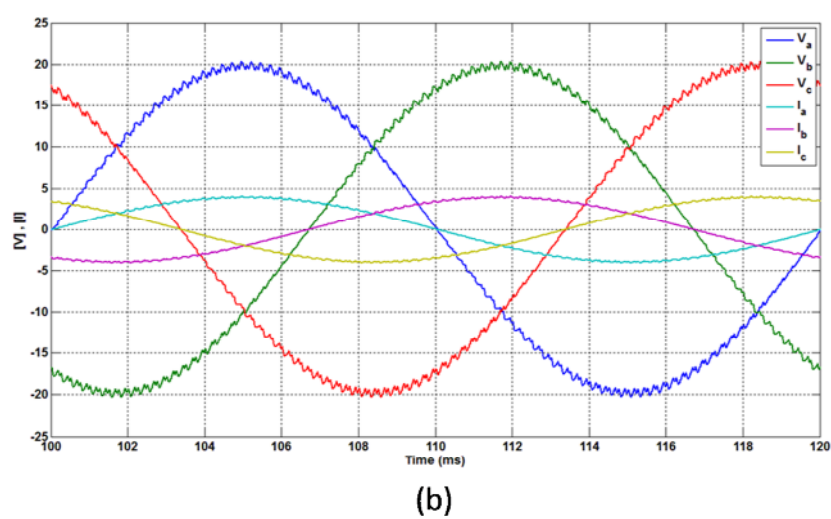
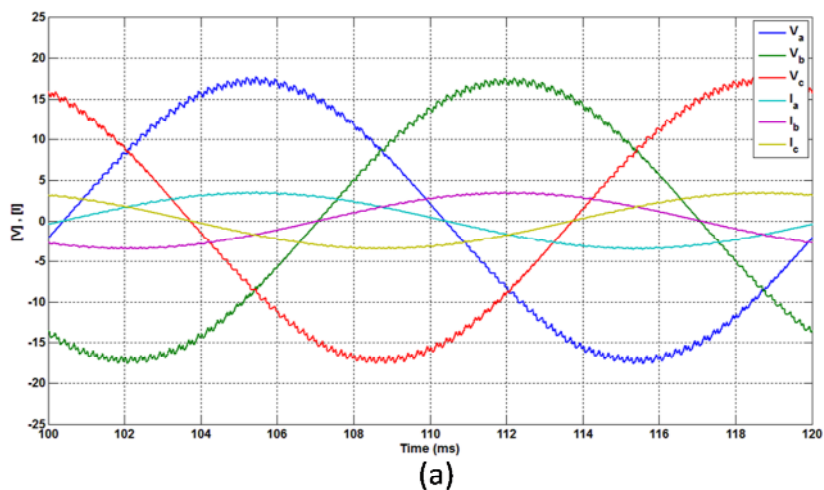


(c)

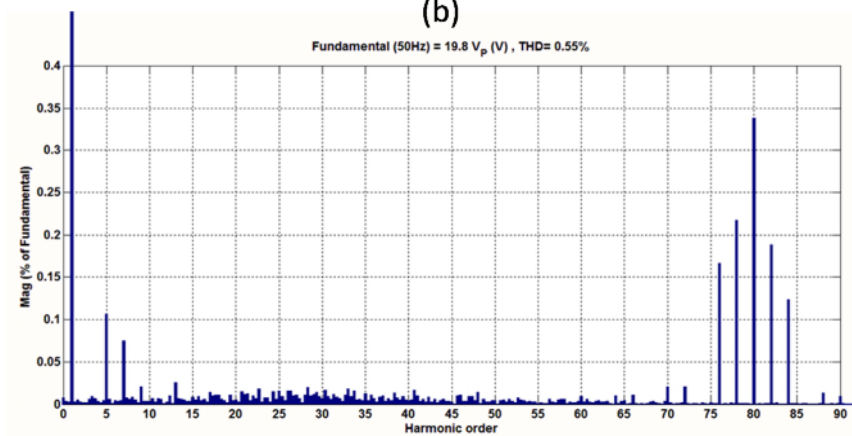
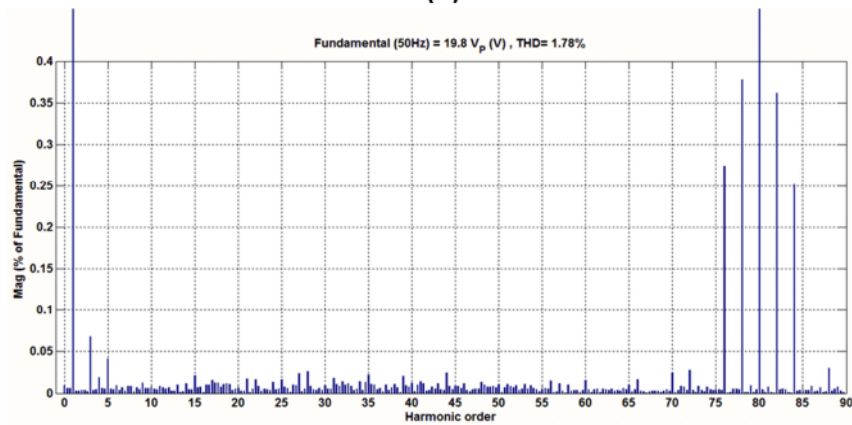
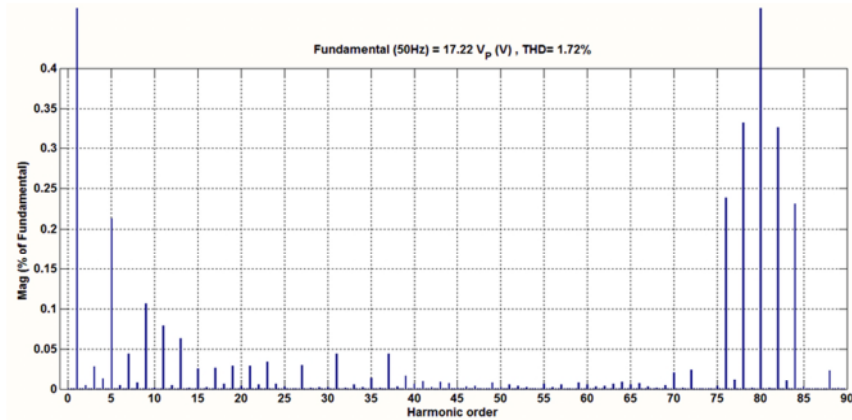
شکل (۴-۱۶) شکل موج شاخص‌های مدولاسیون خروجی کنترل کننده (ورودی PWM) حاصل از شبیه سازی در حالت بی بار، (a): روش کنترل حلقه باز، (b): روش کنترل پیشنهادی اول، (c): روش کنترل پیشنهادی دوم

### □ بررسی عملکرد اینورتر در حالت بار کامل متعادل

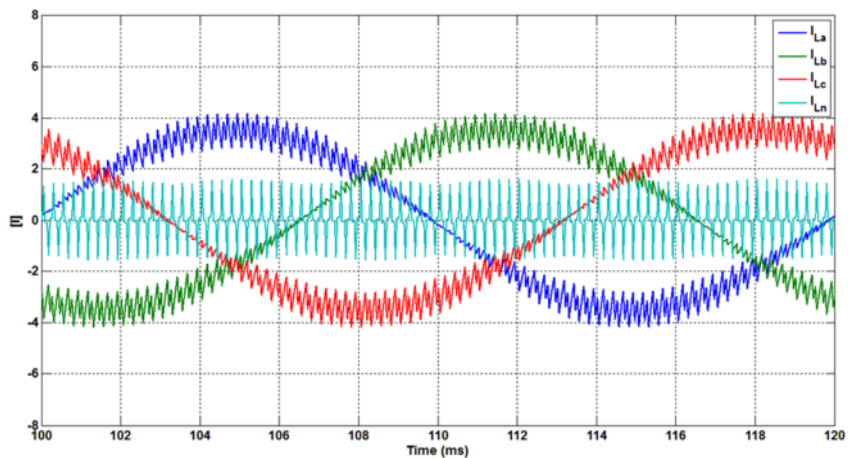
در این قسمت به جهت بررسی پاسخ سیستم در حالت بار کامل متعادل، نتایج حاصل از شبیه سازی‌های انجام گرفته در نرم افزار بیان شده است که خلاصه آن‌ها به صورت کمی در سطر مربوط به بار کامل متعادل در جدول (۴-۱۰) نشان داده شده است. در این قسمت نیز سه حالت کنترل حلقه باز، کنترل با روش پیشنهادی اول و کنترل با استفاده از روش پیشنهادی دوم با یکدیگر مقایسه شده‌اند. شکل (۴-۱۷) شکل موج ولتاژها و جریان‌های خروجی حاصل از شبیه سازی را در حالت بار کامل متعادل نمایش می‌دهد این شکل بگونه است که بتوان اثر بکارگیری روش‌های کنترل را با یکدیگر مقایسه کرد. شکل (۴-۱۷) (a) مربوط به روش کنترل حلقه باز، شکل (۴-۱۷) (b) مربوط به روش اول پیشنهادی و شکل (۴-۱۷) (c) مربوط به روش دوم پیشنهادی می‌باشد. همانگونه که از این شکل مشخص می‌شود، در حالت حلقه باز به علت رگولاسیون بالای موجود، ولتاژ فازها به شدت افت کرده‌اند به طوری که خطای حالت ماندگار بیش از ۱۳٪ شده است اما در حالت‌های حلقه بسته رگولاسیون بهبود یافته و خطای حالت ماندگار به شدت کم شده است. همچنین ریپل فرکانس بالای موجود در شکل موج ولتاژ با بکارگیری روش دوم بسیار کاهش یافته است که این موضوع را می‌توان با استفاده از آنالیز هارمونیک ولتاژ فاز خروجی در حالت‌های شبیه سازی شده که در شکل (۴-۱۸) نشان داده شده است نیز دریافت کرد. THD ولتاژ در روش دوم تا ۰.۵۵٪ کاهش پیدا کرده است. در شکل (۴-۱۹) جریان‌های سلف‌های فیلتر خروجی اینورتر نشان داده شده است. در حالت بار کامل متعادل جریانی که از سلف‌ها عبور می‌کند برابر جریان عبوری از خازن‌های فیلتر خروجی به اضافه جریان بار می‌باشد همچنین در این حالت جریان عبوری از مسیر نوترال صفر است که در مورد هر سه روش کنترل می‌توان آن را مشاهده کرد. نهایتاً در شکل (۴-۲۰) شاخص‌های مدولاسیون که در واقع خروجی حلقه کنترل می‌باشند نشان داده شده است. شکل (۴-۲۰) (b) و شکل (۴-۲۰) (c) مربوط به سیستم حلقه بسته می‌باشند که در آن‌ها سیستم کنترل، خروجی کنترلی را جهت بهتر شدن رگولاسیون ولتاژ خروجی، از لحاظ اندازه نسبت به حالت حلقه باز به صورت مساوی در هر فاز افزایش داده است که تفاوت آن‌ها را نسبت به حالت حلقه باز شکل (۴-۲۰) (a) می‌توان مشاهده کرد.



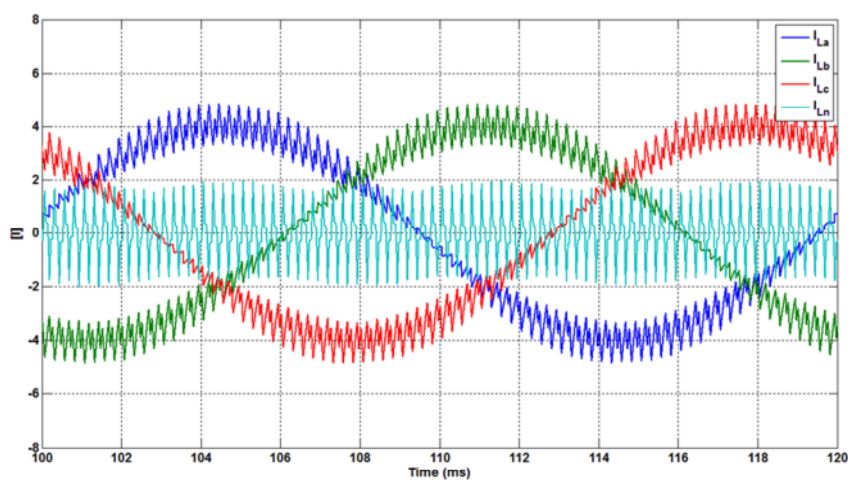
شکل (۴-۱۷) شکل موج ولتاژها و جریان‌های خروجی حاصل از شبیه سازی در حالت بار کامل متعادل، (a): روش کنترل حلقه باز، (b): روش کنترل پیشنهادی اول، (c): روش کنترل پیشنهادی دوم



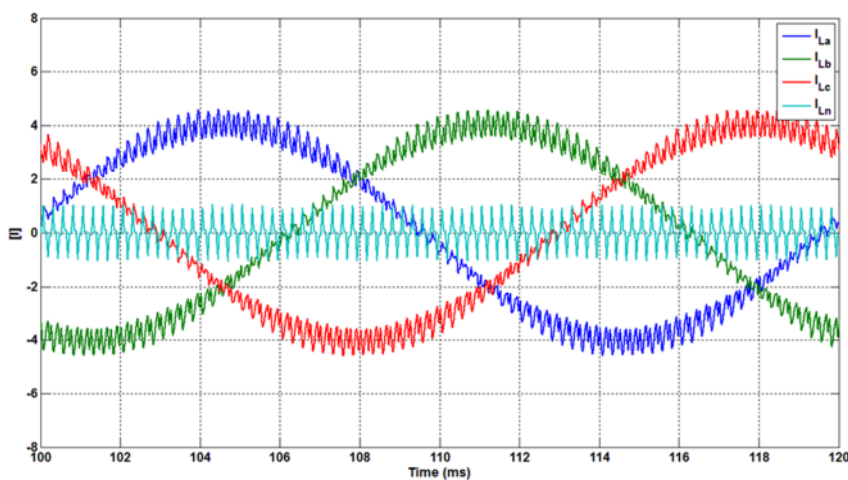
شکل (۴-۱۸) آنالیز هارمونیک شکل موج ولتاژ فاز a خروجی حاصل از شبیه سازی در حالت بار کامل متعادل، (a): روش کنترل حلقه باز، (b): روش کنترل پیشنهادی اول، (c): روش کنترل پیشنهادی دوم



(a)

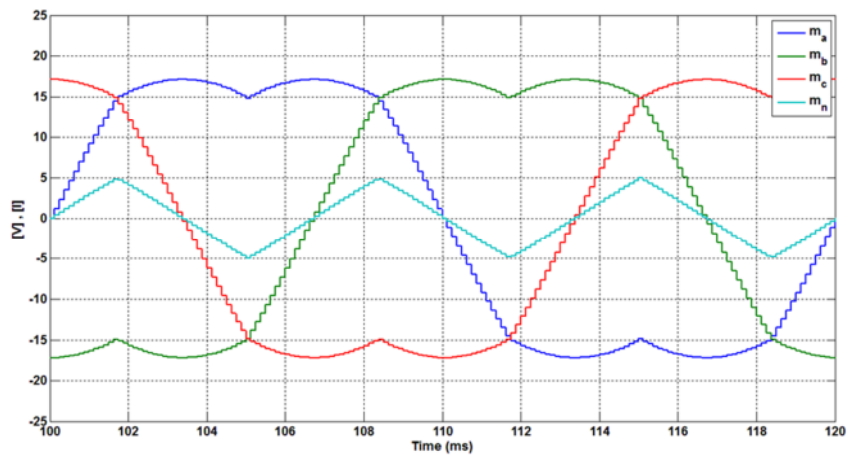


(b)

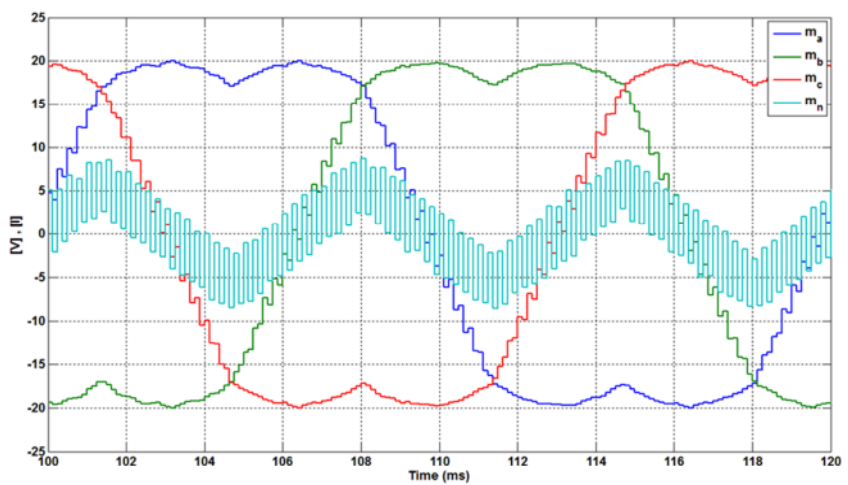


(c)

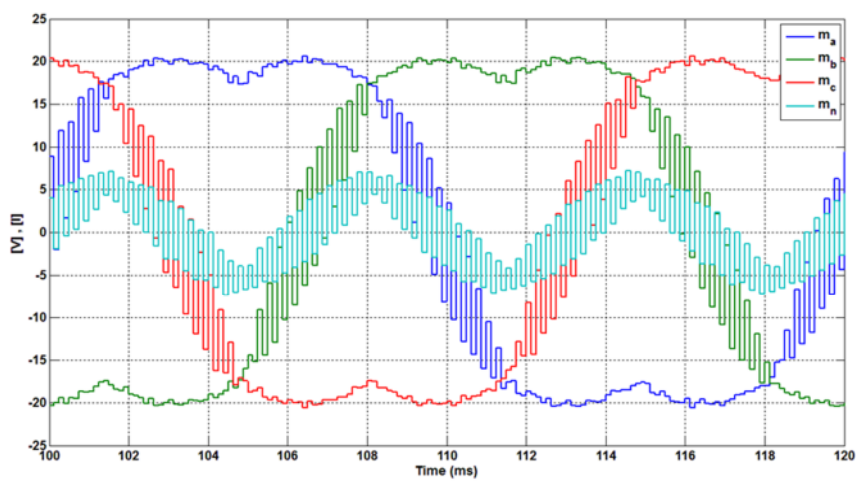
شکل (۴-۱۹) شکل موج جریان های سلف های خروجی فیلتر اینورتر حاصل از شبیه سازی در حالت بار کامل متعادل، (a): روش کنترل حلقه باز، (b): روش کنترل پیشنهادی اول، (c): روش کنترل پیشنهادی دوم



(a)



(b)



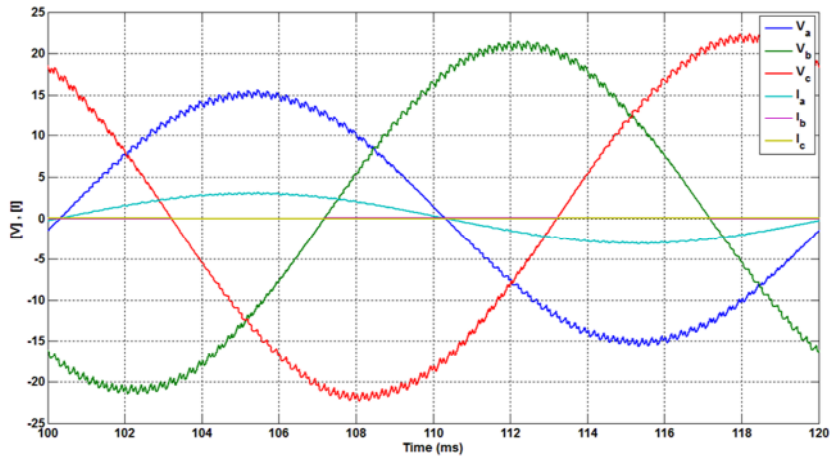
(c)

شکل (۴-۲۰) شکل موج شاخص‌های مدولاسیون خروجی کنترل کننده (ورودی PWM) حاصل از شبیه سازی در حالت بار کامل متعادل، (a): روش کنترل حلقه باز، (b): روش کنترل پیشنهادی اول، (c): روش کنترل پیشنهادی دوم

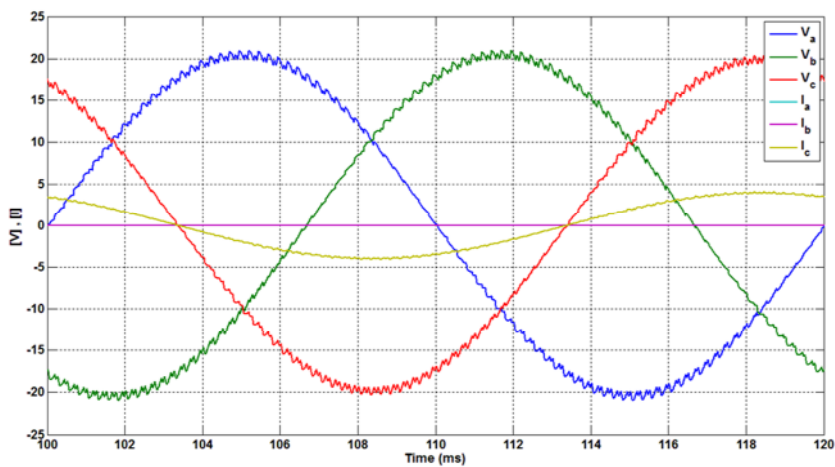
### □ بررسی عملکرد اینورتر در حالت بار نامتعادل تک فاز

تا این جا نتایج مربوط به شبیه سازی در حالات با بار متعادل ارائه گردید. در این قسمت پاسخ سیستم در حالت بار نامتعادل تک فاز مورد بررسی گرفته شده است که خلاصه آن به صورت کمی در سطر مربوط به بار نامتعادل تک فاز در جدول (۴-۱۰) نشان داده شده است. در این قسمت نیز سه حالت کنترل حلقه باز، کنترل با روش پیشنهادی اول و کنترل با استفاده از روش پیشنهادی دوم با یکدیگر مقایسه شده‌اند. شکل (۴-۲۱) شکل موج ولتاژها و جریان‌های خروجی حاصل از شبیه سازی را نمایش می‌دهد. شکل (۴-۲۱) (a) مربوط به روش کنترل حلقه باز، شکل (۴-۲۱) (b) مربوط به روش اول پیشنهادی و شکل (۴-۲۱) (c) مربوط به روش دوم پیشنهادی می‌باشد. همانگونه که از این شکل مشخص می‌شود، در حالت حلقه باز به علت عبور جریان نامتعادل از اینورتر و عدم وجود کنترل روی ولتاژ خروجی، ولتاژ فازها به شدت نامتعادل شده‌اند به طوری که ضریب عدم تعادل فاز بیش از ۴۰٪ شده است اما در حالت‌های حلقه بسته نامتعادلی در ولتاژ بهبود یافته و ضریب عدم تعادل نیز به شدت کم شده است. همچنین ریبیل فرکانس بالای موجود در شکل موج ولتاژ با بکارگیری روش دوم بسیار کاهش یافته است که این موضوع را می‌توان با استفاده از آنالیز هارمونیک ولتاژ فاز خروجی در حالت‌های شبیه سازی شده که در شکل (۴-۲۲) نشان داده شده است نیز دریافت کرد. THD ولتاژ در روش دوم تا ۰.۴۹٪ کاهش پیدا کرده است. در شکل (۴-۲۳) جریان‌های سلف‌های فیلتر خروجی اینورتر نشان داده شده است. در حالت بار نامتعادل تک فاز جریان بار مسیر خود را از طریق نوترال می‌بندد لذا همان‌گونه که در این شکل نیز دیده می‌شود، جریان سلف فاز باردار و مسیر نوترال از سایر جریان‌ها بزرگتر بوده و تقریباً با یکدیگر ۱۸۰ درجه اختلاف فاز دارند که علت آن که اختلاف فاز دو جریان دقیقاً ۱۸۰ درجه نیست آن است که جریان سلف فاز باردار شامل جریان خازن فیلتر خروجی نیز می‌شود. نهایتاً در شکل (۴-۲۴) شاخص‌های مدولاسیون که در واقع خروجی حلقه کنترل می‌باشند نشان داده شده است. شکل (۴-۲۴) (b) و شکل (۴-۲۴) (c) مربوط به سیستم حلقه بسته می‌باشند که در آن‌ها سیستم کنترل، خروجی کنترلی را جهت حصول به ولتاژهای متعادل در خروجی، نامتعادل کرده است. به بیان دیگر برای آن که ولتاژهای خروجی اینورتر در حالت بار نامتعادل، متعادل شود لازم است که شاخص‌های مدولاسیون نامتعادل شوند. تفاوت خروجی‌های کنترل در حالت حلقه بسته را نسبت به حالت حلقه باز، در شکل (۴-۲۴) می‌توان مشاهده کرد.

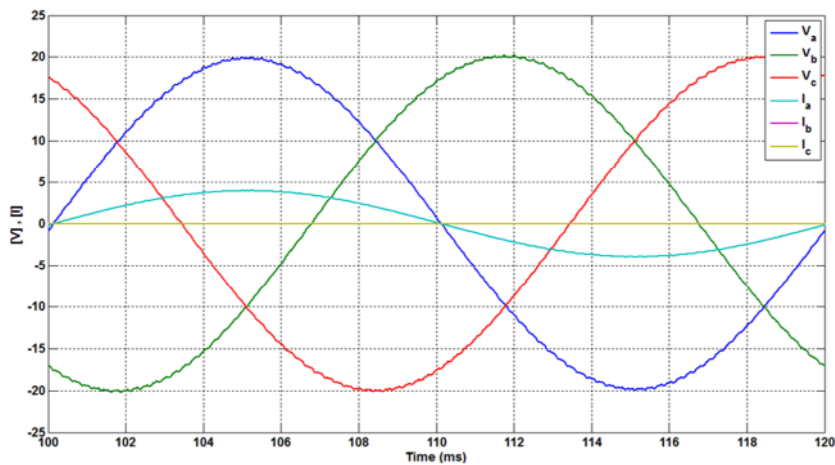




(a)



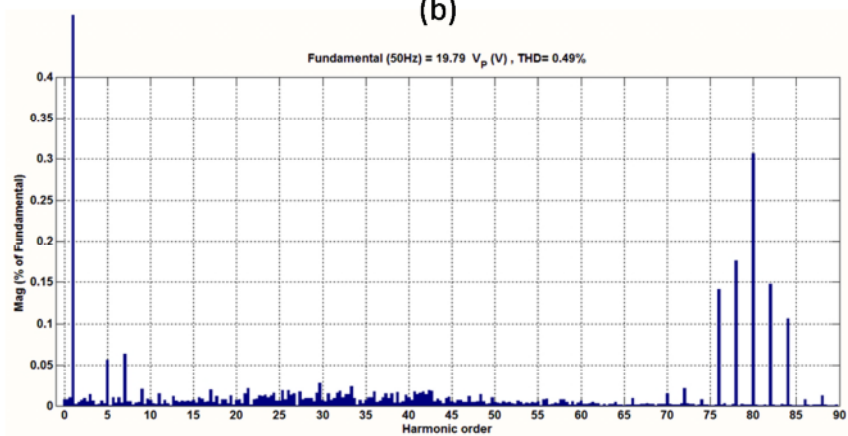
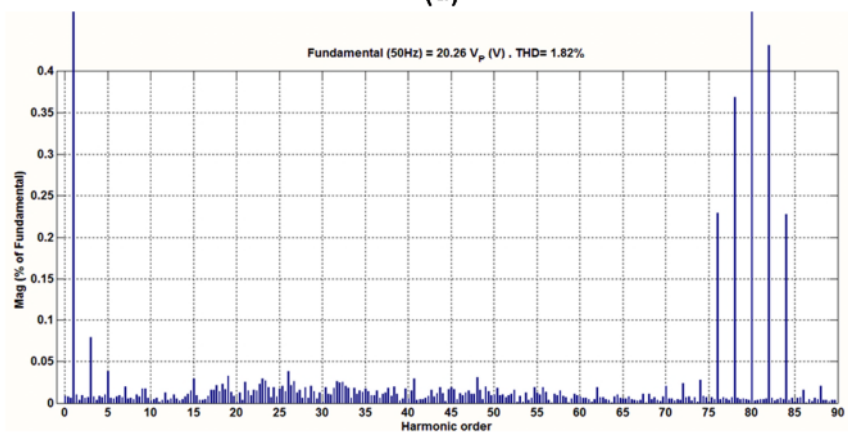
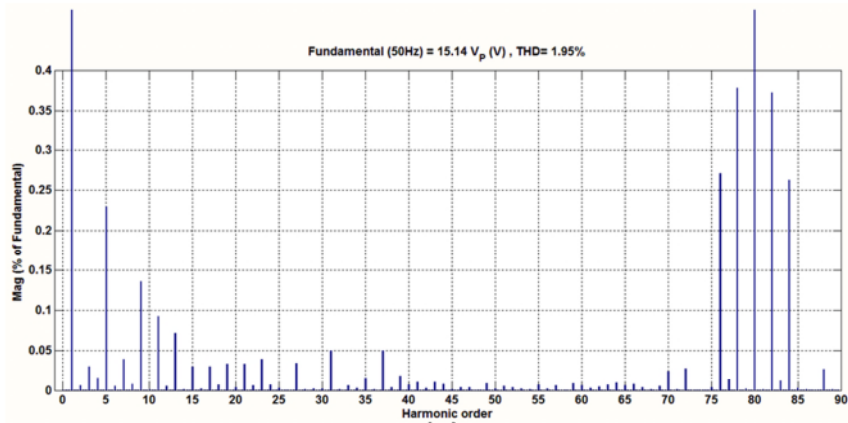
(b)



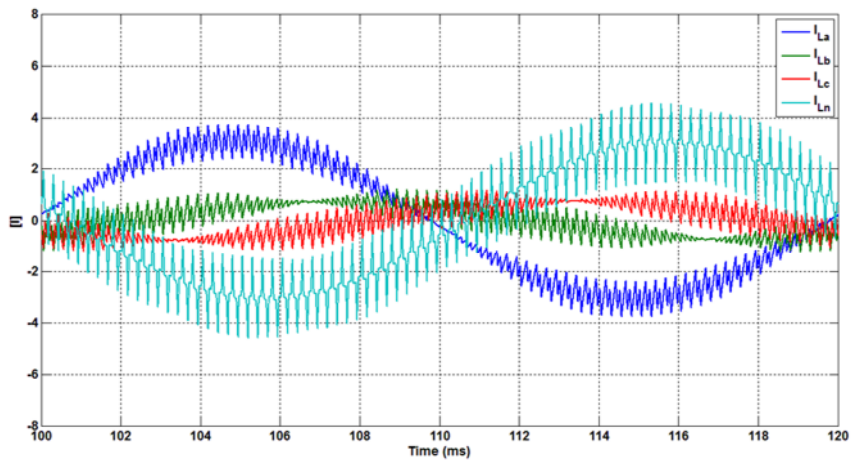
(c)

شکل (۴-۲۱) شکل موج ولتاژها و جریان‌های خروجی حاصل از شبیه سازی در حالت بار نامتعادل تک فاز،  
 (a): روش کنترل حلقه باز، (b): روش کنترل پیشنهادی اول، (c): روش کنترل پیشنهادی دوم

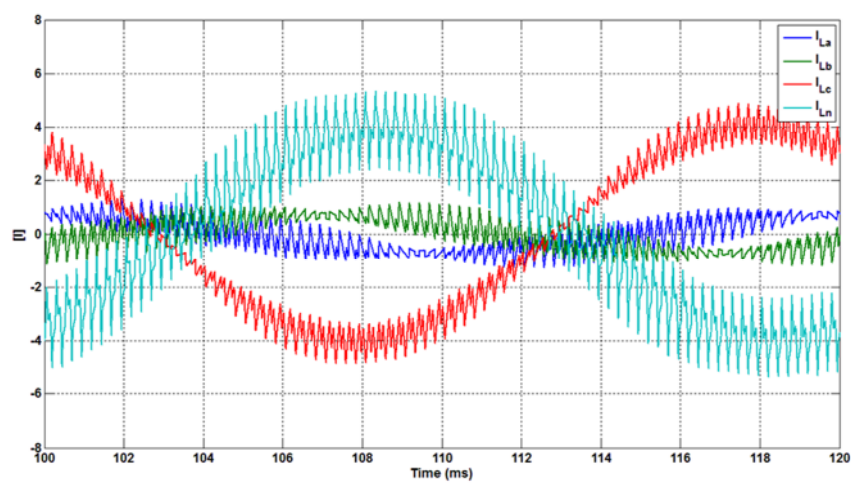




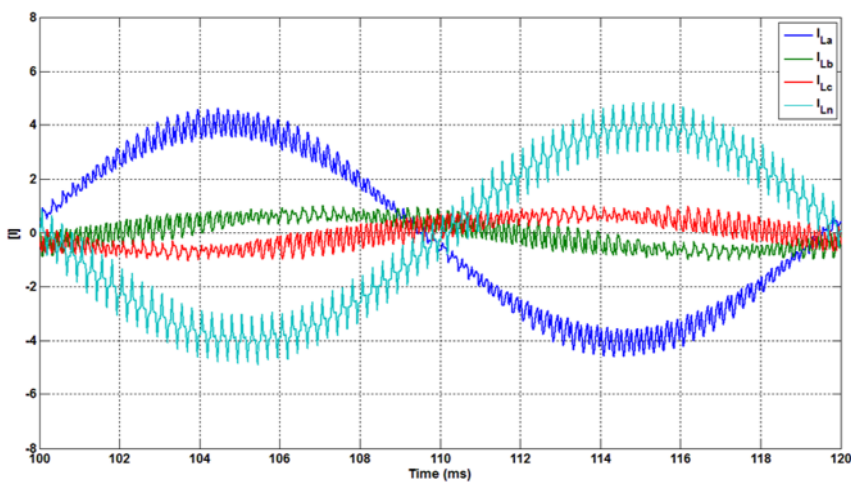
شکل (۴-۲۲) آنالیز هارمونیک شکل موج ولتاژ فاز a خروجی حاصل از شبیه سازی در حالت بار نامتعادل تک فاز، (a): روش کنترل حلقه باز، (b): روش کنترل پیشنهادی اول، (c): روش کنترل پیشنهادی دوم



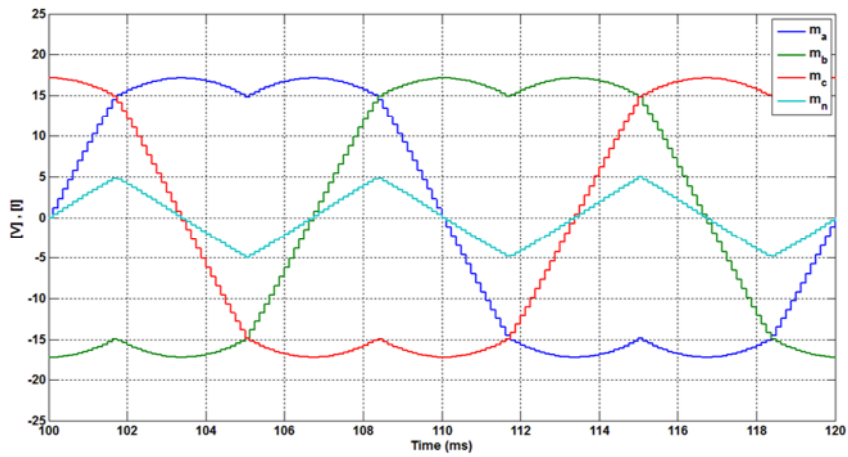
(a)



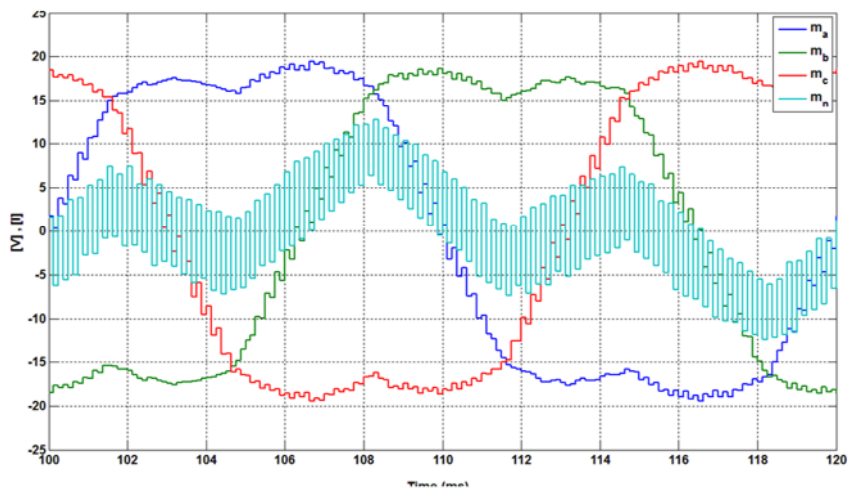
(b)



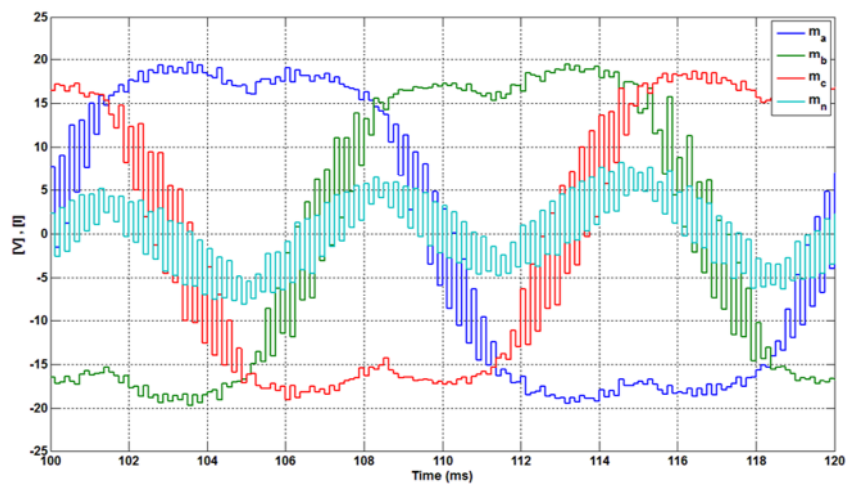
شکل (۴-۲۳) شکل موج جریان های سلف های خروجی فیلتر اینورتر حاصل از شبیه سازی در حالت بار نامتعادل تک فاز، (a): روش کنترل حلقه باز، (b): روش کنترل پیشنهادی اول، (c): روش کنترل پیشنهادی دوم



(a)



(b)

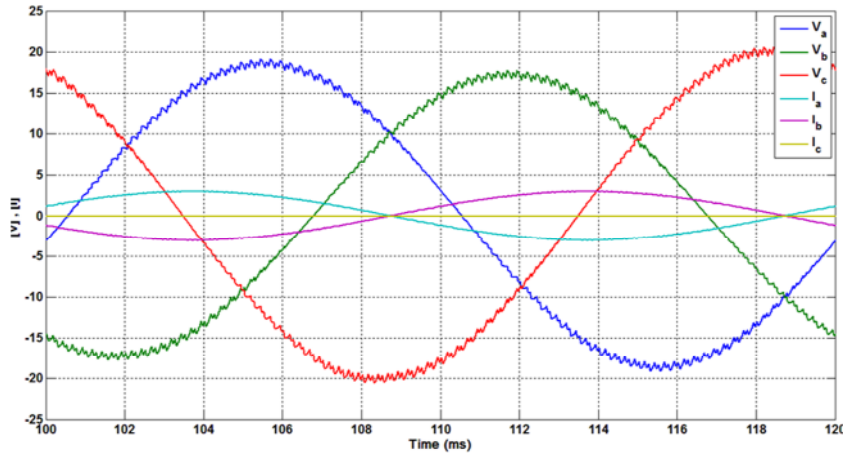


(c)

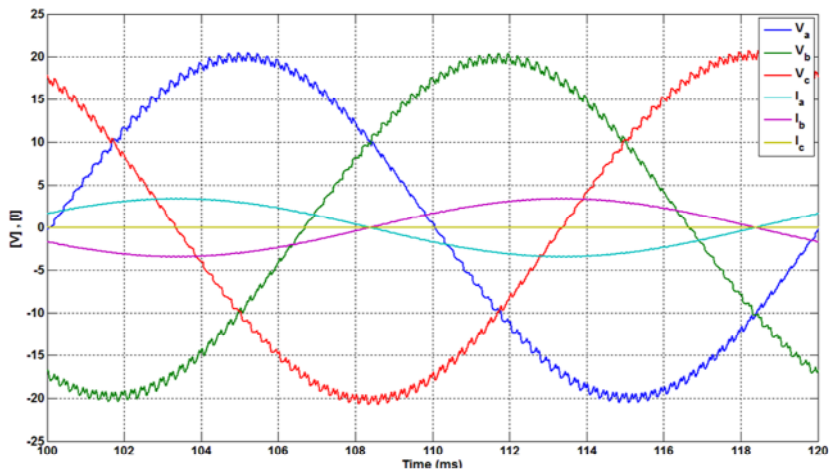
شکل (۴-۲۴) شکل موج شاخص‌های مدولاسیون خروجی کنترل کننده (ورودی PWM) حاصل از شبیه سازی در حالت بار نامتعادل تک فاز، (a): روش کنترل حلقه باز، (b): روش کنترل پیشنهادی اول، (c): روش کنترل پیشنهادی

### □ بررسی عملکرد اینورتر در حالت بار نامتعادل خط به خط

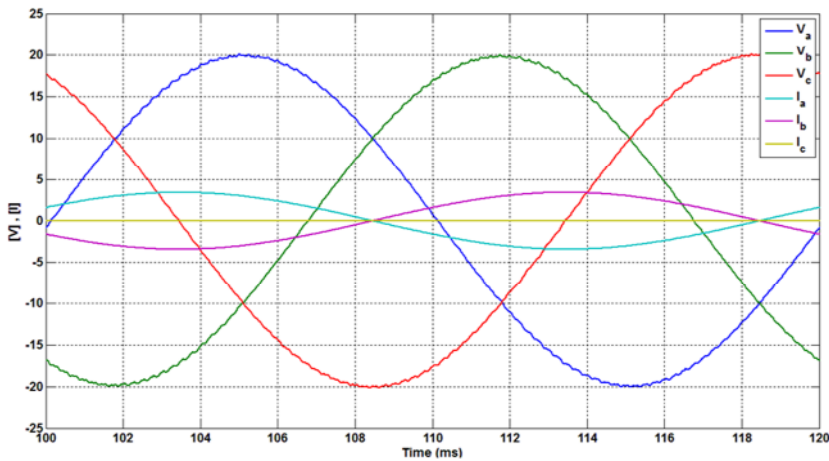
در این قسمت پاسخ سیستم در حالت بار نامتعادل خط به خط مورد بررسی گرفته شده است که خلاصه آن به صورت کمی در سطر مربوط به بار نامتعادل خط به خط در جدول (۴-۱۰) نشان داده شده است. در این قسمت نیز سه حالت کنترل حلقه باز، کنترل با روش پیشنهادی اول و کنترل با استفاده از روش پیشنهادی دوم با یکدیگر مقایسه شده‌اند. شکل (۴-۲۵) شکل موج ولتاژها و جریان‌های خروجی حاصل از شبیه سازی را نمایش می‌دهد. شکل (۴-۲۵) (a) مربوط به روش کنترل حلقه باز، شکل (۴-۲۵) (b) مربوط به روش اول پیشنهادی و شکل (۴-۲۵) (c) مربوط به روش دوم پیشنهادی می‌باشد. همان‌گونه که از این شکل مشخص می‌شود، در حالت حلقه باز به علت عبور جریان‌های نامتعادل بار از اینورتر و عدم وجود کنترل روی ولتاژ خروجی، ولتاژ فازها به شدت نامتعادل شده‌اند به طوری که ضریب عدم تعادل خط بیش از ۸٪ شده است اما در حالت‌های حلقه بسته نامتعادلی در ولتاژ بهبود یافته و ضریب عدم تعادل نیز به شدت کم شده است. همچنین رپل فرکانس بالای موجود در شکل موج ولتاژ با بکارگیری روش دوم بسیار کاهش یافته است که این موضوع را می‌توان با استفاده از آنالیز هارمونیک ولتاژ فاز خروجی در حالت‌های شبیه سازی شده که در شکل (۴-۲۶) نشان داده شده است نیز دریافت کرد. THD ولتاژ در روش دوم تا ۰.۵۱٪ کاهش پیدا کرده است. در شکل (۴-۲۷) جریان‌های سلف‌های فیلتر خروجی اینورتر نشان داده شده است. در حالت بار نامتعادل خط به خط جریان بار مسیر خود را از طریق دو فاز باردار شده، می‌بندد لذا همان‌گونه که در این شکل نیز دیده می‌شود، جریان فازهای a و b از سایر جریان‌ها بیشتر بوده و تقریباً با یکدیگر ۱۸۰ درجه اختلاف فاز دارند که علت آن که اختلاف فاز دو جریان دقیقاً ۱۸۰ درجه نیست آن است که هر یک از این جریان‌ها شامل جریان خازن فیلتر خروجی نیز می‌شوند. نهایتاً در شکل (۴-۲۸) شاخص‌های مدولاسیون که در واقع خروجی حلقه کنترل می‌باشند نشان داده شده است. شکل (۴-۲۸) (b) و شکل (۴-۲۸) (c) مربوط به سیستم حلقه بسته می‌باشند که در آن‌ها سیستم کنترل، خروجی کنترلی را جهت حصول به ولتاژهای متعادل در خروجی، نامتعادل کرده است. به بیان دیگر برای آن که ولتاژهای خروجی اینورتر در حالت بار نامتعادل، متعادل شود لازم است که شاخص‌های مدولاسیون نامتعادل شوند. تفاوت خروجی‌های کنترل در حالت حلقه بسته را نسبت به حالت حلقه باز، در شکل (۴-۲۸) می‌توان مشاهده کرد.



(a)

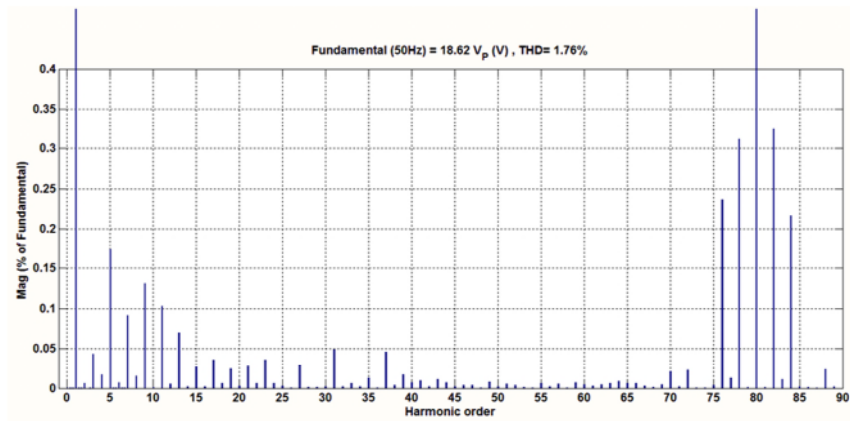


(b)

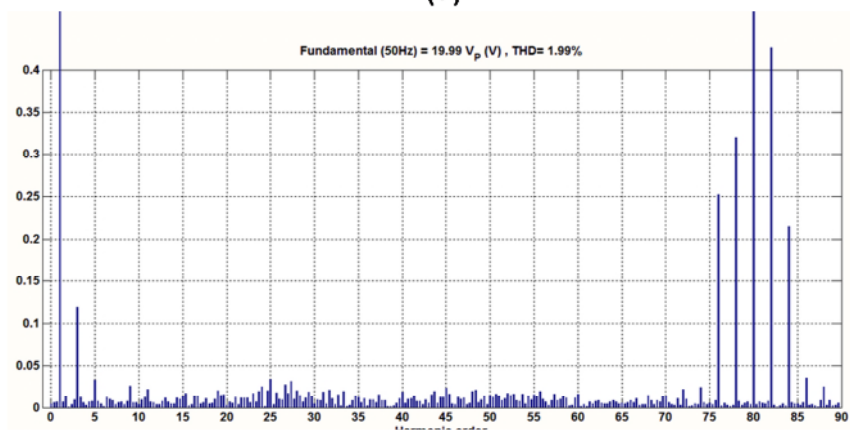


(c)

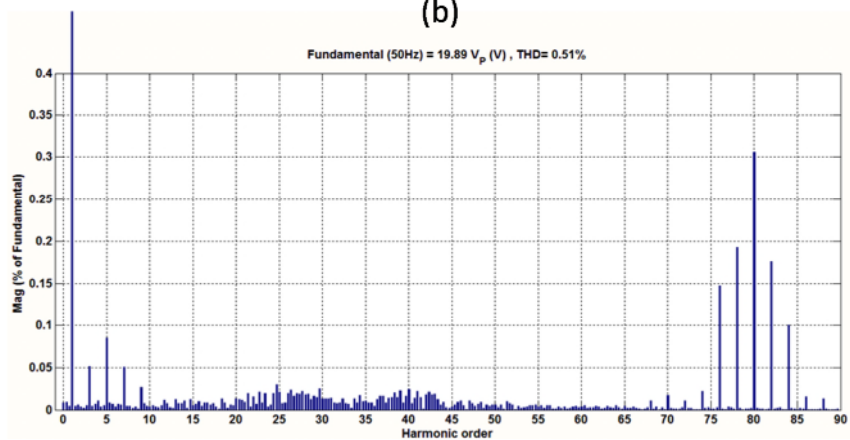
شکل (۴-۲۵) شکل موج ولتاژها و جریان‌های خروجی حاصل از شبیه سازی در حالت بار نامتعادل خط به خط، (a): روش کنترل حلقه باز، (b): روش کنترل پیشنهادی اول، (c): روش کنترل پیشنهادی دوم



(a)

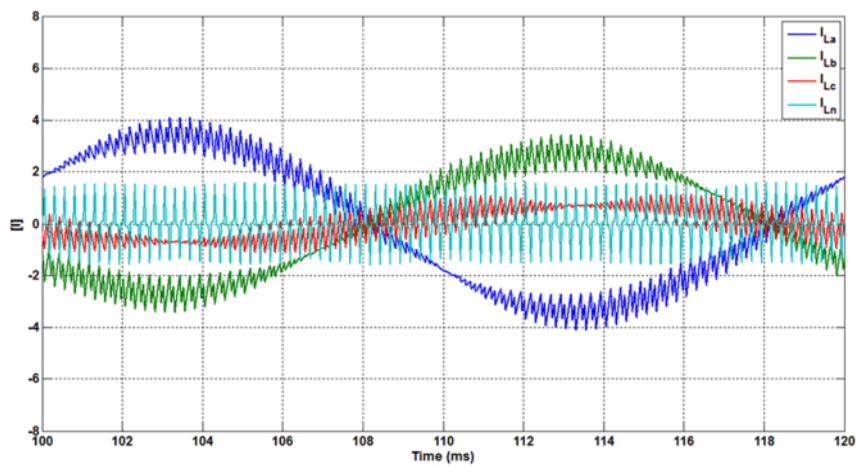


(b)

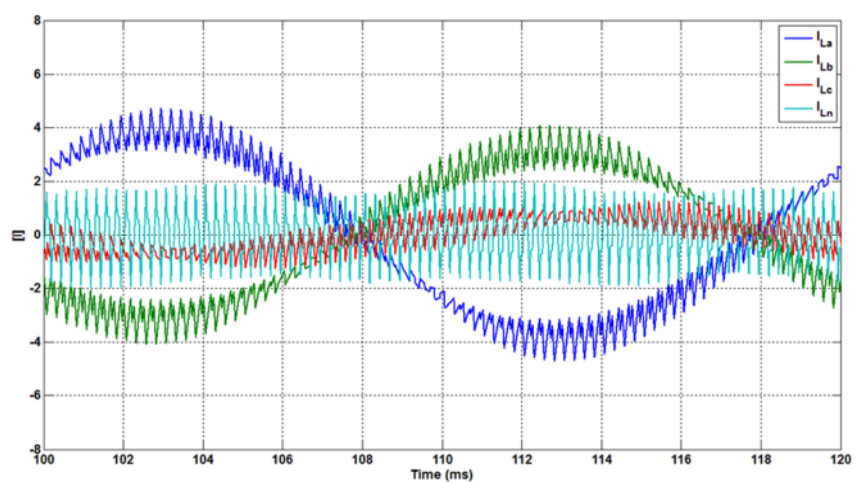


شکل (۴-۲۶) آنالیز هارمونیک شکل موج ولتاژ فاز a خروجی حاصل از شبیه سازی در حالت بار نامتعادل خط به خط، (a): روش کنترل حلقه باز، (b): روش کنترل پیشنهادی اول، (c): روش کنترل پیشنهادی دوم

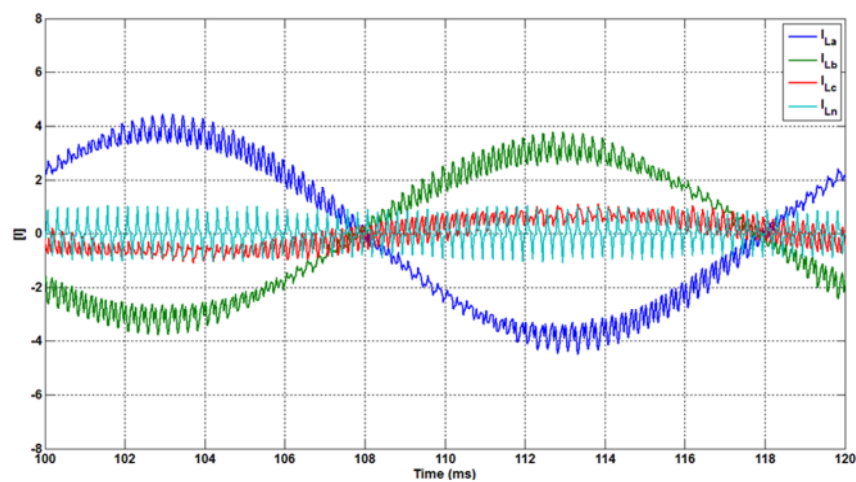




(a)

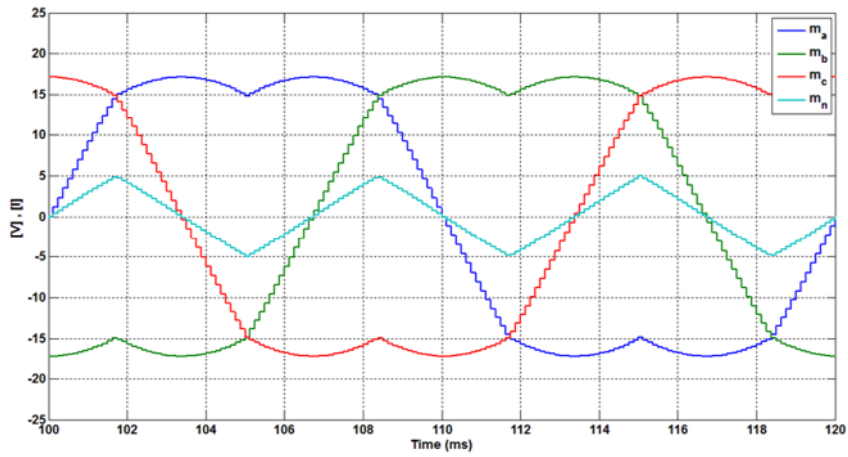


(b)

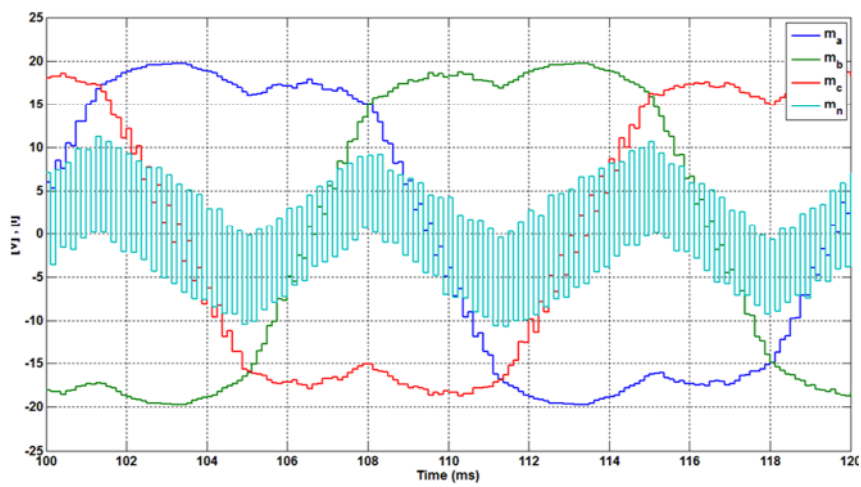


(c)

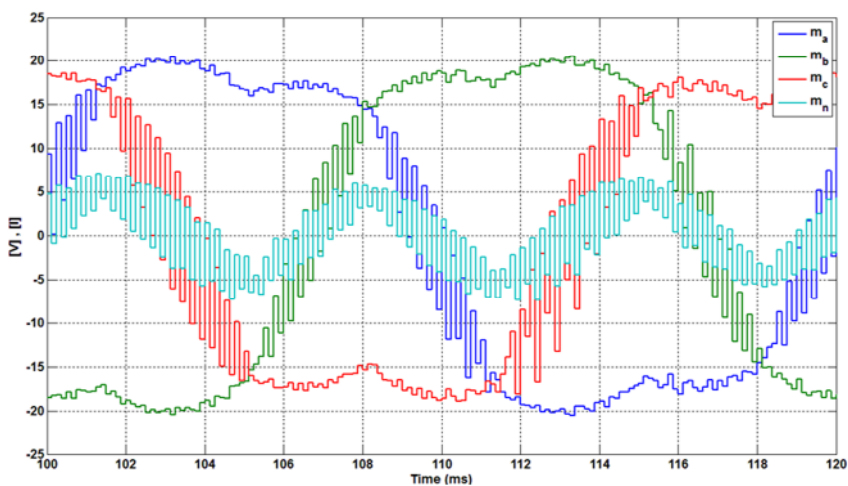
شکل (۴-۲۷) شکل موج جریان های سلف های خروجی فیلتر اینورتر حاصل از شبیه سازی در حالت بار نامتعادل خط به خط، (a): روش کنترل حلقه باز، (b): روش کنترل پیشنهادی اول، (c): روش کنترل پیشنهادی دوم



(a)



(b)



(c)

شکل (۴-۲۸) شکل موج شاخص‌های مدولاسیون خروجی کنترلی کننده (ورودی PWM) حاصل از شبیه سازی در حالت بار نامتعادل خط به خط، (a): روش کنترل حلقه باز، (b): روش کنترل پیشنهادی اول، (c): روش کنترل پیشنهادی



## ۴-۵-۲- بررسی نتایج حاصل از ساخت و مقایسه با شبیه سازی

همان گونه که در بخش‌های قبل بیان گردید تنظیمات و اتصالات دستگاه چه از حیث سخت افزار و چه از حیث نرم افزار و برنامه، فراهم شده است. در اینجا حالت‌های مختلفی از بارگذاری مورد تست قرار گرفته که در هر حالت با توجه به امکانات موجود در آزمایشگاه الکترونیک صنعتی، نتایج حاصل شده است. گفتنی است به توجه به کارگیری میکروکنترلر ARM مدل STM32F103ZET6 که به مراتب دارای سرعت پایینی در محاسبات است سعی شده تا حد امکان برنامه نوشته شده از لحاظ زمان انجام بهینه سازی شود اما با توجه به رابطه (۴-۱) باز هم زمان حلقه به مراتب زیاد است که سبب کاهش پهنای باند کنترل می شود، از این رو محدودیتی برای سیستم محسوب می شود. جهت رفع این محدودیت و افزایش پهنای باند کنترل و در نتیجه حصول نتایج بهتر پیشنهاد می شود از پردازنده‌های پرقدرت با سرعت بالا مانند DSPها استفاده شود که در بخش پیشنهادات ارائه شده است.

در این پایان نامه با توجه به امکانات موجود، دستگاه تست شده است و جهت مطالعه بر روی شکل موج‌های حاصل، از اسیلویکوپ دیجیتال چهار کاناله مدل GW-Instek-GDS-2104 کمک گرفته شده که اندازه‌گیری‌های مربوط به درصد نامتعادلی  $\%VR$  را می‌توان با آن انجام داد. حالات مختلف بار در نظر گرفته شده در حالت تست عملی در جدول (۴-۱۱) نشان داده شده است. بدین صورت که دو حالت به صورت نامتعادل و یک حالت هم مربوط به بار کامل متعادل می‌باشد. هر یک از این حالت‌ها بر اساس شرایط موجود در آزمایشگاه در نظر گرفته شده و نتایج مربوط به پیاده سازی روش کنترلی پیشنهادی دوم در آن‌ها اخذ شده است. به جهت ارزیابی نتایج حاصل از ساخت، در هر یک از حالات بارگذاری عملی، شبیه سازی مرتبط با آن نیز انجام گرفته است تا مبنای مقایسه قرار گیرد.

در جدول (۴-۱۱) سه حالت مختلف بار در نظر گرفته شده است که حالت اول مربوط به ارزیابی عملکرد دستگاه در حالت بار کامل متعادل و بررسی رگولاسیون می‌باشد. دو حالت بارگذاری نامتعادل نیز در نظر گرفته شده که در حالت اول جریان‌های عبوری از حالت بار کامل بیشتر است و در حالت دوم کمتر. این دو حالت به منظور بررسی رفتار دستگاه در شرایط بارگذاری نامتعادل می‌باشند.

جدول (۴-۱۱) مشخصات حالات مختلف بار در نظر گرفته شده در تست عملی

نامتعادل		متعادل بار کامل
نامتعادل حالت دوم	نامتعادل حالت اول	
$Z_a = R_a = 4.92\Omega$	$Z_a = R_a = 3.89\Omega$	$Z_a = R_a = 4.28\Omega$
$Z_b = R_b = 5.15\Omega$	$Z_b = R_b = 3.01\Omega$	$Z_b = R_b = 4.26\Omega$
$Z_c = R_c = 5.36\Omega$	$Z_c = R_c = 3.33\Omega$	$Z_c = R_c = 4.26\Omega$

جدول (۴-۱۲) نتایج عملی حاصل از پیاده سازی روش کنترل پیشنهادی را در حالت دائم نشان می‌دهد. در این جدول هر یک از ستون‌ها مربوط به حالت‌های بارگذاری بیان شده در جدول (۴-۱۱) است. از این جدول به خوبی می‌توان اثر روش کنترل پیشنهادی را در بهبود نامتعادلی ولتاژ در حالت دائم مشاهده کرد.

جدول (۴-۱۲) نتایج حاصل از تست نمونه ساخته شده اینورتر سه فاز چهار شاخه در حالات مختلف بارگذاری با بکارگیری روش کنترل پیشنهادی دوم

	بار نامتعادل حالت دوم	بار نامتعادل حالت اول	بار کامل متعادل
ورودی مبدل	$V_{in}$ (ولت dc)	60V	60V
	$I_{in}$ (آمپر dc)	2.864A	3.013A
پارامترهای کنترلی تنظیم شده	$K_{P\_V}$	5000	5000
	$K_{I\_V}$	180.5	180.5
	$K_{P\_i}$	10	10
خروجی مبدل	$f_{out}$ (هرتز - فرکانس خروجی)	50Hz	50Hz
	$V_{out\_An}$ (ولت-rms فاز)	14.049V	14.042V
	$V_{out\_Bn}$ (ولت-rms فاز)	14.025V	13.747V
	$V_{out\_Cn}$ (ولت-rms فاز)	14.032V	13.992V
	$V_{out\_AB}$ (ولت-rms خط)	24.332V	24.093V
	$V_{out\_BC}$ (ولت-rms خط)	24.347V	23.848V
	$V_{out\_CA}$ (ولت-rms خط)	24.381V	24.372V
	$I_{out\_A}$ (آمپر-rms خط)	3.282A	3.609A
	$I_{out\_B}$ (آمپر-rms خط)	3.291A	4.567A
	$I_{out\_C}$ (آمپر-rms خط)	3.294A	4.201A
خلاصه نتایج	$\%UV_I$	%0.22	%13.58
	$\%UV_V$	%0.62	%1.51
	$\%Error_V$	%-0.004	%0.006

با توجه به جدول (۴-۱۲)، در هر یک از حالات بار، مقادیر ورودی مبدل، پارامترهای کنترلی تنظیم شده و نتایج خروجی مبدل به همراه خلاصه نتایج قرار داده شده است. همان گونه که قبلا نیز بیان شد، در این جا فقط روش کنترل پیشنهادی دوم پیاده سازی شده است. مقدار پارامترهای کنترلی تنظیم شده در دستگاه، همان هایی هستند که در شبیه سازی سیستم در جدول (۴-۴) تنظیم شده اند تا با این کار بتوان نتایج حاصل از ساخت را با شبیه سازی مقایسه کرد. مقادیر مربوط به اندازه ولتاژها و جریان ها با استفاده از اندازه گیری توسط مولتی متر حاصل شده اند که به منظور ارزیابی روش کنترلی از آن ها استفاده شده است. سطور آخر جدول (۴-۱۲) خلاصه نتایج حاصل از ساخت را بیان می کند. در هر یک از حالات بار گذاری، سه پارامتر  $UV_I$ ،  $UV_V$  و  $Error_V$  محاسبه شده اند که به ترتیب ضریب عدم تعادل جریان بار، ضریب عدم تعادل ولتاژهای خط خروجی و خطای حالت دائم ولتاژهای خط خروجی نسبت به مرجع آن ها می باشند. روش محاسبه ی هر یک از این پارامترها در بخش های قبلی بیان گردید.

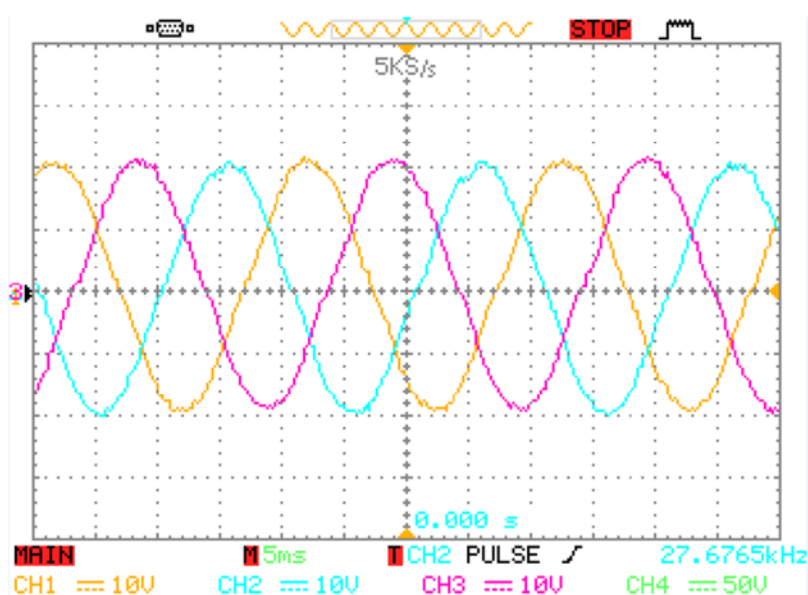
در حالت بار کامل متعادل (ستون سوم از سمت راست جدول (۴-۱۲)) ضریب عدم تعادل در جریان بار و ولتاژهای خط خروجی از ۰.۶۲٪ فراتر نرفته است و نیز در این حالت رگولاسیون بار به خوبی صورت گرفته به طوری که میزان خطای حالت دائم تقریبا صفر است.

در بار نامتعادل حالت اول با وجود بیش از ۱۳.۵٪ عدم تعادل در جریان بار، ضریب عدم تعادل ولتاژهای خط خروجی از ۱.۵٪ بیشتر نشده است، ضمن آن که رگولاسیون بار ولتاژهای خط خروجی همچنان حفظ شده است. در بار گذاری نامتعادل حالت دوم نیز که نسبت به دو حالت قبل دارای مقادیر جریان بار کمتری است، با وجود عدم تعادل حدود ۶.۵٪ درصدی در جریان های بار، ولتاژهای خط فقط حدود ۰.۵٪ از تعادل خارج شده اند.

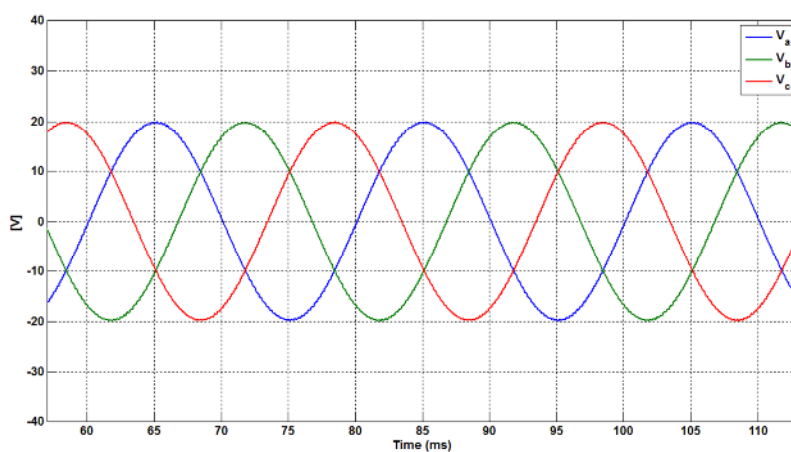
به صورت جمع بندی از نتایج نشان داده شده در جدول (۴-۱۲)، توانایی روش کنترل پیشنهادی در بهبود رفتار سیستم و جبران نامتعادلی ولتاژ قابل اثبات است. در ادامه شکل موج های خروجی دستگاه به همراه شکل موج حاصل از شبیه سازی معادل آن قرار داده شده تا به صورت کیفی بتوان رفتار سیستم را در شبیه سازی و ساخت ارزیابی کرد. در هر یک حالات بار گذاری ذکر شده در جدول (۴-۱۲)، چهار شکل موج شامل ولتاژهای فاز خروجی، جریان های بار، یکی از ولتاژهای فاز خروجی به همراه جریان خازن مرتبط به آن (فیدبک شده به میکرو) و شاخص مدولاسیون خروجی حلقه کنترل نمایش داده شده است.

### □ بیان کیفی نتایج مربوط به حالت بار کامل متعادل

شکل (۴-۲۹) شکل موج ولتاژهای فاز سه فاز خروجی در حالت بار کامل متعادل را در دو حالت ساخت و شبیه سازی نشان می‌دهد. ولتاژهای فاز خروجی با استفاده از Prob و ولتاژ از خروجی مبدل بدست آمده‌اند. مقیاس‌های مربوط به Prob و نیز اسیلوسکوپ طوری تنظیم شده‌اند که اندازه‌های نشان داده شده در شکل (۴-۲۹) (a) واقعی باشند. همچنین شبیه سازی صورت گرفته نیز طوری در نظر گرفته شده تا بتوان به صورت کیفی دو شکل موج را مقایسه کرد. همان‌گونه که در این شکل دیده می‌شود رگولاسیون بار بخوبی صورت گرفته است.



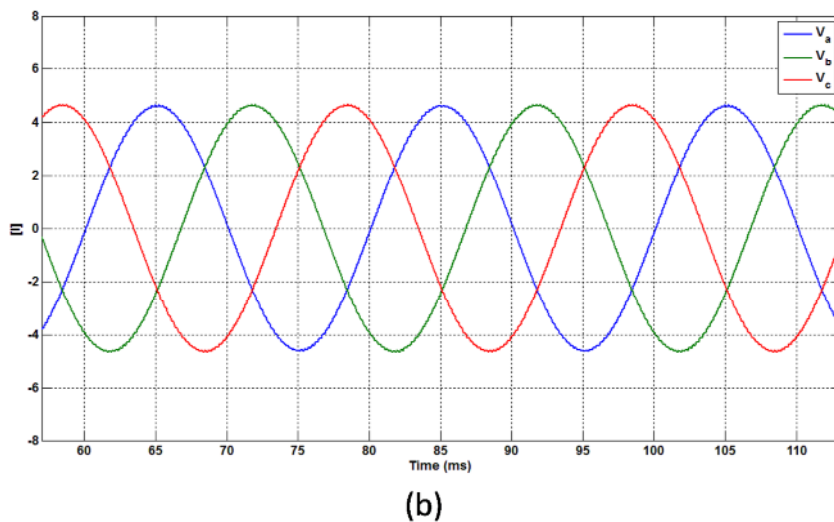
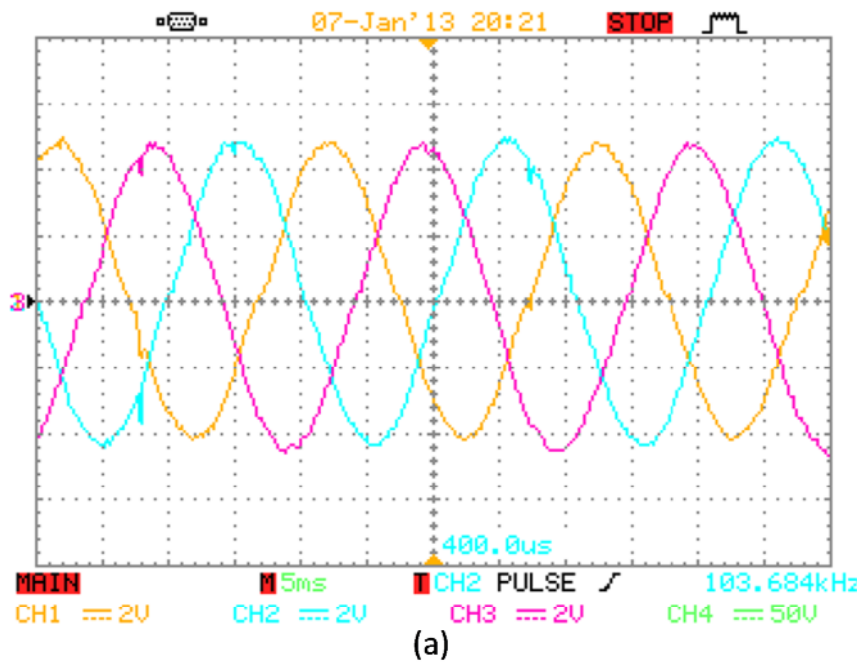
(a)



(b)

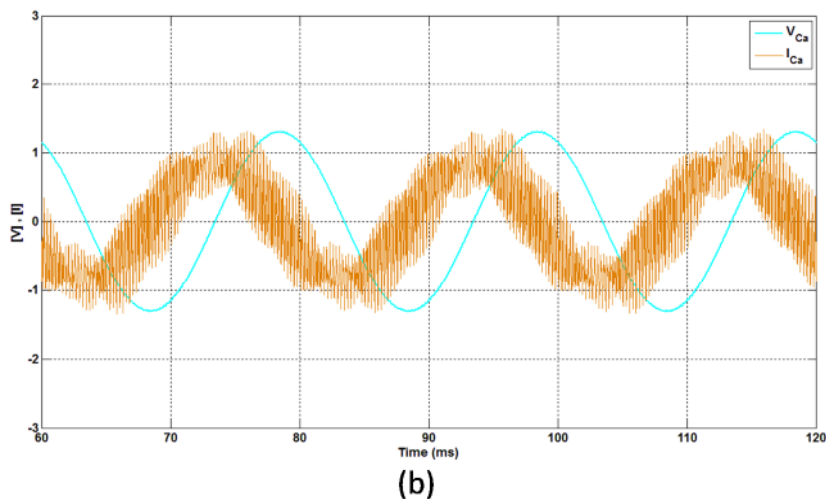
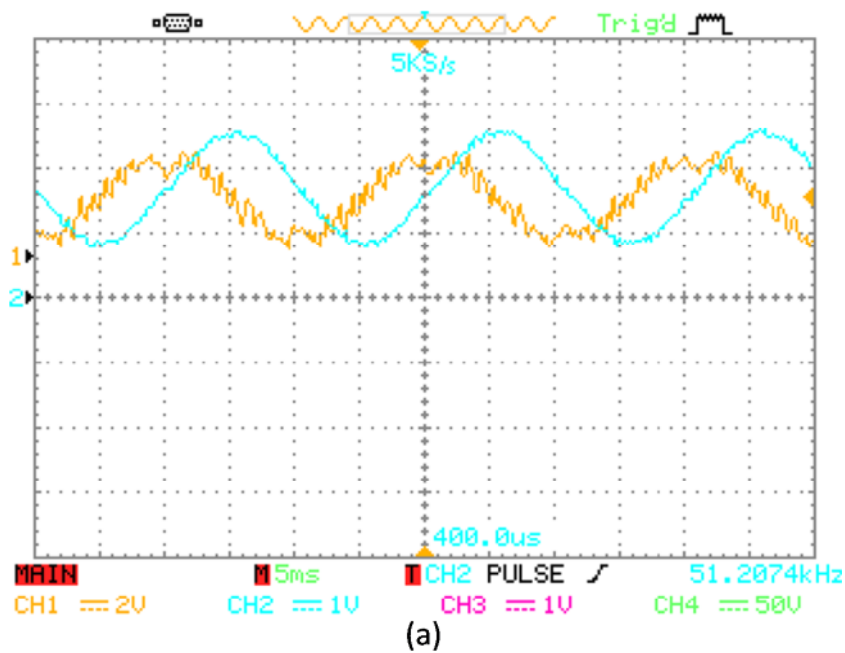
شکل (۴-۲۹) شکل موج ولتاژهای فاز سه فاز خروجی در حالت بار کامل متعادل با بکار گیری روش کنترل پیشنهادی دوم، (a): نتیجه ساخت (b): شبیه سازی در نرم افزار

شکل (۴-۳۰) شکل موج جریان‌های بار سه فاز خروجی در حالت بار کامل متعادل را در دو حالت ساخت و شبیه سازی نشان می‌دهد. شکل موج جریان‌های بار با استفاده از Prob و لتاژ از طریق اندازه گیری ولتاژ دو سر یک مقاومت ۰.۱ اهمی مبدل بدست آمده‌اند. مقیاس‌های مربوط به Prob و نیز اسیلوسکوپ طوری تنظیم شده‌اند که اندازه های نشان داده شده در شکل (۴-۳۰) واقعی باشند. همچنین شبیه سازی صورت گرفته نیز طوری در نظر گرفته شده تا بتوان به صورت کیفی دو شکل موج را مقایسه کرد.



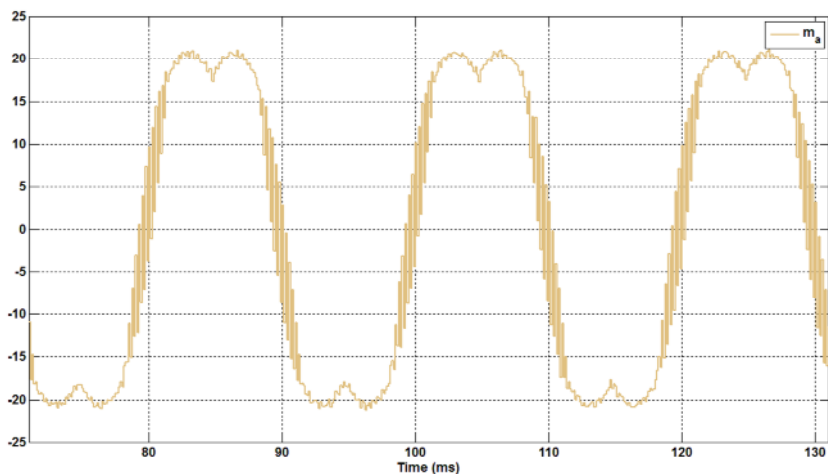
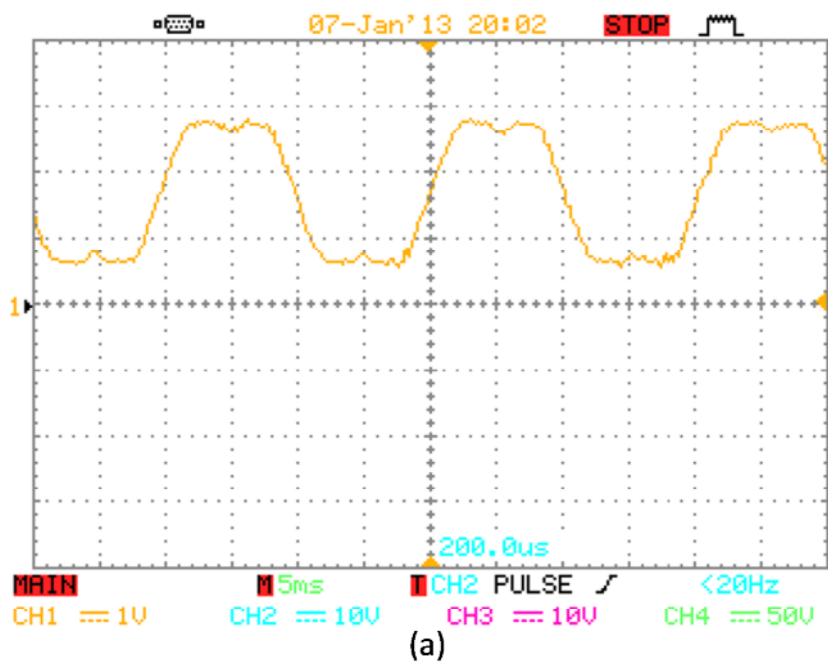
شکل (۴-۳۰) شکل موج جریان‌های بار سه فاز خروجی در حالت بار کامل متعادل با بکار گیری روش کنترل پیشنهادی دوم، (a): نتیجه ساخت (b): شبیه سازی در نرم افزار

شکل (۴-۳۱) شکل موج ولتاژ و جریان فیدبک شده به میکروکنترلر را برای یکی از فازها به همراه شبیه سازی معادل آن در حالت بار کامل متعادل نشان می‌دهد. شکل موج سیگنال‌های فیدبک شده خروجی برد Signal Conditioning می‌باشند از این رو اندازه‌های آن‌ها کوچکتر از حالت واقعی است. در این جا مقیاس‌های مربوط به خروجی شبیه سازی طوری تنظیم شده تا بتوان به صورت کیفی دو شکل موج را مقایسه کرد. همان‌گونه که مشاهده می‌شود شکل موج جریان خازن به علت ذات مشتقی خود دارای اعوجاج‌های زیادی است.



شکل (۴-۳۱) شکل موج ولتاژ و جریان یکی از خازن‌ها، ورودی‌های فیدبک شده به حلقه کنترل در حالت بار کامل متعادل با بکارگیری روش کنترل پیشنهادی دوم، (a): نتیجه ساخت (b): شبیه سازی در نرم افزار

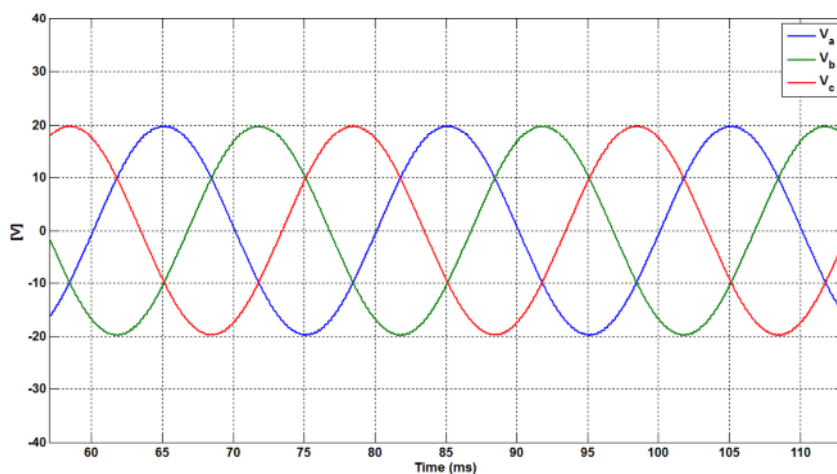
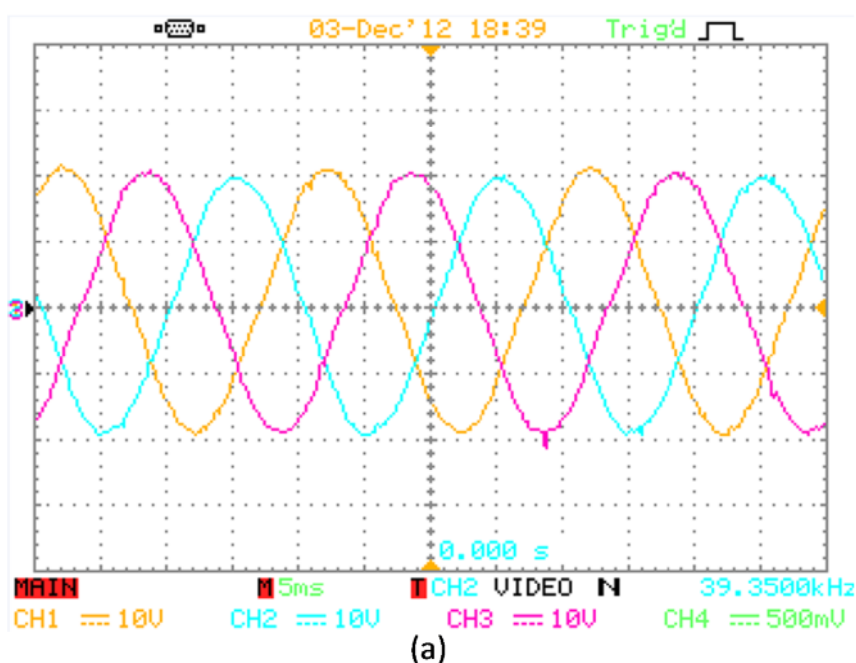
شکل (۴-۳۲) شکل موج شاخص مدولاسیون مربوط به یکی از فازها به همراه شبیه سازی معادل آن در حالت بار کامل متعادل را نشان می‌دهد. شکل موج حاصل با استفاده از مبدل DAC میکروکنترلر بدست آمده از این رو اندازه آن کوچکتر از حالت واقعی است. همان‌گونه که از شکل موج‌های مربوط به ساخت و شبیه سازی نتیجه می‌شود، در حالت بار کامل متعادل، شاخص‌های مدولاسیون به صورت متعادل می‌باشند.



شکل (۴-۳۲) شکل موج شاخص مدولاسیون یکی از فازها (خروجی حلقه کنترل) در حالت بار کامل متعادل با بکارگیری روش کنترل پیشنهادی دوم، (a): نتیجه ساخت (b): شبیه سازی در نرم افزار

### □ بیان کیفی نتایج مربوط به بار نامتعادل حالت اول

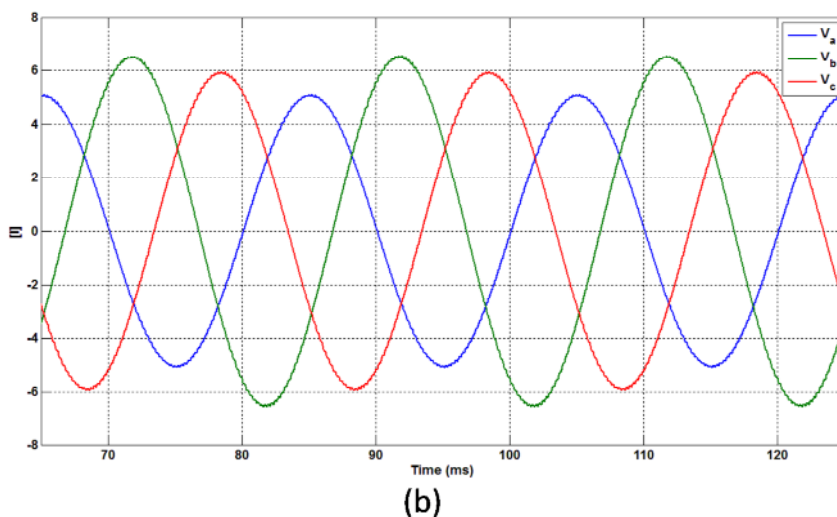
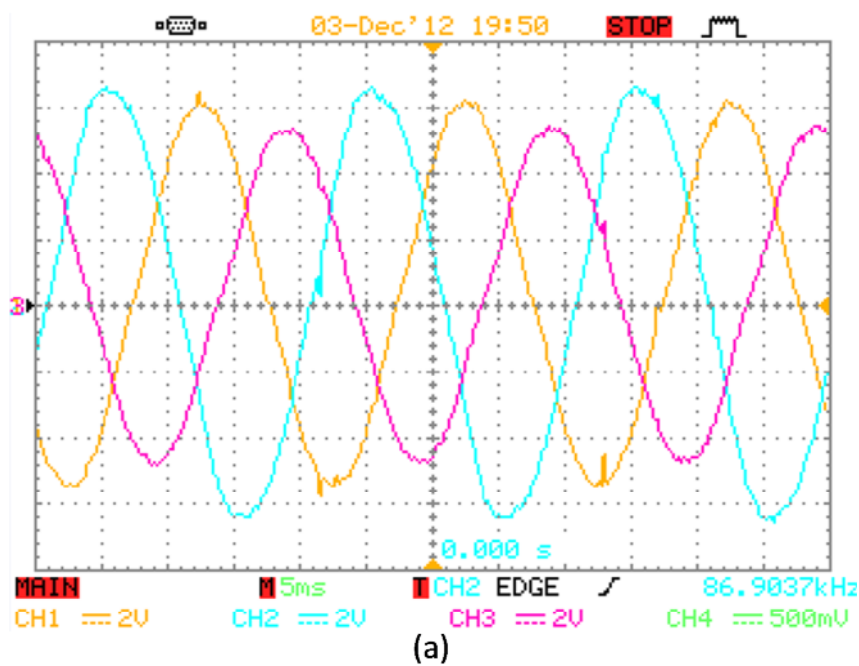
شکل (۴-۳۳) شکل موج ولتاژهای فاز سه فاز خروجی در بار نامتعادل حالت اول را در دو حالت ساخت و شبیه سازی نشان می‌دهد. ولتاژهای فاز خروجی با استفاده از Prob و ولتاژ از خروجی مبدل بدست آمده‌اند. مقیاس‌های مربوط به Prob و نیز اسیلوسکوپ طوری تنظیم شده‌اند که اندازه‌های نشان داده شده در شکل (۴-۳۳) (a) واقعی باشند. همچنین شبیه سازی صورت گرفته نیز طوری در نظر گرفته شده تا بتوان به صورت کیفی دو شکل موج را مقایسه کرد. با توجه به این شکل ولتاژهای فاز در این حالت دارای عدم تعادل کمی است (حدود ۱٪).



شکل (۴-۳۳) شکل موج ولتاژهای فاز سه فاز خروجی در حالت بار نامتعادل حالت اول با بکار گیری روش کنترل پیشنهادی دوم، (a): نتیجه ساخت (b): شبیه سازی در نرم افزار

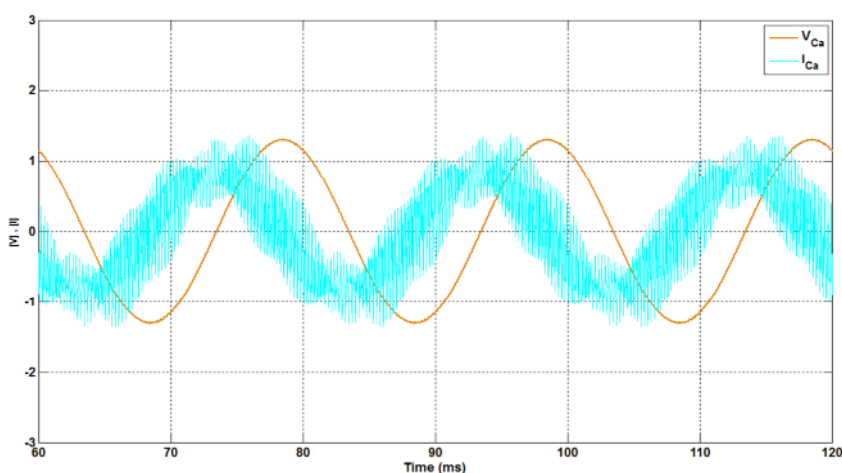
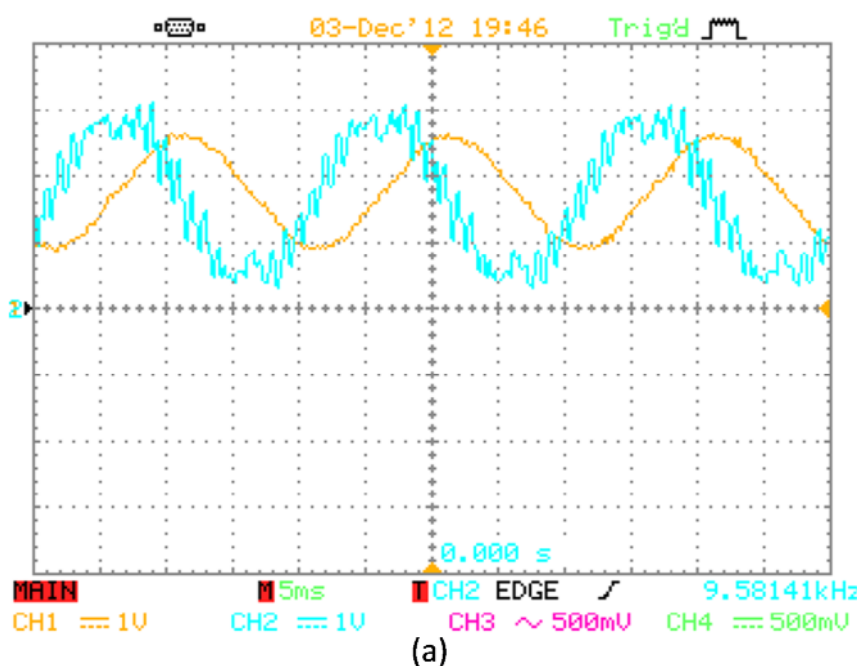


شکل (۴-۳۴) شکل موج جریان‌های بار سه فاز خروجی در بار نامتعادل حالت اول را در دو حالت ساخت و شبیه سازی نشان می‌دهد. شکل موج جریان‌های بار همانند حالت بار متعادل بدست آمده و اندازه‌ها واقعی هستند و شبیه سازی صورت گرفته نیز طوری در نظر گرفته شده تا بتوان به صورت کیفی دو شکل موج را مقایسه کرد. همان‌گونه که از این شکل نتیجه می‌شود جریان‌های بار به شدت نامتعادل هستند (حدود ۱۴٪) که در حالت شبیه سازی و ساخت حاصل شده‌اند.



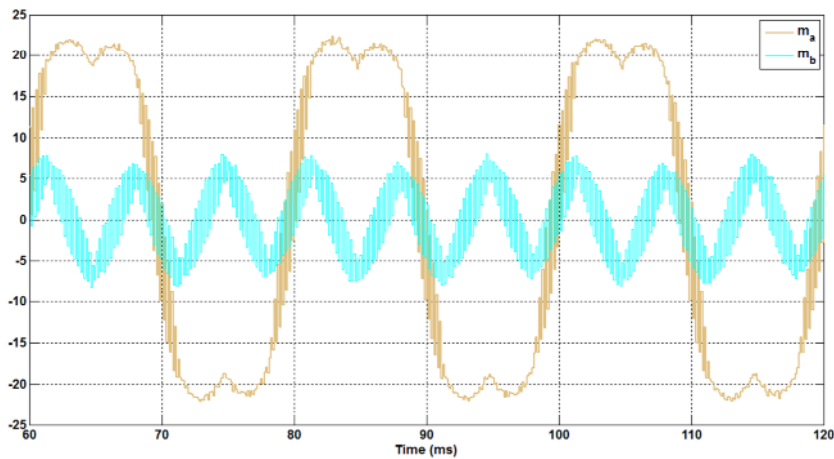
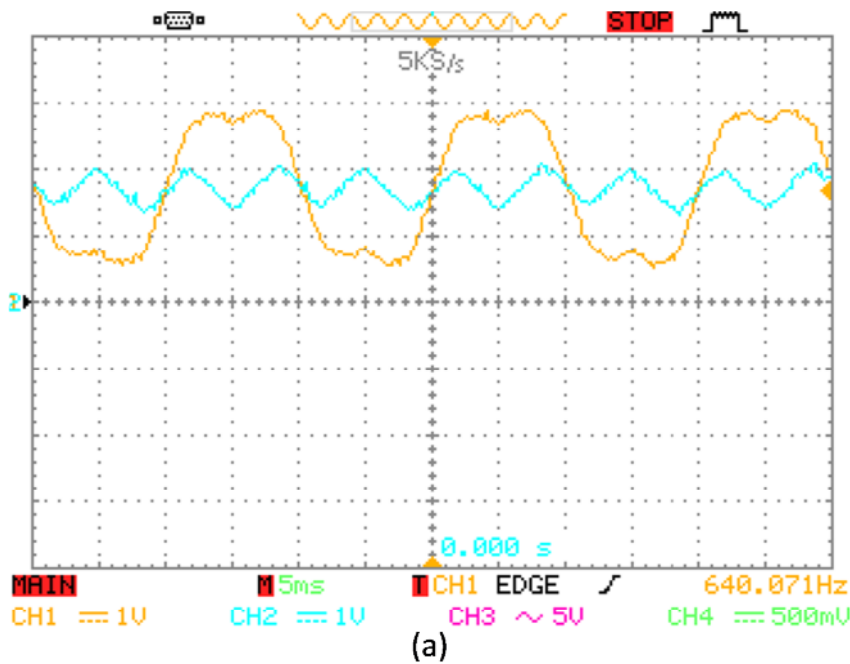
شکل (۴-۳۴) شکل موج جریان‌های بار سه فاز خروجی در حالت بار نامتعادل حالت اول با بکارگیری روش کنترل پیشنهادی دوم، (a): نتیجه ساخت (b): شبیه سازی در نرم افزار

شکل (۴-۳۵) شکل موج ولتاژ و جریان فیدبک شده به میکروکنترلر را برای یکی از فازها به همراه شبیه سازی معادل آن در بار نامتعادل حالت اول نشان می‌دهد. شکل موج سیگنال‌های فیدبک شده خروجی برد Signal Conditioning می‌باشند از این رو اندازه‌های آن‌ها کوچکتر از حالت واقعی است. در این جا مقیاس‌های مربوط به خروجی شبیه سازی طوری تنظیم شده تا بتوان به صورت کیفی دو شکل موج را مقایسه کرد. همان‌گونه که مشاهده می‌شود شکل موج جریان خازن به علت ذات مشتقی خود دارای اعوجاج‌های زیادی است.



شکل (۴-۳۵) شکل موج ولتاژ و جریان یکی از خازن‌ها، ورودی‌های فیدبک شده به حلقه در حالت بار نامتعادل حالت اول با بکارگیری روش کنترل پیشنهادی دوم، (a): نتیجه ساخت (b): شبیه سازی در نرم افزار

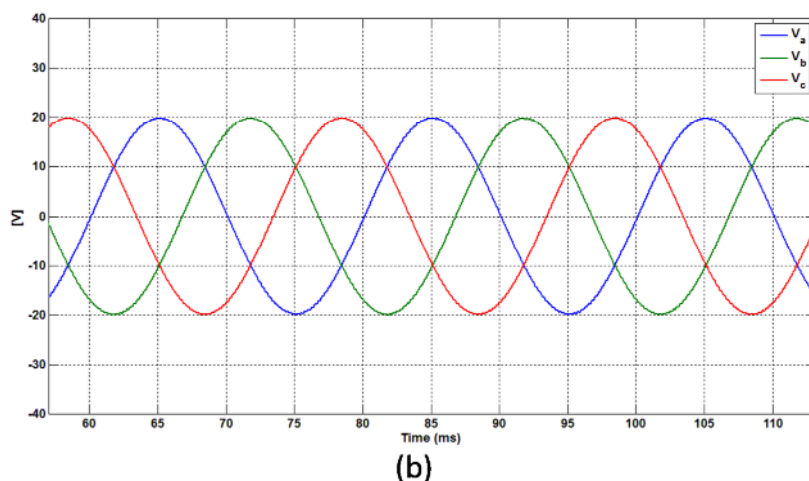
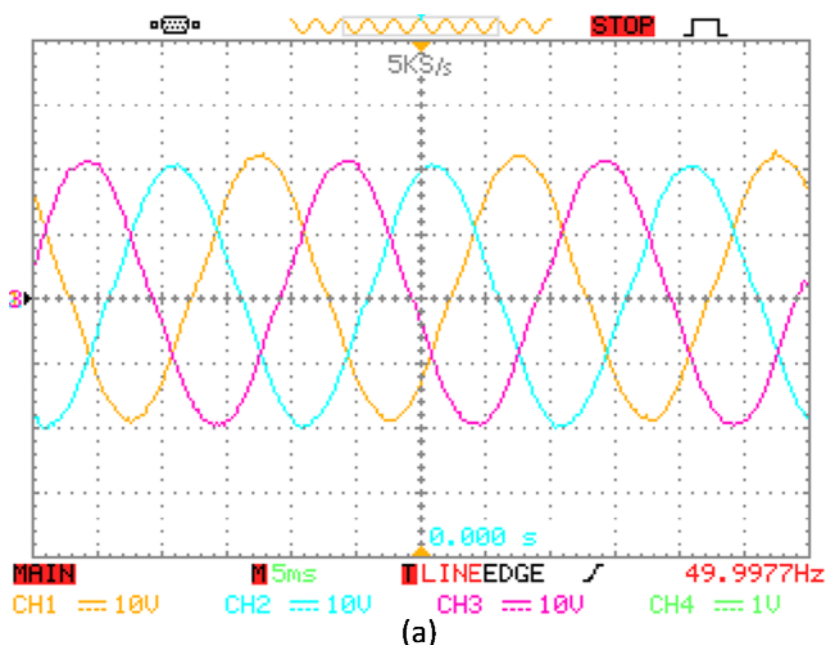
شکل (۴-۳۶) شکل موج شاخص مدولاسیون مربوط به یکی از فازها و مسیر نول به همراه شبیه سازی معادل آن در بار نامتعادل حالت اول را نشان می‌دهد. شکل موج حاصل با استفاده از مبدل DAC میکروکنترلر بدست آمده از این رو اندازه آن کوچکتر از حالت واقعی است. همان‌گونه که از شکل موج‌های مربوط به ساخت و شبیه سازی نتیجه می‌شود، در حالت بار نامتعادل، همان‌گونه که قبلاً بیان شد، لازم جهت حصول به ولتاژهای متعادل، شاخص مدولاسیون نامتعادل شود که با توجه به شکل این عدم تعادل بوجود آمده را می‌توان مشاهده کرد.



شکل (۴-۳۶) شکل موج شاخص مدولاسیون یکی از فازها (خروجی حلقه کنترل) در حالت بار نامتعادل حالت اول با بکارگیری روش کنترل پیشنهادی دوم، (a): نتیجه ساخت (b): شبیه سازی در نرم افزار

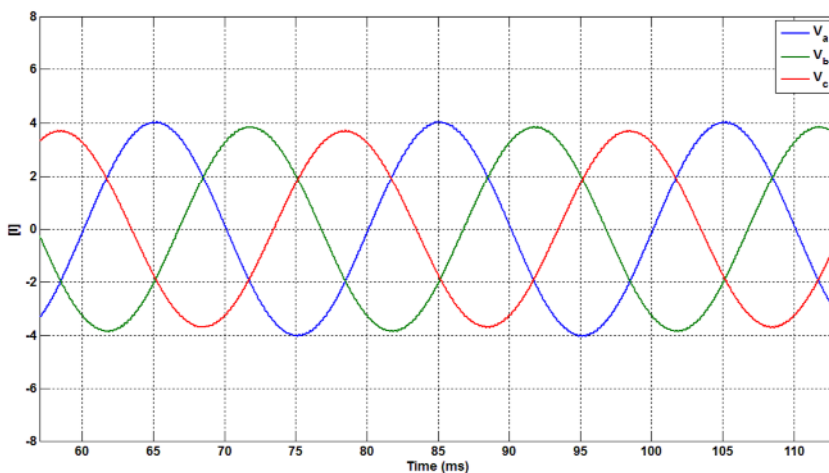
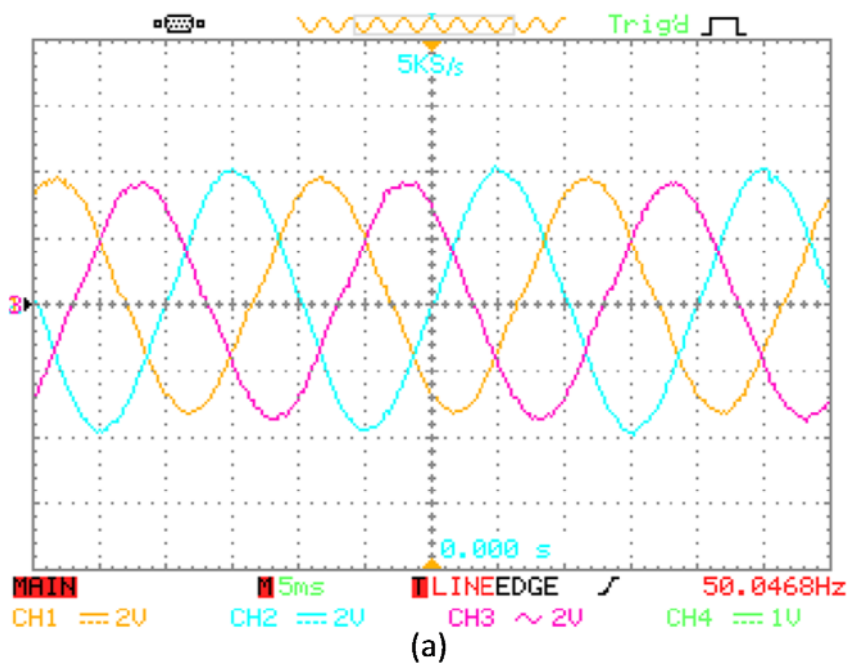
### □ بیان کیفی نتایج مربوط به بار نامتعادل حالت دوم

شکل (۴-۳۷) شکل موج ولتاژهای فاز سه فاز خروجی در بار نامتعادل حالت اول را در دو حالت ساخت و شبیه سازی نشان می‌دهد. ولتاژهای فاز خروجی با استفاده از Prob و ولتاژ از خروجی مبدل بدست آمده‌اند. مقیاس‌های مربوط به Prob و نیز اسیلوسکوپ طوری تنظیم شده‌اند که اندازه‌های نشان داده شده در شکل (۴-۳۷) (a) واقعی باشند. همچنین شبیه سازی صورت گرفته نیز طوری در نظر گرفته شده تا بتوان به صورت کیفی دو شکل موج را مقایسه کرد. با توجه به این شکل ولتاژهای فاز در این حالت دارای عدم تعادل کمی است (حدود ۱٪).



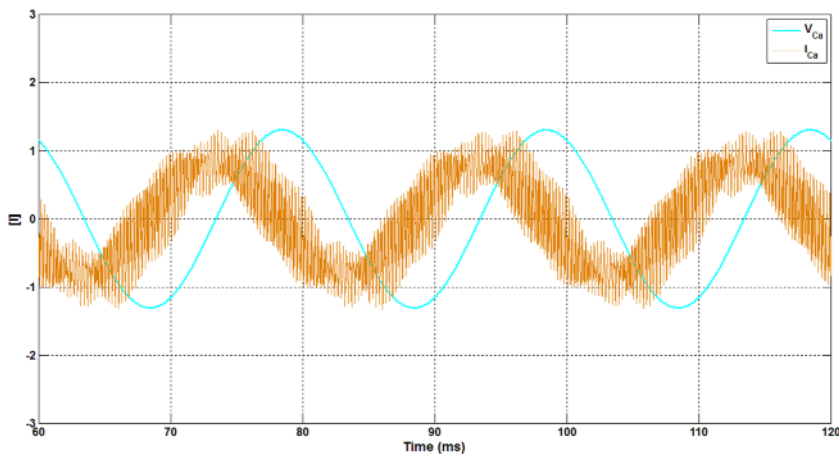
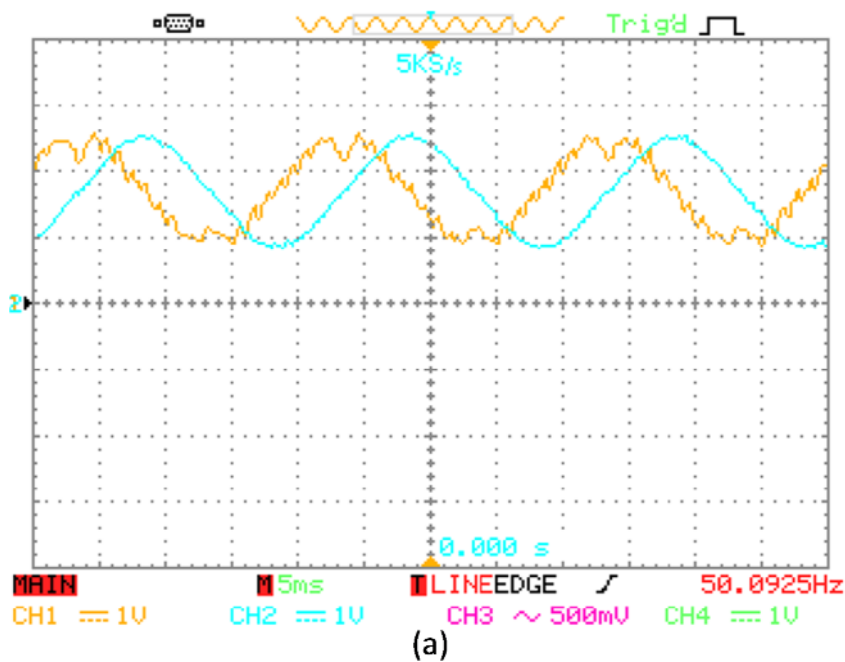
شکل (۴-۳۷) شکل موج ولتاژهای فاز سه فاز خروجی در حالت بار نامتعادل حالت دوم با بکارگیری روش کنترل پیشنهادی دوم، (a): نتیجه ساخت (b): شبیه سازی در نرم افزار

شکل (۴-۳۸) شکل موج جریان‌های بار سه فاز خروجی در بار نامتعادل حالت دوم را در دو حالت ساخت و شبیه سازی نشان می‌دهد. شکل موج جریان‌های بار همانند حالت بار متعادل بدست آمده و اندازه‌ها واقعی هستند و شبیه سازی صورت گرفته نیز طوری در نظر گرفته شده تا بتوان به صورت کیفی دو شکل موج را مقایسه کرد. همان‌گونه که از این شکل نتیجه می‌شود جریان‌های بار نامتعادل هستند (حدود ۶٪) که در حالت شبیه سازی و ساخت به یک صورت حاصل شده‌اند.



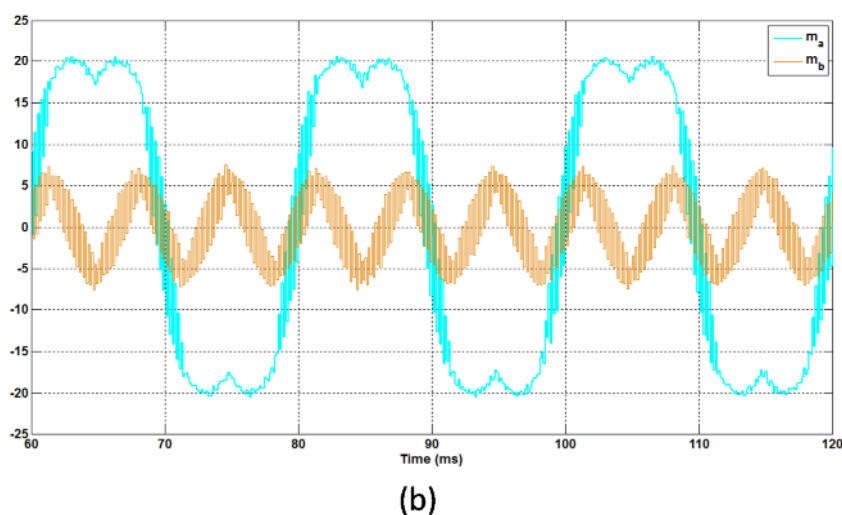
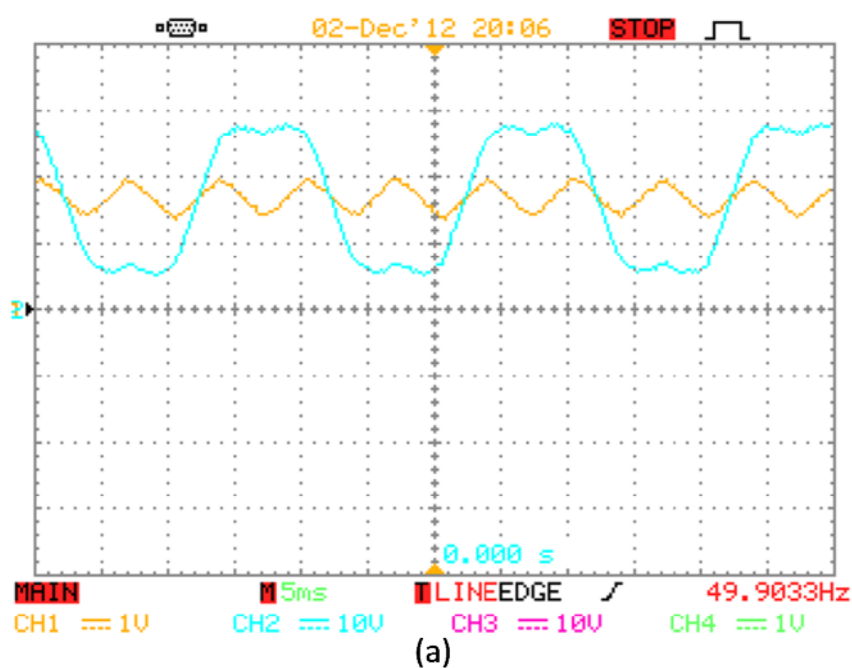
شکل (۴-۳۸) شکل موج جریان‌های بار سه فاز خروجی در حالت بار نامتعادل حالت دوم با بکارگیری روش کنترل پیشنهادی دوم، (a): نتیجه ساخت (b): شبیه سازی در نرم افزار

شکل (۴-۳۹) شکل موج ولتاژ و جریان فیدبک شده به میکروکنترلر را برای یکی از فازها به همراه شبیه سازی معادل آن در بار نامتعادل حالت دوم نشان می‌دهد. شکل موج سیگنال‌های فیدبک شده خروجی برد Signal Conditioning می‌باشند از این رو اندازه‌های آن‌ها کوچکتر از حالت واقعی است. در این جا مقیاس‌های مربوط به خروجی شبیه سازی طوری تنظیم شده تا بتوان به صورت کیفی دو شکل موج را مقایسه کرد. همان‌گونه که مشاهده می‌شود شکل موج جریان خازن به علت ذات مشتقی خود دارای اعوجاج‌های زیادی است.



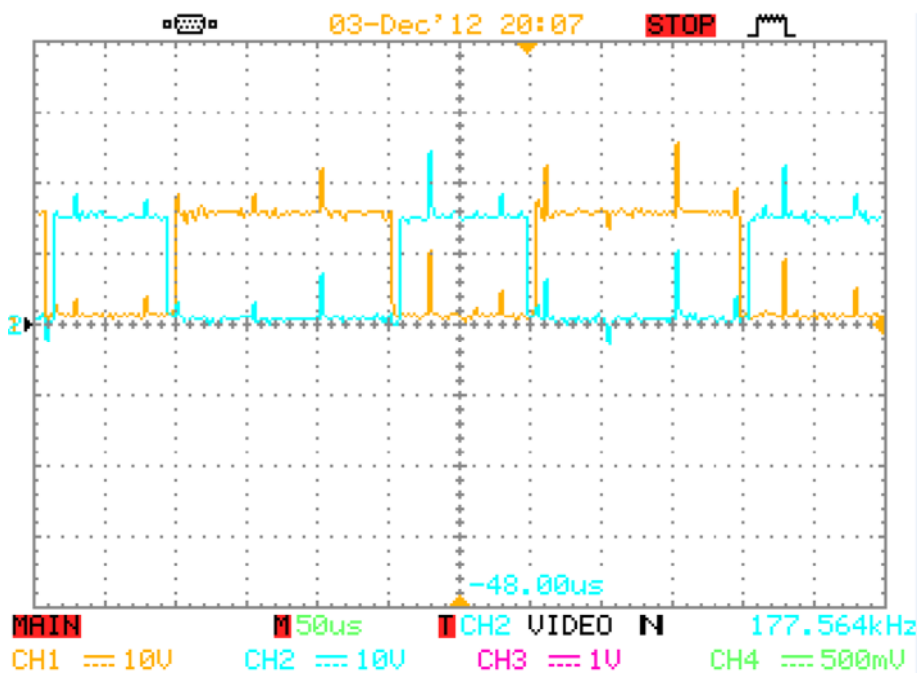
شکل (۴-۳۹) شکل موج ولتاژ و جریان یکی از خازن‌ها، ورودی‌های فیدبک شده به حلقه در حالت بار نامتعادل حالت دوم با بکارگیری روش کنترل پیشنهادی دوم، (a): نتیجه ساخت (b): شبیه سازی در نرم افزار

شکل (۴-۴) شکل موج شاخص مدولاسیون مربوط به یکی از فازها و مسیر نول به همراه شبیه سازی معادل آن در بار نامتعادل حالت دوم را نشان می دهد. شکل موج حاصل با استفاده از مبدل DAC میکروکنترلر بدست آمده از این رو اندازه آن کوچکتر از حالت واقعی است. همان گونه که از شکل موج های مربوط به ساخت و شبیه سازی نتیجه می شود، در حالت بار نامتعادل، همان گونه که قبلا بیان شد، لازم جهت حصول به ولتاژهای متعادل، شاخص مدولاسیون نامتعادل شود که با توجه به شکل این عدم تعادل بوجود آمده را می توان مشاهده کرد.



شکل (۴-۴) شکل موج شاخص مدولاسیون یکی از فازها (خروجی حلقه کنترل) در حالت بار نامتعادل حالت دوم با بکار گیری روش کنترل پیشنهادی دوم، (a): نتیجه ساخت (b): شبیه سازی در نرم افزار

از مطالبی که در بخش‌های گذشته ارائه گردید، توانایی روش کنترل پیشنهادی در شبیه سازی و ساخت استنباط می‌شود. جهت بررسی صحت پیاده سازی انجام گرفته شده، شکل موج-های دیگری نیز از سخت افزار ساخته شده مورد ارزیابی قرار گرفته‌اند از جمله شکل (۴-۴۱) که شکل موج پالس های PWM مربوط به یک شاخه خروجی برد CPLD ورودی برد درایور را نشان می‌دهد. از این شکل مشخص است که فرکانس کلید زنی 4kHz و زمان مرده 4 میکرو ثانیه تنظیم شده است.



شکل (۴-۴۱) شکل موج پالس های PWM مربوط به یک شاخه خروجی برد CPLD ورودی برد درایور، فرکانس کلید زنی 4kHz و زمان مرده 4 میکرو ثانیه



## **فصل ۵: نتیجه گیری و پیشنهادات**

## ۵-۱- نتیجه گیری

اینورتر سه فاز چهار شاخه یک توپولوژی با کیفیت جهت تغذیه بارها در کاربردهایی نظیر UPSها می باشد، چرا که این ساختار در مقایسه با ساختارهای نیم پل، احتیاج به ولتاژ باس DC کمتری دارد و نیز در آن احتیاج به ترانسفورماتور در خروجی نیست. در نتیجه تلفات کلید زنی و استرس های ولتاژی کاهش می یابد. علاوه بر آن در این ساختار مسیر نول بار، توسط شاخه چهارم کلید زنی فراهم آمده است که در نتیجه توالی صفر جریان از سر وسط لینک DC عبور نخواهد کرد. بنابراین می توان نتیجه گرفت اینورتر سه فاز چهار شاخه یک ساختار ایده آل بدون ترانسفورماتور در تغذیه ی بارهای نامتعادل محسوب می شود.

در این پایان نامه دو روش کنترل جدید برای اینورتر سه فاز چهار شاخه ارائه شد. با توجه به این که این ساختار دارای یک شاخه کلید زنی بیشتر نسبت به ساختارهای رایج اینورترهای سه فاز می باشد، در نتیجه کنترل آن دارای انعطاف بیشتری است و متعاقباً سخت تر نیز می باشد. در روش اول پیشنهادی با استفاده از مدل میانگین، تحقق فضای حالت سیستم معرفی و با پیشنهاد قانون کنترلی فیدبک حالت خاصی، اتصال بین زیر سیستم ها از بین برده شده است. در نتیجه سیستم به سه زیر سیستم در هر یک از فازها مجزا شده که هر زیر سیستم، خود یک سیستم تک-ورودی تک-خروجی مرتبه دوم (یک صفر و دو قطب) است. سپس با توجه به مشخصه های مطلوب خروجی های اینورتر سه فاز، کنترل زیر سیستم ها انجام گرفت. ساختار این روش کنترلی با توجه به این که در آن از فیدبک حالت به عنوان قانون کنترلی مجزا کننده استفاده شده است دارای پیچیدگی نیست و پیاده سازی آن به مراتب ساده است. روش کنترل پیشنهادی دوم بر پایه-ی مجزا سازی سیستم به استفاده از فیدبک ولتاژی است. به گونه ای که با توجه به مبدل میانگین اینورتر سه فاز چهار شاخه، قانون کنترلی خاصی شامل فیدبک از ولتاژهای سایر فازها در یک فاز خاص، جهت مجزا سازی آن فاز از سایر فازها ارائه شده است. با بکار گیری روابط ریاضی حاکم بر سیستم، اثبات شده است که این قانون کنترلی قادر است در دستگاه abc، اینورتر سه فاز چهار شاخه مورد بررسی را تبدیل به سه اینورتر تکفاز مجزا در هر یک فازها با مقادیر پارامترهای جدید، نماید. بنابراین پس از بهره گیری از این روش مجزا سازی، جهت کنترل نهایی سیستم کافی است از روش های رایج پیشنهاد شده در کنترل اینورترهای تکفاز برای کنترل هر یک از زیر سیستم ها

استفاده کرد. در این پایان نامه از روش کنترل آبخاری چند حلقه با حلقه خارجی ولتاژ و حلقه درونی جریان خازن استفاده شده است. با توجه به این که جریان خازن‌های خروجی اینورتر نسبت به تغییرات ولتاژ بسیار حساس می‌باشند، لذا پاسخ این روش کنترل بسیار سریع بوده که سبب شده نهایتاً پاسخ مطلوبی از سیستم کلی نتیجه گردد.

عملکرد روش‌های پیشنهادی با استفاده از شبیه سازی در نرم افزار متلب / سیمولینک و نیز بوسیله پیاده سازی در نمونه تست ساخته شده مورد بررسی قرار گرفته شده است. در شبیه سازی این روش‌ها سعی بر آن بوده تا حد امکان شرایط واقعی اینورتر سه فاز چهار شاخه در نظر گرفته شود. نتایج این بخش گویای پاسخ قابل قبول روش‌های کنترل پیشنهادی در حالات بی‌باری، بار کامل متعادل، بار نامتعادل تکفاز و بار نامتعادل خط به خط به عنوان حالات بحرانی بارگذاری، می‌باشد. به گونه ای که اعوجاج کلی هارمونیکی در کلیه حالات شبیه سازی شده مربوط به روش‌های کنترل پیشنهادی اول و دوم به ترتیب کمتر ۱.۵٪ و ۰.۶٪ بوده و ضریب عدم تعادل ولتاژهای خط خروجی نیز در حالات بار نامتعادل از ۱.۲٪ و ۰.۶٪ فراتر نرفته است که مشخصه‌های مطلوبی می‌باشد.

نتایج حاصل از تست دستگاه ساخته شده با بکار گیری روش کنترل پیشنهادی دوم در سه حالت بار کامل متعادل و دو حالت بار نامتعادل اخذ شده است. شکل موج‌های خروجی با استفاده از یک اسیلوسکوپ چهار کاناله دیجیتال استخراج شده که قادر است اندازه‌گیری‌های مربوط به مقادیر سیگنال‌ها را انجام دهد. با توجه به نتایج، سیستم در حالت بار کامل متعادل دارای رگولاسیون مطلوب کمتر از ۰.۱٪ است و نیز در حالات بار نامتعادل ضریب عدم تعادل از ۰.۲٪ فراتر نرفته که مطلوب می‌باشد.

به صورت جمع‌بندی می‌توان گفت این پایان‌نامه به کنترل و بررسی عملکرد اینورتر سه فاز چهار شاخه می‌پردازد که در آن دو روش کنترلی جدید ارائه شده و صحت عملکرد این روش‌ها در حالت شبیه سازی با استفاده نرم افزار متلب نشان داده شده است. یک نمونه کوچک آزمایشگاهی دستگاه اینورتر سه فاز چهار شاخه به انضمام تجهیزات اضافی لازم، ساخته شده که برای بررسی عملکرد یکی از روش‌های کنترل پیشنهادی مورد استفاده قرار گرفته شده است. نتایج حاصل از ساخت درستی مطالب تئوری ارائه شده را تایید می‌کند.

## ۵-۲- پیشنهادات

با توجه به پژوهش به عمل آمده و نتایج حاصل از آن، پیشنهادات زیر جهت کارهای بعدی ارائه می‌گردد.

۱. در این پایان‌نامه با توجه به شرایط و امکانات موجود تنها یکی از روش‌های کنترلی پیشنهادی ( روش دوم ) در نمونه ساخته شده دستگاه پیاده سازی شده است؛ لذا پیشنهاد می‌گردد جهت ارزیابی روش کنترل پیشنهادی اول، این روش نیز در دستگاه ساخته شده یا مانند آن پیاده‌سازی شده و مورد بررسی قرار گیرد.
۲. در هر دو روش پیشنهادی، اثرات نامطلوب ناشی از زمان تاخیر مربوط به نمونه برداری و PWM در حالات واقعی در نظر گرفته نشده است. پیشنهاد می‌شود در کارهای بعدی این زمان‌های تاخیر مدل شده و اثر آن در دو روش کنترل پیشنهادی مورد بررسی قرار گیرد.
۳. در دستگاه نمونه تست ساخته شده، از میکروکنترلی استفاده شده که به دلیل محدودیت در سرعت عملکرد آن، نمی‌توان فرکانس نمونه برداری را از حدی بالاتر برد. پیشنهاد می‌گردد برای دستیابی به پاسخ‌های با کیفیت بهتر از پردازنده‌های با سرعت بالاتر مانند DSP استفاده شود تا بتوان فرکانس نمونه برداری و کلید زنی را بالاتر برده و در نتیجه کنترل سیستم کارا تر گردد.
۴. در پژوهش صورت گرفته، اثر به کار گیری روش‌های مختلف مدولاسیون اینورترهای سه فاز چهار شاخه در روش‌های کنترلی پیشنهادی در نظر گرفته نشده است. به عنوان یکی از کارهای آینده پیشنهاد می‌شود مدلسازی مدولاسیون‌های مربوط به اینورترهای چهار شاخه و تاثیر آن در حلقه‌های کنترلی پیشنهادی بررسی گردد.
۵. پیشنهاد می‌شود در این پایان‌نامه مقادیر پارامترها و بهره‌های کنترلی سیستم را جهت حصول به بهترین پاسخ در روش‌های به کار گرفته شده، بهینه کرد. برای این منظور استفاده از روش‌های بهینه سازی جدید مانند الگوریتم ژنتیک، پرندگان و... توصیه می‌گردد.

## مراجع

## مراجع

- [1] M. Dai, "Control of power converters for distributed generation applications", Ohio State University, 2005
- [2] N. Lundstrom, R Stroman, "Auxiliary Module for Unbalanced Three Phase Loads with a Neutral Connection" Department of electrical engineering and automation, Lund institute of technology, Sweden, 2006.
- [3] Q.C.Zhang, L.Hobson, M.G.Jayne, "Classical Control of the neutral in 4-wire 3-phase DC-AC converters", Electrical Power Quality and Utilization, Journal Vol. XI, NO. 2, 2005 .
- [4] A. María, M. Villalobos, F. Johann, P. Suárez, "DC Bus Voltage Control in Four-Wire Shunt Active Power Filters with Split Capacitor", Universidad Industrial de Santander, Bucaramanga, Colombia, 2008
- [5] A. Bellini, S. Bifaretti," Modulation Techniques for Three-Phase Four-Leg Inverters", Proceedings of the 6th WSEAS International Conference on Power Systems, Lisbon, Portugal, September 22-24, 2006
- [6] J. Liang, T. C. Green, C. Feng, and G. Weiss, "Increasing voltage utilization in split-link four-wire inverters," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 24, no. 6, pp. 1562–1569, Jun. 2009.
- [7] G. Escobar, A. Valdez, R.E. Torres-Olguin, M.F. Martinez-Montejano, "A Model-Based Controller for A Three-Phase Four-Wire Shunt Active Filter With Compensation of the Neutral Line Current," Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.22, no.6, pp.2261-2270, Nov. 2007
- [8] R. Zhang, D. Boroyevich, V.H. Prasad, H. Mao, F.C. Lee; S. Dubovsky , "A three-phase inverter with a neutral leg with space vector modulation," Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC '97 Conference Proceedings, Twelfth Annual , vol.2, no., pp.857-863 vol.2, 23-27 Feb 1997
- [9] M. Brucoli, C. GREEN T, "Fault response of inverter dominated microgrids". Presented at 2nd Int. Conf. Integration of Renewable and Distributed Energy Resources, Napa, California, USA, 2006
- [10] Ç. Süleyman, "Repetitive Control Of A Three Phase Uninterruptible Power Supply With Isolation Transformer" , Middle East Technical University, December 2006.
- [11] V. Khadkikar, A. Chandra, B. Singh "Digital signal processor implementation and performance evaluation of split capacitor, four-leg and three H-bridge-based three-phase four-wire shunt active filters", IET Power Electronics, Vol. 4, Iss. 4, pp. 463–470, 2011
- [12] M. Dai, J. J. M.N. Marwali, and A. Keyhani, "A three-phase four-wire inverter control technique for a single distributed generation unit in island mode," Power Electronics, IEEE Transactions on, Vol. 23, no. 1, pp. 322–331, Jan. 2008.
- [13] M. Mishra, A. Joshi, and A. Ghosh, "Control schemes for equalization of capacitor voltages in neutral clamped shunt compensator," Power Delivery, IEEE Transactions on , vol.18, no.2, pp. 538- 544, April 2003.
- [14] S. Orts-Grau, F. J. Gimeno-Sales, A. Albell'an, S. Segu'i-Chilet, M. Alca~niz, and R. Masot, "Achieving maximum efficiency in three-phase systems with a shunt active power compensator based on IEEE std. 1459," Power Delivery, IEEE Transactions on , vol.23, no.2, pp.812-822, April 2008.
- [15] S. Segu'i-Chilet, F. Gimeno-Sales, S. Orts, M. Alcaniz, and R. Masot, "Selective shunt active power compensator in four wire electrical systems using symmetrical components," Electric Power Components and Systems, vol. 35, no. 1, pp. 97–118, Jan. 2007.

- [16] A. Mohd, E. Ortjohann, N. Hamsic, W. Sinsukthavorn, M. Lingemann, A. Schmelter, D. Morton, "Control strategy and space vector modulation for three-leg four-wire voltage source inverters under unbalanced load conditions", *IET Power Electron.*, 2010, Vol. 3, Iss. 3, pp. 323–333
- [17] C.A. Quinn, N. Mohan, "Active filtering of harmonic currents in three-phase, four-wire systems with three-phase and single-phase nonlinear loads" *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 1992. APEC '92, vol., no., pp.829-836, 23-27 Feb 1992.
- [18] P. Verdelho, G.D. Marques, "Four-wire current-regulated PWM voltage converter" *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* , vol.45, no.5, pp.761-770, Oct 1998.
- [19] V. H. Prasad, "Analysis And Comparison Of Space Vector Modulation Schemes For Three-Leg And Four-Leg Voltage Source Inverters", Virginia Polytechnic Institute and State University, May, 1997.
- [20] R. Zhang "High performance power converter systems for nonlinear and unbalanced load/source" [Online]Available:<http://etd.vt.edu>. 1998.
- [21] M. J. Ryan, R. D. Lorenz, R. W. D. Doncker, "Modeling of Multileg Sine-Wave Inverters: A Geometric Approach" *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* , vol.46, no.6, pp.1183-1191, Dec 1999
- [22] MIL-STD-704E, "Military Standard Aircraft electric power characteristics" 1991.
- [23] NEMA standard MG1-14.34, 1980.
- [24] T. M. Jahns, R. W. D. Doncker, A. V. Radun, P. M. Szczesny, and F. G. Turnbull, "System Design Considerations for a High-Power Aerospace Resonant Link Converter," *Power Electronics, IEEE Transactions on* , vol.8, no.4, pp.663-672, Oct 1993
- [25] "International Electro technical Vocabulary, Group 05, Fundamental Definitions," International Electro technical Commission (IEC) Publication 50 (05), 1954
- [26] P. Pillay, M. Manyage, "California Electricity Situation," *Power Engineering Review, IEEE* , vol.21, no.5, pp.10-12, May 2001.
- [27] E. Demirkutlu, "Output Voltage Control of A Four-Leg Inverter Based Three-Phase Ups By Means Of Stationary Frame Resonant Filter Banks", Thesis Submitted To The Graduate School Of Natural And Applied Sciences Of Middle East Technical University, December 2006.
- [28] A.M. Hava, "Carrier Based PWM-VSI Drives in the Overmodulation Region," Ph.D. Dissertation, University of Wisconsin-Madison, 1998.
- [29] A.M. Hava, R.J. Kerkman, T.A. Lipo, "Simple analytical and graphical methods for carrier based PWM-VSI drives," *Power Electronics, IEEE Transactions on* , vol.14, no.1, pp.49-61, Jan 1999.
- [30] R. Zhang, V. H. Prasad, D. Boroyevich, F. C. Lee, "Three-Dimensional Space Vector Modulation for Four-Leg Voltage-Source Converters", *Power Electronics, IEEE Transactions on* , vol.17, no.3, pp.314-326, May 2002.
- [31] F. Botterion, R.F. D. Camargo, H.L. Hey, J.R. Pinheiro, H.A. Gr.undling and H. Pinheiro, "New limiting algorithms for space vector modulated three-phase four-leg voltage source inverters," *Electric Power Applications, IEE Proceedings*, vol.150, no.6, pp. 733- 742, 7 Nov. 2003.
- [32] M. A. Perales, M. M. Prats, R. Portillo, J. L. Mora, J. I. León, and L. G. Franquelo, "Three-Dimensional Space Vector Modulation in abc Coordinates for Four-Leg Voltage Source Converters", *Power Electronics Letters, IEEE* , vol.1, no.4, pp.104-109, Dec. 2003.
- [33] L. G. Pranguelo, M. M. Prats, R. Portillo, J. I. León, M. Perales, J.M. Carrasco, E. Galvan. L. Mora , "Simple and Advanced Three dimensional Space Vector Modulation Algorithm for Four-Leg Multilevel Converters Topology" ,*Industrial Electronics Society, IECON 2004. 30th Annual Conference of IEEE* , vol.3, no., pp. 2285- 2289 Vol. 3, 2-6 Nov. 2004.

- [34] N.M. Abdel-Rahim, J.E. Quaicoe, "Analysis and design of a multiple feedback loop control strategy for single-phase voltage source UPS inverters," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol.11, no.4, pp.532-541, Jul 1996.
- [35] M.J. Ryan, W.E. Brumsickle, R.D. Lorenz, "Control topology options for single phase UPS inverters," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol.33, no.2, pp.493-501, Mar/Apr 1997.
- [36] F. Kamran, "A new UPS topology and deadbeat control techniques for improved utility interface compatibility," Ph.D. Dissertation, Georgia Institute Of Technology, October 1995.
- [37] U. Borup, P.N. Enjeti, F. Blaabjerg, "A new space-vector-based control method for UPS systems powering nonlinear and unbalanced loads," *Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE*, vol.2, no., pp.895-901 vol.2, 2000.
- [38] K. Kim, N. Park, D. Hyun, "Advanced synchronous reference frame controller for three-phase UPS powering unbalanced and nonlinear loads," *Power Electronics Specialists Conference, PESC '05. IEEE 36th*, vol., no., pp.1699-1704, 16-16 June 2005.
- [39] T.M. Rowan, R.J. Kerkman, "A new synchronous current regulator and an analysis of current-regulated PWM inverters," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol.IA-22, no.4, pp.678-690, July 1986.
- [40] X. Yuan, W. Merk, H. Stemmler, J. Allmeling, "Stationary-frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady-state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operating conditions," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, Vol. 38, pp. 142-150, March/April 2002.
- [41] R. Nasiri, A. Radan, "Adaptive decoupled control of 4-leg voltage-source inverters for standalone photovoltaic systems: Adjusting transient state response", *Renewable Energy*, Volume 36, Issue 10, October 2011, Pages 2733-274.
- [42] R. Nasiri, A. Radan, "Adaptive pole-placement control of 4-leg voltage-source inverters for standalone photovoltaic systems", *Renewable Energy*, Volume 36, Issue 7, July 2011, Pages 2032-2042.
- [43] H. Gueldner, H. Wolf, N. Blacha, "Single phase UPS inverter with variable output voltage and digital state feedback control," *Industrial Electronics, 2001. Proceedings. ISIE 2001. IEEE International Symposium on*, vol.2, no., pp.1089-1094 vol.2, 2001.
- [44] J. Borsalani, A. Dastfan, "Decoupled phase voltages control of three phase four-leg voltage source inverter via state feedback," *Computer and Knowledge Engineering (ICCKE), 2012 2nd International eConference on*, Vol., no., pp.71-76, 18-19 Oct. 2012.
- [45] P. Falb, W. Wolovich, "Decoupling in the design and synthesis of multivariable control systems" *Automatic Control, IEEE Transactions on*, vol.12, no.6, pp.651-659, December 1967.
- [46] R. A. Gannett, "Control Strategies For High Power Four-Leg Voltage Source Inverters", Blacksburg, Virginia, July 30, 2001.
- [47] P. C. Loh, D. G. Holmes, "A Multidimensional Variable Band Flux Modulator for Four-Phase-Leg Voltage Source Inverters", *Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual*, vol.1, no., pp. 256- 261 vol.1, 2002.
- [48] Z. Li, Y. Li, P. Wang, F. Gao, L. Zhao, "The Inner Current-Loop in Double-Loop Digital Control of 400 Hz Inverter Based Power Supply Under Low Switching Frequency Condition" *Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2010 International Conference on*, vol., no., pp.293-298, 10-13 Oct. 2010.
- [49] T.B. Lazzarin, G.A.T. Bauer, I. Barbi, "A control strategy by instantaneous average values for parallel operation of single phase voltage source inverters based in the inductor current feedback," *Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE*, vol., no., pp.495-502, 20-24 Sept. 2009.



- [50] Z. Li, P. Wang, "A New Digital Control Method for High Performance 400 Hz Ground Power Unit", Power Electronics and Motion Control Conference, 2008. EPE-PEMC 2008. 13th , vol., no., pp.515-520, 1-3 Sept. 2008.
- [51] Z. Li, Y. Li, P. Wang, "Single-Loop Digital Control of High-Power 400 Hz Ground Power Unit for Airplanes". Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.57, no.2, pp.532-543, Feb. 2010.

# پیوست‌ها

## پیوست ۱: کاتولگ سوئیچ IRFP460

Philips Semiconductors

Product specification

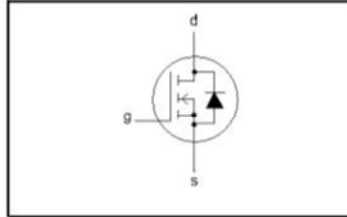
PowerMOS transistors  
Avalanche energy rated

IRFP460

## FEATURES

- Repetitive Avalanche Rated
- Fast switching
- Stable off-state characteristics
- High thermal cycling performance
- Low thermal resistance

## SYMBOL



## QUICK REFERENCE DATA

$$V_{DSS} = 500 \text{ V}$$

$$I_D = 20 \text{ A}$$

$$R_{DS(ON)} \leq 0.27 \ \Omega$$

## GENERAL DESCRIPTION

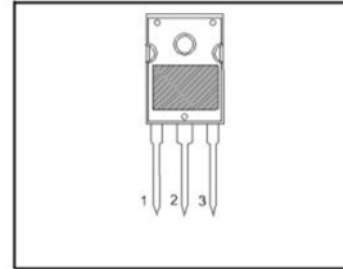
N-channel, enhancement mode field-effect power transistor, intended for use in off-line switched mode power supplies, T.V. and computer monitor power supplies, d.c. to d.c. converters, motor control circuits and general purpose switching applications.

The IRFP460 is supplied in the SOT429 (TO247) conventional leaded package.

## PINNING

PIN	DESCRIPTION
1	gate
2	drain
3	source
tab	drain

## SOT429 (TO247)



## LIMITING VALUES

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
$V_{DSS}$	Drain-source voltage	$T_j = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ to $150 \text{ }^\circ\text{C}$	-	500	V
$V_{DGR}$	Drain-gate voltage	$T_j = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ to $150 \text{ }^\circ\text{C}$ ; $R_{GS} = 20 \text{ k}\Omega$	-	500	V
$V_{GS}$	Gate-source voltage		-	$\pm 30$	V
$I_D$	Continuous drain current	$T_{mb} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ ; $V_{GS} = 10 \text{ V}$	-	20	A
		$T_{mb} = 100 \text{ }^\circ\text{C}$ ; $V_{GS} = 10 \text{ V}$	-	12.4	A
$I_{DM}$	Pulsed drain current	$T_{mb} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	-	80	A
$P_D$	Total dissipation	$T_{mb} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	-	250	W
$T_j, T_{stg}$	Operating junction and storage temperature range		- 55	150	$^\circ\text{C}$

## AVALANCHE ENERGY LIMITING VALUES

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
$E_{AS}$	Non-repetitive avalanche energy	Unclamped inductive load, $I_{AS} = 20 \text{ A}$ ; $t_p = 0.2 \text{ ms}$ ; $T_j$ prior to avalanche = $25 \text{ }^\circ\text{C}$ ; $V_{DD} \leq 50 \text{ V}$ ; $R_{GS} = 50 \ \Omega$ ; $V_{GS} = 10 \text{ V}$	-	1300	mJ
$E_{AR}$	Repetitive avalanche energy <sup>1</sup>	$I_{AR} = 20 \text{ A}$ ; $t_p = 2.5 \ \mu\text{s}$ ; $T_j$ prior to avalanche = $25 \text{ }^\circ\text{C}$ ; $R_{GS} = 50 \ \Omega$ ; $V_{GS} = 10 \text{ V}$	-	32	mJ
$I_{AS}, I_{AR}$	Repetitive and non-repetitive avalanche current		-	20	A

<sup>1</sup> pulse width and repetition rate limited by  $T_j$  max.

**PowerMOS transistors**  
**Avalanche energy rated**

IRFP460

**THERMAL RESISTANCES**

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
$R_{th(j-mb)}$	Thermal resistance junction to mounting base		-	-	0.5	K/W
$R_{th(j-a)}$	Thermal resistance junction to ambient	SOT429 package, in free air	-	45	-	K/W

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$  unless otherwise specified

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
$V_{(BR)DSS}$	Drain-source breakdown voltage	$V_{GS} = 0\text{ V}; I_D = 0.25\text{ mA}$	500	-	-	V
$\Delta V_{(BR)DSS} / \Delta T_j$	Drain-source breakdown voltage temperature coefficient	$V_{DS} = V_{GS}; I_D = 0.25\text{ mA}$	-	0.1	-	%/K
$R_{DS(on)}$	Drain-source on resistance	$V_{GS} = 10\text{ V}; I_D = 10\text{ A}$	-	0.2	0.27	$\Omega$
$V_{GS(th)}$	Gate threshold voltage	$V_{DS} = V_{GS}; I_D = 0.25\text{ mA}$	2.0	3.0	4.0	V
$g_{fs}$	Forward transconductance	$V_{DS} = 30\text{ V}; I_D = 10\text{ A}$	13	18	-	S
$I_{DSS}$	Drain-source leakage current	$V_{DS} = 500\text{ V}; V_{GS} = 0\text{ V}$	-	2	50	$\mu\text{A}$
$I_{GSS}$	Gate-source leakage current	$V_{DS} = 400\text{ V}; V_{GS} = 0\text{ V}; T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$ $V_{GS} = \pm 30\text{ V}; V_{DS} = 0\text{ V}$	-	100	1000	$\mu\text{A}$
$Q_{g(tot)}$	Total gate charge	$I_D = 20\text{ A}; V_{DD} = 400\text{ V}; V_{GS} = 10\text{ V}$	-	147	190	nC
$Q_{gs}$	Gate-source charge		-	12	18	nC
$Q_{gd}$	Gate-drain (Miller) charge		-	78	100	nC
$t_{d(on)}$	Turn-on delay time	$V_{DD} = 250\text{ V}; R_D = 12\text{ }\Omega;$ $R_G = 3.9\text{ }\Omega$	-	23	-	ns
$t_r$	Turn-on rise time		-	72	-	ns
$t_{d(off)}$	Turn-off delay time		-	150	-	ns
$t_f$	Turn-off fall time		-	75	-	ns
$L_d$	Internal drain inductance	Measured from tab to centre of die	-	3.5	-	nH
$L_{d'}$	Internal drain inductance	Measured from drain lead to centre of die	-	4.5	-	nH
$L_s$	Internal source inductance	Measured from source lead to source bond pad	-	7.5	-	nH
$C_{iss}$	Input capacitance	$V_{GS} = 0\text{ V}; V_{DS} = 25\text{ V}; f = 1\text{ MHz}$	-	3000	-	pF
$C_{oss}$	Output capacitance		-	480	-	pF
$C_{riss}$	Feedback capacitance		-	270	-	pF

**SOURCE-DRAIN DIODE RATINGS AND CHARACTERISTICS** $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$  unless otherwise specified

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
$I_S$	Continuous source current (body diode)	$T_{mb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$	-	-	20	A
$I_{SM}$	Pulsed source current (body diode)	$T_{mb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$	-	-	80	A
$V_{SD}$	Diode forward voltage	$I_S = 20\text{ A}; V_{GS} = 0\text{ V}$	-	-	1.5	V
$t_{rr}$	Reverse recovery time	$I_S = 20\text{ A}; V_{GS} = 0\text{ V}; di/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}$	-	900	-	ns
$Q_{rr}$	Reverse recovery charge		-	15	-	$\mu\text{C}$

## پیوست ۲: کاتالوگ ماژول درایور IR2113

International  
IR Rectifier

## IR2110(S)/IR2113(S) &amp; (PbF)

## Dynamic Electrical Characteristics

$V_{BIAS}$  ( $V_{CC}$ ,  $V_{BS}$ ,  $V_{DD}$ ) = 15V,  $C_L$  = 1000 pF,  $T_A$  = 25°C and  $V_{SS}$  = COM unless otherwise specified. The dynamic electrical characteristics are measured using the test circuit shown in Figure 3.

Symbol	Definition	Figure	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$t_{on}$	Turn-on propagation delay	7	—	120	150	ns	$V_S = 0V$
$t_{off}$	Turn-off propagation delay	8	—	94	125		$V_S = 500V/600V$
$t_{sd}$	Shutdown propagation delay	9	—	110	140		$V_S = 500V/600V$
$t_r$	Turn-on rise time	10	—	25	35		
$t_f$	Turn-off fall time	11	—	17	25		
MT	Delay matching, HS & LS turn-on/off	(IR2110) (IR2113)	—	—	—		10 20

## Static Electrical Characteristics

$V_{BIAS}$  ( $V_{CC}$ ,  $V_{BS}$ ,  $V_{DD}$ ) = 15V,  $T_A$  = 25°C and  $V_{SS}$  = COM unless otherwise specified. The  $V_{IN}$ ,  $V_{TH}$  and  $I_{IN}$  parameters are referenced to  $V_{SS}$  and are applicable to all three logic input leads: HIN, LIN and SD. The  $V_O$  and  $I_O$  parameters are referenced to COM and are applicable to the respective output leads: HO or LO.

Symbol	Definition	Figure	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$V_{IH}$	Logic "1" input voltage	12	9.5	—	—	V	
$V_{IL}$	Logic "0" input voltage	13	—	—	6.0		
$V_{OH}$	High level output voltage, $V_{BIAS} - V_O$	14	—	—	1.2		$I_O = 0A$
$V_{OL}$	Low level output voltage, $V_O$	15	—	—	0.1		$I_O = 0A$
$I_{LK}$	Offset supply leakage current	16	—	—	50	$\mu A$	$V_B = V_S = 500V/600V$
$I_{QBS}$	Quiescent $V_{BS}$ supply current	17	—	125	230		$V_{IN} = 0V$ or $V_{DD}$
$I_{QCC}$	Quiescent $V_{CC}$ supply current	18	—	180	340		$V_{IN} = 0V$ or $V_{DD}$
$I_{QDD}$	Quiescent $V_{DD}$ supply current	19	—	15	30		$V_{IN} = 0V$ or $V_{DD}$
$I_{IN+}$	Logic "1" input bias current	20	—	20	40		$V_{IN} = V_{DD}$
$I_{IN-}$	Logic "0" input bias current	21	—	—	1.0	$V_{IN} = 0V$	
$V_{BSUV+}$	$V_{BS}$ supply undervoltage positive going threshold	22	7.5	8.6	9.7	V	
$V_{BSUV-}$	$V_{BS}$ supply undervoltage negative going threshold	23	7.0	8.2	9.4		
$V_{CCUV+}$	$V_{CC}$ supply undervoltage positive going threshold	24	7.4	8.5	9.6		
$V_{CCUV-}$	$V_{CC}$ supply undervoltage negative going threshold	25	7.0	8.2	9.4		
$I_{O+}$	Output high short circuit pulsed current	26	2.0	2.5	—	A	$V_O = 0V$ , $V_{IN} = V_{DD}$ $PW \leq 10 \mu s$
$I_{O-}$	Output low short circuit pulsed current	27	2.0	2.5	—		$V_O = 15V$ , $V_{IN} = 0V$ $PW \leq 10 \mu s$

# IR2110(S)/IR2113(S) & (PbF)

International  
IR Rectifier

## Absolute Maximum Ratings

Absolute maximum ratings indicate sustained limits beyond which damage to the device may occur. All voltage parameters are absolute voltages referenced to COM. The thermal resistance and power dissipation ratings are measured under board mounted and still air conditions. Additional information is shown in Figures 28 through 35.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units	
V <sub>B</sub>	High side floating supply voltage (IR2110)	-0.3	525	V	
	(IR2113)	-0.3	625		
V <sub>S</sub>	High side floating supply offset voltage	V <sub>B</sub> - 25	V <sub>B</sub> + 0.3		
V <sub>HO</sub>	High side floating output voltage	V <sub>S</sub> - 0.3	V <sub>B</sub> + 0.3		
V <sub>CC</sub>	Low side fixed supply voltage	-0.3	25		
V <sub>LO</sub>	Low side output voltage	-0.3	V <sub>CC</sub> + 0.3		
V <sub>DD</sub>	Logic supply voltage	-0.3	V <sub>SS</sub> + 25		
V <sub>SS</sub>	Logic supply offset voltage	V <sub>CC</sub> - 25	V <sub>CC</sub> + 0.3		
V <sub>IN</sub>	Logic input voltage (HIN, LIN & SD)	V <sub>SS</sub> - 0.3	V <sub>DD</sub> + 0.3		
dV <sub>S</sub> /dt	Allowable offset supply voltage transient (figure 2)	—	50		V/ns
P <sub>D</sub>	Package power dissipation @ T <sub>A</sub> ≤ +25°C	(14 lead DIP)	—	1.6	W
		(16 lead SOIC)	—	1.25	
R <sub>THJA</sub>	Thermal resistance, junction to ambient	(14 lead DIP)	—	75	°C/W
		(16 lead SOIC)	—	100	
T <sub>J</sub>	Junction temperature	—	150	°C	
T <sub>S</sub>	Storage temperature	-55	150		
T <sub>L</sub>	Lead temperature (soldering, 10 seconds)	—	300		

## Recommended Operating Conditions

The input/output logic timing diagram is shown in figure 1. For proper operation the device should be used within the recommended conditions. The V<sub>S</sub> and V<sub>SS</sub> offset ratings are tested with all supplies biased at 15V differential. Typical ratings at other bias conditions are shown in figures 36 and 37.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units
V <sub>B</sub>	High side floating supply absolute voltage	V <sub>S</sub> + 10	V <sub>S</sub> + 20	V
V <sub>S</sub>	High side floating supply offset voltage (IR2110)	Note 1	500	
	(IR2113)	Note 1	600	
V <sub>HO</sub>	High side floating output voltage	V <sub>S</sub>	V <sub>B</sub>	
V <sub>CC</sub>	Low side fixed supply voltage	10	20	
V <sub>LO</sub>	Low side output voltage	0	V <sub>CC</sub>	
V <sub>DD</sub>	Logic supply voltage	V <sub>SS</sub> + 3	V <sub>SS</sub> + 20	
V <sub>SS</sub>	Logic supply offset voltage	-5 (Note 2)	5	
V <sub>IN</sub>	Logic input voltage (HIN, LIN & SD)	V <sub>SS</sub>	V <sub>DD</sub>	
T <sub>A</sub>	Ambient temperature	-40	125	

Note 1: Logic operational for V<sub>S</sub> of -4 to +500V. Logic state held for V<sub>S</sub> of -4V to -V<sub>BS</sub>. (Please refer to the Design Tip DT97-3 for more details).

Note 2: When V<sub>DD</sub> < 5V, the minimum V<sub>SS</sub> offset is limited to -V<sub>DD</sub>.

## IR2110(S)/IR2113(S) & (PbF) HIGH AND LOW SIDE DRIVER

### Features

- Floating channel designed for bootstrap operation  
Fully operational to +500V or +600V  
Tolerant to negative transient voltage  
dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10 to 20V
- Undervoltage lockout for both channels
- 3.3V logic compatible  
Separate logic supply range from 3.3V to 20V  
Logic and power ground  $\pm 5V$  offset
- CMOS Schmitt-triggered inputs with pull-down
- Cycle by cycle edge-triggered shutdown logic
- Matched propagation delay for both channels
- Outputs in phase with inputs
- Also available LEAD-FREE

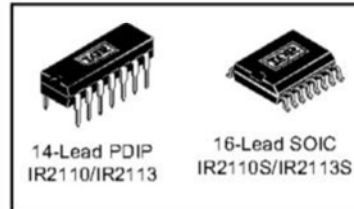
### Description

The IR2110/IR2113 are high voltage, high speed power MOSFET and IGBT drivers with independent high and low side referenced output channels. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. Logic inputs are compatible with standard CMOS or LSTTL output, down to 3.3V logic. The output drivers feature a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. Propagation delays are matched to simplify use in high frequency applications. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration which operates up to 500 or 600 volts.

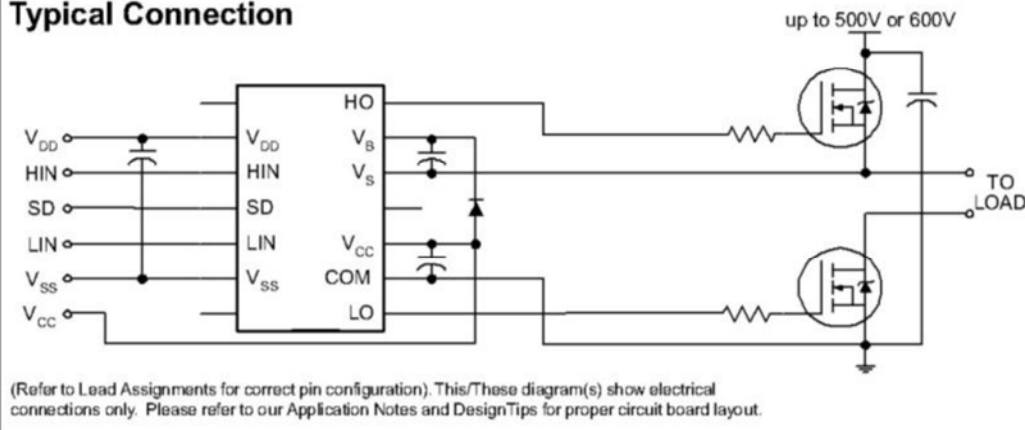
### Product Summary

$V_{\text{OFFSET}}$ (IR2110)	500V max.
(IR2113)	600V max.
$I_{\text{O}+/-}$	2A / 2A
$V_{\text{OUT}}$	10 - 20V
$t_{\text{on/off}}$ (typ.)	120 & 94 ns
Delay Matching (IR2110)	10 ns max.
(IR2113)	20ns max.

### Packages



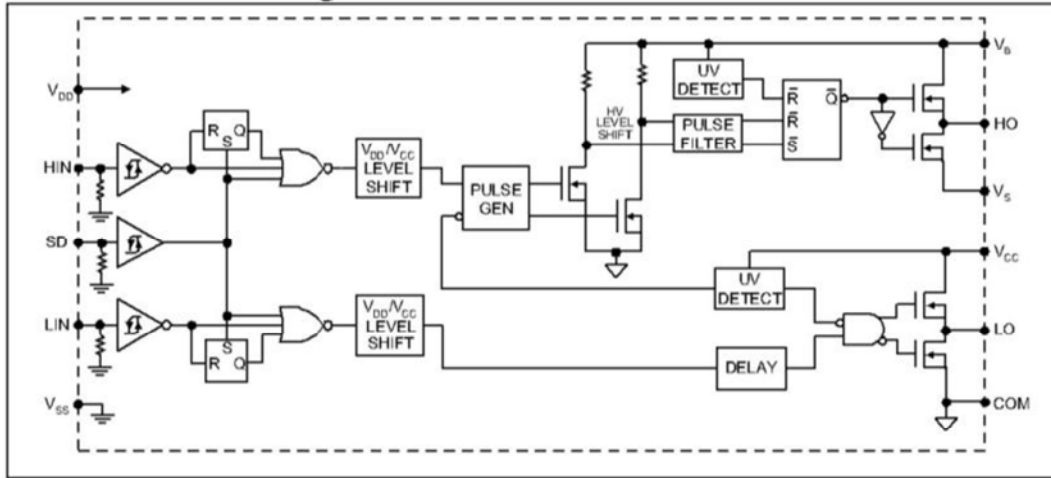
### Typical Connection



# IR2110(s)/IR2113(S) & (PbF)

International  
IR Rectifier

## Functional Block Diagram



## Lead Definitions

Symbol	Description
V <sub>DD</sub>	Logic supply
HIN	Logic input for high side gate driver output (HO), in phase
SD	Logic input for shutdown
LIN	Logic input for low side gate driver output (LO), in phase
V <sub>SS</sub>	Logic ground
V <sub>B</sub>	High side floating supply
HO	High side gate drive output
V <sub>S</sub>	High side floating supply return
V <sub>CC</sub>	Low side supply
LO	Low side gate drive output
COM	Low side return

## Lead Assignments

<p>14 Lead PDIP</p>	<p>16 Lead SOIC (Wide Body)</p>
<b>IR2110/IR2113</b>	<b>IR2110S/IR2113S</b>



## پیوست ۳: بخشی از کاتالوگ میکروکنترلر STM32F103ZET6

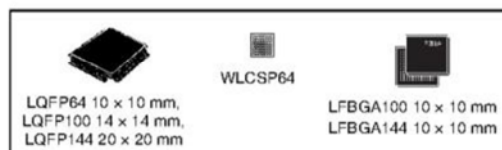


### STM32F103xC STM32F103xD STM32F103xE

High-density performance line ARM-based 32-bit MCU with 256 to 512KB Flash, USB, CAN, 11 timers, 3 ADCs, 13 communication interfaces

#### Features

- Core: ARM 32-bit Cortex™-M3 CPU
  - 72 MHz maximum frequency, 1.25 DMIPS/MHz (Dhrystone 2.1) performance at 0 wait state memory access
  - Single-cycle multiplication and hardware division
- Memories
  - 256 to 512 Kbytes of Flash memory
  - up to 64 Kbytes of SRAM
  - Flexible static memory controller with 4 Chip Select. Supports Compact Flash, SRAM, PSRAM, NOR and NAND memories
  - LCD parallel interface, 8080/6800 modes
- Clock, reset and supply management
  - 2.0 to 3.6 V application supply and I/Os
  - POR, PDR, and programmable voltage detector (PVD)
  - 4-to-16 MHz crystal oscillator
  - Internal 8 MHz factory-trimmed RC
  - Internal 40 kHz RC with calibration
  - 32 kHz oscillator for RTC with calibration
- Low power
  - Sleep, Stop and Standby modes
  - V<sub>BAT</sub> supply for RTC and backup registers
- 3 × 12-bit, 1 μs A/D converters (up to 21 channels)
  - Conversion range: 0 to 3.6 V
  - Triple-sample and hold capability
  - Temperature sensor
- 2 × 12-bit D/A converters
- DMA: 12-channel DMA controller
  - Supported peripherals: timers, ADCs, DAC, SDIO, I<sup>2</sup>Ss, SPIs, I<sup>2</sup>Cs and USARTs
- Debug mode
  - Serial wire debug (SWD) & JTAG interfaces
  - Cortex-M3 Embedded Trace Macrocell™



- Up to 112 fast I/O ports
  - 51/80/112 I/Os, all mappable on 16 external interrupt vectors and almost all 5 V-tolerant
- Up to 11 timers
  - Up to four 16-bit timers, each with up to 4 IC/OC/PWM or pulse counter and quadrature (incremental) encoder input
  - 2 × 16-bit motor control PWM timers with dead-time generation and emergency stop
  - 2 × watchdog timers (Independent and Window)
  - SysTick timer: a 24-bit downcounter
  - 2 × 16-bit basic timers to drive the DAC
- Up to 13 communication interfaces
  - Up to 2 × I<sup>2</sup>C interfaces (SMBus/PMBus)
  - Up to 5 USARTs (ISO 7816 interface, LIN, IrDA capability, modem control)
  - Up to 3 SPIs (18 Mbit/s), 2 with I<sup>2</sup>S interface multiplexed
  - CAN interface (2.0B Active)
  - USB 2.0 full speed interface
  - SDIO interface
- CRC calculation unit, 96-bit unique ID
- ECOPACK® packages

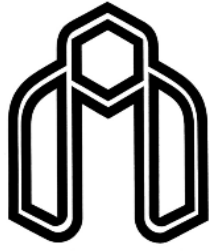
Table 1. Device summary

Reference	Part number
STM32F103xC	STM32F103RC STM32F103VC STM32F103ZC
STM32F103xD	STM32F103RD STM32F103VD STM32F103ZD
STM32F103xE	STM32F103RE STM32F103ZE STM32F103VE

**Abstract:**

This thesis proceed on modeling and control of three phase four-leg voltage source inverter, and propose two new methods to control. The first technique is on base of decoupling and control of system with the aid of state-feedback controllers, however second method decouples system via voltage-feedback control law. In both of them, modeling and control desing procedure has been discussed completely and stability, output-to-distribrance responses etc. has been evaluated. Proposed control strategies have no complexity and so are easy to implement, because of operation in abc coordinates and simple structure. also they have acceptable performance in unbalanced conditions. Simulation results prove ability of proposed control strategies to reduce the errors of tracking output references with minimum THD and %VR. To test one of proposed control methods in real conditions, An experimental setup of three phase voltage source inverter has been established with its additional requirment devices. Here in this thesis, setup has been introduced well and control implementation procedure has been presented. Exprimental results show acceptable response of control strategy with unbalanced conditions.

**Keywords:** Three phase four-leg voltage source inverter, unbalanced load, inverter average model, inverter decoupling startegies, four-leg inverter modulation



**Shahrood University of Technology**  
**Department of Electrical and Robotic Engineering**

# **Design and Implementation of 4-leg inverter supplying unbalanced loads**

**By:**  
**Javad Borsalani**

**Supervisor:**  
**Dr. Ali Dastfan**

**Assistant Supervisor:**  
**Mr. Mahdi Haghshenas**

**January**  
**2013**