





دانشکده مهندسی برق و رباتیک

پایان نامه کارشناسی ارشد مهندسی الکترونیک قدرت و ماشینهای الکتریکی

تشخیص خطا در یکسو کننده های ۱۲ پالس، طراحی و پیاده سازی

نگارنده :

عارف زینی وند

استاد راهنما :

دکتر علی دستفان

استاد مشاور :

دکتر حسین خسروی

تیر ۱۳۹۹

تقدیم به

مادر مهربانم ، نماد صبر و شکیبایی و سرسختی در مقابل طوفان های روزگار ،
تقدیم به تمام مادران لرستانی ، فرشتگان عشق و مهربانی در سرزمین سختی ها و

فداکاری ها

و تقدیم به

خواهر عزیزم سرکار خانم دکتر فرشته زینی وند

تقدیر و تشکر

«من لم يشكر المخلوق لم يشكر الخالق»

منت خدای را عز و جل که طاعتش موجب قربت است و به شکر اندرش مزید نعمت .هر نفسی که فرو
میرود ممد حیات است و چون برمی آید مفرح ذات .پس در هر نفسی دو نعمت موجود است و بر هر
نعمتی شکری واجب.

بر خود واجب می دانم ، اکنون که به انتهای این تحقیق رسیده ام از تمام کسانی که در این مدت همراهیشان
موجب دلگرمی و حضورشان مایه آرامش و امید بوده است کمال تشکر و قدر دانی را به جا آورم.

از استاد گرانقدر جناب آقای دکتر علی دستفان ، که راهنمایی های تیزبینانه و تامل برانگیز ایشان در طول
این مدت ، ایجاد انگیزه و امید بوده و مشوق تلاش روز افزون این جانب بوده کمال تشکر و قدردانی را به
جای می آورم و از خداوند منان آرزوی طول عمر و سلامت ایشان را خواستارم. همچنین از جناب آقای
دکتر حسین خسروی ، استاد مشاور مهربانم که همیشه با روی خوش در طول این مدت همراهی ام نموده
اند سپاس گزارم.

بر خود واجب می دانم که از خانواده ی عزیزم ، برادرانم ، خواهرانم ، پدر و بالاحص مادر مهربانم تشکر و
سپاس گزاری نمایم که یار و یاور همیشگی ام بوده اند و سرمایه زندگانی ام هستند.

از دوستان عزیز جناب آقای مهندس مسعود مهرابی، مهندس داوود فاضلی ، مهندس مهرداد میرزایی و
سرکار خانم مهندس سعیده پورقاسمیان که با فضل دانش و منش اخلاق در طول این مدت ، کمک راه
اینجانب بوده اند، سپاس گزارم. همچنین از جناب آقای مهندس سید وحید میر آقایی ، دوست و همراه
همیشگی ام کمال تشکر و قدردانی را به جای می آورم.

عارف زینی وند

تعهد نامه

اینجانب عارف زینی وند نژاد دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته مهندسی برق قدرت دانشکده مهندسی برق و رباتیک دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه تشخیص خطا در یکسو کننده های ۱۲ پالسه ، طراحی و پیاده سازی تحت راهنمایی جناب آقای 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 پژوهشهای محققان دیگر به مرجع مورد استفاده استناد شده است.
- مطالب مندرج در پایان نامه تاکنون توسط خود یا فرد دیگری برای دریافت هیچ نوع مدرک یا امتیازی در هیچ جا ارائه نشده است.
- کلیه حقوق معنوی این اثر متعلق به دانشگاه صنعتی شاهرود می باشد و مقالات مستخرج با نام « دانشگاه صنعتی شاهرود » و یا « Shahrood University of Technology » به چاپ خواهد رسید.
- حقوق معنوی تمام افرادی که در به دست آمدن نتایج اصلی پایان نامه تأثیرگذار بوده اند در مقالات مستخرج از پایان نامه رعایت می گردد.
- در کلیه مراحل انجام این پایان نامه ، در مواردی که از موجود زنده (یا بافتهای آنها) استفاده شده است ضوابط و اصول اخلاقی رعایت شده است.
- در کلیه مراحل انجام این پایان نامه، در مواردی که به حوزه اطلاعات شخصی افراد دسترسی یافته یا استفاده شده است اصل رازداری ، ضوابط و اصول اخلاق انسانی رعایت شده است .

تاریخ

امضای دانشجو

مالکیت نتایج و حق نشر

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

چکیده

این پایان نامه به معرفی الگوریتم های های نوین و هوشمند جهت تشخیص خطا در یکسو کننده های دیودی و تریستوری ۱۲ پالسه سری و موازی می پردازد. چالش ها و مسائل مربوط به تشخیص خطا بسته به نوع بار و اتصال یکسو کننده ها بررسی شده است. در این تحقیق سعی بر آن بوده تا با کاهش پیچیدگی الگوریتم و نیاز به سنسور های کمتر و در نتیجه کاهش هزینه، نواقص تحقیق های پیشین بهبود داده و الگوریتم های نوین پیشنهاد شود. الگوریتم تشخیص خطا به ازای تمام یکسو کننده های دیودی Q پالسه ارائه شده است. امکان تشخیص خطا در یکسو کننده های دیودی بسته به حضور خازن یا عدم حضور آن در خروجی یکسو کننده بررسی شده است. علاوه بر روش های هوشمند مبتنی بر شبکه های عصبی RBF و MLP، الگوریتم تشخیص خطا در یکسو کننده های دیودی به وسیله پردازش سیگنال و بر اساس ویژگی های منحصر به فرد این یکسو کننده ها جهت کاهش هزینه طراحی و نگه داری داده ها ارائه شده است که در این مورد بخصوص نتایج تجربی قدرت عملکردی بالای این الگوریتم را تایید کرده است. در ارتباط با یکسو کننده های تریستوری روش تشخیص خطا به کمک یک روش ابتکاری بیان شده که می تواند در بار های با توان بالا به خوبی مورد استفاده قرار گیرد. در نهایت الگوریتم مشترک جهت تشخیص خطا در هر دو نوع یکسو کننده ارائه شده است. بسته به حساسیت و اهمیت سیستم مورد مطالعه و بسته به امکانات موجود، گزینه های مختلفی جهت طراحی یک سیستم تشخیص خطا، ارائه شده است. همچنین با کمک روش های هوشمند بهینه سازی، نحوه ی بازسازی بلادرنگ یکسو کننده ی تریستوری ارائه شده است تا ریزل ولتاژ خروجی یکسو کننده به حداقل برسد. شبیه سازی سیستم های مورد مطالعه در محیط MATLAB/SIMULINK صورت گرفته است.

کلید واژه ها: تشخیص خطا، یکسو کننده های ۱۲ پالسه، شبکه های عصبی، بهینه سازی، بازسازی پس از خطا

فهرست مطالب

فصل اول مقدمه..... ۱

۱-۱ مقدمه..... ۲

۲-۱ تعاریف و اصطلاحات..... ۳

۳-۱ روش های تشخیص خطا..... ۴

۴-۱ هدف تحقیق..... ۶

۵-۱ مروری بر فصل های پایان نامه..... ۷

فصل دوم: مروری بر تشخیص خطا در مبدل های الکترونیک قدرت..... ۹

۱-۲ تشخیص خطا در یکسو کننده های دیودی..... ۱۰

۲-۱-۱ مدل کردن خطا در یکسو کننده های دیودی..... ۱۰

۲-۱-۲ تشخیص خطا در یکسو کننده های دیودی به کمک هوش محاسباتی..... ۱۱

۲-۱-۳ مدل کردن خطای اتصال کوتاه در یکسو کننده های دیودی ۱۲ پالسه دیودی..... ۱۵

۲-۱-۴ تشخیص خطا در یکسو کننده های دیودی بر اساس ویژگی های منحصر به فرد..... ۱۵

۲-۱-۵ تشخیص خطا در یکسو کننده های دیودی تغذیه کننده ژنراتور سنکرون..... ۱۶

۲-۲ تشخیص خطا در یکسو کننده های تریستوری..... ۱۸

۲-۲-۱ تشخیص خطا در یکسو کننده های تریستوری به کمک هوش محاسباتی..... ۱۸

۲-۲-۲ تشخیص خطا در یکسو کننده های تریستوری به کمک تابع سوئیچینگ..... ۱۹

۲-۳ تشخیص خطا در مبدل های الکترونیک قدرت با کلید های تمام کنترل شونده:..... ۲۲

۲-۳-۱ تشخیص خطای اینورتر در ریزشبهه های DC :..... ۲۲

۲-۳-۲ تشخیص خطا در اینورتر های متصل به شبکه AC :..... ۲۴

۲-۳-۳ تشخیص خطا در اینورتر متصل به بار:..... ۲۷

- ۲-۳-۴ تشخیص خطا در مبدل های DC به DC..... ۲۹
- ۲-۳-۵ تشخیص خطا در اینورتر های چند سطحی..... ۳۱
- جریان سیم نول از رابطه (۲-۲۳) محاسبه می شود و سپس با توجه با مقدار اندازه گیری شده مقایسه شده و با توجه به حالات مختلف خطا و اثر هر کدام جدول (۲-۱) جهت تشخیص خطا تشکیل می شود..... ۳۳
- ۲-۳-۶ تشخیص خطای اینورتر به کمک شبکه های عصبی عمیق:..... ۳۴
- ۲-۴ جمع بندی..... ۳۵

فصل سوم: الگوریتم تشخیص خطا و بازسازی پس از خطا در یکسو کننده های ۱۲ پالسه ۳۷

- ۳-۱ یکسو کننده ها الکترونیک قدرت ۳۸
- ۳-۲ یکسو کننده ۱۲ پالسه : ۳۹
- ۳-۳ خطا در یکسو کننده ها..... ۴۲
- ۳-۳-۱ کلاس خطا:..... ۴۲
- ۳-۳-۲ اثر خطا بر ولتاژ و جریان خروجی یکسو کننده ی ۱۲ پالسه ۴۶
- ۳-۴ تشخیص خطا در یکسو کننده های ۱۲ پالسه:..... ۴۸
- ۳-۵ شبکه های عصبی..... ۴۹
- ۳-۶ تشخیص خطا در یکسو کننده های دیودی با استفاده از شبکه های عصبی..... ۴۹
- ۳-۷ الگوریتم پیشنهادی تشخیص خطا ۵۱
- ۳-۷-۱ (الف) استخراج ویژگی..... ۵۴
- ۳-۷-۲ (ب) طبقه بندی..... ۵۵
- ۳-۸ تشخیص خطا در یکسو کننده های دیودی با استفاده از ویژگی های منحصر بفرد:..... ۵۶
- ۳-۸-۱ روش پیدا کردن ماکسیمم محلی در ولتاژ خروجی یکسو کننده های ۱۲ پالسه : ۵۹
- ۳-۹ تشخیص خطا در یکسو کننده های تریستوری:..... ۶۰
- ۳-۱۰ روش یکسان جهت تشخیص خطا در هر دو یکسو کننده ۶۵
- ۳-۱۱ روش های هیبریدی ۶۷

۱۲-۳ مقایسه روش های پیشنهادی ۶۸

۱۳-۳ بازسازی یکسو کنند های تریستوری پس از تشخیص خطا: ۶۹

۱۳-۳ ۱- خارج کردن شاخه آسیب دیده و راه اندازی آن بصورت اتصال یک یکسوکننده تمام موج و یک یکسو

کننده ی ۶ پالسه ۷۱

۱۳-۳ ۲- خارج کردن شاخه آسیب دیده و راه اندازی آن بصورت اتصال یک یکسوکننده تمام موج و یک یکسو کننده

ی ۶ پالسه با عملکردی شبیه به یکسو کننده تمام موج ۷۲

۱۴-۳ بهینه سازی ۷۷

۱۴-۳ ۱- بهینه سازی به کمک الگوریتم ژنتیک : ۷۷

۱۴-۳ ۲- بهینه سازی به کمک الگوریتم پراکندگی ذرات : ۷۷

۱۵-۳ کنترل ولتاژ DC خروجی ۷۹

۱۶-۳ جمع بندی ۸۰

فصل چهارم: نتایج و شبیه سازی ۸۱

۱-۴ ویژگی های ورودی به شبکه عصبی و شبیه سازی ۸۲

۲-۴ یکسو کننده های دیودی ۸۳

۳-۴ تشخیص خطا به کمک شبکه های عصبی ۸۵

۴-۴ تشخیص خطا بر اساس ویژگی های منحصر به فرد ۹۰

۵-۴ روش یکسان جهت تشخیص خطا در یکسو کنند های تریستوری و دیودی : ۹۲

۴-۵ ۱- یکسو کننده ی تریستوری ۹۲

۴-۶ بازسازی پس از خطا: ۹۴

۴-۷ بهینه سازی ۹۶

۴-۸ جمع بندی ۱۰۳

فصل پنجم: نتیجه گیری و پیشنهاد ها ۱۰۵

۵- ۱ نتیجه گیری ۱۰۶

۵- ۲ پیشنهادها ۱۰۶

مراجع ۱۰۸

پیوست ها ۱۱۲

شبکه های عصبی MLP, RBF ۱۱۲

(الف - ۱) شبکه های عصبی MLP ۱۱۳

(الف-۲) شبکه های عصبی RBF ۱۱۶

فهرست اشکال

- شکل (۱-۱) بلوک دیاگرام روش های تشخیص خطا..... ۳
- شکل (۲-۱) بلوک دیاگرام روش تشخیص خطای اکتیو [۵]..... ۵
- شکل (۳-۱) انواع خطا در یکسو کننده های الکترونیک قدرت ۷
- شکل (۱-۲) یکسو کننده دیودی ۶ پالسه متصل به شبکه DC [۸] ۱۰
- شکل (۲-۲) مدار انتقال توان از توربین های بادی به شبکه قدرت [۹] ۱۲
- شکل (۳-۲) اختلاف زاویه هارمونیک اول ولتاژ ورودی و خروجی بر اثر خطا در یکسو کننده ۶ پالسه دیودی [۹]..... ۱۳
- شکل (۴-۲) یکسو کننده ۶ پالسه متصل به ترانس فرکانس بالا [۱۱]..... ۱۴
- شکل (۵-۲) دیاگرام مقایسه مقدار اندازه گیری شده و حد استانه جهت تشخیص خطای مدار باز یا عدم تقارن ولتاژ [۱۵]..... ۱۶
- شکل (۶-۲) مدار تغذیه ژنراتور سنکرون [۱۶]..... ۱۷
- شکل (۷-۲) مدار تغذیه ژنراتور ژنراتور سنکرون ۵ فاز به وسیله یکسو کننده ۵ فاز دیودی [۱۷]..... ۱۸
- شکل (۸-۲) سیستم تغذیه موتور کشتی به کمک سیکلو کانورتر [۲۴]..... ۲۰
- شکل (۹-۲) تابع نمایان گر وضعیت سوئیچینگ یکسو کننده ۱۲ پالسه تریستوری [۲۴]..... ۲۱
- شکل (۱۰-۲) سیکلو کانورتر ۲۱
- شکل (۱۱-۲) الگوریتم پیشنهادی جهت تشخیص خطا در مرجع [۲۶]..... ۲۲

- شکل (۲-۱۲) یک نانو شبکه توزیع قدرت DC [۲۷] ۲۳
- شکل (۲-۱۳) اینورتر دو سه سطحی ریز شبکه متصل به بار [۲۹] ۲۵
- شکل (۲-۱۴) مدار ساده شده ی جهت محاسبه ولتاژ ترمینال های اینورتر با فیلتر LCL [۳۰] ۲۵
- شکل (۲-۱۵) ترکیب معمول یک سیستم درایو ماشین PM [۳۱] ۲۷
- شکل (۲-۱۶) بلوک دیاگرام تشخیص خطا و تعیین مکان سوئیچ [۳۲] ۲۸
- شکل (۲-۱۷) شمای فنی مدار مبدل باک [۳۳] ۳۰
- شکل (۲-۱۸) مبدل باک با وجود خازن در ورودی [۳۴] ۳۰
- شکل (۲-۱۹) اینورتر چند سطحی CHB ۳۲
- شکل (۲-۲۰) اینورتر نوع T سه سطحی سیلکون کاربیدی [۳۶] ۳۳
- شکل (۲-۲۱) تهیه نمونه ولتاژ و پیش پردازش لازم جهت آموزش شبکه های عصبی عمیق بکار رفته در تشخیص خطا در اینورتر های چند سطحی [۳۷] ۳۴
- شکل (۳-۱) یکسو کننده ۱۲ پالسه دیودی ۳۸
- شکل (۳-۲) یکسو کننده ۱۲ پالسه ترستوری ۴۰
- شکل (۳-۳) یکسو کننده ۱۲ پالسه دیودی با حضور خازن خروجی ۴۷
- شکل (۳-۴) سیگنال ولتاژ خروجی یکسو کننده دیودی ۴۷
- شکل (۳-۵) رویکرد های مورد استفاده جهت تشخیص خطا ۴۸

- شکل (۳-۶) یکسو کننده دیودی ۶ پالسه دیودی با خازن خروجی ۵۰
- شکل (۳-۷) خطا در یکسو کننده ۶ پالسه ۵۱
- شکل (۳-۸) سیگنال خروجی یکسو کننده ۱۲ پالسه دیودی با افت پتانسیل بالا بر روی سیم پیچ ترانسفورماتور ۵۲
- شکل (۳-۹) شمای مفهومی از روند استفاده از شبکه های عصبی کلاسیک [۴۲] ۵۳
- شکل (۳-۱۰) بلوک دیاگرام آموزش شبکه عصبی جهت تطبیق با سیستم نامشخص [۴۲] ۵۵
- شکل (۳-۱۱) بلوک دیاگرام الگوریتم پیشنهادی جهت تشخیص خطا در یکسو کننده های ۱۲ پالسه دیودی بدون حضور خازن خروجی ۵۶
- شکل (۳-۱۲) خروجی یکسو کننده های ۶ پالسه دیودی تشکیل دهنده یکسو کننده ۱۲ پالسه با حضور خازن خروجی در حالت خطا ۵۷
- شکل (۳-۱۳) تغییر ارگومان ورودی ωT_N رابطه به ازای یکسو کننده های با پالس های مختلف ۵۸
- شکل (۳-۱۴) بلوک دیاگرام الگوریتم پیشنهادی مبتنی بر مقدار ماکسیمم ولتاژ خروجی یکسو کننده ۶ پالسه ۶۰
- شکل (۳-۱۵) سیگنال ولتاژ و طیف فرکانسی آن در حالت خطا ۶۲
- شکل (۳-۱۶) سیگنال نهایی حاصل از تبدیل کلارک و شیفت زمانی جهت بکار گیری در الگوریتم تشخیص خطا ۶۳

- شکل (۳-۱۷) بلوک دیاگرام الگوریتم پیشنهادی جهت تشخیص خطا در یکسو کننده ۱۲ پالس تریستوری
 ۶۴.....
- شکل (۳-۱۸) جریان فاز ورودی به یکسو کننده ی تریستوری ۶۵
- شکل (۳-۱۹) سیگنال جا بجا شده جریان جهت محاسبه میانگین ۶۶
- شکل (۳-۲۰) بلوک دیاگرام الگوریتم تشخیص خطا هیبریدی در یکسو کننده های دیودی ۶۷
- شکل (۳-۲۱) دیاگرام فازروی ولتاژ ورودی به یکسو کننده های ۶ پالس ۷۰
- شکل (۳-۲۲) خارج کردن فاز A در صورت آسیب دیدن تک سوئیچ این فاز ۷۰
- شکل (۳-۲۴) بلوک دیاگرام الگوریتم بهینه سازی ۷۸
- شکل (۳-۲۵) حلقه کنترلی ولتاژ DC در یکسو کننده های تریستوری ۸۰
- شکل (۴-۱) شماتیک مفهومی الگوریتم تشخیص خطا مبتنی بر شبکه های عصبی ۸۲
- شکل (۴-۲) سیستم شبیه سازی شده ۸۴
- شکل (۴-۳) مکان هندسی اختلاف زاویه هارمونیک اول سیگنال ولتاژ ورودی و خروجی در یکسو کننده ۶ پالس [۹] ۸۸
- شکل (۴-۴) اختلاف زاویه هارمونیک اول سیگنال ولتاژ ورودی و خروجی در یکسو کننده ۱۲ پالس ... ۸۸
- شکل (۴-۵) نمودار خطای RMS شبکه عصبی آموزش دیده در مرحله اول ۸۹
- شکل (۴-۶) سیگنال خروجی یکسو کننده تمام موج با خازن خروجی در حالت تک خطا ۹۱
- شکل (۴-۷) سیگنال خروجی یکسو کننده ۶ پالس با خازن خروجی در حالت تک خطا ۹۱

- شکل (۸-۴) سیستم آزمایشگاهی جهت آزمایش تست مدار باز یکسو کننده تمام موج و ۶ پالسه دیدی ۹۲
- شکل (۹-۴) یکسو کننده ۱۲ پالسه تریستوری شبیه سازی شده در محیط سیمولینک ۹۳
- شکل (۱۰-۴) یکسو کننده تریستوری ۶ پالسه شبیه سازی شده در محیط SIMULINK ۹۳
- شکل (۱۱-۴) اتصال ترانسفورماتور و منابع ولتاژ در محیط SIMULINK ۹۴
- شکل (۱۲-۴) سیگنال های خروجی DC در حالت خطای تک سویچ ۹۵
- شکل (۱۳-۴) نتایج حاصل از بهینه سازی PSO و الگوریتم ژنتیک ۹۷
- شکل (۱۴-۴) سیگنال های خروجی DC: ۹۸
- شکل (۱۵-۴) سیگنال های سه فاز جریان A,B,C ورودی از شبکه پس از بازسازی به ترتیب ۹۹
- شکل (۱۷-۴) سیگنال های خروجی DC ۱۰۱
- شکل (۱۸-۴) سیگنال های سه فاز جریان A,B,C ورودی از شبکه پس از بازسازی ۱۰۲
- شکل (الف-۱) مدل مفهومی از یک نرون عصبی مدل شده به زبان ریاضیات [۴۲] ۱۱۳
- شکل (الف-۲) نحوه ی تفکیک خطی دو کلاس متمایز به وسیله یک نرون عصبی [۴۲] ۱۱۴
- شکل (الف-۳) معماری شبکه های عصبی چند لایه MULTI-LAYER PERCEPTRON [۴۲] ۱۱۵
- شکل (الف-۴) معماری شبکه های عصبی RBF با یک لایه میانی [۴۲] ۱۱۷

فهرست جداول

جدول (۱-۲) تشخیص خطای مدار باز اینور سه سطحی نوع [۳۶].....	۳۳
جدول (۱-۳) کلاس های مختلف خطا در یکسو کننده ۱۲ پالسه دیودی.....	۴۳
جدول (۲-۳) حالت های خطا بر حسب مقدار میانگین S.....	۶۶
جدول (۳-۳) مقایسه روش های پیشنهادی بسته به استفاده از کمیت اندازه گیری و تعداد سنسور و مبدل.....	۶۸
جدول (۴-۳) نحوه ی بکار گیری الگوریتم های تشخیص خطا بسته به نوع بار و مبدل.....	۶۹
جدول (۱-۴) مشخصات بار و سیستم شبیه سازی شده جهت آماده سازی نمونه های مورد نیاز شبکه های عصبی.....	۸۳
جدول (۲-۴) دقت شبکه های عصبی مرحله اول و دوم به ازای کلاس های مختلف خطا.....	۸۶
جدول (۳-۴) شرایط آزمایش و دقت شبکه ی عصبی کلاس C17.....	۸۹
جدول (۴-۴) شرایط آزمایش تک سوئیچ در محیط آزمایشگاهی به ازای یکسو کننده های تمام موج و ۶ پالسه.....	۹۰
جدول (۵-۴) مقایسه مشخصات مبدل ۱۲ پالسه ترستوری به ازای حالت مختلف.....	۱۰۲

فصل اول

مقدمه

با پیشرفت سیستم های کنترلی و پیچیده تر شدن فرایند تولید در صنایع، تقاضا برای افزایش قابلیت اطمینان و نظارت^۱(مانیتورینگ)، تشخیص خطا و شناسایی خطا نقش اساسی را ایفا می کند. خطا گاهی در سیستم های پیچیده ی امروزه موجب پیدایش بحران های بزرگ می شود مانند خطا در سیستم تغذیه نیروگاه چرنوبیل اوکراین که موجب کشته شدن هزاران نفر در سال ۱۹۸۶ شد [۱]. روش های کلاسیک و پیشین محدود به بررسی محدودیت ها برای تک متغیر ها می شود، این در حالی است که اطلاعاتی بیشتری را می توان از تجهیزات اندازه گیری، استخراج کرد. هدف بالاتر از تشخیص خطا، مدیریت سیستم با وجود خطا است که می توان با استفاده از خود تجهیزات موجود سیستم یا تجهیزات یدکی در نظر گرفته شده برای بازسازی بلادرنگ سیستم، پس از وقوع خطا بهره جست [۲]، [۳].

طی دهه های اخیر، تحقیقات بسیاری جهت تشخیص خطا و عوامل آن و شناسایی محل خطا صورت گرفته است. روش های پیشرفته تشخیص خطا مبتنی بر روش های تئوری سیستم و مدلینگ سیستم است. روش های تشخیص خطا با بکار بردن ابزار هایی مانند، تصمیم گیری آماری^۲، هوش مصنوعی^۳ و محاسبات نرم^۴ جهت تحلیل ارتباط بین عوامل خطا و علائم خطا پیاده سازی می شوند. "توسعه این حوزه توسط سری نشست های IFAC^۵ که اختصارا با "SAFEPROCESS" نشان داده می شود در سال ۱۹۹۱ میلادی در

^۱Supervision(monitoring)

^۲Statistical decision

^۳ Artificial intelligent

^۴ Soft computing

^۵ International federation of automatic control

بدن-بدن^۶ المان ایجاد شده و هر سه سال یکبار در شهرهای هلینسکی ، هال ، بوداپست و ... برگزار می شود همچنین همایش های IFAC با موضوع "تشخیص خطای آنلاین و نظارت در صنایع شیمیایی" در سال ۱۹۸۶ میلادی اولین بار در شهر کیوتو برگزار شد و سپس در شهرهای نیویورک و نیو کسل ، و... با دیگر کنفرانس ها برگزار می شود " [۳].

۱-۲ تعاریف و اصطلاحات

تعاریف پذیرفته شده توسط فدراسیون IFAC در این زمینه که توسط دکتر Rolf iserman در کتاب تشخیص خطای سیستم های ایشان ارائه شده اند که برخی از آنها عبارتند از [۳]:

خطا^۷: خطا انحراف غیر مجاز حداقل یکی از مشخصات سیستم از مقدار استاندارد، قابل قبول، یا شرایط معمول سیستم است.

شکست^۸: توقف دائمی قابلیت سیستم در اجرای یک عملکرد مورد نیاز تحت شرایط عملیاتی ویژه است.

باقی مانده^۹: یک شاخص خطا، مبتنی بر انحراف بین مقادیر اندازه گیری و مقادیر به دست آمده از محاسبات مدل است.

تشخیص خطا^{۱۰}: تشخیص وجود خطا در سیستم و تعیین زمان وقوع آن تشخیص خطا بیان می شود.

جداسازی خطا^{۱۱}: تعیین نوع خطا، موقعیت ، زمان تشخیص خطا است.

⁶ Baden - Baden

⁷ Fault

⁸ Failure

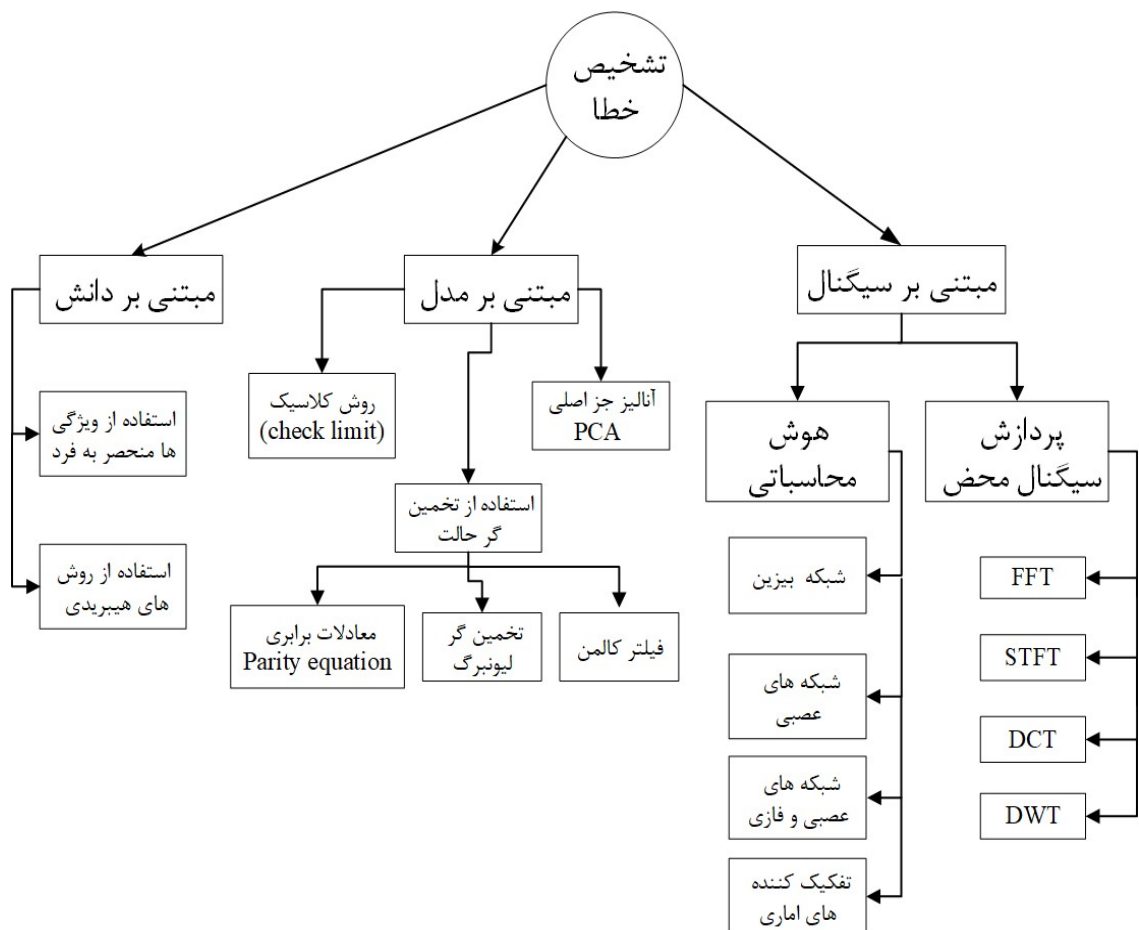
⁹ Residual

¹ Fault detection 0

¹ Fault isolation 1

۱-۳ روش های تشخیص خطا

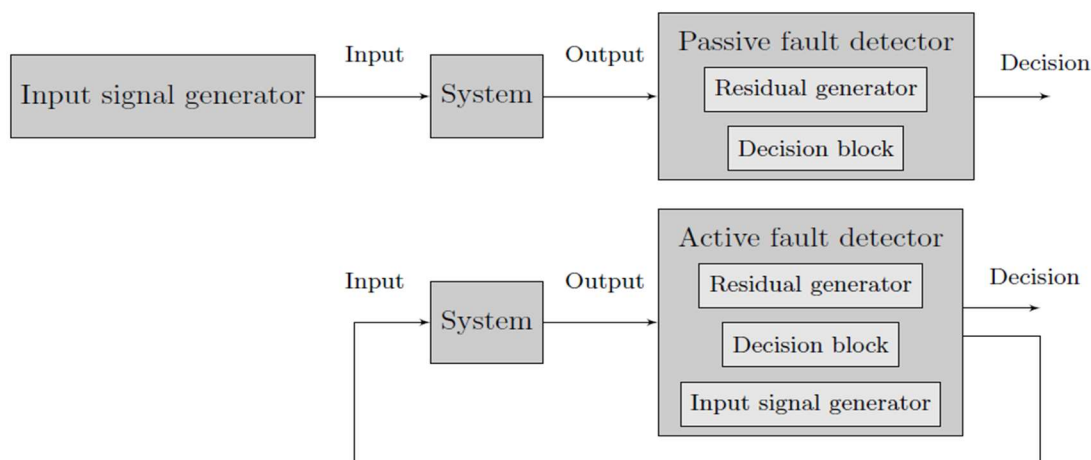
انواع خطا از دید این مرجع می تواند خطای امان های سیستم ، سنسورها و عملگر های سیستم بیان می شود. تشخیص خطا در یک دسته بندی می توان در سه دسته مبتنی بر سیگنال ، مبتنی بر مدل و مبتنی بر دانش در نظر گرفت [۲]. به طور کلی در صورتی که نیاز به مدل جهت طراحی سیستم تشخیص خطا باشد روش در دسته مبتنی بر مدل و در غیر این صورت در دسته های دیگر قرار می گیرد. شکل (۱-۱) بلوک دیاگرام روش های تشخیص خطا را نشان می دهد.



شکل (۱-۱) بلوک دیاگرام روش های تشخیص خطا

مسئله تشخیص خطا همانند هر مسئله طراحی دیگری تنها یک جواب مشخص ندارد و می تواند بسته به نیاز طراح و امکانات موجود در سیستم طراحی و پیاده سازی شود اما در یک دید کلی الگوریتم های تشخیص خطا در سرعت، دقت، و قابلیت تعمیم و هزینه و سادگی الگوریتم جهت پیاده سازی بر یکدیگر ارجحیت می یابند. به طور معمول روش های مبتنی بر سیگنال و مبتنی بر دانش جهت شناسایی خطای خاص یا جز خاصی از یک سیستم را پوشش می دهند. این در حالیست که ممکن است به دلیل تحریک ناپذیر بودن و مشاهده پذیر نبودن سیستم امکان استفاده از روش های مبتنی بر مدل وجود نداشته باشد [۴].

رویکرد نوینی جهت تشخیص خطا که با چالش های بیشتری جهت طراحی سیستم تشخیص خطا مواجه است تشخیص خطای اکتیو می باشد [۵]. شکل (۲-۱) دیاگرام مفهومی این روش را بیان می کند. در این روش برخلاف روش های پسیو که با استفاده از مدل یا تجزیه تحلیل سیگنال های به تشخیص خطا می پردازد، با اضافه کردن یک موج ورودی سیستم و تحلیل آن در خروجی می پردازد. که در این روش علاوه بر چالش های پیشین، چالش پیدا کردن یک سیگنال ورودی جهت بررسی اثر خطا بر روی آن در



شکل (۲-۱) بلوک دیاگرام روش تشخیص خطای اکتیو [۵]

خطا نیز به روش های پیشین اضافه می شود که البته به مدل سیستم و تحریک پذیری آن و خطی یا غیر خطی بودن آن به شدت وابسته است .

۱- ۴ هدف تحقیق

خطای اتصال کوتاه موجب عبور جریان از مقدار مجاز سیستم می شود که معمولاً توسط سیستم های حفاظتی کلاسیک دفع و مبدل از مدار خارج می شود [۶]. همچنین طراحی مداری که بتواند با تحلیل سیگنال و فرمان به عملگر های خارجی ، مدار را از اتصال کوتاه در امان نگه دارد بسیار کند تر و پیچیده تر از فیوز های معمول می باشد که البته این فیوز ها از عملکرد بالایی در دفع آسیب های حاصل از این نوع خطا برخوردار هستند. اما خطای مدار باز می تواند موجب حضور هارمونیک های بسیار آسیب رسان به سیستم های پیش روی مبدل های الکترونیک قدرت باشد که البته شناسایی این نوع خطا توسط سیستم های حفاظتی کلاسیک امکان پذیر نمی باشد. از این رو نیاز است تا با استفاده از تکنولوژی های نوین به شناسایی و دفع این نوع خطا پرداخته شود.

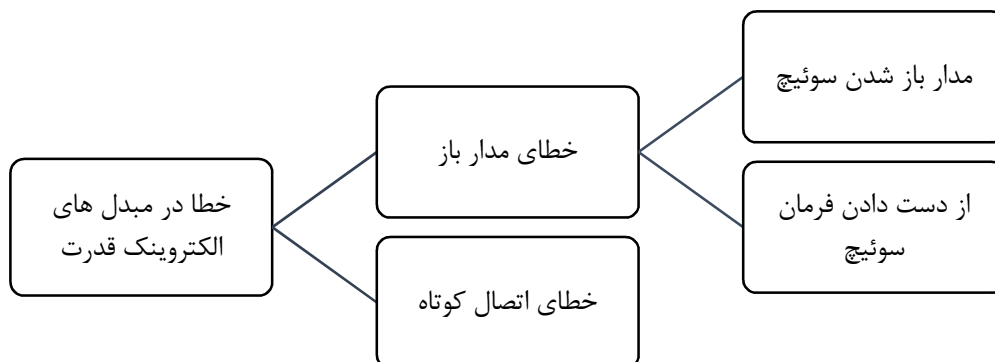
خطا در یکسو کننده های مدار تغذیه کننده قطار های شهری موجب توقف کامل و خارج کردن این بار از شبکه می شود [۷]. از این رو تشخیص خطا در یکسو کننده های الکترونیک قدرت حائز اهمیت است. تشخیص خطا در مبدل های الکترونیک قدرت عموماً به تشخیص خطای مدار باز و اتصال کوتاه سوئیچ های قدرت اطلاق می شود . بنابر این منظور از تشخیص خطا در مبدل های الکترونیک قدرت ، تشخیص سوئیچ های آسیب دیده ای است که به صورت اتصال کوتاه و یا مدار باز می تواند باشد.

همچنین از دست دادن فرمان سوئیچینگ نیز می توان به عنوان خطای مدار باز دسته بندی شود. شکل (۱-۳) دسته بندی انواع خطا در مبدل های الکترونیک قدرت را نشان می دهد.

در این تحقیق به بررسی روش های تشخیص خطا در یکسو کننده های الکترونیک قدرت پرداخته شده است. این یکسو کننده ها بدلیل کاربرد فراوان در صنعت از اهمیت بالایی برخوردار هستند که تشخیص بلادرنگ این یکسو کننده ها یک امری ضروری و حیاتی است. تشخیص خطا به کمک روش های هوشمند و روش های ابتکاری صورت گرفته است. ابزار های مورد استفاده این تحقیق ، ابزار های پردازش سیگنال و شبکه های عصبی و گاهی ویژگی های منحصر به فرد مبدل ها هستند که به این ترتیب این تحقیق در گروه روش های مبتنی بر سیگنال و مبتنی بر دانش قرار می گیرد. علاوه بر تشخیص خطا یک الگوریتم و مدل جهت بازسازی یکسو کننده تریستوری در ادامه تحقیق ارائه شده است.

۱- ۵ مروری بر فصل های پایان نامه

در ادامه در فصل دوم به بررسی تحقیق های انجام شده تا کنون در مبدل های الکترونیک قدرت بخصوص یکسو کننده های دیودی و تریستوری پرداخته می شود. و سپس در فصل سوم الگوریتم پیشنهادی ارائه داده شده و در فصل چهارم نتایج به دست آمده از الگوریتم پیشنهادی جهت تشخیص خطا در یکسو کننده



شکل (۱-۳) انواع خطا در یکسو کننده های الکترونیک قدرت

های ۱۲ پالسه نمایش داده خواهد شد و در فصل پنجم نتیجه گیری حاصل از انجام این تحقیق و پیشنهادات ارائه شده است.

فصل دوم

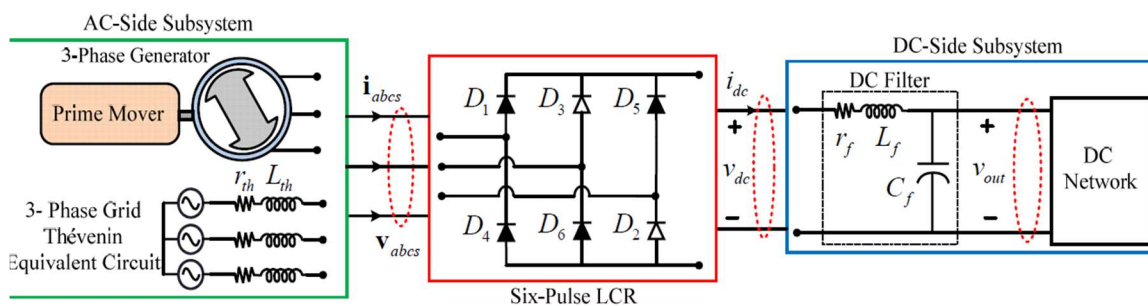
مروری بر تشخیص خطا در مبدل های
الکترونیک قدرت

در این فصل به بررسی تشخیص خطا به تفکیک نوع مبدل الکترونیک قدرت می پردازد. کاربرد این مبدل های الکترونیک قدرت اثر مهمی بر رفتار این مبدل ها دارد. بررسی تحقیق های پیشین و چالش های هر یک بسته به کاربرد هر کدام از این مبدل ها صورت گرفته است. الگوریتم به کار رفته در هر تحقیق توضیح داده شده و شماتیک هر مبدل در صورت نیاز نشان داده شده است.

۲-۱ تشخیص خطا در یکسو کننده های دیودی

۲-۱-۱ مدل کردن خطا در یکسو کننده های دیودی

مدل کردن مبدل های ۶ پالسه در حالت خطا در مرجع [۸] گزارش شده است. در این تحقیق نویسنده با استفاده از جریان های و ولتاژ های AC سه فاز ورودی به یکسو کننده و همچنین ولتاژ و جریان DC خروجی آن رفتار یکسو کننده ی ۶ پالسه دیودی مطابق شکل (۲-۱) در حالت خطای مدار باز مدل شده است. چنانچه یک سیگنال متناوب را حاصل جمع سیگنال های با توالی مثبت و منفی قرار دهیم همانند رابطه (۲-۱) و (۲-۲) انگاه نحوه ی مدل کردن به این صورت است که توابعی مانند $w(t)$ به دست آمده اند که ولتاژ و جریان ورودی را برحسب ولتاژ و جریان خروجی از رابطه (۲-۳) محاسبه می کند. بنابر ادعای نویسنده اگر این توابع غیر قابل محاسبه نباشند محاسبه آنها با روش های آنالیز مدار، بسیار پیچیده خواهند بود.



شکل (۲-۱) یکسو کننده دیودی ۶ پالسه متصل به شبکه DC [۸]

به همین دلیل توابع $w(t)$ مجموعه جداولی بزرگی هستند که حالت های سیستم را به ازای خطای مختلف ذخیره می نماید. همانطور که در روابط نشان داده شده است $w(t)$ نسبت اندازه ی بردار ولتاژ n ام پس از تبدیل پارک^۲ از دستگاه dq به مقدار dc همان کمیت در سمت خروجی است.

$$f_{ac} = f_{dc}^0 \cos(\theta_{f,dc}^0) + \sum_{n=1}^{\infty} [f_{pos}^n \cos(n\theta_e + \theta_{f,pos}^n) + f_{neg}^n \cos(n\theta_e + \theta_{f,neg}^n)] \quad (1-2)$$

$$\theta_{f,pos}^n = -\tan^{-1} \left(\frac{\overline{f}_{dc,pos}^{n,e}}{\overline{f}_{dc}} \right) \quad (2-2)$$

$$w_{f,pos}^n = \frac{\| \overline{f}_{qds,pos}^{n,e} \|}{v_{dc}} \quad (3-2)$$

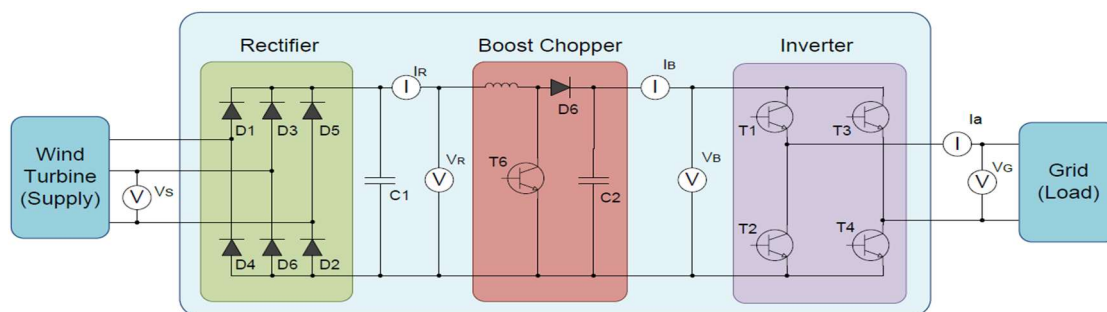
استفاده از سنسور های زیاد و جداول بزرگ موجب می شود که از این روش جهت تشخیص خطا در حالت عکس ان نتوان استفاده کرد. این مطالعات برای طراحی ها و بررسی رفتار های خطا بجای مدل های نرم افزاری می تواند مورد استفاده قرار گیرد.

۲-۱-۲ تشخیص خطا در یکسو کننده های دیودی به کمک هوش محاسباتی

مرجع [۹] به بررسی تشخیص خطا در یکسو کننده های دیودی ۶ پالسه مطابق شکل (۲-۲) است. این یکسو کننده همانطور که در شکل (۲-۲) نشان داده شده است در مسیر تبدیل انرژی از باد به شبکه الکتریکی واقع شده است. به دلیل اتصال این یکسو کننده به نیروگاه بادی در این تحقیق سعی شده است تا تغییر در ولتاژ و فرکانس در رنج وسیعی در نظر گرفته شود. تغییر ولتاژ در محدوده ۱۰۰ ولت تا ۳۵۰

^۲Park transform

ولت و فرکانس در محدوده ۲۰ تا ۸۰ هرتز تغییر می کند. تشخیص خطا به کمک طبقه بند^۳های مختلف و ویژگی های استخراج شده^۴مختلف به عنوان داده های ورودی مختلف به این طبقه بنده ها بررسی شده و سپس از یک الگوریتم ابتکاری جهت مشخص کردن موقعیت دقیق دیود ها بهره گرفته شده است. این طبقه بند ها شامل شبکه های عصبی MLP، آنالیز تفکیک کننده ی خطی^۵، درخت تصمیم گیری هستند و ویژگی ها اعم از محتوای فرکانسی مانند انرژی هارمونیک ها و نسبت های آنها ویژگی های اماری مانند میانگین، واریانس و ... می باشند. از آنجا که محتوای فرکانسی به عنوان ویژگی های استخراج شده در این تحقیق بکار گرفته شده است بنابر این نویسنده تلاش کرده تا اثر روش های مختلف محاسبه ی تبدیل فوریه گسسته ی سریع بررسی کند. اگرچه نویسنده تلاش جامعی جهت تحمل عدم قطعیت ناشی از تغییر وزش باد داشته اما در فصل سوم اشاره خواهد شد که چگونه با تکنیک های ساده تر می توان فراوانی تعداد داده را که نویسنده جهت آموزش طبقه بنده ها داشته را به حداقل رساند. نویسنده از داده های شبیه سازی جهت تشخیص خطا در عمل استفاده ننموده است.

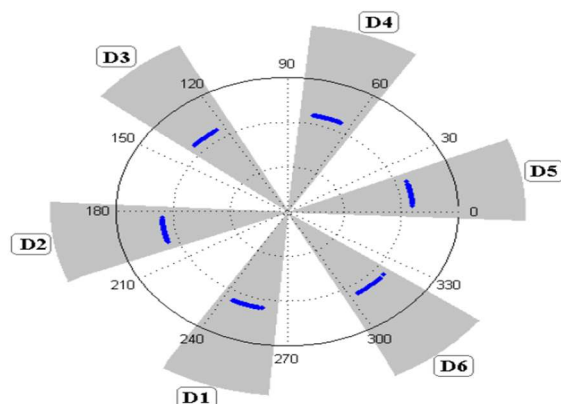


شکل (۲-۲) مدار انتقال توان از توربین های بادی به شبکه قدرت [۹]

^۳Classifier

^۴ Extracted features

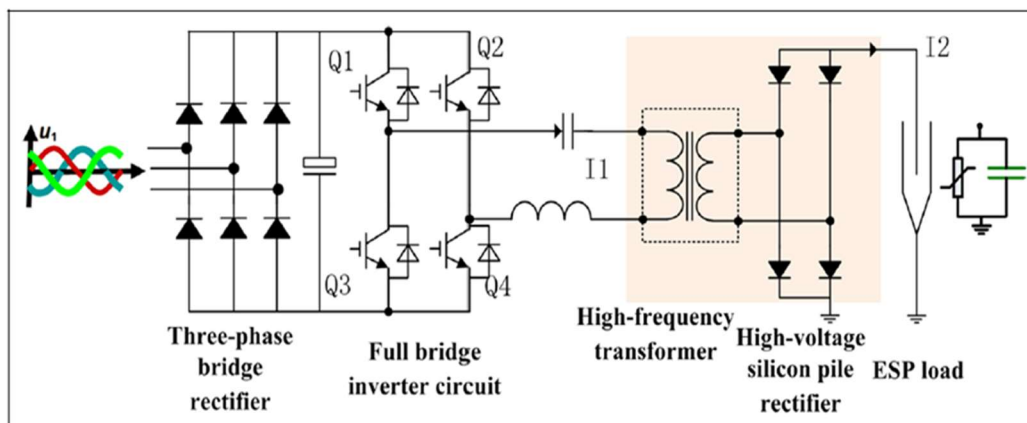
^۵ Linear discriminant analysis



شکل (۳-۲) اختلاف زاویه هارمونیک اول ولتاژ ورودی و خروجی بر اثر خطا در یکسو کننده ۶ پالسه دیودی [۹]

استفاده از داده های تجربی جهت تشخیص در محیط آزمایشگاه صورت گرفته است که این داده ها نیازمند تجهیزات و امکانات آزمایشگاهی و گاهی صنعتی بسیار است. همچنین دقت پایین در حد ۵۴٪ هم در برخی کلاس های گزارش شده است که از نقاط منفی این تحقیق و مشخص کردن دیود های به کمک اختلاف فاز ایجاد شده در هارمونیک اول (شکل (۳-۲)) از نقاط مثبت این تحقیق تلقی می شود.

تشخیص خطا در یکسو کننده های با پالس بالاتر با چالش های بیشتر رو برو است که مهمترین چالش اثر خازن فیلتر خروجی این مبدل های بر روی شکل موج ولتاژ است. تشخیص خطا در یکسو کننده های ۲۴ پالسه در مرجع [۱۰] بررسی شده است. الگوریتم ارائه شده در این تحقیق بر خلاف آنچه که در مرجع [۹] آورده شده است ، تشخیص خطا تنها در یک مرحله صورت می گیرد که البته تعداد کلاس های قابل تشخیص در این روش بسیار کمتر از کلاس های مرجع [۹] است. دلیل این امر عملکرد پایین طبقه بند مورد استفاده در مرجع [۱۰] که یک شبکه MLP ساده، در تعداد کلاس های بالا است. این شبکه به ازای کلاس ها بالا عملکرد ضعیفی داراست. همچنین از تبدیل موجک جهت استخراج ویژگی استفاده شده است که حجم محاسباتی بالایی دارد و در مورد اثر خازن خروجی بررسی دقیقی صورت نگرفته است.



شکل (۲-۴) یکسو کننده ۶ پالسه متصل به ترانس فرکانس بالا [۱۱]

استفاده از ماشین بردار پشتیبان (svm) بک عنوان بهینه ترین طبقه بند در مرجع [۱۱] گزارش شده است. ویژگی های انتگرالی استخراج شده از جریان اولیه و ثانویه ترانسفورمر فرکانس بالای شکل (۲-۴) جهت تشخیص خطای یکسو کننده در این مبدل ها به عنوان ورودی به ماشین بردار پشتیبان داده شده است و خطای یکسو کننده طبقه بندی شده است. ماشین بردار پشتیبان علی رغم بهینه بودن اما چون ذاتا یک طبقه بند دو کلاسه است و برای کلاس های بالاتر نیاز به زمان بیشتری جهت طبقه بندی دارد از همین رو مناسب تشخیص خطای بلادرنگ در کلاس های بالا نیست. که این از نقاط ضعف و افزایش دقت و کاهش محاسبات جهت استخراج ویژگی از جمله ویژگی های مثبت این تحقیق به شمار می آید.

استفاده از ابزار های خوشه بندی نیز به عنوان یکی دیگر از ابزار های تشخیص خطا بکار گرفته شده است [۱۲]. در این روش از ابزار خوشه بندی K-means جهت خوشه بندی استفاده شده و سپس در محیط آزمایشگاه هر خوشه بسته به نتیجه آزمایش هر خطا کلاس بندی می شود. استفاده از داده های شبیه سازی از جمله نقاط مثبت این الگوریتم است.

¹ Support vector machine

۲-۱-۳ مدل کردن خطای اتصال کوتاه در یکسو کننده های دیودی ۱۲ پالسه دیودی

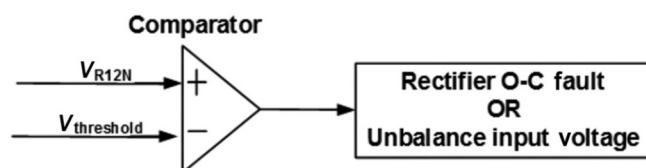
خطای اتصال کوتاه در یکسو کننده ها ۶ پالسه و بالاتر به دلیل جریان بسیار بالا به سادگی توسط رله های اضافه جریان قابل تشخیص است. آنالیز جریان ترانسفورمر در مرجع [۱۳] بررسی شده است که جریان سمت اولیه ترانسفورمر را در زمان وقوع خطای اتصال کوتاه یکسو کننده های دیودی حساب می کند. این محاسبات جهت تنظیم رله های حفاظت می تواند مورد استفاده قرار گیرد.

۲-۱-۴ تشخیص خطا در یکسو کننده های دیودی بر اساس ویژگی های منحصر به فرد

مرجع [۱۴] یک الگوریتم ساده و ابتکاری که تشخیص خطا را به صورت چشمی با استفاده از یک مدار کمکی و یک لامپ نوری به کمک افزایش رپیل حاصل از خطای مدار باز مشخص می کند که این الگوریتم در مواردی که حساسیت بالایی نیاز باشد بسیار ارزان و قابل اجراست. عدم قطعیت در ولتاژ ورودی و مقدار خازن سمت DC در این الگوریتم از نقاط ضعف این الگوریتم است.

در مرجع [۱۵] سری فوریه سیگنال ولتاژ خروجی مبدل ۶ پالسه دیودی محاسبه شده است. این روابط برای یکسو کننده در حالی است که خازن خروجی برای آن در نظر گرفته نشده است. جهت مقاوم سازی الگوریتم ارائه شده نسبت به عدم قطعیت ها، سعی شده است تا مطابق رابطه (۲-۴) با تقسیم مجموع ضریب فوریه فرکانس های اول و دوم به بر مقدار rms ولتاژ خروجی یک معیار جهت تشخیص خطا ارائه شود. این الگوریتم برای حالاتی که خازن مقدار قابل توجهی داشته باشد با چالش های اساسی روبرو است. شکل (۲-۵) دیاگرام مفهومی این الگوریتم را نشان می دهد.

$$V_{R12} = \frac{V_{R1} + V_{R2}}{V_{s_{rms}}} \times 100 \quad (۲-۴)$$



شکل (۵-۲) دیاگرام مقایسه مقدار اندازه گیری شده و حد استانه جهت تشخیص خطای مدار باز یا عدم تقارن ولتاژ [۱۵]

۲-۱-۵ تشخیص خطا در یکسو کننده های دیودی تغذیه کننده ژنراتور سنکرون

استفاده از ویژگی های شکل موج جریان مانند THD در مرجع [۱۶] گزارش شده است. ولتاژ و جریان استاتور ژنراتور سنکرون شکل (۶-۲) در قاب مرجع سنکرون از رابطه (۵-۲) و ولتاژ و جریان روتور در قاب مرجع روتور از رابطه (۶-۲) محاسبه می شوند.

$$\begin{bmatrix} U_{e\alpha s} \\ U_{e\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{es} & 0 \\ 0 & R_{es} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{e\alpha s} \\ i_{e\beta s} \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \lambda_{e\alpha s} \\ \lambda_{e\beta s} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_{e\alpha s} \\ \lambda_{e\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{es} & 0 \\ 0 & L_{es} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{e\alpha s} \\ i_{e\beta s} \end{bmatrix} + M_{esr} \times A \quad (5-2)$$

$$A = \begin{bmatrix} \cos \theta_{er} & \cos(\theta_{er} + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{er} - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin \theta_{er} & \sin(\theta_{er} + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_{er} - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

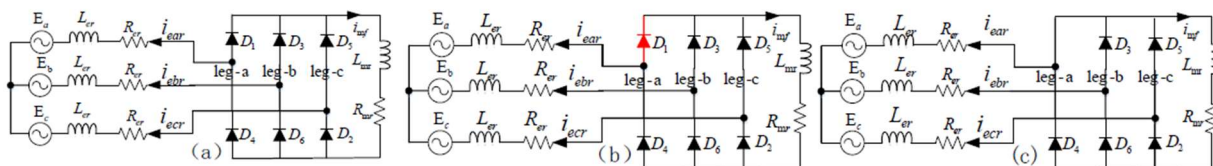
$$\begin{bmatrix} i_{ear} \\ i_{ebr} \\ i_{ecr} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2A_1 & 2A_2 \\ \sqrt{3}A_2 - A_1 & -\sqrt{3}A_1 - A_2 \\ -\sqrt{3}A_2 - A_1 & \sqrt{3}A_1 - A_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta_{er} \\ \sin \theta_{er} \end{bmatrix} \quad (6-2)$$

$$\begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{M_{esr}} \begin{bmatrix} \int (u_{e\alpha s} - R_{es}i_{e\alpha s}) dt - L_{es}i_{e\alpha s} \\ \int (u_{e\beta s} - R_{es}i_{e\beta s}) dt - L_{es}i_{e\beta s} \end{bmatrix}$$

سپس از جریان به دست آمده THD جریان های هر فاز محاسبه می شود و با جایگذاری در رابطه (۷-۲) مقادیر $R_z(k)$ و $K_x(k)$ محاسبه می شوند سپس بر حسب این مقادیر و مقایسه با یک جدول مرجع تشخیص خطا صورت می گیرد که به دلیل بزرگی این جداول از بیان آن صرف نظر شده است.

$$R_Z(k) = |THD_x(k) - THD_y| \quad (7-2)$$

$$K_x(k) = i_x^{\max}(k) - i_x^{\min}(k)$$

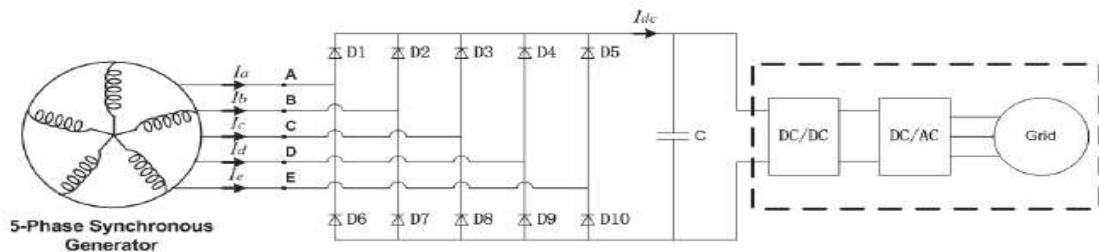


شکل (۶-۲) مدار تغذیه ژنراتور سنکرون [۱۶]

استفاده از تبدیل کلارک ابزار بسیار مفید جهت کاهش ابعاد و استخراج اطلاعات از سیستم های سه فاز یا بیشتر است. در مرجع [۱۷] به کمک این تبدیل و معرفی یک ویژگی نوین به تشخیص خطا در یکسو کننده های متصل به ژنراتور سنکرون با منبع تغذیه آهنربای دائم (PMSG) پرداخته شده است. مدار معادل این ژنراتور سنکرون پنج فاز در شکل (۷-۲) دیده می شود. پس از انتقال جریان های پنج فاز شکل (۷-۲) به فضای α, β و همچنین تفکیک توالی های مثبت و منفی یک ویژگی مطابق رابطه (۸-۲) تعریف می شود و سپس به ازای هر خطا این مقدار یک نوع خطا را معرفی می کند.

$$R_{I/D} = \frac{|I_{\alpha 0} - I_{\beta 0}|}{|I_{\alpha 0} + I_{\beta 0}|} = \frac{|1 - k|}{|1 + k|} \quad (8-2)$$

تشخیص خطای در یکسو کننده های تغذیه روتور در مرجع های [۱۸] و [۱۹] و [۲۰] نیز بررسی شده است که در مرجع [۲۰] نیاز به سنسور جریان در ورودی یکسو کننده می باشد اما در مراجع [۱۸] و [۱۹] سعی بر آن شده است تا به کمک روابط (۵-۲) و (۶-۲) مقادیر جریان یکسو کننده تخمین زده شود و سپس به کمک افزایش و کاهش در هارمونیک های سوم به ترتیب به تشخیص خطای اتصال کوتاه و مدار باز یکسو کننده پی برده شود. اگرچه در هر دو تحقیق مدل های نسبتاً دقیق جهت به دست آوردن جریان روتور ارائه شده است اما طبق ادعای خود این نویسندگان، این مدل ها تنها برای بار های غیر خطی



شکل (۷-۲) مدار تغذیه ژنراتور ژنراتور سنکرون ۵ فاز به وسیله یکسو کننده ۵ فاز دیودی [۱۷]

گفته شده صحت دارد و همچنین تشخیص محل دقیق یکسو کننده آسیب دیده در این تحقیق ها بررسی نشده است.

۲-۲ تشخیص خطا در یکسو کننده های تریستوری

مبدل های با تعداد پالس بالا از موضوعات پرتکرار در زمینه تشخیص خطا هستند. از طرفی حضور یکسو کننده های ۶ پالسه تریستوری در کاربرد های موازی از جمله روش های تحمل خطا و مدیریت خطا در سیستم های حساس و پر هزینه همانند ژنراتور های سنکرون بدون جاروبک هستند. تحقیق و بررسی و اهمیت ادامه فعالیت ژنراتور پس از خطا در مرجع [۲۱] مورد بررسی قرار گرفته است. در این تحقیق ادامه فعالیت ژنراتور به دلیل افزایش هزینه در صورت توقف به دلیل خطا و همچنین امکان رخداد خطای های پشت سرهم در صورت عدم تشخیص خطای به موقع در این یکسو کننده بررسی شده است. لذا امکان تشخیص خطا بلادرنگ در این یکسو کننده یک امر حیاتی است.

۲-۲-۱ تشخیص خطا در یکسو کننده های تریستوری به کمک هوش محاسباتی

استفاده از معماری عمیق به عنوان یک روش نوین جهت آموزش شبکه های عصبی در مرجع [۲۲] گزارش شده است. در این روش که سعی شده است چالش استخراج ویژگی را حل نماید اما همچنان از ویژگی های فرکانسی نیز جهت آموزش شبکه استفاده شده است. در این تحقیق به جای استفاده از شبکه های کانولوشن تنها تعداد لایه های شبکه ی عصبی افزایش داده شده و سعی شده تا از خروجی های شبکه جهت تشخیص

خطا استفاده شود. الگوریتم پیشنهادی در این مرجع امکان تشخیص خطا تنها در یک زاویه خاص ۳۰ درجه گزارش شده و تغییر بار و نوع بار و تغییر ولتاژ ورودی بسط و بررسی نشده است. چرا که سیگنال ولتاژ خروجی یکسو کننده های تریستوری به شدت به نوع بار و زاویه کنترل وابسته است که در این تحقیق به آن اشاره نشده است.

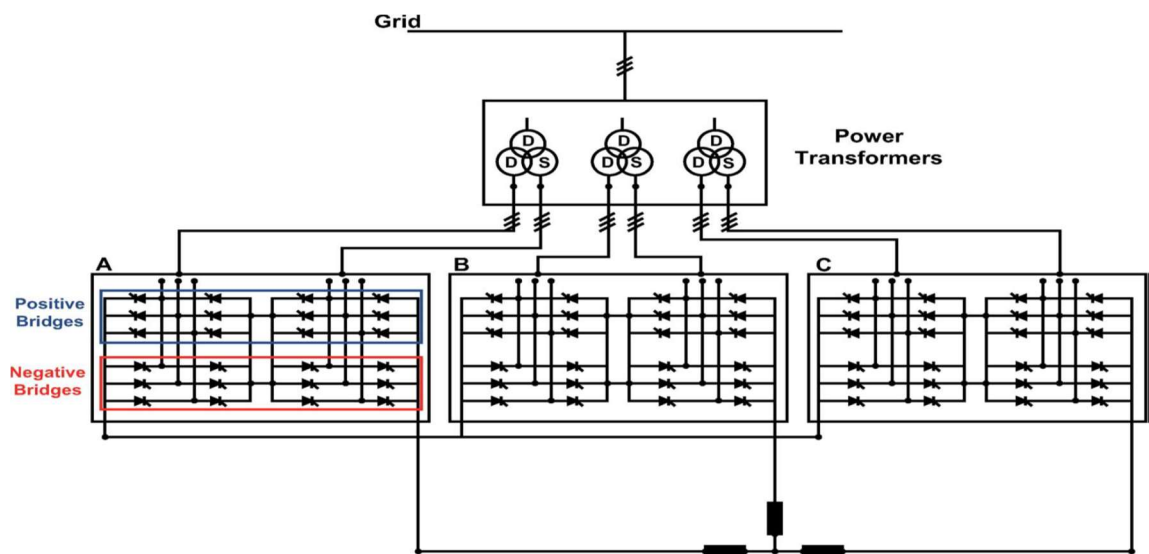
برخلاف روش ارائه شده در مرجع [۲۲] و [۲۳] سعی شده تا تغییر در زاویه کنترل ولتاژ یکسو کننده ۶ پالسه تریستوری لحاظ شود که البته به نوع و مقدار بار اشاره نشده است. در این مرجع از تبدیل S به عنوان ابزار جهت استخراج ویژگی و همچنین ماشین بردار پشتیبان (SVM) جهت طبقه بندی استفاده شده است. که حجم محاسبات برای استخراج ویژگی و طبقه بندی در این الگوریتم بالاست. چرا که طبقه بند (SVM) با مقایسه دو به دو کلاس به تفکیک آنها می پردازد.

۲-۲-۲ تشخیص خطا در یکسو کننده های تریستوری به کمک تابع سوئیچینگ

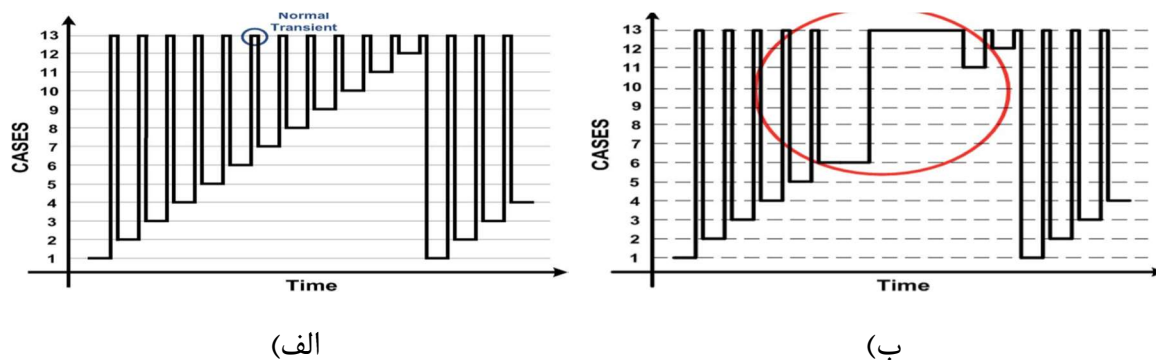
استفاده از تریستور ها در یکسو کننده ها در توان بالا نسبت به دیگر سوئیچ ها انتخاب ارجح است. استفاده از این یکسو کننده ها به صورت موازی در سیکلو کانورتر^۷ ها رایج است. یک کار برد مهم سیکلو کانورتر ها در تغذیه موتور های کشتی مانند شکل (۲-۸) است. تشخیص خطا در این مبدل های الکترونیک قدرت در مرجع [۲۴] گزارش شده است.

$$\begin{aligned} i_a &= \frac{N_{2y}}{N_1} (i_{ay} - i_{by}) + \frac{N_{2\Delta}}{N_1} i_{a\Delta} \\ i_b &= \frac{N_{2y}}{N_1} (i_{by} - i_{cy}) + \frac{N_{2\Delta}}{N_1} i_{b\Delta} \\ i_c &= \frac{N_{2y}}{N_1} (i_{cy} - i_{ay}) + \frac{N_{2\Delta}}{N_1} i_{c\Delta} \end{aligned} \quad (9-2)$$

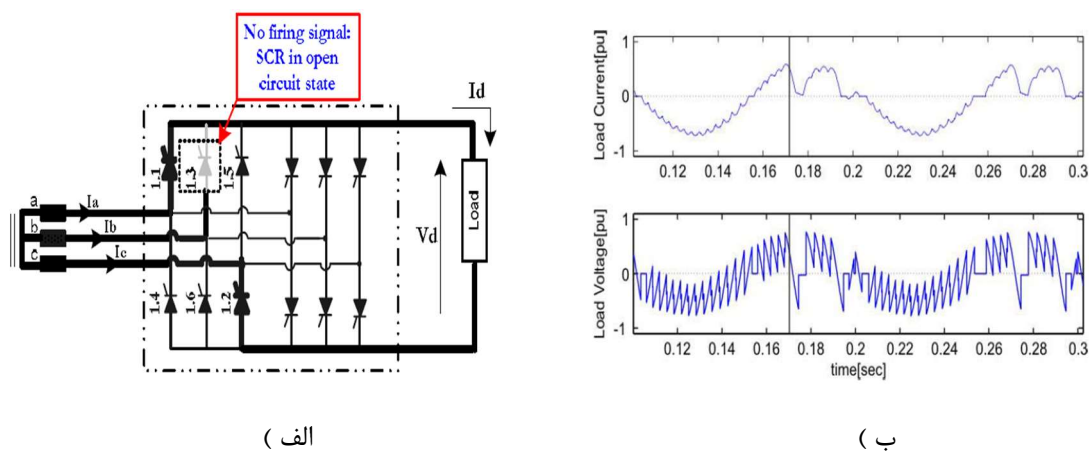
در این رابطه N_{2y} و $N_{2\Delta}$ و N_1 به ترتیب نسبت دور سیم پیچی ترانس های ثانویه ستاره و ثانویه سمت مثلث و سیم پیچی اولیه ترانسفورمر ورودی است. I_{ay} و $I_{a\Delta}$ به ترتیب جریان های خروجی ترانسفورمر ستاره و مثلث هستند. در این ساختار می توان جریان ورودی ترانس ها را با فرض پیوسته بودن جریان خروجی از رابطه (۹-۲) محاسبه کرد. سپس بر اساس برقرار بودن روابط بالا یک تابع سوئیچینگ مطابق شکل (۲-۹) الف، محاسبه می شود که اعوجاج به وجود آمده ناشی از این خطا می تواند معرف حضور خطا باشد. شکل (۲-۹) ب، اعوجاج حاصل از خطا را نسبت به حالت نرمال نشان می دهد. البته این روش در تمامی بار ها ممکن است برای برخی زوایا قابل اجرا نباشد. همچنین با تغییر بار می تواند این اعوجاج متغیر باشد، که از تعمیم پذیری این روش می کاهد. نویسنده این مقاله در مرجع دیگری [۲۵]، یک روش جهت تشخیص خطا بر اساس انتگرال سطح زیر منحنی ولتاژ خروجی ارائه کرده است. یکسو کننده تحت مطالعه این مرجع و اعوجاج حاصل از خطا در شکل (۲-۱۰) نشان داده شده است. در این مرجع در ارتباط با جداسازی تریستور آسیب دیده توضیح مشخصی داده نشده است.



شکل (۲-۸) سیستم تغذیه موتور کشتی به کمک سیکلو کانورتر [۲۴]

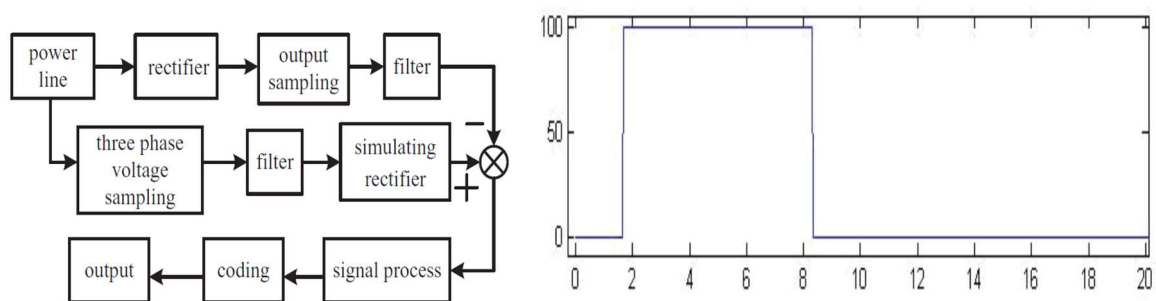


شکل (۲-۹) تابع نمایان گر وضعیت سوئیچینگ یکسو کننده ۱۲ پالس تریستوری [۲۴] ، (الف) حالت نرمال ، (ب) خطای تک سوئیچ



شکل (۲-۱۰) سیکلو کانورتر [۲۵]: (الف) با وجود خطای مدار باز تک سوئیچ ، (ب) اعوجاج حاصل از خطا در سیگنال ولتاژ
این روش با چالش های مانند تغییر ناگهانی بار و نوع بار جهت تشخیص خطا روبروست و تقریباً جهت جداسازی تریستور آسیب دیده نا کار آمد است چرا که حاصل انتگرال در کلاس های مختلف خطا بسیار نزدیک به یکدیگر خواهند بود.

تولید یک سیگنال باقی مانده در یکسو کننده های تریستوری مرجع [۲۶] از دیگر روش های تشخیص خطا می باشد. استفاده از این روش برای یکسو کنند های تریستوری برای زوایای کمتر ۶۰ درجه در بار های مقاومتی و برای بار های کاملاً اندوکتیو در سایر زوایا ممکن است موثر باشد که البته در این روش از یک



(ب)

(الف)

شکل (۲-۱۱) الگوریتم پیشنهادی جهت تشخیص خطا در مرجع [۲۶]: (الف) سیگنال تولید شده در حالت خطا، (ب) بلوک دیاگرام الگوریتم پیشنهادی

مقدار استانه جهت تولید سیگنال باقی مانده استفاده می شود که این الگوریتم بسیار وابسته به این مقدار استانه و نسبت به تغییرات بار و یا ولتاژ ورودی حساس بوده و در در بار های RL با مقدار سلف کم در زاویه های بیشتر از ۶۰ درجه غیر ممکن است. سیگنال تولید شده در این الگوریتم جهت ایجاد کد باینری معرف خطا و بلوک دیاگرام الگوریتم پیشنهادی در این مرجع در شکل (۲-۱۱) نشان داده شده است.

۲-۳ تشخیص خطا در مبدل های الکترونیک قدرت با کلید های تمام کنترل شونده:

۲-۳-۱ تشخیص خطای اینورتر در ریزشبه های DC :

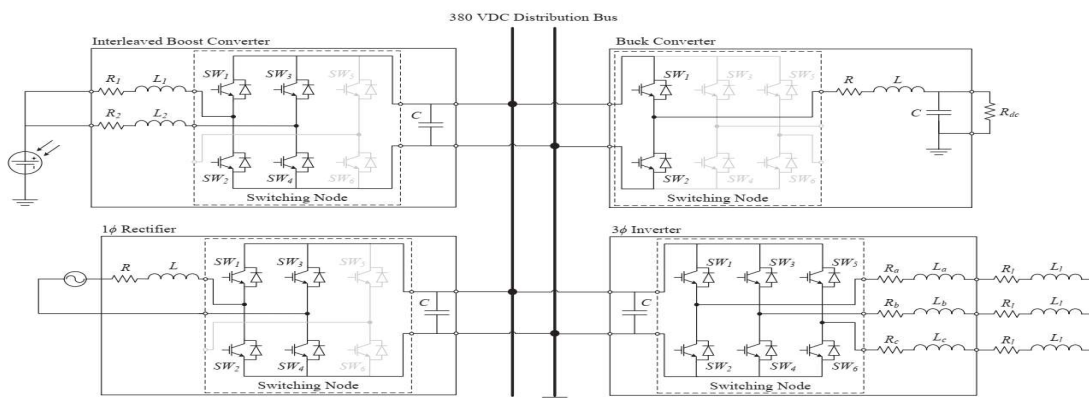
در مرجع [۲۷] تشخیص خطا در چندین مبدل سوئیچینگ متصل به باس pv بررسی شده است. در این تحقیق یک نانو شبکه مطابق شکل (۲-۱۲)، شامل چهار مبدل سوئیچینگ اعم از یکسو کننده تک فاز pwm مبدل بوست واسط^۱، مبدل باک^۲ و یک اینورتر سه فاز^۳ است.

^۱Pulse width modulation

^۱ Interleaved boost converter

^۲ Buck converter ^۰

^۲ Three phase inverter ^۱



شکل (۲-۱۲) یک نانو شبکه توزیع قدرت DC [۲۷]

برای به دست آوردن الگوریتم تشخیص خطا ابتدا رفتار دینامیکی هر مبدل سوئیچینگ به کمک یک معادله فضای حالت مانند رابطه (۲-۱۰) بیان می شود. با وجود خطا در این مدارات، این معادله فضای حالت دچار تغییر شده و یک ترم اضافی مانند آنچه در معادله (۲-۱۱) دیده می شود به معادله پیشین اضافه می شود. که در این معادله f_i شماره کلاس خطا و $\varphi_i(x,u)$ تابع بزرگی یا شدت خطا است.

$$\dot{x}(t) = \tilde{A}_{\sigma(t)}x(t) + \tilde{B}_{\sigma(t)}u(t) \quad (۲-۱۰)$$

$$\dot{x} = A_{\sigma(t)}x(t) + B_{\sigma(t)}u(t) + \varphi_i(x,u)f_i \quad (۲-۱۱)$$

به این ترتیب سیگنالی مانند $z(t)$ در رابطه (۲-۱۲) تخمین داده شده که اثر پس از خطای سیستم را در بردارد و سپس با مقدار اندازه گیری شده آن مقایسه می شود تا سیگنال باقی مانده $\gamma(t)^2$ در رابطه (۲-۱۳) تولید شود سپس در صورتی که شرط (۲-۱۴) برای این باقی مانده برقرار باشد به معنی تجاوز این باقیمانده از حد استانه بوده و خطا شناسایی می شود.

$$\dot{z}(t) = A_{\sigma(t)}z(t) + B_{\sigma(t)}u(t) \quad (۲-۱۲)$$

^۳Residual signal

$$\gamma(t) = y(t) - Cz(t) \quad (۱۳-۲)$$

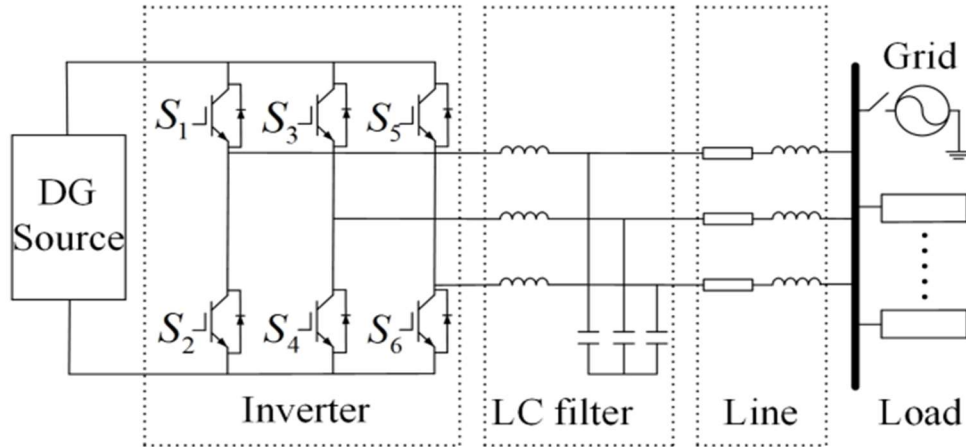
$$\|\gamma(t)\|_2 > \Gamma \quad (۱۴-۲)$$

این الگوریتم که مبتنی بر مدل می باشد قادر است که علاوه بر تشخیص خطای سوئیچ های آسیب دیده، خطای سنسور و المان های مدار را نیز تشخیص دهد. این الگوریتم نیازمند مقادیر سلف و خازن و مهمتر از آن حالت های سوئیچینگ (باز یا بسته بودن ترانزیستور) در طول یک دوره سوئیچینگ است. همچنین تشخیص خطا وابسته به حد استانه جهت حفاظت از یک تجهیز متفاوت است. در مرجع [۲۸] جهت رفع این مشکل با الگوریتمی مشابه و با استفاده از طراحی تخمینگر پارامتر های مورد نظر پس از تخمین با پارامتر اندازه گیری مقایسه و با استفاده از سیگنال باقی مانده الگوریتم تشخیص خطا طراحی شده است. این الگوریتم اساس استفاده از مدل و نحوه ی استفاده از روش های مبتنی بر مدل را نشان می دهند.

۲-۳-۲ تشخیص خطا در اینورتر های متصل به شبکه AC :

در مرجع [۲۹] به تشخیص خطای مدار باز یک سوئیچ و دو سوئیچ اینورتر های متصل به شبکه شکل (۲-۱۳) در یک فاز پرداخته شده است. در این تحقیق با استفاده از تبدیل موجک^۳ و محاسبات پیچیده ی آن در سطح هشتم این تبدیل ، تفاوت سیگنال ها جهت طبقه بندی سوئیچ های آسیب دیده ظاهر گردیده است. در این مقاله با کاهش فرکانس تبدیل موجک ، ادعا شده است که می توان با تعداد نمونه های کمتری به تشخیص خطا پرداخت که البته حجم محاسبات ریاضی مربوط به تبدیل موجک و همچنین پردازش های جانبی جهت کاهش و از بین بردن اثر تغییرات بار به پیچیده تر بودن این الگوریتم می افزاید. سپس از یک شبکه عصبی MLP جهت طبقه بندی خطا استفاده شده است. پیچیدگی این الگوریتم و وابستگی شکل

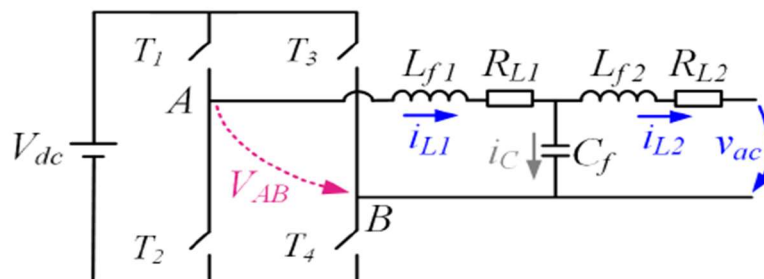
^۳Wavelet transform



شکل (۲-۱۳) اینورتر دو سه سطحی ریز شبکه متصل به بار [۲۹]

موج جریان به نسبت $\frac{X}{R}$ بار از نقاط ضعف این الگوریتم است. این وابستگی موجب تغییر ویژگی استخراج شده از این سیگنال با ازای مقادیر متفاوت این نسبت است. در این تحقیق اشاره ای به این مقدار نشده است در عوض تعداد پایین نمونه های اندازه گیری و نرمالیزه کردن سیگنال جریان به گونه ای که تنها در یک بازه تغییرات قرار گیرد از نقاط مثبت این تحقیق است.

در مرجع [۳۰] تشخیص خطای مدار باز تک سوئیچ در اینورتر های تکفاز با فیلتر های L و LCL شکل (۲-۲) - (۱۴) متصل به شبکه ارائه شده است .



شکل (۲-۱۴) مدار ساده شده ی جهت محاسبه ولتاژ ترمینال های اینورتر با فیلتر LCL [۳۰]

در این الگوریتم که ترکیبی از تشخیص خطا و بازسازی است ، مبدل پس از تشخیص خطا تغییر کاربری داده و به صورت مبدل بوست DC^۴ بهره برداری می شود. استفاده از مدل میانگین این مبدل ، این الگوریتم در دسته الگوریتم های مبتنی بر مدل قرار می دهد.

$$\overline{V_{AB}}[n] = \frac{V_{ac}[n] + V_{ac}[n-1]}{2} + \frac{L_{f1}(i_{L1}[n] - i_{L1}[n-1])}{T_s} + \frac{R_{L1}(i_{L1}[n] + i_{L2}[n-1])}{2} \quad (۱۵-۲)$$

$$+ \frac{L_{f2}(i_{L2}[n] - i_{L2}[n-1])}{T_s} + \frac{R_{L2}(i_{L2}[n] + i_{L2}[n])}{2}$$

مقدار $\overline{V_{AB}}$ مقدار میانگین هر قطب مثبت یا منفی ، شکل (۲-۱۴) تخمین داده شده از رابطه (۲-۱۵) با مقدار اندازه گیری شده $\overline{V_{AB}^*}$ مقایسه می شود و در صورتی اختلاف حاصل از آن کمتر از مقدار حد استانه باشد حضور خطا تشخیص داده می شود. الگوریتم پیشنهادی این مرجع از مرحله تشخیص و شناسایی تشکیل شده که در این مرحله تنها تشخیص خطا و جفت سوئیچ کاندید جهت شناسایی خطا معرفی می شود. در مرحله دوم از بین سوئیچ های کاندید بر اساس امکان هدایت جریان توسط هر کدام از این دو سوئیچ ، سوئیچ آسیب دیده و سالم تشخیص داده می شود. این الگوریتم پیشنهادی در واقع با حل عددی یک معادله دیفرانسیل سعی بر ساده سازی مدل ارائه دارد. در این مرجع سعی شده تا با مقاوم سازی بخشی از الگوریتم، ضعف بنیادی این نوع الگوریتم را بهبود ببخشد. حل عددی این معادله دیفرانسیل در موارد با در نظر گرفتن عدم قطعیت با چالش اساسی نظیر مشخص کردن حد استانه، روبرو است و در واقع روش های که از تخمین گر حالت استفاده می کنند سعی بر غلبه بر این ضعف بنیادی این گونه الگوریتم ها را دارد.

^۲ DC – DC boost converter

۲-۳-۳ تشخیص خطا در اینورتر متصل به بار:

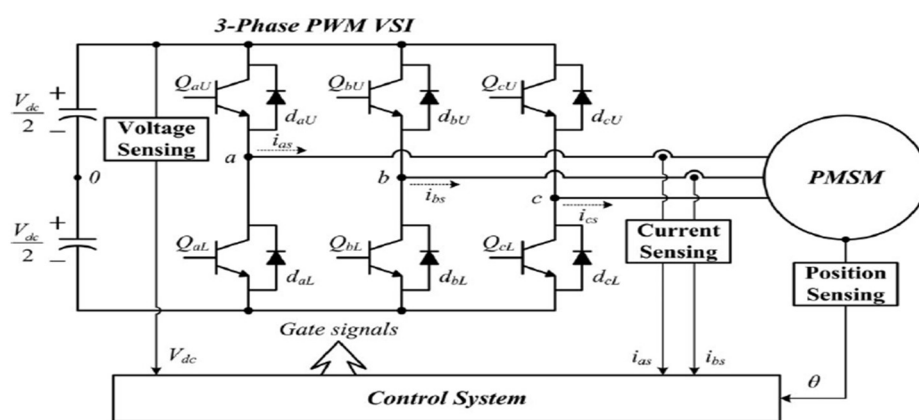
در مرجع [۳۱] یک الگوریتم مبتنی بر مدل مرجع تطبیقی سیستمی (MRAS) جهت تشخیص خطای اینورتر با منبع تغذیه ولتاژ برای یک درایو موتور سنکرون PM مطابق شکل (۲-۱۵) ارائه شده است. در این الگوریتم پیشنهادی جریان i_{dm} ، i_{qm} که جریان های d, q به دست آمده از تخمین گر MRAS با جریان های

i_d ، i_q اندازه گیری شده مقایسه می شود سپس مقدار $\Delta v_{q_dist}(k) = L_s \left(\frac{i_q(k) - i_{qm}(k)}{T_s} \right)$ و مقدار

$\Delta v_{d_dist}(k) = L_s \left(\frac{i_d(k) - i_{dm}(k)}{T_s} \right)$ به دست آمده و سپس با جایگذاری در رابطه (۲-۱۶) ε_{ks} تابع مقادیر پرچم

خطا های مختلف را می سازد.

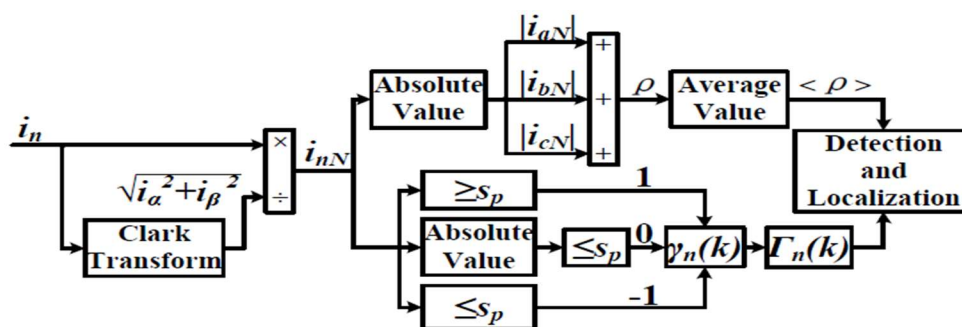
$$\varepsilon_{ks} = \begin{cases} 1, \Delta_{ks_dist} > V_{th} : error \\ 0, |\Delta_{ks_dist}| < V_{th} \\ -1, \Delta_{ks_dist} < -V_{th} \end{cases} \quad (2-16)$$



شکل (۲-۱۵) ترکیب معمول یک سیستم درایو ماشین PM [۳۱]

در این روش مانند سایر روش های مبتنی بر مدل نویسنده سعی داشته است تا با بهره گیری از دو تکنیک زمان ماندگاری خطا و حد استانه به تشخیص خطا پردازد. اگرچه در این الگوریتم همانند مرجع [۳۰] با حل عددی معادله دیفرانسیل به تخمین حالت های سیستم می پردازد در عین حال با استفاده از یک الگوریتم تطبیق دهنده در جهت مقاوم سازی هر چه بیشتر الگوریتم تلاش شده است که ضعف الگوریتم پیشنهادی مرجع [۳۰] را رفع می نماید.

در مرجع [۳۲] یک الگوریتم جهت تشخیص خطای تک سوئیچ در اینورتر های با منبع تغذیه ولتاژ بر اساس جریان فاز ارائه شده است. این الگوریتم از مقدار جریان هر فاز بهره گرفته است سپس با کمک تبدیل کلارک^{۲۶} جریانی ها به مختصات (α, β) انتقال پیدا کرده و پس از محاسبه مقدار اندازه جریان با تقسیم هر سه جریان بر این مقدار، متغیر جریان را از وابستگی به تغییرات بار مجزا می کند. چنانچه حاصل جمع قدر مطلق هر سه فاز i_{nN} مطابق رابطه (۲-۱۷) کمتر از مقدار میانگین مورد نظر ρ باشد وجود خطا محرز اعلام شده و با تبدیل موج سینوسی هر فاز به یک موج مربعی نرمال، پلاریته هر سیگنال جریان از طریق مقایسه با یک حد استانه S_p مشخص می شود.



شکل (۲-۱۶) بلوک دیاگرام تشخیص خطا و تعیین مکان سوئیچ [۳۲]

² Clark transform

بر اساس این پلاریته محل دقیق هر سویچ مشخص می شود. شکل (۲-۱۶) بلوک دیاگرام این الگوریتم را نشان می دهد.

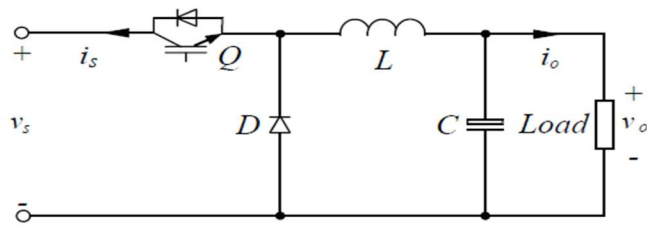
$$i_{nN} = |i_{aN}| + |i_{bN}| + |i_{cN}| \quad (۲-۱۷)$$

۲-۳-۴ تشخیص خطا در مبدل های DC به DC

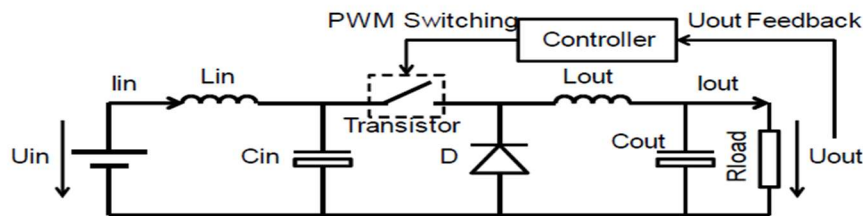
در مرجع [۳۳] به تشخیص خطای مبدل باک شکل (۲-۱۷) پرداخته شده است. با استفاده از مشاهده گر تطبیق پذیر و با استفاده از تئوری های مربوط به تخمین بلادرنگ پارامتر ها در مشاهده گر تطبیق پذیر ، پارامتر های مبدل تخمین داده شده که این الگوریتم را قادر می سازد تا مقادیر L اندوکتانس و C خازن را به صورت بلادرنگ مشخص کند. طبق روال معمول جهت ایجاد یک مشاهده گر ابتدا معادلات فضای حالت این سیستم در رابطه (۲-۱۸) مشخص می شود و سپس از رابطه (۲-۱۹) مشاهده گر تطبیق پذیر ان طراحی می شود. در این مرجع با استفاده از سنسورهای جریان خروجی ولتاژ ورودی و ولتاژ خروجی به تشخیص خطای مبدل باک معمول پرداخته است که از نظر تعداد سنسور جهت تشخیص خطا با این چنین روابط پیچیده ای ممکن است گاهی پیاده سازی را با چالش های اساسی مواجه سازد اما نوآوری و اهمیت بسزای این الگوریتم توانایی تخمین و پایش بلادرنگ پارامتر های مدار است که الگوریتم را قادر می سازد تا تحت شرایط خاصی پاسخ سیستم را نسبت به ورودی های از پیش تعیین نشده به خوبی پیش بینی کند.

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_L \\ \dot{U}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{F} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L \\ U_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{\sigma(t)}{L} \\ 0 \end{bmatrix} U_i \quad (۲-۱۸)$$

$$\begin{aligned} \hat{\dot{x}} &= A \hat{x} + B u + K (y - \hat{y}) \\ \hat{\dot{y}} &= C' \hat{x} \end{aligned} \quad (۲-۱۹)$$



شکل (۱۷-۲) شمای فنی مدار مبدل باک [۳۳]



شکل (۱۸-۲) مبدل باک با وجود خازن در ورودی [۳۴]

در مرجع [۳۴] به تشخیص خطای خازن ورودی (C_{in}) مبدل باک شکل (۱۸-۲) به کمک یک روش مبتنی بر سیگنال پرداخته است. در این مبدل از میان چهار پارامتر $V_{in}, I_{in}, V_{out}, I_{out}$ که به ترتیب جریان خروجی ، ولتاژ خروجی ، جریان ورودی و ولتاژ ورودی هستند آنالیز^۷ جریان ورودی جهت تشخیص خطا بکار می رود. دلیل این انتخاب به جهت آن است که ولتاژ خروجی توسط کنترل کننده ، کنترل می شود و در صورت هر گونه تغییر ، ولتاژ خروجی توسط کنترل کننده با ولتاژ مرجع برابر می گردد و نا معینی ها جبران می شود. از آنجا که بار کاملاً مقاومتی است جریان اطلاعاتی بیشتر از ولتاژ خروجی ندارد. ولتاژ ورودی نیز ولتاژ شبکه است که با حضور خطای خازن ورودی تحت تاثیر قرار نخواهد گرفت. انتخاب نهایی جریان ورودی است که اتفاقاً در صورت تغییر ظرفیت خازن که معمولاً با کاهش روبرو است تغییرات جریان شدید تر شده و قله های نوک تیز در جریان پیدا می شود. رنج فرکانسی این تغییرات معمولاً مشخص است که البته از

^۷Analysis

مدلاوسیون پهنای پالس^۸ تأثیر می پذیرد و از آنجا که این فرکانس معمولاً مشخص و در رنج های بالاتری نسبت به فرکانس pwm است، مشکلی در تشخیص خطا ایجاد نخواهد کرد. به کمک تبدیل موجک^۹ جهت مطالعه فرکانس های تحت تأثیر خطا، مطابق رابطه (۲۰-۲) استفاده شده که البته در فرکانس های پایین و در سطح های ابتدایی مشخص می شود.

$$[W_{\Psi}f](a,b) = \frac{1}{\sqrt{|a|}} \int_{-\infty}^{\infty} \overline{\psi\left(\frac{t-b}{a}\right)} f(t) dt \quad (20-2)$$

که f فرکانس a مقایس و b انتقال و Ψ تابع موجک است. در صورت وجود این فرکانس ها خطا تشخیص داده شده می شود.

۲-۳-۵ تشخیص خطا در اینورتر های چند سطحی

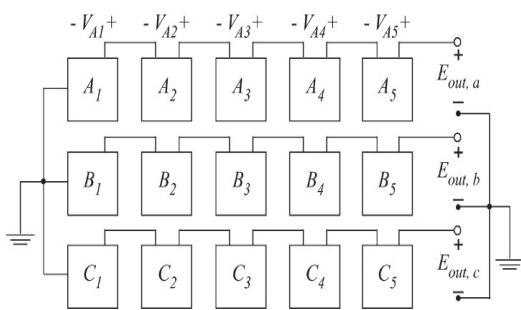
در مرجع [۳۵] جهت تشخیص خطا در سلول های جبران کننده های سنکرون استاتیک^۸ در سال ۲۰۱۱ روشی ابتکاری ارائه شد. از نوع چند سطحی این جبران کننده ها در ولتاژ های بالا استفاده می شود. به دلیل تعداد بالای سوئیچ ها در این نوع مبدل های احتمال وقوع خطا در این مبدل های بسیار بالا است. در این مبدل از ترکیب پل های H ترانزیستوری تشکیل شده مطابق شکل (۲-۱۹) قسمت الف، که هر سلول مطابق شکل (۲-۱۹) ب است.

$$f_i = V_{dc0} \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n (s_{j1} - s_{j2}) \quad i = 1, \dots, n \quad (21-2)$$

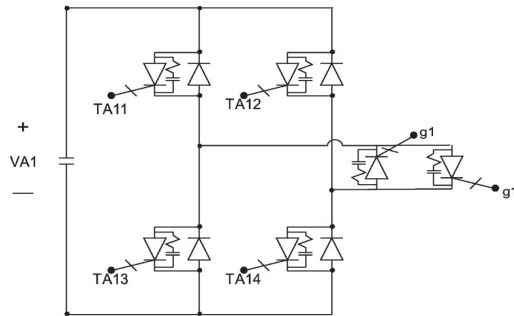
^۸ Pulse width modulation

^۹ wavelet

^۳ Static synchronous compensator



(الف)



(ب)

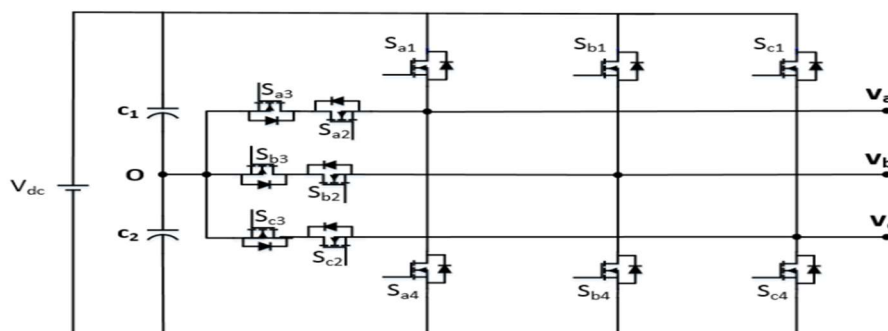
شکل (۲-۱۹) اینورتر چند سطحی CHB [۳۵]: الف) مدل ساده شده از یک Statcom ۱۱ سطحی ب) یک سلول اینورتر چند سطحی

این الگوریتم مجموع خروجی DC حاصل از همه ی سلول ها در یک فاز را اندازه می گیرد و سپس با حالت های مختلف خطای از پیش تخمین داده شده مطابق رابطه (۲-۲۱) مقایسه می کند. کمترین اختلاف حاصل از این مقایسه در رابطه (۲-۲۲) نمایانگر خطای x_i ام است.

$$x_i = |E_{out} - f_i|, \quad (2-22)$$

در این روش از حالت های خطای از پیش تعیین شده استفاده می کند که به مقدار ولتاژ و فرکانس ورودی وابسته می باشد. در صورتی ولتاژ ورودی شبکه تغییر کند این مقادیر دچار تغییر شده و الگوریتم دچار مشکل می شود به بیان دیگر در این الگوریتم عدم قطعیت در ورودی جبران کننده ها در نظر گرفته نشده است. ولی الگوریتم با محاسبات کم و بسیار ساده است.

در مرجع [۳۶] یک الگوریتم پیشنهادی جهت تشخیص خطا در اینورتر های چندسطحی نوع T در شکل (۲-۲۰) ارائه شده است که این الگوریتم بنا بر ترکیب جریان نقطه خنثی، میانگین جریان سیم نول و تابع سوئیچینگ تشکیل شده است که این الگوریتم از تعداد بالایی سیگنال و سنسور جهت تشخیص خطا در مبدل استفاده می کند. حالات مختلف سوئیچینگ در موقعیت های مختلف خطا بررسی شده است و سپس



شکل (۲-۲۰) اینورتر نوع T سه سطحی سیلیکون کاربیدی [۳۶]

جدول (۲-۱) تشخیص خطای مدار باز اینور سه سطحی نوع [۳۶]

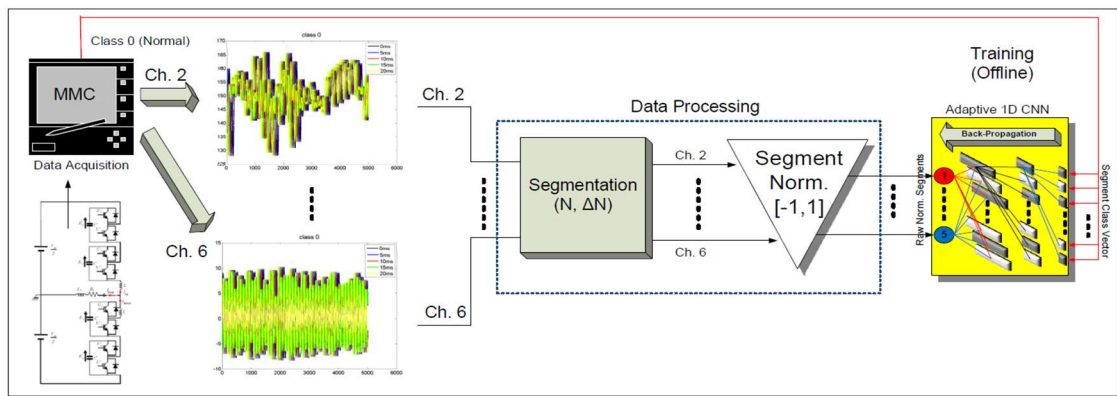
Switch	Switching States	Diagnostic Indices
S_{a1}	(P, O, O)	If $\widehat{i_{np}} = 0$ and $i_a > 0$, S_{a1} is "Open"
	(P, N, N)	If $\widehat{i_{np}} = i_a$ and $i_a > 0$, S_{a1} is "Open"
S_{a2}	(O, P, N), (O, N, P)	If $\widehat{i_{np}} = 0$ and $i_a > 0$, S_{a2} is "Open"
	(O, N, N), (O, P, P)	
S_{a3}	(O, P, N), (O, N, P)	If $\widehat{i_{np}} = 0$ and $i_a < 0$, S_{a3} is "Open"
	(O, N, N), (O, P, P)	
S_{a4}	(N, O, O)	If $\widehat{i_{np}} = 0$ and $i_a < 0$, S_{a4} is "Open"
	(N, P, P)	If $\widehat{i_{np}} = i_a$ and $i_a < 0$, S_{a4} is "Open"
S_{b1}	(O, P, O)	If $\widehat{i_{np}} = 0$ and $i_b > 0$, S_{b1} is "Open"
	(N, P, N)	If $\widehat{i_{np}} = i_b$ and $i_b > 0$, S_{b1} is "Open"

یک جدول جهت شناسایی خطا تشکیل شده است. این الگوریتم همانند آنچه در مرجع [۲۷] ارائه شده است نیازمند اطلاعات دقیقی از حالت های سوئیچینگ ترانزیستور هاست. محاسبه این حالت ها و استفاده از آن نیازمند یک پردازنده قدرتمند و سریع است. جریان سیم نول از رابطه (۲-۲۳) محاسبه می شود و سپس با توجه با مقدار اندازه گیری شده مقایسه شده و با توجه به حالات مختلف خطا و اثر هر کدام جدول (۲-۱) جهت تشخیص خطا تشکیل می شود.

$$i_{np} = (1 - |s_a|)i_a + (1 - |s_b|)i_b + (1 - |s_c|)i_c \quad (۲-۲۳)$$

۲-۳-۶ تشخیص خطای اینورتر به کمک شبکه های عصبی عمیق^{۳۱}

استفاده از تکنیک های جدید شبکه های عصبی تا حدی می تواند مشکلات و چالش های قبلی تشخیص خطا به کمک روش های کلاسیک هوش محاسباتی را در مبدل های الکترونیک قدرت رفع کند. در شبکه های عصبی معمول نیاز به یک ویژگی جهت تغذیه شبکه های عصبی کلاسیک است که این مهم از چالش های این روش است. مرجع [۳۷] از جمله نخستین پژوهش های صورت گرفته در زمینه تشخیص خطا به کمک شبکه های عمیق است. در این مرجع سعی شده تا به کمک شبکه های عصبی عمیق که به جای روش های سابق نیاز به استخراج ویژگی نیست و به کمک ابزار کانولوشن سعی می شود تا ویژگی های سلسله مراتبی مهم استخراج شده و سپس به طبقه بند های کلاسیک جهت تشخیص خطا داده شود. شکل (۲-۲۱) مراحل آموزش شبکه عصبی و الگوریتم پیشنهادی این مرجع را نشان می دهد. در این تحقیق که به تشخیص خطا در مبدل های مازولار می پردازد سعی شده تا هر خطا در چندین لحظه مختلف تکرار شود که اصطلاحاً از آن به عنوان segmentation یاد شده است.



شکل (۲-۲۱) تهیه نمونه ولتاژ و پیش پردازش لازم جهت آموزش شبکه های عصبی عمیق بکار رفته در تشخیص خطا در اینورتر های چند سطحی [۳۷]

^{۳۱}Deep neural network

نیاز به پردازنده های قوی و همچنین نمونه های بسیار جهت آموزش شبکه ی عمیق کانولوشن از نقاط ضعف این شبکه و استفاده ی نوین از این شبکه ها جهت تشخیص خطا از نوآوری های این تحقیق به شمار می رود. همچنین اگرچه از ان به عنوان یک روش real-time یاد می شود ولی زمان تشخیص گزارش شده به ۹/ ثانیه می رسد. همگرایی و زمان نسبتا زیاد جهت آموزش این شبکه های نوین عصبی از چالش های اساسی این الگوریتم است.

۲- ۴ جمع بندی

در این فصل تحقیق های مختص تشخیص خطا در مبدل های الکترونیک قدرت بسته به کنترل پذیری مبدل از قبیل: یکسو کننده های دیودی و تریستوری، اینورتر ها و چاپر ها بررسی شد. الگوریتم هر تحقیق همراه با روابط و شکل مبدل بیان شد و سعی بر آن بوده است تا خواننده با سبک تحقیق در این زمینه و تئوری های مورد نیاز و بالخصوص ذات ابتکاری بودن این زمینه از تحقیق آشنا شود. چالش ها و نقاط قوت و ضعف هر الگوریتم، نظیر پیچیدگی الگوریتم، نیاز به اطلاعات دقیق، تحمل عدم قطعیت و .. بیان شد.

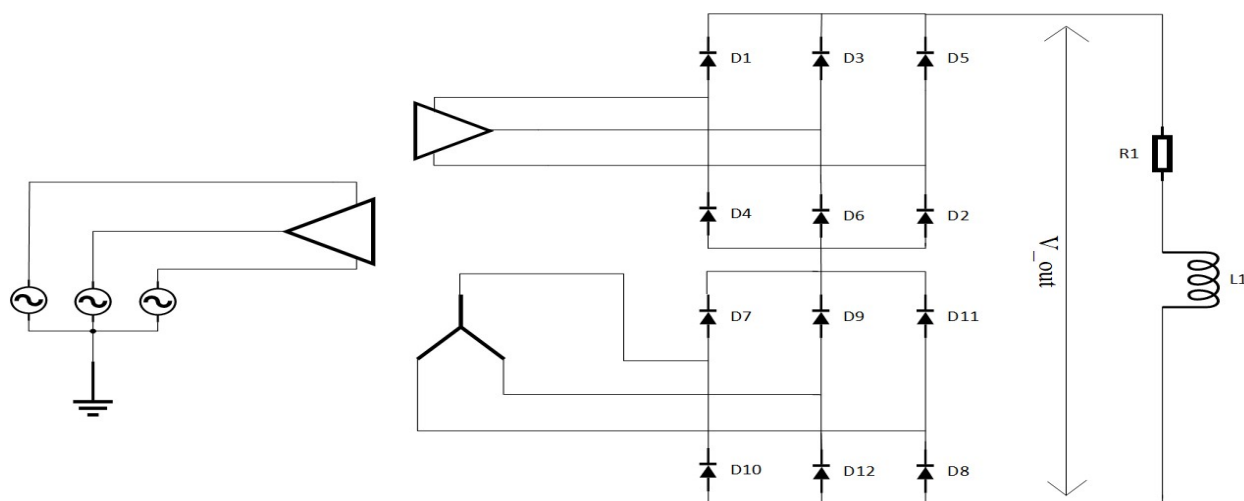
فصل سوم

الگوریتم تشخیص خطا و بازسازی پس از خطا
در یکسو کننده های ۱۲ پالسه

در این فصل ابتدا مبدل های ۱۲ پالسه دیودی و تریستوری مطابق شکل های (۳-۱) و (۳-۲) ، شرح داده خواهد شد پس از آن اثر خطا در این نوع مبدل های الکترونیک قدرت و چالش های پیش رو جهت تشخیص و جداسازی خطا بیان شده است. در ادامه روش های غلبه بر این چالش ها و روش های پیشنهادی جهت تشخیص خطا ارائه شده است بنحوی که بتواند چالش ها و نقاط ضعف روش های پیشین را پوشش داده شود و همچنین گزینه های مختلفی بسته به اهمیت سیستم و میزان امکانات موجود، جهت طراحی سیستم تشخیص خطا در این نوع یکسو کننده ارائه شود .

۳-۱ یکسو کننده ها الکترونیک قدرت

امروزه از یکسو کننده های دیودی بدلیل مقاوم بودن و ساده بودن در طراحی و نگهداری و... در صنایع مختلفی اعم از صنایع ریلی ، هوافضا ، خطوط انتقال قدرت DC استفاده می شود [۳۸]، [۸]. تشخیص خطا در این یکسو کننده موجب توسعه کنترل پذیری در سیستم های پیش رو ، افزایش قابلیت اطمینان و جلوگیری از عملکرد اشتباه سیستم هایی مانند سیستم های حفاظتی در مدار می شود [۳۹]. از طرفی در صورت عدم تشخیص خطا در این یکسو کننده و ادامه سیستم موجب آسیب به دیگر بخش های مبدل می شود [۴۰].



شکل (۳-۱) یکسو کننده ۱۲ پالسه دیودی

رفتار یکسو کننده های قدرت در اتصال به شبکه ی قدرت غیر خطی است در صورتی که در نقطه اتصال به شبکه هارمونیک های مضر در حد استاندارد باشند و از THD^2 مطلوبی برخوردار باشد در این صورت رابطه ولتاژ و جریان یکسو کننده مطابق منبع ولتاژ خطی و بار غیر خطی خواهد بود که از رابطه (۱-۳) و (۳-۲) پیروی می کند [۴۱].

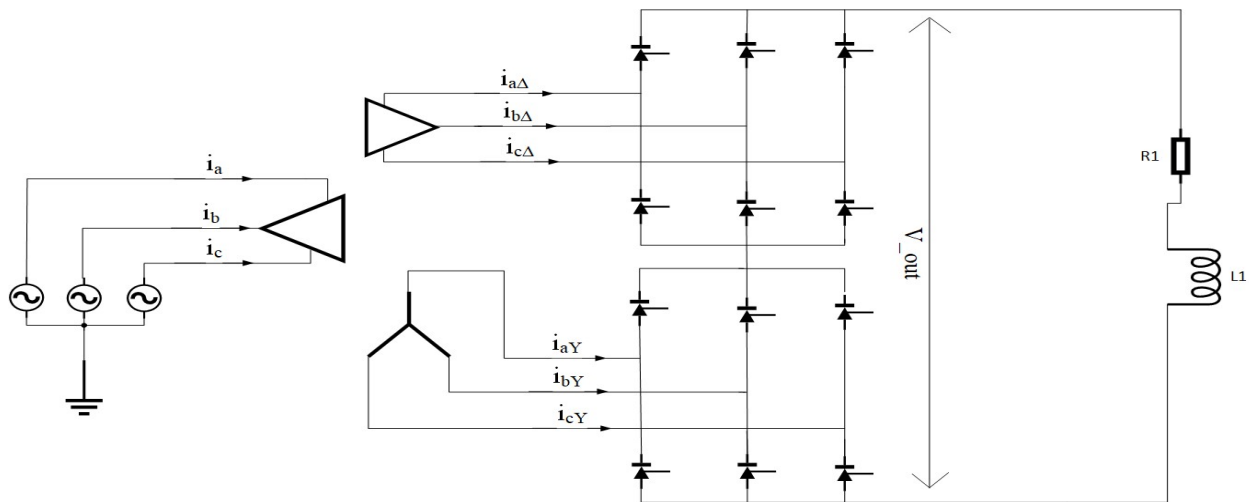
$$v(t) = V_1 \sin(\omega_0 t + \theta_1) \quad (1-3)$$

$$i(t) = I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} I_n \sin(n\omega_0 t + \phi_n) \quad (2-3)$$

۳-۲ یکسو کننده ۱۲ پالسه :

یکسو کننده های ۱۲ پالسه از دو یکسو کننده ۶ پالسه با ترکیب سری (یا موازی) شکل (۱-۳) تشکیل می شود که ورودی این دو یکسو کننده ۳۰ درجه بایکدیگر اختلاف فاز دارند. برای یکسو کننده k پالسه $h = (nk \pm 1)$ هارمونیک جریان در ورودی و هارمونیک های nk در ولتاژ خروجی وجود دارد [۴۱]. اختلاف ۳۰ درجه می تواند به کمک ترانس های با اتصال yd, dd ایجاد شود یا از یک مبدل ترانزیستوری حاصل شود. که به دلیل قابلیت اطمینان بیشتر و هزینه کمتر ساختار معمول استفاده از ترانس جهت ایجاد اختلاف فاز استفاده می شود. در این تحقیق نیز از ساختار شکل (۱-۳) و (۲-۳) که نوع سری آن با استفاده از ترانس استفاده شده است. از مزایای یکسو کننده های ۱۲ پالسه می توان به افزایش ولتاژ، کاهش هارمونیک های خروجی در نتیجه نیاز به فیلتر های ارزان قیمت تر، امکان کنترل توان خروجی در مبدل های ترانزیستوری و کاهش استرس ناشی از ولتاژ بر روی عناصر نیمه هادی مبدل است. از معایب این مبدل های الکترونیک قدرت نیاز به دو ترانس اضافه که با هزینه بیشتر همراه است، می توان اشاره کرد.

³ Total harmonic distortion



شکل (۳-۲) یکسو کننده ۱۲ پالسه تریستوری

ولتاژ خروجی برابر $V_{m_{L-L}} \sin(\omega t + \frac{\pi}{12})$, $0 \leq \omega t < \frac{\pi}{6}$ است که سری فوریه ولتاژ خروجی از رابطه (۳-۳)

محاسبه می شود :

$$a_n = \frac{3V_m}{\pi} ((\cos((1+n)\alpha + \frac{5\pi}{12}) - \cos((1+n)(\alpha + \frac{\pi}{6}) + \frac{5\pi}{12})) / (\frac{1}{1+n}) + (\cos((1-n)\alpha + \frac{5\pi}{12}) - \cos((1-n)(\alpha + \frac{\pi}{6}) + \frac{5\pi}{12})) / (\frac{1}{1-n})))$$

$$b_n = \frac{3V_m}{\pi} ((\sin((1-n)(\alpha + \frac{\pi}{6}) + \frac{5\pi}{12}) - \cos((1-n)\alpha + \frac{5\pi}{12})) / (\frac{1}{1-n}) - (\sin((1+n)(\alpha + \frac{\pi}{6}) + \frac{5\pi}{12}) - \cos((1+n)\alpha + \frac{5\pi}{12})) / (\frac{1}{1+n})))$$

$$(3-3)$$

$$C_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}, \theta_n = \tan^{-1}(\frac{a_n}{b_n})$$

$$V(t) = V_{dc} + \sum_{n=12}^{\infty} C_n \sin(n\omega t + \theta_n), V_{dc} = \frac{6V_m}{\pi} \cos \alpha, n = 12, 24, \dots$$

در این روابط V_m ماکزیم ولتاژ خط α زاویه آتش است. به ازای $\alpha = 0$ این مقادیر برابر خروجی یکسو کننده

ی دیودی بدون حضور خازن می باشد. با در نظر گرفتن بار های خروجی این مدل به صورت بار امپدانس

در این صورت قانون ولتاژ کیرشهف در سمت DC مدل برابر رابطه (۴-۳) است :

$$V_n \sin(\omega_n t + \theta_n) = Ri_n + L \frac{di_n}{dt} \quad (4-3)$$

رابطه (4-3) مدار مرتبه اول بوده که در این حالت جریان در حالت مانا از رابطه (3-5) به ازای هر هارمونیک قابل محاسبه است :

$$I_n = \frac{V_n}{\sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}} \sin(n\omega t + \theta_n + \varphi_n) \quad (5-3)$$

$$\varphi_n = \tan^{-1}\left(\frac{n\omega L}{R}\right)$$

در این روابط R, L به ترتیب مقدار مقاومت و سلف بار است. جریان ورودی به مبدل ها به کمک بسط سری فوریه د. برابر رابطه (3-6) خواهد بود:

$$\begin{aligned} a_n = & \left(\frac{I_{n1}}{\pi}\right) \left(- \left(\cos((n_1+n_2)(\alpha + \frac{2\pi}{3}) + \Phi_{n1})/(n_1+n_2) - \cos((n_1+n_2)\alpha + \Phi_{n1})/(n_1+n_2) \right)/2 \right) \dots \\ & + \left(\left(\cos((n_1+n_2)(\alpha + \frac{2\pi}{3} + \pi) + \Phi_{n1})/(n_1+n_2) - \cos((n_1+n_2)\alpha + \pi + \Phi_{n1})/(n_1+n_2) \right)/2 \right) \dots \\ & - \left(\left(\cos((n_1-n_2)(\alpha + \frac{2\pi}{3}) + \Phi_{n1})/(n_1-n_2) - \cos((n_1-n_2)\alpha + \Phi_{n1})/(n_1-n_2) \right)/2 \right) \dots \\ & + \left(\left(\cos((n_1-n_2)(\alpha + \frac{2\pi}{3} + \pi) + \Phi_{n1})/(n_1-n_2) - \cos((n_1-n_2)\alpha + \pi + \Phi_{n1})/(n_1-n_2) \right)/2 \right) \dots \\ b_n = & \left(\frac{I_{n1}}{\pi}\right) \left(\left(\left(\sin((n_1-n_2)(\alpha + \frac{2\pi}{3}) + \Phi_{n1})/(n_1-n_2) - \sin((n_1-n_2)\alpha + \Phi_{n1})/(n_1-n_2) \right)/2 \right) \dots \right. \\ & - \left(\left(\sin((n_1-n_2)(\alpha + \frac{2\pi}{3} + \pi) + \Phi_{n1})/(n_1-n_2) - \sin((n_1-n_2)\alpha + \pi + \Phi_{n1})/(n_1-n_2) \right)/2 \right) \dots \\ & - \left(\left(\sin((n_1+n_2)(\alpha + \frac{2\pi}{3}) + \Phi_{n1})/(n_1+n_2) - \sin((n_1+n_2)\alpha + \Phi_{n1})/(n_1+n_2) \right)/2 \right) \dots \\ & \left. + \left(\left(\sin((n_1+n_2)(\alpha + \frac{2\pi}{3} + \pi) + \Phi_{n1})/(n_1+n_2) - \sin((n_1+n_2)\alpha + \pi + \Phi_{n1})/(n_1+n_2) \right)/2 \right) \dots \right) \\ a_1 = & \left(\frac{I_{dc}}{\pi}\right) \left(\left(\sin(n_2(\alpha + \frac{2\pi}{3}))/n_2 - \sin(n_2\alpha)/n_2 \right) \dots \right. \quad (6-3) \\ & - \left(\sin(n_2(\alpha + \frac{2\pi}{3} + \pi))/n_2 + \sin(n_2\alpha + \pi)/n_2 \right) \dots \\ b_1 = & \left(\frac{I_{dc}}{\pi}\right) \left(- \left(\cos(n_2(\alpha + \frac{2\pi}{3}))/n_2 + \cos(n_2\alpha)/n_2 \right) \dots \right. \\ & + \left(\cos(n_2(\alpha + \frac{2\pi}{3} + \pi))/n_2 - \cos(n_2\alpha + \pi)/n_2 \right) \dots \\ i_n(t) = & \sum_{n_2=1,3,\dots}^{\infty} (a_n + a_1) \cos(n_2\omega t) + (b_n + b_1) \sin(n_2\omega t) \quad , \\ I_{dc} = & \left| \frac{V_{dc}}{R} \right|, \quad \Phi_{n1} = \theta_{n1} + \varphi_{n1}, \quad n_1 = 6, 12, \dots, n_2 = 1, 3, 5, \dots \end{aligned}$$

سپس جهت محاسبه جریان مجموع دو ترانس با اتصال dd و dly از رابطه ی (۷-۳) محاسبه می شود.

$$\begin{aligned} i_a &= i_{a\Delta} + \frac{(i_{aY} - i_{bY})}{\sqrt{3}} \\ i_b &= i_{b\Delta} + \frac{(i_{bY} - i_{aY})}{\sqrt{3}} \\ i_c &= i_{c\Delta} + \frac{(i_{cY} - i_{aY})}{\sqrt{3}} \end{aligned} \quad (۷-۳)$$

۳-۳ خطا در یکسو کننده ها

منظور از خطا در این تحقیق ، از دست دادن یکی از المان های نیمه هادی در این مبدل های الکترونیک قدرت است. این آسیب به سوئیچ های نیمه هادی می تواند به صورت اتصال کوتاه یا مدار باز باشد. خطای اتصال کوتاه موجب افزایش ناگهانی جریان شده که حفاظت های کلاسیک مانند رله های اضافه جریان یا فیوز سریع تر از هرنوع سیستمی که نیاز به پردازش های سنگین داشته باشد عمل می کند. اما خطای مدار باز از آنجا که در برخی موارد حتی موجب کاهش جریان ورودی هم می شود، حفاظت های کلاسیک قابلیت تشخیص این رخداد را ندارد. خطای مدار باز به دلیل حضور هارمونیک های زوج مانند ۲ و ۴ و ... موجب اختلال در عملکرد سیستم های حفاظتی هم می شود. بنا براین در ادامه هر کجا که به خطا اشاره می شود منظور خطای مدار باز سوئیچ است.

۳-۳-۱ کلاس خطا

مطابق شکل (۱-۳) و (۲-۳) با وجود ۱۲ سوئیچ ترکیب های متنوعی از خطا می تواند اتفاق بیفتد. اما احتمال وقوع همه ی این خطا ها بسیار ناچیز و عمدتا نیاز به بررسی هم ندارند. خطاهایی مورد بررسی در این تحقیق بسیار وسیع تر از تحقیق های پیشین است. منظور از کلاس خطا ترکیب این خطا بسته به موقعیت سوئیچ ها است. این کلاس ها در جدول (۱-۳) آورده شده است:

جدول (۳-۱) کلاس های مختلف خطا در یکسو کننده ۱۲ پالسه دیودی

شماره کلید			کلاس	تعداد حالت	حالت خطا
تک کلید			C1	12	{s1,s2,...,s12}
دو کلید	در یک یکسو کننده	در یک شاخه	C2	6	{(s1,s4),(s3,s6),(s5,s2),(s7,s10), (s9,s12),(s11,s8)}
		در یک نیم پل	C3	12	{(s1,s3),(s1,s5),(s3,s5),(s4,s6),(s4,s2), (s6,s2),(s7,s9),(s7,s11),(s9,s11),(s10,s12), (s10,s8),(s12,s8)}
		در دو شاخه	C4	12	{(s1,s6),(s1,s2),(s3,s4),(s3,s2),(s5,s4), (s5,s6),(s7,s12),(s7,s8),(s9,s10),(s9,s8), (s11,s10),(s11,s12)}
	در دو یکسو کننده	Class A	C5	12	{(s1,s11),(s1,s8),(s4,s11),(s4,s8),(s3,s7), (s3,s10),(s6,s7),(s6,s10),(s5,s9),(s5,s12), (s2,s9),(s2,s12)}
		Class B	C6	12	{(s1,s7),(s1,s12),(s3,s9),(s3,s8),(s5,s11), (s5,s10),(s4,s9),(s4,s10),(s6,s11), (s6,s12),(s2,s7),(s2,s8)}
		Class C	C7	12	{(s1,s9),(s1,s10),(s3,s11),(s3,s12),(s5,s7), (s5,s8),(s4,s7),(s4,s12),(s6,s9),(s2,s11), (s2,s10)}
سه کلید	در یک یکسو کننده	در یک نیم پل	C8	4	{(s1,s3,s5),(s4,s6,s2),(s7,s9,s11),(s10,s12,s8)}
		دو کلید در یک شاخه ، یک کلید در شاخه دیگر	C9	24	{(s1,s4,s3),(s1,s4,s5),(s1,s4,s6),(s1,s4,s2), (s3,s6,s1),(s3,s6,s4),(s3,s6,s5),(s3,s6,s2), (s5,s2,s1),(s5,s2,s3),(s5,s2,s4),(s5,s2,s6), (s7,s10,s9),(s7,s10,s11),(s7,s10,s12), (s7,s10,s8),(s9,s12,s7),(s9,s12,s10), (s9,s12,s11),(s9,s12,s8),(s11,s8,s7),

						$(s11,s8,s9),(s11,s8,s10),(s11,s8,s12)\}$
		دو در یک نیم پل ، یک کلید در شاخه دیگر		12	C10	$\{(s1,s3,s2),(s3,s5,s4),(s4,s6,s5),(s6,s2,s1),$ $(s3,s4,s2),(s1,s5,s6),(s7,s9,s8),(s9,s11,s10),$ $(s10,s12,s11),(s12,s8,s7),(s9,s10,s8),$ $(s7,s11,s12)\}$
	در یکسو کننده ها متفاوت	دو کلید در شاخه های متفاوت ، یک کلید در یکسو کننده دیگر	Class A	12	C11	$\{(s1,s6,s7),(s1,s2,s8),(s3,s4,s10),(s3,s2,s9),$ $(s5,s4,s11)(s5,s6,s12),(s7,s12,s2),(s7,s8,s3)$ $, (s9,s10,s5),(s9,s8,s4)(s11,s10,s6),$ $(s11,s12,s1)\}$
			Class B	12	C12	$\{(s1,s6,s9),(s1,s2,s10),(s3,s4,s12),(s3,s2,s11),$ $(s5,s4,s7),(s5,s6,s8),(s7,s12,s4),(s7,s8,s5)$ $, (s9,s10,s1),(s9,s8,s6),(s11,s10,s2),$ $(s11,s12,s3)\}$
			Class C	12	C13	$\{(s1,s6,s11),(s1,s2,s12),(s3,s4,s8),(s3,s2,s7)$ $, (s5,s4,s9),(s5,s6,s10),(s7,s12,s6),(s7,s8,s1)$ $, (s9,s10,s3),(s9,s8,s2),(s11,s10,s4),$ $(s11,s12,s5)\}$
			Class D	24	C14	$\{(s1,s6,s10),(s1,s6,s8),(s1,s2,s9),(s1,s2,s11),$ $(s3,s4,s7)(s3,s4,s11),(s3,s2,s10),(s3,s2,s12)$ $, (s5,s4,s12),(s5,s6,s7),(s5,s6,s9),(s7,s12,s3)$ $, (s7,s12,s5),(s7,s8,s4),(s7,s8,s6),(s9,s10,s6),$ $(s9,s10,s2),(s9,s8,s1),(s9,s8,s5),(s11,s10,s1)$ $(s11,s10,s3),(s11,s12,s4),(s11,s12,s2)\}$
		دو کلید در یک نیم پل ، یک کلید در یکسو کننده دیگر	Class A	24	C15	$\{(s1,s5,s11),(s1,s5,s12),(s1,s3,s7),(s1,s3,s8),$ $(s3,s5,s9),(s3,s5,s10),(s4,s6,s11),(s4,s6,s10),$ $(s4,s2,s9),(s4,s2,s8),(s6,s2,s7),(s6,s2,s12),$ $(s7,s9,s3),(s7,s9,s2),(s7,s11,s1),(s7,s11,s6),$ $(s9,s11,s5),(s9,s11,s4),(s10,s12,s5),$ $(s10,s12,s6)(s10,s8,s3),(s10,s8,s4),$

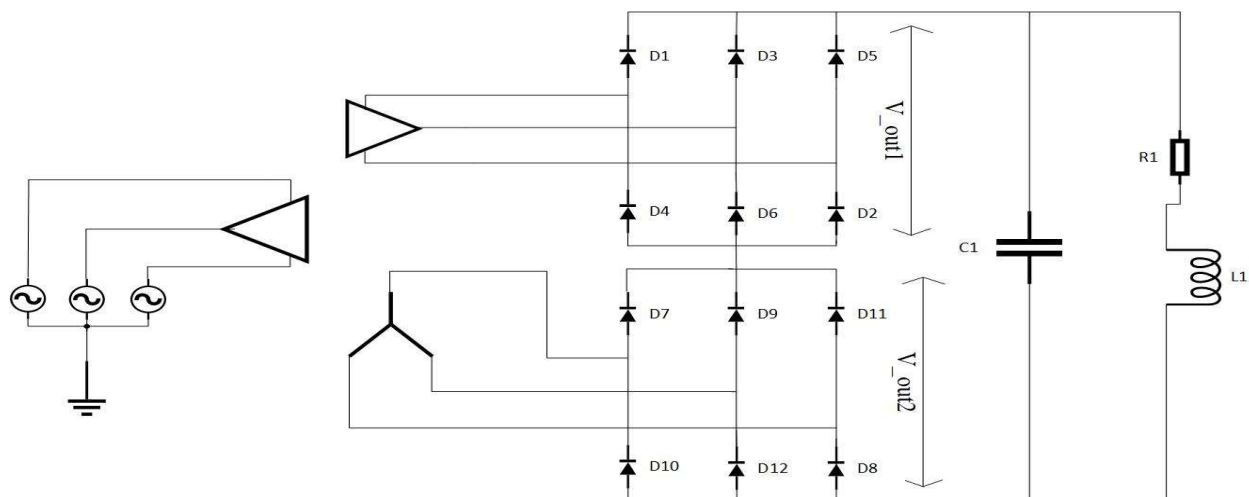
						(s12,s8,s1),(s12,s8,2)}
			Class B	24	C16	{(s1,s5,s7),(s1,s5,s10),(s1,s3,s9),(s1,s3,s12), (s3,s5,s11),(s3,s5,s8),(s4,s6,s9),(s4,s6,s12), (s4,s2,s7),(s6,s2,s11),(s6,s2,s8),(s7,s9,s1), (s7,s9,s4),(s7,s11,s5),(s7,s11,s2),(s9,s11,s3), (s9,s11,s6),(s10,s12,s1),(s10,s12,s4), (s10,s8,s5),(s10,s8,s2),(s12,s8,s3), (s12,s8,s6)}
			Class C	24	C17	{(s1,s5,s9),(s1,s5,s8),(s1,s3,s11),(s1,s3,s10), (s3,s5,s7),(s3,s5,s12),(s4,s6,s7),(s4,s6,s8), (s4,s2,s11),(s4,s2,s12),(s6,s2,s9),(s6,s2,s10), (s7,s9,s5),(s7,s9,s6),(s9,s11,s1),(s9,s11,s2), (s10,s12,s3),(s10,s12,s2),(s10,s8,s1), (s10,s8,s6),(s12,s8,s5),(s12,s8,s4)}
		دو کلید در یک شاخه ، یک کلید در یکسو کننده دیگر	Class A	12	C18	{(s1,s4,s7),(s1,s4,s10),(s3,s6,s9),(s3,s6,s12), (s5,s2,s11),(s5,s2,s8),(s7,s10,s5),(s7,s10,s2), (s9,s12,s1),(s9,s12,s4),(s11,s8,s3),(s11,s8,s6)}
			Class B	12	C19	{(s1,s4,s9),(s1,s4,s12),(s3,s6,s11),(s3,s6,s8), (s5,s2,s7),(s5,s2,s10),(s7,s10,s1),(s7,s10,s4), (s9,s12,s3),(s9,s12,s6),(s11,s8,s5),(s11,s8,s2)}
			Class C	12	C20	{(s1,s4,s11),(s1,s4,s8),(s3,s6,s7),(s3,s6,s10), (s5,s2,s9),(s5,s2,s12),(s7,s10,s3),(s7,s10,s6), (s9,s12,s5),(s9,s12,s2),(s11,s8,s1),(s11,s8,s4)}

۳-۳-۲ اثر خطا بر ولتاژ و جریان خروجی یکسو کننده ی ۱۲ پالسه

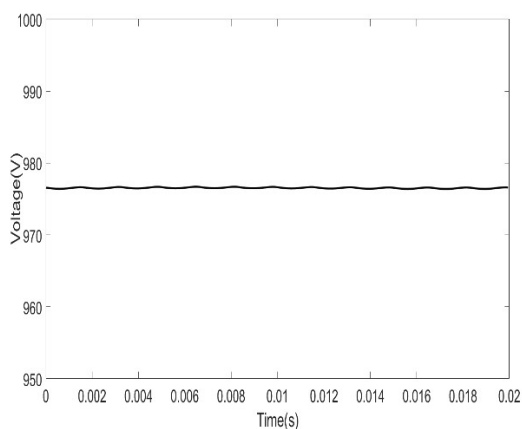
شکل (۳-۳) یک نمونه پر کاربرد یکسو کننده ی ۱۲ پالسه دیودی را نشان می دهد. مشاهده می شود که می توان از رپیل ولتاژ خروجی جهت تخمین جریان خروجی صرف نظر کرد. در این صورت جریان خروجی یکسو کننده برابر است با رابطه (۳-۸):

$$I_o = \frac{V_{out}}{R} \quad (۳-۸)$$

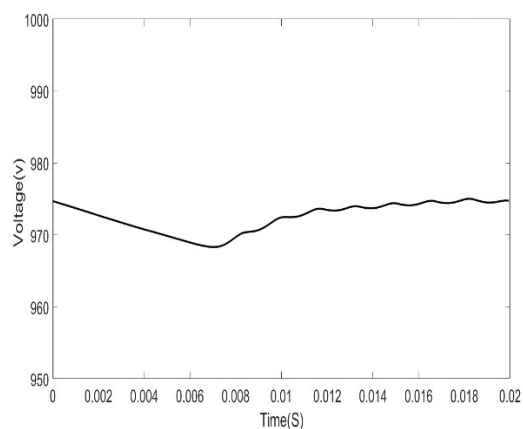
در صورت وقوع خطای مدار باز در یکسو کننده شکل (۳-۳) خازن خروجی پس از گذشت زمان T_{out} مجددا شارژ نمی شود و بالعکس شروع به دشارژ شدن می کند که در این حالت میانگین جریان با جریان گفته شده متفاوت است. غیر خطی بودن این سیستم موجب می شود تا از روش های هوشمند جهت تشخیص این نوع خطا استفاده شود. یکی از روش های مرسوم در زمینه تشخیص خطا استفاده از یک ویژگی است که در سیگنال سالم و معیوب در حالت های مختلف خطا رفتار منحصر به فردی را نشان دهد. این ویژگی ها می توانند در حوزه زمان یا فرکانس باشند. مرجع [۱۵] ضریب فوریه را در حالت خطا محاسبه کرده است که از این ضرایب فوریه در صورتی که خازن شنت وجود نداشته باشد یا اثر بسیار کمی داشته باشد می توانند مورد استفاده قرار گیرند. اما از آنجا که سری فوریه یک سیگنال بسیار وابسته به شکل موج سیگنال است بنابراین ولتاژ بر روی ترانس های ورودی و تغییر بار، به وجود خازن یا وجود خطا به صورت همزمان در هر دو یکسو کننده ۶ پالسه موجب آن می شود تا از روابط سری فوریه و مشتقات آن، به تنهایی نتوان جهت تشخیص خطا به صورت مقاوم استفاده کرد.



شکل (۳-۳) یکسو کننده ۱۲ پالسه دیودی با حضور خازن خروجی



(الف)

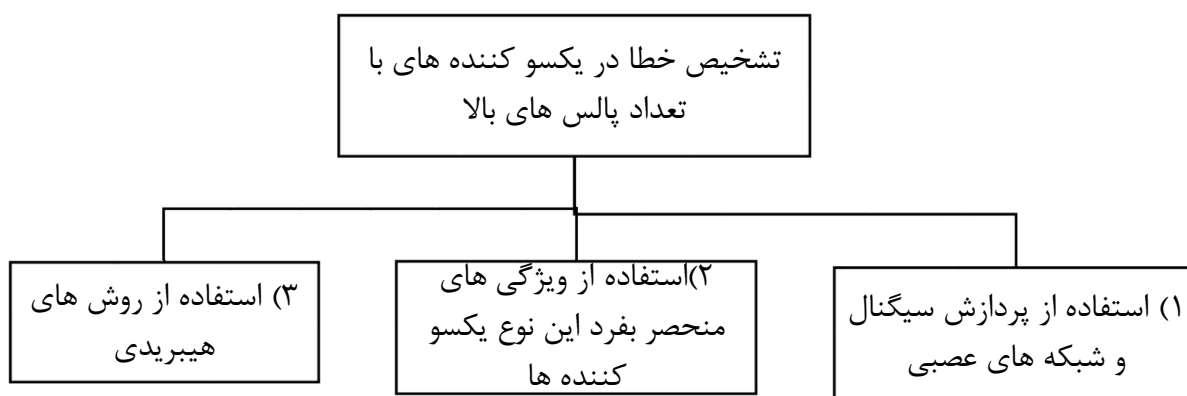


(ب)

شکل (۳-۴) سیگنال ولتاژ خروجی یکسو کننده دیودی : الف) شرایط نرمال ، ب) در حالت خطا
روش های سابق تنها از طبقه بند ها جهت تشخیص خطا و مشخص کردن نوع خطا استفاده می کردند. در
این تحقیق از شبکه های عصبی هم برای تشخیص خطا و هم برای جداسازی دیود های آسیب دیده استفاده
می شود که این امر الگوریتم ارائه شده را در برابر عدم قطعیت ها بسیار مقاوم تر می سازد.

۳- ۴ تشخیص خطا در یکسو کننده های ۱۲ پالسه

در این تحقیق سه رویکرد متفاوت جهت تشخیص خطا در این نوع مبدل های الکترونیک قدرت ارائه شده است که عبارتند از: الف) تشخیص و جداسازی خطا با استفاده از شبکه های عصبی ، ب) تشخیص خطا با استفاده ویژگی های منحصر به فرد یکسو کننده های ۱۲ پالسه ، ج) استفاده از روش های هیبریدی . که این الگوریتم ها به سادگی قابل تعمیم به یکسو کننده های بالا پالس های بالاتر مانند ۱۸ پالسه و ۲۴ و یا پایین تر است.



شکل (۳-۵) رویکرد های مورد استفاده جهت تشخیص خطا

مبدل های مورد مطالعه ی این تحقیق هستند عبارتند از:

الف) یکسو کننده های دیودی

ب) یکسو کننده های دیودی همراه با خازن موازی

ج) یکسو کننده های تریستوی ۱۲ پالسه

چنانچه گفته شد این الگوریتم به سادگی قابل تعمیم به یکسو کننده های با تعداد پالس های بالاتر و پایین تر مانند ۶ پالسه و تکفاز است. در ادامه به جهت استفاده از شبکه های عصبی در تشخیص خطا ، شبکه های عصبی مورد استفاده توضیح و تفضیل داده خواهند شد.

۳-۵ شبکه های عصبی

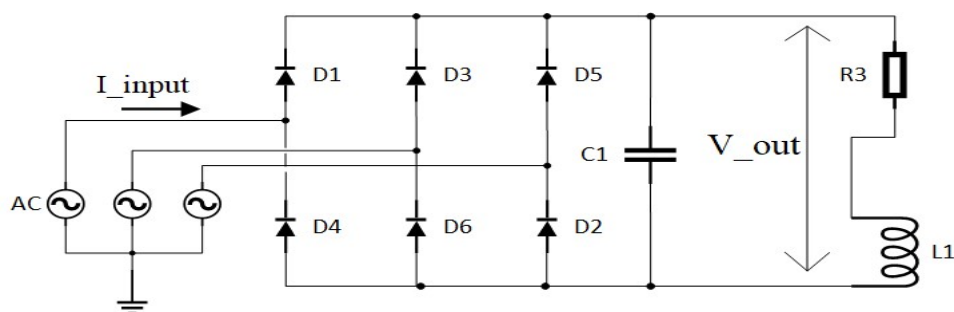
در سال ۱۹۱۱ دکتر Ramon y Cajal ایده ی نرون را به عنوان بلوک های تشکیل دهنده مغز معرفی نمود. تلاش های دانشمندان در این زمینه منجر به شناخت عمیق تر مغز و الگو برداری و نهایتا معرفی شبکه های عصبی به عنوان یک ابزار بسیار قدرتمند جهت حل مسائل خطی و غیر خطی شده است [۴۲]. این شبکه ها که ابتدا توانایی حل مسائل خطی را دارا بودند بتدریج پس از پشت سر گذاشتن چندین زمستان و تکامل این شبکه ها به یک ابزار قدرتمند در هوشمند سازی سیستم ها تبدیل شده اند که به جرات می توان گفت توانایی حل هر نوع معادلات اعم از خطی و غیر خطی را دارا هستند [۴۳]. این شبکه های عصبی که به صورت توابعی از وزون ها و نرون ها تعریف می شوند در اغلب مسائلی که تعداد بالایی متغیر دارند تنها ابزار ممکن جهت حل مسئله و در مسائل با تعداد متغیر کم می توانند به عنوان یک ابزار ساده کننده مسئله مورد استفاده قرار گیرند. در این تحقیق از شبکه های عصبی چندلایه پرسپترون (Multi – layer perceptron) و شبکه های عصبی (RBF) استفاده شده است که در پیوست الف هر یک به تفصیل توضیح داده شده اند.

۳-۶ تشخیص خطا در یکسو کننده های دیودی با استفاده از شبکه های عصبی

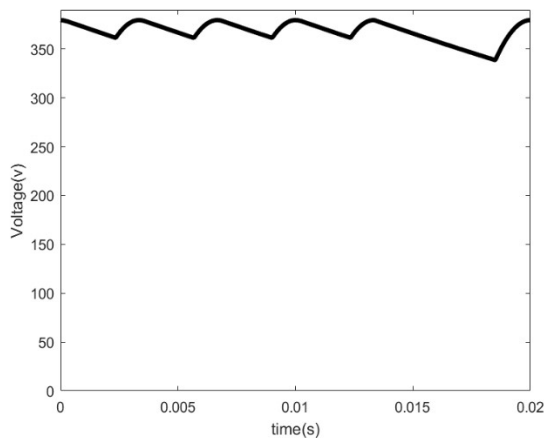
در این تحقیق سعی شده است تا با استفاده از شبکه های عصبی، تشخیص خطا در یکسو کننده های دیودی بنحوی کاربردی تر نسبت به تحقیق های پیشین پرداخته شود. و اصلاحاتی از قبیل: افزایش دقت در تشخیص، کاهش تعداد نمونه های لازم، تعمیم پذیر به حالت های مختلف و بار های مختلف، نیاز به ابزارها و پردازنده های ساده تر و... را امکان پذیر سازد و بنابر نوع نیاز و امکانات موجود یک یا چند الگوریتم جهت تشخیص خطا این یکسو کننده ها بکار گرفته شود. تشخیص خطا در یکسو کننده های دیودی ۶

*Radial basis function

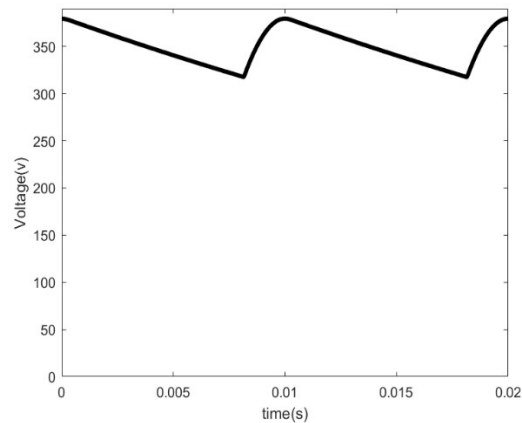
پالسه دیودی مطابق شکل (۳-۶) در مرجع [۹] بنحوی صورت گرفته است تا تغییرات ولتاژ و فرکانس در طیف وسیعی صورت گیرد. از آنجا که روش های هوشمند ابزار بسیار مفیدی جهت تحمل عدم قطعیت های از این قبیل است. در مرجع [۹] با افزایش تعداد نمونه ها به صورتی که تمام رنج ۱۰۰ تا ۳۰۰ ولت ورودی به یکسو کننده را پوشش دهد عدم قطعیت ولتاژ و فرکانس تحمل شده است. همچنین نمونه برداری در مرجع [۳۷] در زمان وقوع خطا سعی گرفته است و با تکرار آن در زمان های مختلف سعی شده تا عدم قطعیت رخداد خطا در زمان های خطا تحمل شود. اما در واقع امکان تشخیص خطا بصورتی که در مراجع [۹]، [۱۰] بیان شده است امکان پذیر نیست. چراکه این سیگنال در زمان وقوع خطا یک سیگنال غیر ایستا بوده و همچنین اثر خطا مطابق شکل (۳-۷) حداقل ۲ سیکل زمان جهت نمایش اثر کامل خطا در یکسو کننده های دیودی طول می کشد. که این زمان جدای از زمان حالت گذرای سیستم است. بنابراین تشخیص خطا در مدارات DC با حضور خازن و با استفاده از سیگنال ولتاژ دوسر خازن در زمان های پس از خطا ممکن است.



شکل (۳-۶) یکسو کننده دیودی ۶ پالسه دیودی با خازن خروجی



(الف)



(ب)

شکل (۷-۳) خطا در یکسو کننده ۶ پالسه :الف) سیکل اول اثر خطا کامل نشده است ، ب) اثر خطا کاملاً در خروجی مشاهده می شود.

۷-۳ الگوریتم پیشنهادی تشخیص خطا

در این بخش الگوریتم مبتنی بر شبکه های عصبی ارائه شده است که به چهار حالت قابل استفاده می باشد. این چهار حالت عبارتند از :

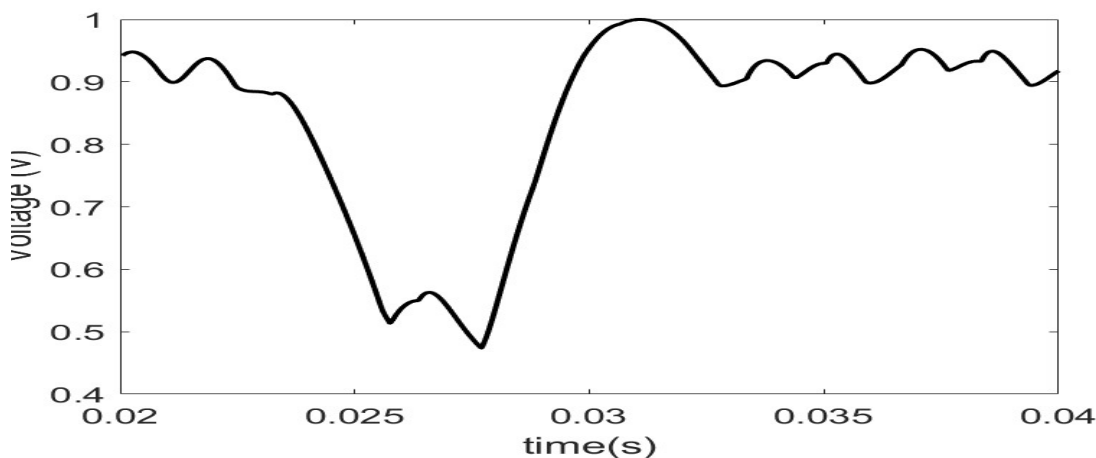
- ۱) تشخیص خطا با شبکه عصبی BP^۳ و جداسازی دیود آسیب دیده با شبکه عصبی BP
- ۲) تشخیص خطا با شبکه عصبی BP و جداسازی دیود آسیب دیده با شبکه عصبی RBF
- ۳) تشخیص خطا با شبکه عصبی RBF (هرسه مدل) و جداسازی دیود آسیب دیده با شبکه عصبی BP
- ۴) تشخیص خطا با شبکه عصبی RBF (هر سه مدل) و جداسازی دیود آسیب دیده با شبکه عصبی RBF (دو مدل)

³ Back propagation

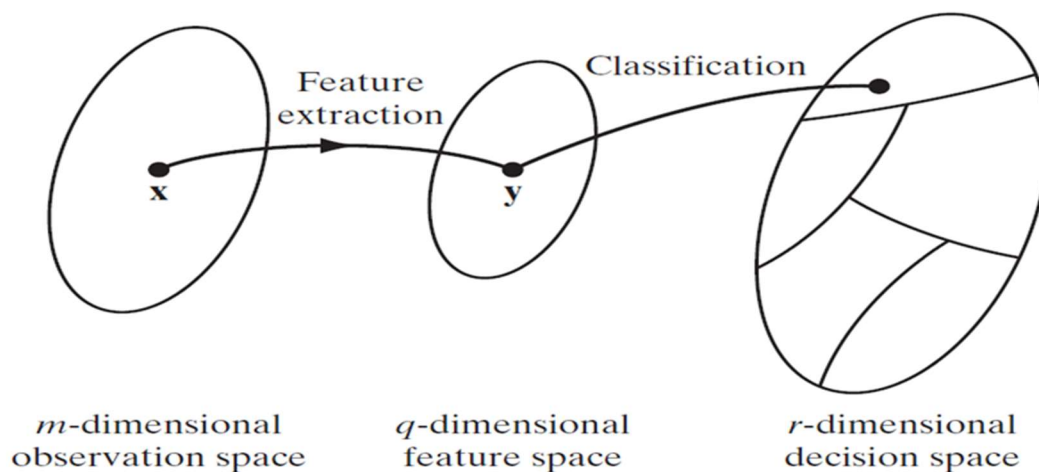
الگوریتم های تشخیص خطا در یکسو کننده های دیودی به شدت به حضور خازن خروجی و مقدار ظرفیت این خازن بستگی دارد. این الگوریتم های تشخیص خطا مختص حالت های زیر است:

- یکسو کننده ۱۲ پالسه بدون حضور خازن خروجی
- یکسو کننده ۱۲ پالسه با وجود خازن و رپیل بیش از ۲ درصد

شکل (۸-۳) سیگنال خطای تک سوئیچ به ازای افت ولتاژ شدید بر روی ترانس ورودی و عدم قطعیت های از قبیل تغییر در فرکانس و ولتاژ است که شبکه های عصبی با قدرت بسیار بالایی توانایی تفکیک و طبقه بندی این سیگنال است. شکل (۹-۳) بلوک دیاگرام نحوه ی استفاده از طبقه بندهای هوشمند جهت شناسایی کلاس های مختلف را نشان می دهد. مسئله ی تشخیص خطا در یکسو کننده ها نیز مانند سایر مسائل طبقه بندی نیازمند یک ورودی مناسب و یک جدول مشخص از حالت های ورودی است.



شکل (۸-۳) سیگنال خروجی یکسو کننده ۱۲ پالسه دیودی با افت پتانسیل بالا بر روی سیم پیچ ترانسفورماتور



شکل (۳-۹) شمای مفهومی از روند استفاده از شبکه های عصبی کلاسیک [۴۲]

از آنجا که سیگنال ولتاژ مقاومت بیشتری نسبت به تغییرات بار را نشان می دهد بنابراین به عنوان گزینه ی بهتری جهت استفاده به عنوان ورودی به یک طبقه بند است. اما این انتخاب در صورتی امکان پذیر است که این ورودی همبستگی معناداری در هر کلاس خطا داشته باشد که این همبستگی که موجب تفکیک بهتر کلاس ها می شود، با افزایش ظرفیت خازن خروجی بشدت کاهش می یابد تا جایی که می تواند استفاده از سیگنال ولتاژ خروجی را جهت تشخیص خطای مدار باز این یکسو کننده های بی استفاده و غیر ممکن سازد. اما از آنجا که ایده استفاده یکسو کننده های با پالس بیشتر، کاهش هزینه های فیلتر های مورد نیاز است بنابر این در موارد بسیاری استفاده از این یکسو کننده ها همراه با خازن های ارزان قیمت تر است که اثر بالایی بر روی ریپل خروجی نخواهد داشت.

مطابق شکل (۳-۹) آموزش شبکه های عصبی از دو مرحله اساسی جهت تشخیص خطا تشکیل شده است:

الف) استخراج ویژگی

ب) طبقه بندی

در ادامه هر کدام از این مراحل توضیح و تفصیل داده شده است.

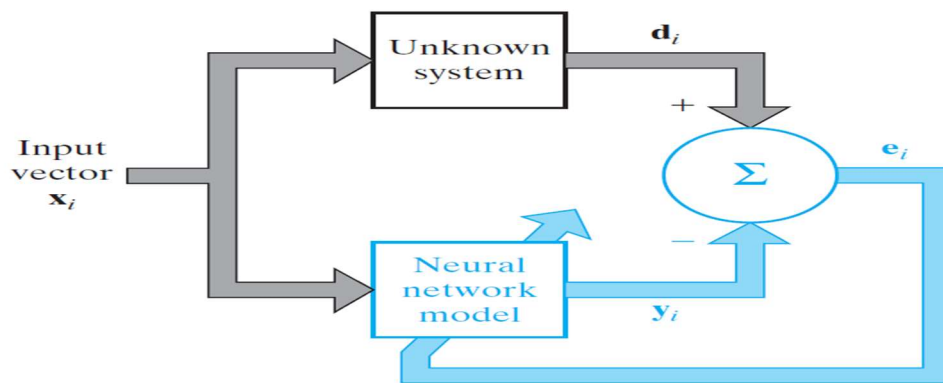
۳- ۷- ۱ الف) استخراج ویژگی

در این تحقیق بنابر محاسبات سریع تر و عملکرد بالاتر ویژگی های حوزه فرکانس از ضرایب فوریه جهت تشخیص خطا استفاده شده است. ضرایب فوریه مطابق رابطه (۳-۹) محاسبه می شوند که به کمک تبدیل فوریه سریع می توان با سرعت بسیار بالاتری می توان تخمینی از آن به دست آورد. در رابطه (۳-۱۰) محاسبه ضریب فوریه به دو بخش دنباله اعداد زوج و فرد سیگنال تقسیم می شود و سپس این فرآیند تجزیه به دنباله های زوج و فرد تا جایی ادامه می یابد که به محاسبه تبدیل فوریه گسسته دو نقطه ختم شود.

$$X_k = \sum_{n=0}^{\infty} x_n e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} \quad (۳-۹)$$

$$\begin{aligned} X_k &= \sum_{n=0}^{\infty} x_n e^{-j\frac{2\pi}{N}2nk} + \sum_{n=0}^{\infty} x_n e^{-j\frac{2\pi}{N}(2n+1)k} \\ &= \sum_{n=0}^{\infty} x_n e^{-j\frac{2\pi}{N}2nk} + e^{-j\frac{2\pi}{N}k} \sum_{n=0}^{\infty} x_n e^{-j\frac{2\pi}{N}2nk} \end{aligned} \quad (۳-۱۰)$$

ویژگی های که به عنوان ورودی به طبقه بند ها داده می شود هارمونیک های ۱ تا ۱۲ مبدل های ۱۲ پالسه به طبقه بند اول جهت تشخیص خطا و نوع کلاس خطا و تبدیل فوریه کوتاه به عنوان ورودی به طبقه بند مرحله دوم الگوریتم داده می شود. با تقسیم سیگنال ولتاژ بر مقدار ماکسیمم آن ، این سیگنال نسبت به تغییر بار و ولتاژ ورودی و اثر افت ولتاژ ترانس ورودی مستقل شده که در افزایش دقت طبقه بند و کاهش تعداد نمونه های لازم جهت آموزش شبکه بسیار موثر است. جاروب فرکانس و بار می تواند از عدم قطعیت های مد نظر باشد.

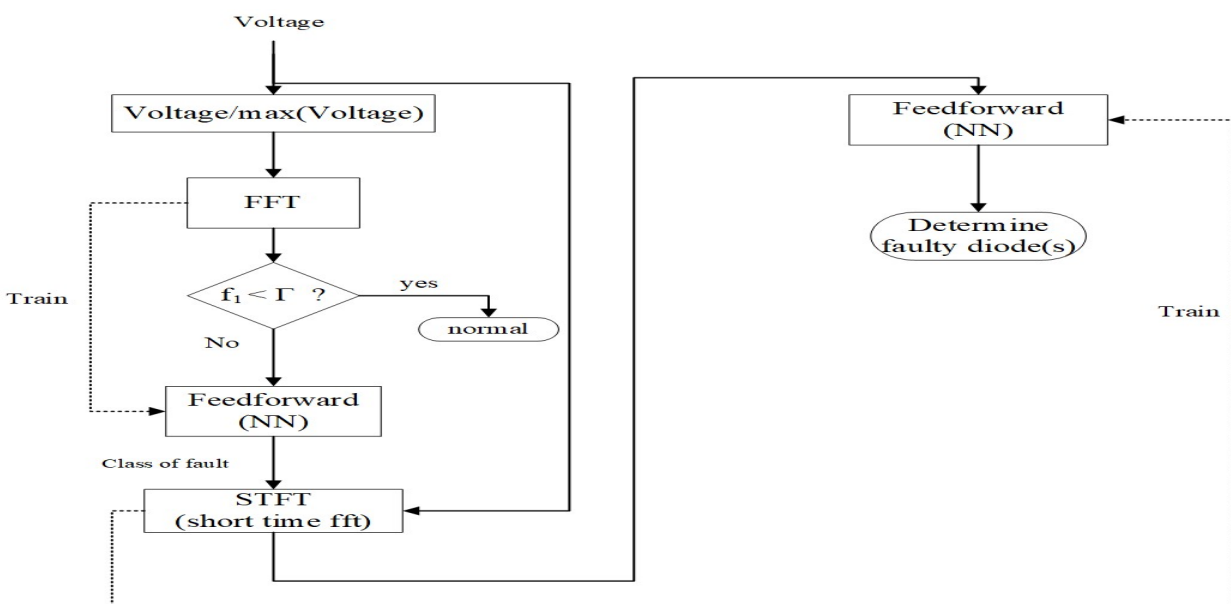


شکل (۱۰-۳) بلوک دیاگرام آموزش شبکه عصبی جهت تطبیق با سیستم نامشخص [۴۲]

۳-۷-۲ ب) طبقه بندی

نحوه ی آموزش در این نوع سیستم ها مانند آموزش یک سیستم تطبیق پذیر است که مرتبا خود را با سیستم مرجع خود تطبیق می دهد، این امر در شکل (۱۰-۳) نشان داده شده است. شکل (۱۱-۳) بلوک دیاگرام الگوریتم پیشنهادی را مشخص می کند.

در این الگوریتم ابتدا سیگنال ولتاژ نمونه برداری شده طی یک دوره بر ماکسیمم مقدار آن تقسیم می شود سپس به کمک تبدیل فوریه سریع هارمونیک های ۱ تا ۱۲ استخراج شده و شبکه ی عصبی جهت تشخیص کلاس خطا آموزش داده می شود. در مرحله ی بعد از سیگنال ولتاژ تبدیل فوریه سریع گرفته می شود سپس شبکه عصبی دوم جهت تشخیص دیوده های آسیب دیده شده استفاده می شود. مطابق شکل (۱۱-۳) الگوریتم از دو بخش تشکیل شده است که در بخش اول نوع خطا و کلاس خطا و در بخش دوم مکان دقیق دیود را مشخص می کند. بخش اول تنها یک شبکه عصبی جهت تفکیک ۲۱ کلاس خطا و بخش دوم هر کلاس خطا دارای یک شبکه ی عصبی است که بسته به تعداد حالت مختلف در هر کلاس شبکه عصبی مربوط به آن آموزش دیده می شود.

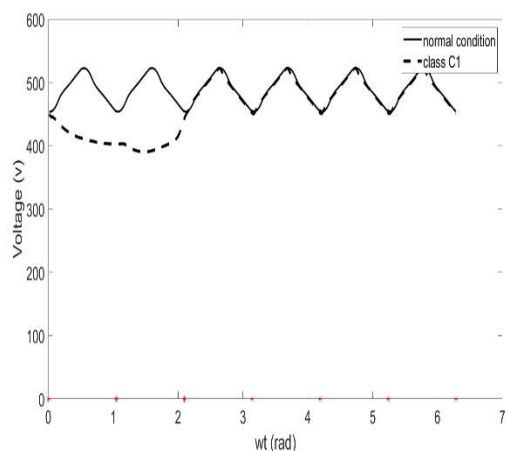


شکل (۱۱-۳) بلوک دیاگرام الگوریتم پیشنهادی جهت تشخیص خطا در یکسو کننده های ۱۲ پالسه دیودی بدون حضور خازن خروجی

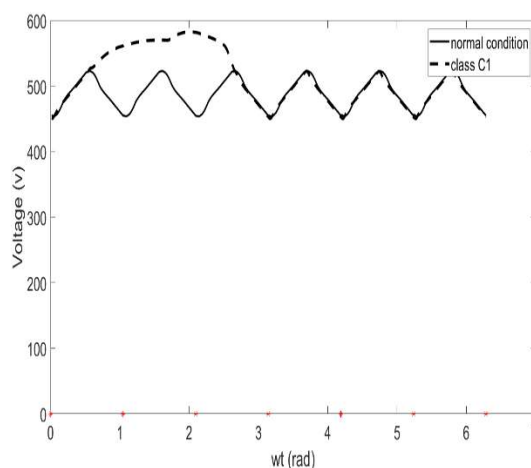
۳-۸ تشخیص خطا در یکسو کننده های دیودی با استفاده از ویژگی های منحصر بفرد

تشخیص خطا در این قسمت همانند آنچه در مرجع [۱۰] که به تشخیص خطای یکسو کننده های ۶ پالسه تشکیل دهنده ۲۴ پالسه می پردازد، در این بخش تشخیص خطا به کمک نمونه برداری ولتاژ از خروجی هر مبدل ۶ پالسه صورت می گیرد. مزیت این روش های سهولت و سادگی در پیاده سازی و امکانات ساده تر لازم جهت بهره مندی از این الگوریتم ها است. همچنین افزایش تعداد سنسور ولتاژ می تواند از نقاط ضعف این روش ها در نظر گرفته شود. اگرچه روش های تشخیص خطا مبتنی بر شبکه های عصبی از توانایی بالایی جهت تحمل عدم قطعیت های بار و فرکانس هستند و تنها نیاز به نمونه برداری ولتاژ مجموع خروجی هستند. اما حضور خازن با ظرفیت بالا بشدت از عملکرد این الگوریتم های هوشمند می کاهد. در عوض استفاده از سنسور های ولتاژ بیشتر جهت نمونه برداری می تواند بسیاری از چالش های ذکر شده را رفع کند. علاوه بر تعداد سنسور های ولتاژ بیشتر از دیگر معایب این روش در صورت حضور خازن تشخیص خطا

تنها در یک یکسو کننده ۶ پالسه وجود دارد، دلیل این امر به وضوح در ادامه در شکل (۳-۱۲) نشان داده شده است.



(الف)



(ب)

شکل (۳-۱۲) خروجی یکسو کننده های ۶ پالسه دیودی تشکیل دهنده یکسو کننده ۱۲ پالسه با حضور خازن خروجی در حالت خطا : الف) خروجی یکسو کننده ۶ پالسه بالایی با خطای داخلی ب) یکسو کننده ۶ پالسه پایینی بدون خطا سیگنال ولتاژ خروجی یکسو کننده ی دیودی بدون خازن از رابطه (۳-۱۱) قابل محاسبه است. در رابطه (۳-۱۱) که به ازای یک یکسو کننده ی n پالسه محاسبه می شود وجود n ماکسیمم محلی را در سیگنال خروجی تضمین می کند. که این امر در شکل (۳-۱۳) نشان داده شده است.

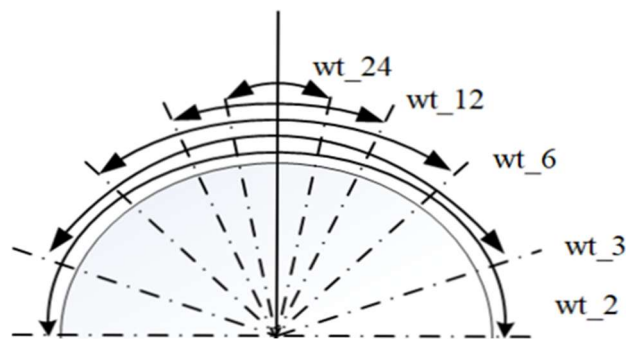
$$v(t) = kV_m \sin(\omega t - n) \quad , \quad \alpha \leq \omega t - n \leq \beta, \quad n \in N \quad (۳-۱۱)$$

$$0 \leq \alpha < \pi / 2$$

$$\beta > \pi / 2$$

در این رابطه k ضریب ثابت که در یکسو کننده های شش پالسه و دوازده پالسه به ترتیب $\sqrt{2}$ و $\sqrt{3}$ است.

ωt_n آرگومان ورودی ولتاژ و ضرایب ثابت α, β زاویه شروع و پایان پالس ولتاژ خروجی و n تعداد پالس است.



شکل (۳-۱۳) تغییر ارگومان ورودی wt_n رابطه به ازای یکسو کننده های با پالس های مختلف

در یک یکسو کننده با وجود خازن شکل موج سیگنال ولتاژ تغییر می یابد. در اکثر مواردی که خازن در خروجی یکسو کننده قرار داده می شود می توان بار را بصورت مقاومتی در نظر گرفت که این امر باعث سادگی تحلیل مدار ، و البته با دقت بالایی مقادیر جریان و ولتاژ مدار را تخمین می زند. چرا که با حضور یک خازن قوی سیگنال ولتاژ عملاً مانند یک منبع DC ولتاژ عمل می کنند و از حضور هارمونیک های بالا تر جلوگیری میکند. در فاصله زمانی که حضور دیود آسیب دیده در مدار امکان ندارد اثری مشابه هم در سیگنال ولتاژ و هم در سیگنال جریان خواهد داشت.

شکل (۳-۱۲) سیگنال ولتاژ خروجی یکسو کننده های شش پالسه دیودی حاضر در مدار شکل (۳-۶) به ازای خطای تک سوئیچ است. در این حالت پس از دشارژ شدن در دوره ای که دیود آسیب دیده شده خازن شارژ نمی شود که این امر موجب از دست رفتن ماکسیمم محلی در این دوره می شود و به دلیل آنکه خازن موجب جابجایی اندک دوره تناوب نسبت به حالت بدون خازن می شود. لذا این مقادیر ماکسیمم محلی بزرگتر از مقادیر ابتدایی سیگنال در هر دوره و بزرگتر از مقدار کمینه دوره بعدی می باشند. از آنجا که به تعداد پالس های یکسو کننده مقادیر ماکسیمم محلی (Supremum) در سیگنال مشاهده می شود ، تعداد این مقادیر ماکسیمم محلی و همچنین موقعیت آنها در سیگنال ولتاژ خروجی می تواند به عنوان یک شاخص کلیدی جهت معرفی دیود آسیب دیده مطرح شود. محاسبه مقادیر ماکسیمم می تواند به کمک مقایسه سه سمپل $x(i)$, $x(i-1)$, $x(i+1)$ صورت گیرد که این الگوریتم کارایی قدرتمندی در برابر عدم قطعیت ها و

نویز احتمالی در این سیگنال را ندارد. از این جهت این الگوریتم از چنان اهمیتی برخوردار است که به تنهایی قابلیت تشخیص و جداسازی دیود های آسیب دیده را در هر دو حالت با حضور خازن و بدون خازن خروجی را داراست. لذا برای مقاوم سازی این الگوریتم تشخیص مقادیر ماکسیمم ولتاژ خروجی از الگوریتم پیشنهادی زیر در بخش دوم استفاده شده است .

۳-۸-۱ روش پیدا کردن ماکسیمم محلی در ولتاژ خروجی یکسو کننده های ۱۲ پالسه

از آنجا که بار امپدانسی و افت ولتاژ ترانس ورودی می تواند موجب از دست رفتن قله سیگنال ولتاژ خروجی یکسو کننده شود لذا از الگوریتم رایج گفته شده جهت تشخیص مقدار ماکسیمم محلی نمی توان استفاده کرد. بجای این الگوریتم می توان بدین صورت از وجود یک مقدار ماکسیمم محلی در سیگنال خروجی یکسو کننده اطمینان حاصل کرد که در هر دوره از یک یکسو کننده n پالسه می بایست تعدادی نمونه وجود داشته باشند که حتما مقدار این نمونه ها بیشتر از مقدار ابتدایی این دوره و بیشتر از مقدار کمینه دوره بعد باشد. رابطه (۳-۱۳) شرط وجود مقدار بزرگتر از ورودی و رابطه (۳-۱۴) شرط بزرگتر بودن از مقدار کمینه سیگنال در دوره ی بعدی می باشد. جهت مقاوم تر کردن الگوریتم شرط (۳-۱۵) بزرگتر بودن سمپل های ماکسیمم از مقدار میانگین سیگنال ولتاژ خروجی است .

$$V = \{L(1), L(2), \dots, L(i)\}, i \in R^g, g \equiv \frac{f_{in}}{f_{out}}$$

$$M(i) = \text{sort}(L(i)) \text{ , descend}$$

$$S(i) = \min(L(i)) \quad (12-3)$$

$$M \in R^{g \times n}, S \in R^g, V \in R^h \quad h = g.n$$

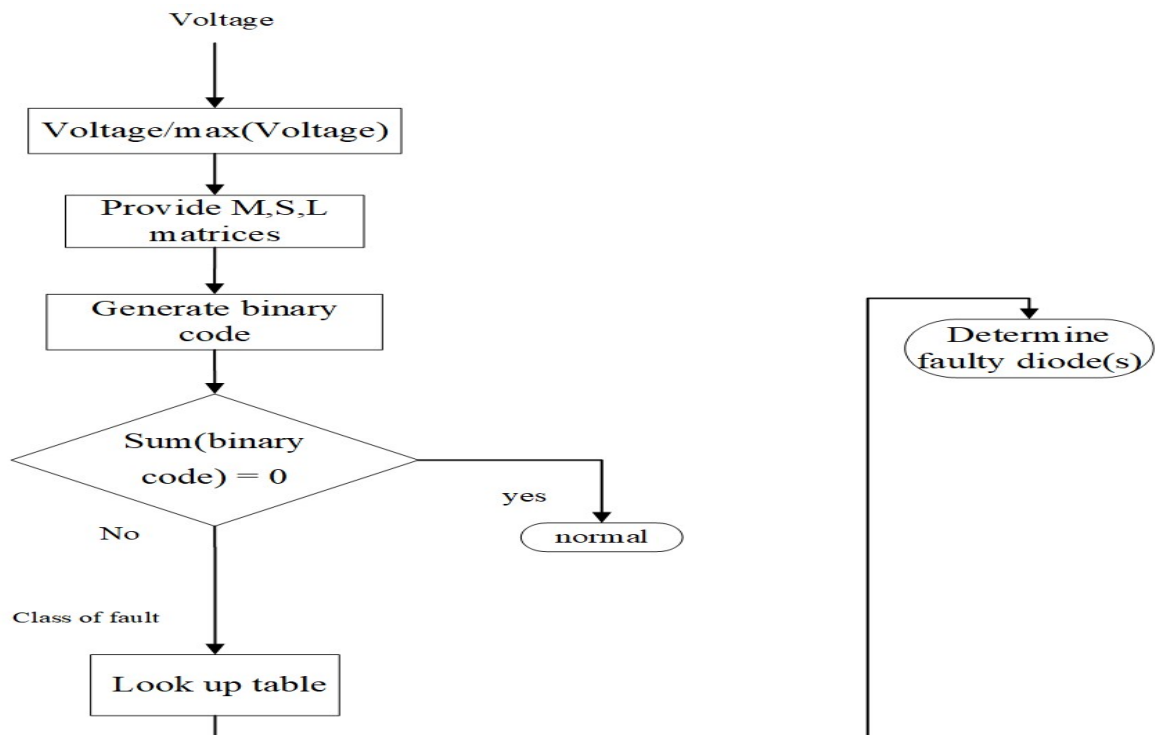
$$M(i, j) > L(i, j) \text{ , } j \in R^n \quad (13-3)$$

$$M(i, j) > S(i + 1) \quad (14-3)$$

$$M(i, j) > \text{avg}(V) \quad (15-3)$$

رابطه (۳-۱۲) سیگنال ولتاژ خروجی نمونه برداری شده در یک دوره تناوب سیگنال ورودی ($\frac{1}{f_{in}}$) به یکسو

کننده را نشان می دهد. g تعداد دوره های تناوب خروجی که ولتاژ خروجی به این تعداد تقسیم بندی می شود. ماتریس



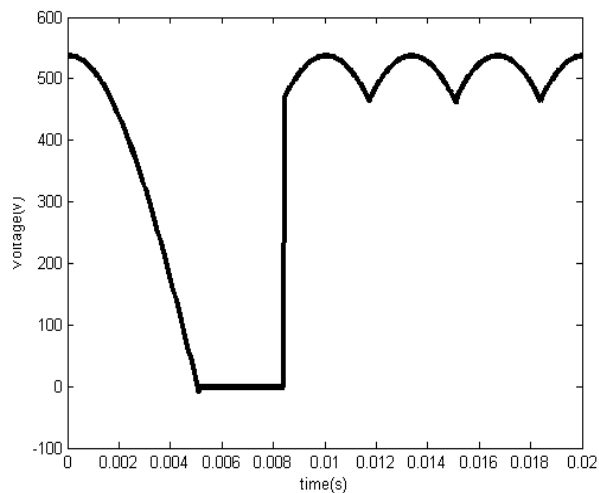
شکل (۳-۱۴) بلوک دیاگرام الگوریتم پیشنهادی مبتنی بر مقدار ماکسیمم ولتاژ خروجی یکسو کننده ۶ پالسه

های M سیگنال مرتب شده ی نزولی ولتاژ در هر دوره i ام ، بردار S مقادیر مینم هر دوره از خروجی i ام است. دوره های $i+1$ ام آخرین دوره i ام دوره ی ۱ است. بلوک دیاگرام الگوریتم پیشنهادی با استفاده از این ویژگی های یکسو کننده های دیودی در شکل (۳-۱۴) نشان داده شده است.

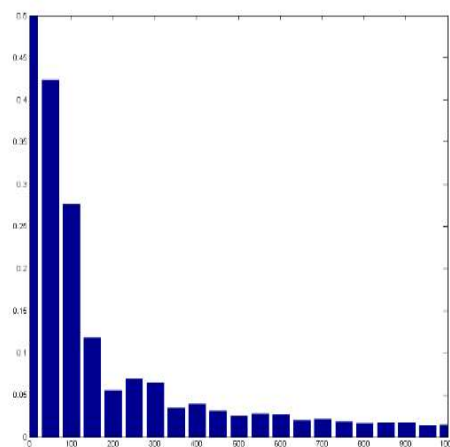
۳-۹ تشخیص خطا در یکسو کننده های تریستوری

یکسو کننده های تریستوری از تجهیزات با کاربرد بالا در تغذیه ژنراتور های سنکرون هستند. خطا در این یکسو کننده ها در قاب مرجع سنکرون در مرجع [۲۱] گزارش شده است. اثر مخرب خطا در این یکسو

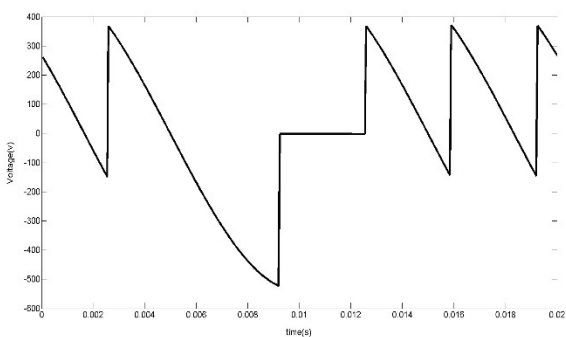
کننده در ولتاژ و گشتاور خروجی ماشین سنکرون نشان از اهمیت تشخیص خطا در این نوع مبدل های الکترونیک قدرت دارد. خطا در یکسو کننده های تریستوری اثر متفاوتی نسبت به یکسو کننده های دیودی دارد. در مرجع [۱۰] از سیگنال ولتاژ خروجی این یکسو کننده های جهت آموزش یک شبکه عصبی استفاده شده است. امکان استفاده سیگنال ولتاژ جهت آموزش شبکه های عصبی با چالش های اساسی روبروست. چرا که سیگنال ولتاژ در خروجی این مبدل ها وابسته به زاویه بار و نسبت $\frac{wL}{R}$ است. در این مبدل ها سیگنال ولتاژ خروجی تا زوایای کمتر از ۶۰ درجه سیگنالی قابل تخمین و دارای ویژگی های مفیدی است که می تواند جهت آموزش یک طبقه بند مورد استفاده قرار گیرد. اما چنانچه زاویه این مبدل بیش از ۶۰ درجه باشد در این صورت اثر خطا وابسته به مقدار $\frac{wL}{R}$ بار خروجی است. شکل (۳-۱۵) اثر خطا در زاویه ۷۵ در دو مقدار متفاوت $\frac{wL}{R}$ را نشان می دهد. بدیهی است که در بار با مقدار سلف کمتر، به علت قطع جریان ورودی سیگنال ولتاژ دچار اعوجاج خواهد شد.



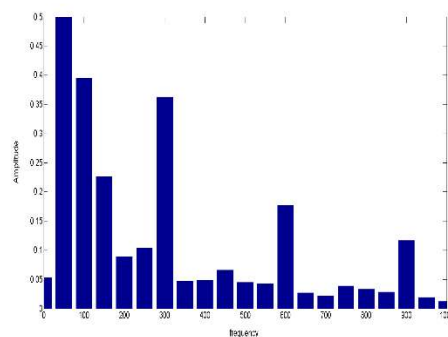
(الف)



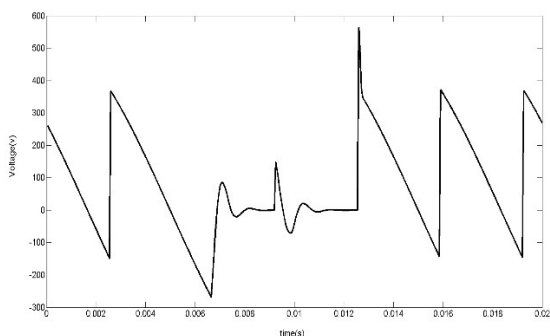
(ب)



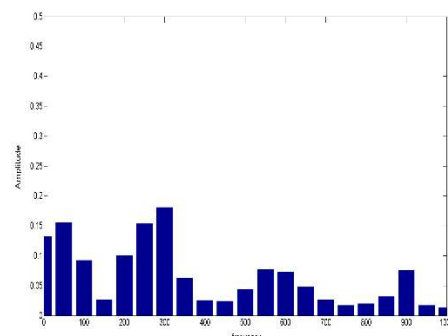
(ج)



(د)



(ه)

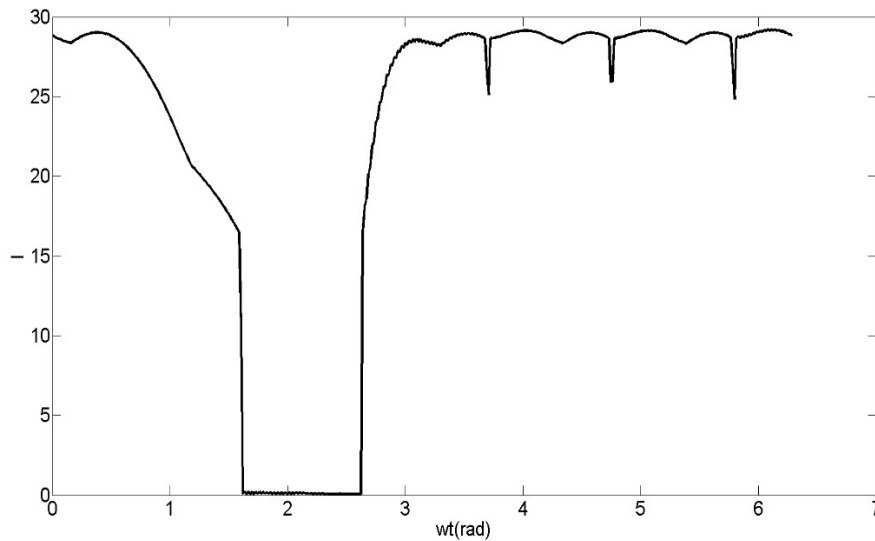


(ی)

شکل (۳-۱۵) سیگنال ولتاژ و طیف فرکانسی آن در حالت خطا : الف) بار مقاومتی و $\alpha=0$ ، ج) بار RL و $\alpha=75$ با

$$\text{نسبت } \frac{X}{R}=0.87 \text{ د) بار RL با نسبت } \frac{X}{R}=10$$

اما در مقادیر بالای سلف سیگنال ولتاژ اثر خطا را شفاف تر نشان می دهد. اثر خطا در یکسو کننده های ۱۲ پالسه به دلیل افت ولتاژ بر روی سیم پیچ های ترانس های ورودی با اعوجاج بیشتر ظاهر می شود که عملاً استفاده از سیگنال ولتاژ را جهت آموزش شبکه عصبی غیر ممکن می سازد. بنابراین گزینه باقی مانده استفاده از جریان های ورودی به یکسو کننده است. از طرفی تشخیص خطا تا زاویه β امکان پذیر است که همچنان جریان خروجی پیوسته باشد . نکته حائز اهمیت در این روش اثر کمتر تغییر زاویه بر روی شکل موج جریان ورودی است. جریان سه فاز ورودی بهتر است به یک سیگنال تبدیل شود که بدین منظور از



شکل (۱۶-۳) سیگنال نهایی حاصل از تبدیل کلارک و شیفت زمانی جهت بکار گیری در الگوریتم تشخیص خطا

تبدیل کلارک استفاده شده است. به دست آوردن سیگنال مرجع جهت بررسی تشخیص خطا از رابطه (۳-۳) محاسبه می شود.

$$I_{\alpha, \beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \quad (16-3)$$

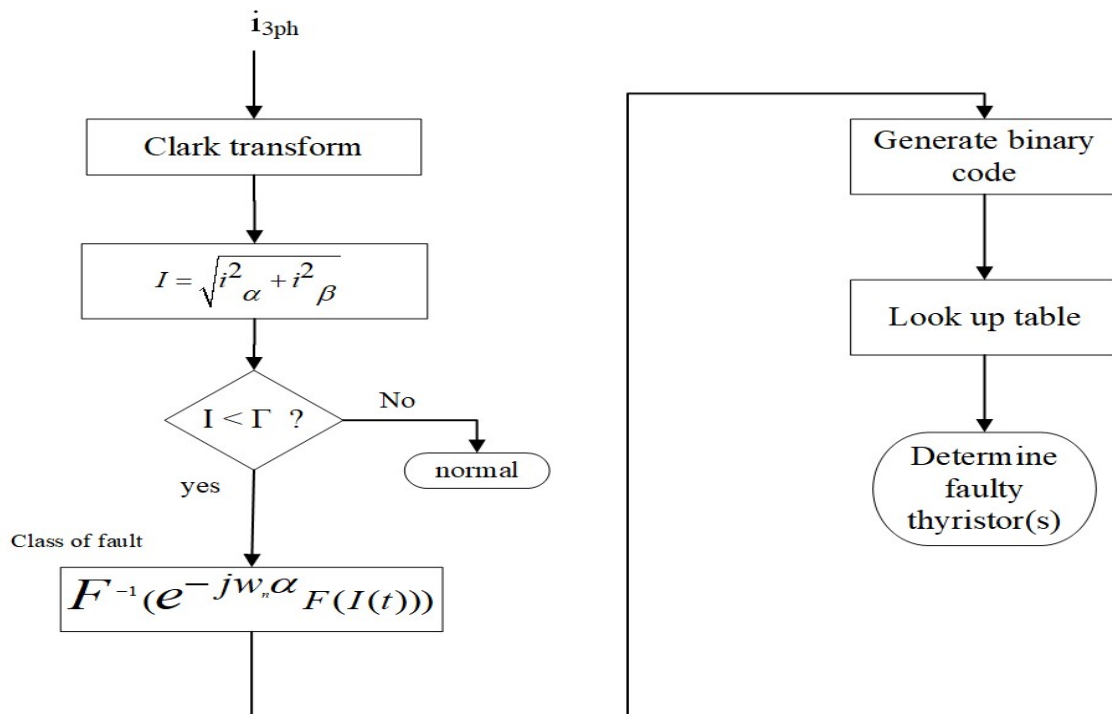
(۱۷-۳)

$$i(t) = \sqrt{I_{\alpha}^2 + I_{\beta}^2} \quad (18-3)$$

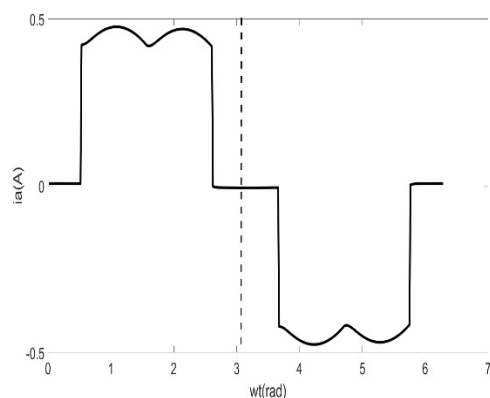
$$i(t - \alpha) = F^{-1}(e^{j\omega_n \alpha} F(i(t)))$$

پس از تشخیص وجود خطا در این مبدل، جهت تعیین دقیق موقعیت تریستور ها مجدد از سیگنال تولید شده کمک گرفته می شود. با شیفت دادن این سیگنال به مقدار α یک سیگنال ثابت تولید شده که اعوجاج ناشی از قطع جریان در یک دوره بخصوص به وجود می آید. سیگنال تولید شده از رابطه (۱۸-۳) در شکل (۱۶-۳) نشان داده شده است. ایجاد شیفت زمانی مطابق رابطه (۱۸-۳) پس از تبدیل فوریه از سیگنال با

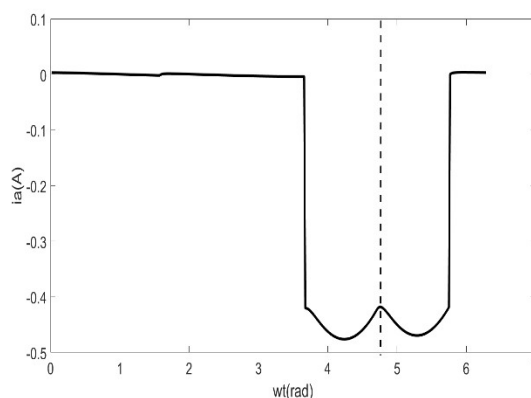
ضرب طیف فرکانسی در نمایی $e^{j\omega_n\alpha}$ این شیفت زمانی ایجاد می شود. در این رابطه تبدیل فوریه با اپراتور F نشان داده شده است. اگرچه در پیاده سازی های عملی می توان به کمک ابزار های کدنویسی این شیفت زمانی را بدون اعمال محاسبات تبدیل فوریه نیز اعمال کرد. در بخش دوم الگوریتم چنانچه مقدار این سیگنال در هر ۱۲ دوره تناوب خروجی از مقدار حد استانه Γ بزرگتر باشد مقدار ۱ و در غیر اینصورت مقدار ۰ به آن دوره تناوب تعلق می گیرد که منجر به تولید یک کد باینری جهت تشکیل کتابخانه خطا می شود. شکل (۳-۱۷) بلوک دیاگرام الگوریتم پیشنهادی جهت تشخیص خطا در یکسو کننده های تریستوری را بیان می کند. این الگوریتم تمام یکسو کننده های تریستوری N پالسه را تحت پوشش قرار می دهد به شرط آنکه بار خروجی دارای ماهیت سلف باشد که جریان را بتوان بصورت پیوسته فرض کرد.



شکل (۳-۱۷) بلوک دیاگرام الگوریتم پیشنهادی جهت تشخیص خطا در یکسو کننده ۱۲ پالسه تریستوری



(ب)



(الف)

شکل (۳-۱۸) جریان فاز ورودی به یکسو کننده ی تریستوری : الف (شرایط نرمال ب) خطای تک سوئیچ

۳-۱۰ روش یکسان جهت تشخیص خطا در هر دو یکسو کننده

تا کنون روش های بیان شده هرکدام تنها در یک یکسو کننده مورد استفاده قرار می گیرد. جهت دست یابی به الگوریتمی مشابه برای هر دو یکسو کننده از الگوریتم پیشنهادی در این قسمت استفاده می شود. در شکل (۳-۱۸) اثر اعوجاج حاصل از مدار باز شدن یک سوئیچ در یکسو کننده دیودی و تریستوری نشان داده شده است. مشاهده می شود که جریان در هر فاز تریستور بنحوی است که مقدار مثبت آن نسبت به مقدار منفی آن قرینه است. همچنین این سیگنال نسبت به نقطه ای فرد است و پس از خطا نسبت به این نقطه زوج می شود که در شکل (۳-۱۸) نشان داده شده است.

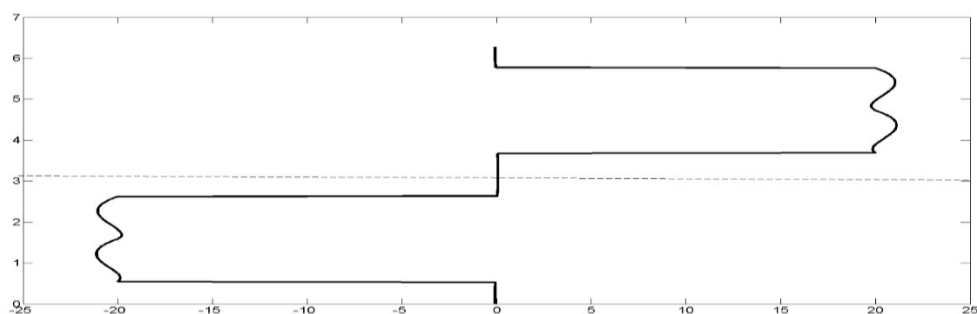
سیگنال جریان ورودی هر فاز بدیهی است که یک سیگنال متقارن است. این تقارن در رابطه (۳-۱۹) نشان داده است از طرفی محور زاویه که از ۰ تا مقدار 2π پیش می رود به کمک دستگاه روابط (۳-۲۰) چرخاند. حال با ۹۰ درجه چرخش این سیگنال در دستگاه قطبی r, θ این سیگنال مطابق شکل (۳-۱۹) و با در نظر گرفتن شرط $i > \Gamma$ بسادگی می توان مقدار میانگین این سیگنال را محاسبه کرد.

$$i_a(\alpha \sim \alpha + \pi) = -i_a(\alpha + \pi \sim \alpha + 2\pi) \quad (۱۹-۳)$$

$$i_i = i_a \cos(\omega t) \quad (۲۰-۳)$$

$$i_j = i_a \sin(\omega t)$$

$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{i_j}{i_i}\right) + \frac{\pi}{2}$$



شکل (۱۹-۳) سیگنال جا بجا شده جریان جهت محاسبه میانگین

جهت به دست آوردن مقدار میانگین می توان از شبه کد زیر استفاده کرد. جدول (۳ - ۲) نوع خطا را بر اساس این مقدار میانگین مشخص می کند.

for $i = 1 \sim N$

if $i > \Gamma$

$\xi = i$

$S = \text{Average}(\xi)$

که در این رابطه i سیگنال جریان و Γ حد استانه نزدیک به صفر و ξ سیگنال انتقال یافته و S مقدار میانگین سیگنال ξ است.

جدول (۲-۳) حالت های خطا بر حسب مقدار میانگین S

سوییچ پایینی	سوچ بالایی	نرمال	حالت خطا
$\frac{\pi}{2}$	$\frac{3\pi}{2}$	π	S

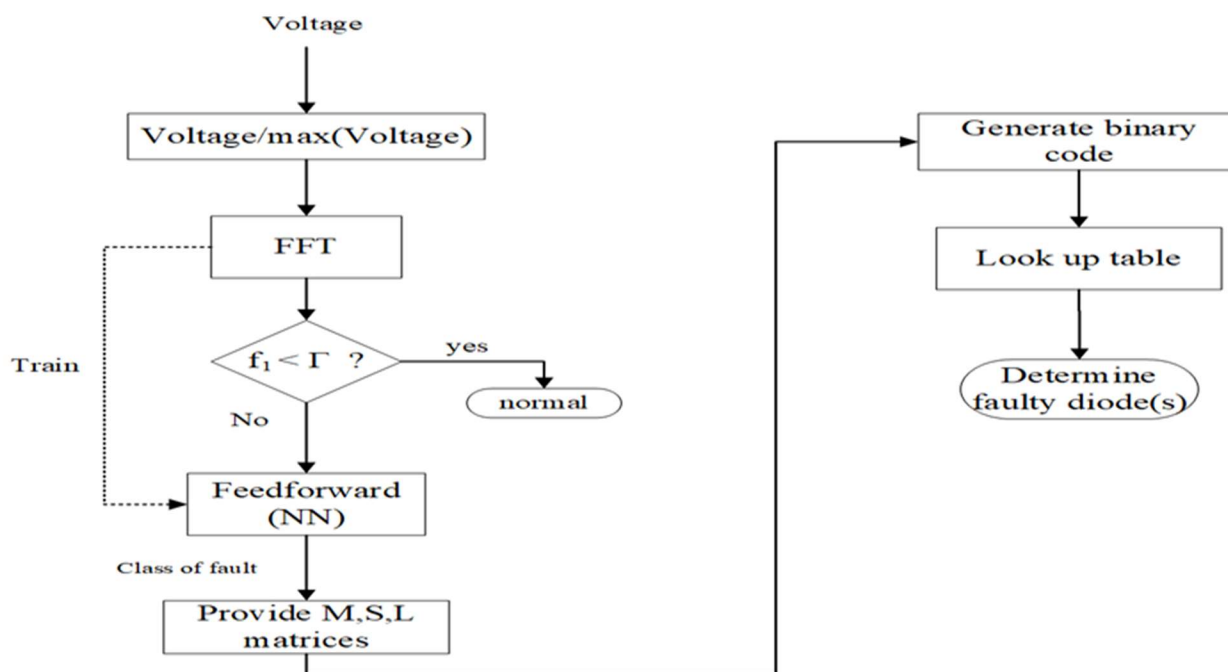
مزیت این الگوریتم حساس نبودن به زاویه یا نوع بار و همچنین تغییرات بار است که به فاکتور تعیین کننده است. از طرفی دیگر این الگوریتم قابل تعمیم به یکسو کننده های دیودی هم هست. اثر خطا بر جریان ورودی یکسو کننده ی دیودی در شکل نشان داده شده است.

۳-۱۱ روش های هیبریدی

منظور از روش های هیبرید ترکیب روش های پیشین است. این ترکیب بنابر نیاز و دقت طراح و حساسیت مسئله می تواند متفاوت باشد. این ترکیب ها در دو فاز صورت می گیرد:

(الف) تشخیص خطا و مشخص کردن کلاس خطا

(ب) جداسازی یا مشخص کردن موقعیت دقیق سوئیچ ها



شکل (۳-۲۰) بلوک دیاگرام الگوریتم تشخیص خطا هیبریدی در یکسو کننده های دیودی

به این ترتیب می توان از هریک از روش های یاد شده در این قسمت استفاده شود . شکل (۳-۲۰) بلوگ دیاگرام ترکیبی روش های ویژگی های منحصر به فرد و عصبی را جهت تشخیص خطا در یکسو کننده ۱۲ پالسه بدون حضور خازن خروجی را نشان می دهد.

۳-۱۲ مقایسه روش های پیشنهادی

در این تحقیق نوع بار مشخص کننده استفاده از کدام الگوریتم است. ویژگی ها هر الگوریتم پیشنهادی در جدول (۳-۳) بیان شده است.

جدول (۳-۳) مقایسه روش های پیشنهادی بسته به استفاده از کمیت اندازه گیری و تعداد سنسور و مبدل

تعداد کلاس	تعداد سنسور	نوع یکسو کننده	کمیت اندازه گیری	اتصال	الگوریتم مبتنی بر
۲۱	۱	دیودی	ولتاژ	سری	شبکه های عصبی
۲۱ و بیشتر	۲	دیودی	ولتاژ	سری	ویژگی های منحصر به فرد
۲۱ و بیشتر	۴	دیودی و تریستوری	جریان	موازی	

از طرفی الگوریتم های دیودی و تریستوری هریک بسته نوع و ماهیت بار می توانند در جدول (۳-۴) تقسیم بندی شوند. در تمام روش های گفته شده یک سنسور ولتاژ اضافه مورد نیاز است تا عبور از صفر شبکه در سمت AC اندازه گیری شود و فاصله زمانی یک دوره زمانی بر اساس این سنسور ولتاژ است که در مورد یکسو کننده های تریستوری جهت کنترل مبدل الزامی است و در مورد یکسو کننده های دیودی یه سنسور اضافی محسوب می شود.

جدول (۳-۴) نحوه ی بکار گیری الگوریتم های تشخیص خطا بسته به نوع بار و مبدل

نوع یکسو کننده	نوع بار	تعداد سنسور
دیودی	بار بدون خازن خروجی	۱ سنسور ولتاژ و نمونه برداری از مجموع خروجی های یکسو کننده های ۶ پالسه
	بار با حضور خازن در خروجی	دو سنسور ولتاژ و نمونه برداری از خروجی یکسو کننده های ۶ پالسه
تریستوری	بار با جریان ثابت	۴ سنسور جریان
	بار مقاومتی و سلفی	۴ سنسور جریان

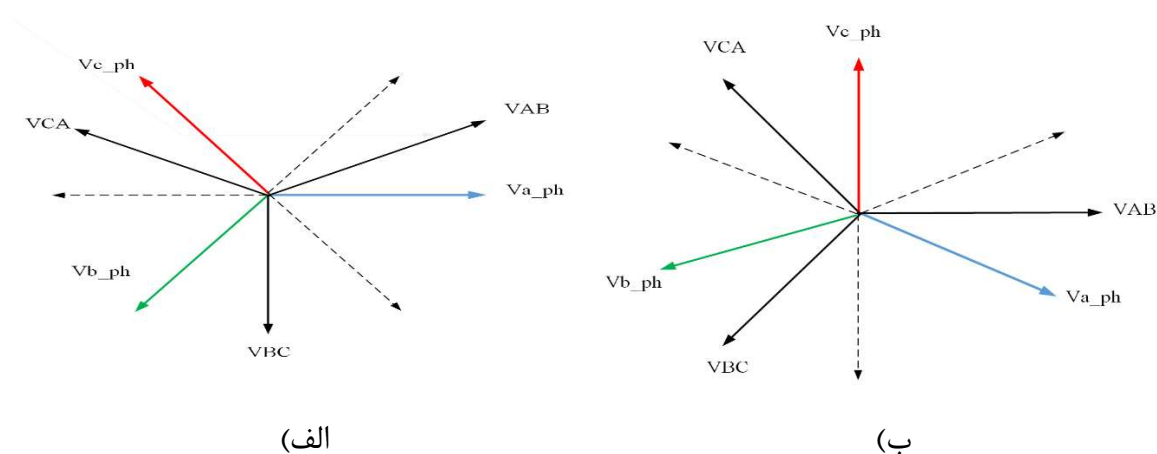
۳-۱۳ بازسازی یکسو کننده های تریستوری پس از تشخیص خطا :

اگرچه در یکسو کننده های دیودی بدون حضور سوئیچ های یدکی امکان جبران سازی و رفع بلادرنگ خطا نیست اما این امکان در یکسو کننده های تریستوری فراهم است. به همین جهت در یکسوکننده های تریستوری دو رویکرد جهت رفع خطا پیشنهاد می شود:

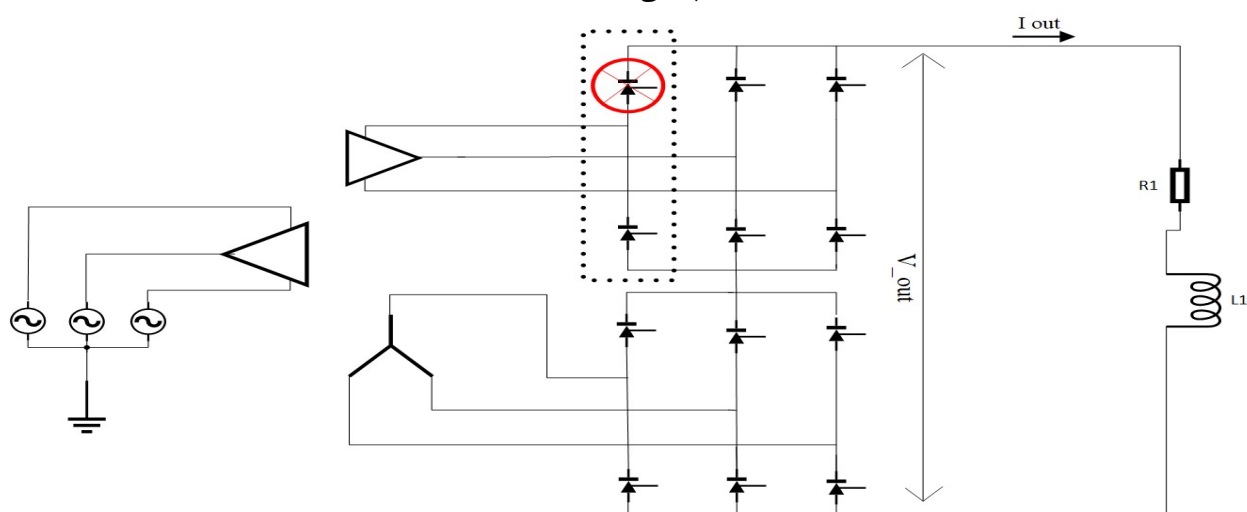
الف) خارج کردن شاخه آسیب دیده و راه اندازی آن بصورت اتصال یک یکسوکننده تمام موج و یک یکسو کننده ی ۶ پالسه

ب) خارج کردن شاخه آسیب دیده و راه اندازی آن بصورت اتصال یک یکسوکننده تمام موج و یک یکسو کننده ی ۶ پالسه به نحوی که عملکردی شبیه به یکسو کننده تمام موج دارا باشد.

جهت صادر کردن فرمان آتش مبدل های ۶ پالسه به صورت تمام موج به کمک روابط بردار های سه فاز انجام می پذیرد. بلوک دیاگرام فازوری شکل (۳-۲۱) ولتاژ ورودی به یکسو کننده های ۶ پالسه دیودی بالایی و پایینی در یکسو کننده های ۱۲ پالسه شکل (۳-۲۲) را نشان می دهد که در صورت خارج کردن فاز a به کمک روابط فازوی و تنها با استفاده از اندازه گیری ولتاژ فاز a شبکه ، فرمان آتش پس از بازسازی نیز تنها با اندازه گیری این سنسور ولتاژ صورت گیرد .



شکل (۳-۲۱) دیاگرام فازروی ولتاژ ورودی به یکسو کننده های ۶ پالسه : (الف) یکسو کننده بالایی ، (ب) یکسو کننده پایینی



شکل (۳-۲۲) خارج کردن فاز a در صورت آسیب دیدن تک سوئیچ این فاز

۳-۱۳-۱ خارج کردن شاخه آسیب دیده و راه اندازی آن بصورت اتصال یک یکسوکننده تمام موج و یک یکسو کننده ی ۶ پالسه

تخمین جریان خروجی و ورودی در حالت پایدار:

ساده ترین راه برای آنالیز خروجی ترکیب های پیشنهادی جهت بازسازی یکسوکننده های تریستوری استفاده از سری فوریه و حل مدار مرتبه اول بار و محاسبه اندازه هارمونیک های جریان است. ولتاژ خروجی حاصل جمع یکسو کننده ۶ پالسه و تمام موج هست. ولتاژ خروجی یکسو کننده ۶ پالسه به ازای مقادیر $\delta=0$ و هارمونیک های $n=6,12,\dots$ در رابطه (۳-۲۸) قابل محاسبه است. ولتاژ $V(t)$ و جریان I_n خروجی یکسو کننده ی تمام موج به ازای ورودی $v(t) = V_m \sin(\omega t - \phi)$ مطابق رابطه (۳-۲۱) و (۳-۲۲) بیان شده است. جریان $i(t)$ ورودی به یکسو کننده ی تمام موج مطابق رابطه (۳-۲۳) محاسبه می شود.

$$a_n = \left(\frac{2V_m}{\pi}\right) (\cos((1+n)\alpha - \phi)/(1+n) + \cos((1-n)\alpha - \phi)/(1-n))$$

$$b_n = \left(\frac{2V_m}{\pi}\right) (-\sin((1-n)\alpha - \phi)/(1-n) + \sin((1+n)\alpha - \phi)/(1+n))$$

$$V_{dc} = \frac{2V_m \cos(\alpha)}{\pi} \quad (۳-۲۱)$$

$$V(t) = V_{dc} + \sum_{n=2,4,\dots}^{\infty} a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)$$

$$I_n = \frac{V_n}{\sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}} \sin(n\omega t + \theta_n + \phi_n) \quad (۳-۲۲)$$

$$\phi_n = \tan^{-1}\left(\frac{n\omega L}{R}\right)$$

$$\begin{aligned}
a_{-1} &= -\left(\frac{4 I_{dc}}{\pi}\right) \sin (n_2 \alpha) / n_2 \\
b_{-1} &= \left(\frac{4 I_{dc}}{\pi}\right) \cos (n_2 \alpha) / n_2 \\
a_n &= -\left(\frac{2 I_{n_1}}{\pi}\right) (\cos ((n_1 + n_2) \alpha + \Phi_{n_1}) / (n_1 + n_2) - \cos ((n_1 - n_2) \alpha + \Phi_{n_1}) / (n_1 - n_2)) \\
b_n &= -\left(\frac{2 I_{n_1}}{\pi}\right) (\sin ((n_1 - n_2) \alpha + \Phi_{n_1}) / (n_1 - n_2) + \sin ((n_1 + n_2) \alpha + \Phi_{n_1}) / (n_1 + n_2)) \quad (23-3) \\
I_{dc} &= \left| \frac{V_{dc}}{R} \right|, \quad \Phi_{n_1} = \theta_{n_1} + \varphi_{n_1}, \\
i(t) &= I_{dc} + \sum_{n_2=1,3,\dots}^{\infty} (a_n + a_{-1}) \cos (n_2 \omega t) + (b_n + b_{-1}) \sin (n_2 \omega t), \\
n_1 &= 2, 4, \dots, n_2 = 1, 3, 5, \dots
\end{aligned}$$

واضح است که ولتاژ و جریان خروجی این بازسازی جدید برابر است با مجموع ولتاژ خروجی این دو مبدل بر اساس این حاصل جمع مطابق رابطه (۲۴-۳) محاسبه می شود.

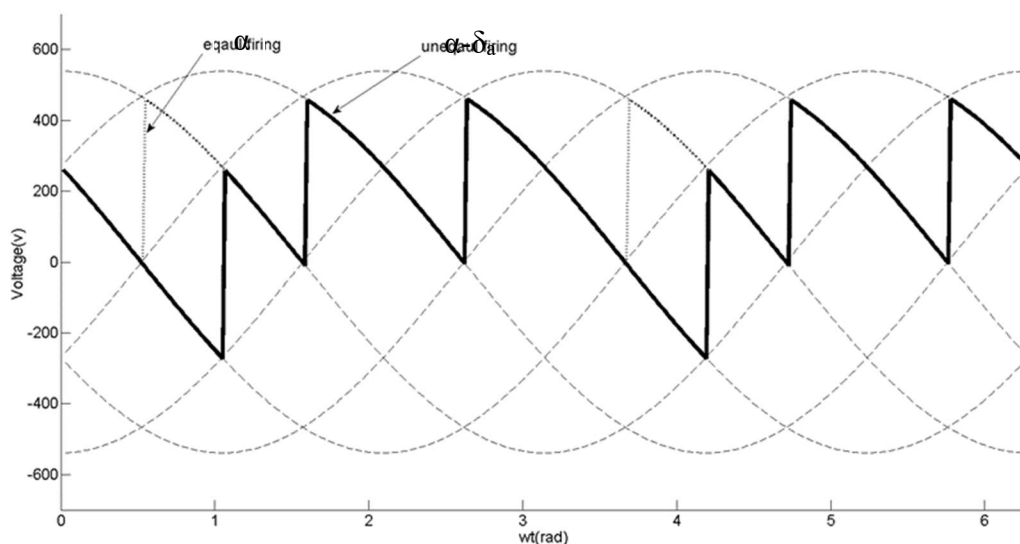
$$V_o = V_{6pulse}(t) + V_{2pulse}(t) \quad (24-3)$$

اگرچه این ترکیب جدید نسبت به حالت خطا متقارن بوده و موجب کاهش رپل خروجی و مانع بروز خطا در دیگر المان های نیمه هادی مبدل می شود، اما همچنان می توان در جهت بهبود این خروجی اقدام کرد که بدیهی ترین کار بهینه سازی خروجی است. جهت یافتن بهینه ترین نقطه در خروجی این یکسو کننده محاسبه کمینه ولتاژ هارمونیک های دوم تا ۶ ام به ازای ولتاژ های خروجی در مقادیر مختلف است. بهینه سازی این نوع توابع به دلیل غیر خطی بودن مستلزم استفاده از هوش محاسباتی است. که در این تحقیق از دو روش الگوریتم ژنتیک و بهینه سازی پراکندگی ذرات استفاده شده است.

۳-۱۳-۲ خارج کردن شاخه آسیب دیده و راه اندازی آن بصورت اتصال یک یکسوکننده تمام موج و یک یکسو کننده ی ۶ پالسه با عملکردی شبیه به یکسو کننده تمام موج تخمین جریان خروجی و ورودی در حالت پایدار:

مانند قسمت الف ولتاژ خروجی حاصل جمع هر دو مبدل برابر رابطه (۳-۲۴) است که با فرض پیوسته بودن جریان می توان به کمک سری فوریه ولتاژ خروجی را تخمین زده و سپس با حل مدار مرتبه اول جریان خروجی به ازای هر هارمونیک محاسبه می شود. از این جریان می توان با محاسبه سری فوریه مجدداً جریان ورودی به مبدل را تخمین زد. در این مدل ارائه شده از زاویه کموتاسیون صرف نظر شده است چرا که پدیده کموتاسیون اثری بر روی ریپل ولتاژ و جریان ندارد (تقریباً اثری بر روی مقدار ماکزیمم و مینیمم ولتاژ ندارد). صرف نظر کردن از مدل کموتاسیون در سادگی مدل بسیار اثر گذار است.

در این حالت فرمان آتش برای هر فاز متفاوت است که این امر موجب ظاهر شدن هارمونیک های ۲ و ۴ و... می شود بنابر این مبدل ۶ پالسه همانند یک مبدل تمام موج یا ۲ پالسه در مدار شروع به فعالیت می کند. سیگنال ولتاژ خروجی مطابق این روش در شکل (۳-۲۳) نشان داده شده است. مزیت این روش افزایش جریان ورودی در فاز آسیب دیده است. چنانچه جریان در خروجی مبدل ثابت فرض شود و برابر مقدار میانگین در نظر گرفته شود در این صورت RMS جریان فاز آسیب دیده از روابط (۳-۲۵) و (۳-۲۶) محاسبه می شود.



شکل (۳-۲۳) خروجی ولتاژ یکسو کننده ۶ پالسه حاصل از فرمان آتش نا برابر هر فاز

بدون شک خروجی مبدل بایستی مقدار سلف بالایی داشته باشد تا از ناپیوستگی در جریان و ولتاژ جلوگیری شود. در این صورت چنانچه مبدل پایینی دچار خطا شود و به صورت تمام موج کنترل شود، جریان های فاز آسیب دیده ورودی به تفکیک هر فاز با روش جدید آتش کردن ترستورها، از دستگاه معادلات (۲۵-۳) و در حالتی که ترانس بالایی دچار خطا شود و به صورت تمام موج کنترل شود جریان های ورودی فاز آسیب دیده مطابق دستگاه روابط (۲۶-۳) است. این روابط به ازای مقدار $0 \leq \delta \leq \frac{\pi}{3}$ برقرار هستند.

$$\begin{aligned} I_{a_{rms}} &= I_d \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\frac{2\pi}{3} + \delta_b - \delta_a \right)} \\ I_{b_{rms}} &= I_d \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\frac{2\pi}{3} + \delta_c - \delta_b \right)} \\ I_{c_{rms}} &= I_d \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\frac{2\pi}{3} + \delta_a - \delta_c \right)} \end{aligned} \quad (25-3)$$

$$\begin{aligned} I_{a_{rms}} &= I_d \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\frac{2\pi}{3} + \delta_c - \delta_a \right)} \\ I_{b_{rms}} &= I_d \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\frac{2\pi}{3} + \delta_a - \delta_b \right)} \\ I_{c_{rms}} &= I_d \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\frac{2\pi}{3} + \delta_b - \delta_c \right)} \end{aligned} \quad (26-3)$$

در این روش چنانچه زاویه کنترل α باشد مطابق روابط (۲۵-۳) و (۲۶-۳) با تغییر زاویه کنترل هر فاز به $\alpha - \delta$ می تواند جریان فاز آسیب دیده را افزایش دهد. در این مدل پیشنهادی جهت کنترل یکسو کننده با افزایش مدت زمانی که فاز آسیب دیده می تواند هدایت داشته باشد می توان جریان این فاز را افزایش داده و به تبع آن جریان های فاز های دیگر کاهش می یابند. این نحوه ی کنترل از آنجا اهمیت می یابد که می تواند موجب افزایش جریان rms فاز آسیب دیده و بهبود UF^۵ برخی مشخصات سیستم می شود. UF در مرجع [۴۴] مطابق رابطه (۲۷-۳) تعریف می شود. اگرچه این مقدار برای ولتاژ سه فاز تعریف شده است اما از آن برای جریان سه فاز می توان استفاده کرد.

^۵Unbalance Factor

$$UF = \frac{\text{negative sequence voltage component}}{\text{positive sequence voltage component}} \quad (27-3)$$

ولتاژ $V(t)$ خروجی یکسو کننده ۶ پالسه با فرمان اتش غیر یکسان از رابطه (۲۸-۳) محاسبه می شود.

$$\begin{aligned} V_{dc} = & -\frac{V_m}{\pi} \left(\left(\cos(\alpha + \delta_c + \frac{2\pi}{3}) - \cos(\alpha + \delta_a + \frac{\pi}{3}) \right) + \right. \\ & \left(\cos(\alpha + \delta_b + \frac{2\pi}{3}) - \cos(\alpha + \delta_c + \frac{\pi}{3}) \right) + \\ & \left. \left(\cos(\alpha + \delta_a + \frac{2\pi}{3}) - \cos(\alpha + \delta_b + \frac{\pi}{3}) \right) \right) \\ a_n = & -\frac{V_m}{\pi} \left(\left(\cos((1+n)(\alpha + \frac{\pi}{2} + \delta_c) + \frac{\pi}{6}) / (1+n) \right) - \dots \right. \\ & \left(\cos((1+n)(\alpha + \frac{\pi}{6} + \delta_a) + \frac{\pi}{6}) / (1+n) \right) + \left(\cos((1-n)(\alpha + \frac{\pi}{2} + \delta_c) + \frac{\pi}{6}) / (1-n) \right) - \\ & \left(\cos((1-n)(\alpha + \frac{\pi}{6} + \delta_a) + \frac{\pi}{6}) / (1-n) \right) \left. \right) + \left(\cos((1+n)(\alpha + \frac{5\pi}{6} + \delta_b) - \frac{\pi}{6}) / (1+n) \right) - \\ & \left(\cos((1+n)(\alpha + \frac{\pi}{2} + \delta_c) - \frac{\pi}{6}) / (1+n) \right) + \left(\cos((1-n)(\alpha + \frac{5\pi}{6} + \delta_b) - \frac{\pi}{6}) / (1-n) \right) - \\ & \left(\cos((1-n)(\alpha + \frac{\pi}{2} + \delta_c) - \frac{\pi}{6}) / (1-n) \right) \left. \right) + \left(\cos((1+n)(\alpha + \frac{7\pi}{6} + \delta_a) - \frac{\pi}{2}) / (1+n) \right) - \\ & \left(\cos((1+n)(\alpha + \frac{5\pi}{2} + \delta_b) - \frac{\pi}{2}) / (1+n) \right) + \left(\cos((1-n)(\alpha + \frac{7\pi}{6} + \delta_a) - \frac{\pi}{2}) / (1-n) \right) - \dots \\ & \left(\cos((1-n)(\alpha + \frac{5\pi}{6} + \delta_b) - \frac{\pi}{2}) / (1-n) \right) \left. \right) \\ b_n = & \frac{V_m}{\pi} \left(\left(\left(\sin((1-n)(\alpha + \frac{\pi}{2} + \delta_c) + \frac{\pi}{6}) / (1-n) \right) - \left(\sin((1-n)(\alpha + \frac{\pi}{6} + \delta_a) + \frac{\pi}{6}) / (1-n) \right) \right) \dots \right. \\ & - \left(\left(\sin((1+n)(\alpha + \frac{\pi}{2} + \delta_c) + \frac{\pi}{6}) / (1+n) \right) - \left(\sin((1+n)(\alpha + \frac{\pi}{6} + \delta_a) + \frac{\pi}{6}) / (1+n) \right) \right) \dots \\ & + \left(\left(\sin((1-n)(\alpha + \frac{5\pi}{6} + \delta_b) - \frac{\pi}{6}) / (1-n) \right) - \left(\sin((1-n)(\alpha + \frac{\pi}{2} + \delta_c) - \frac{\pi}{6}) / (1-n) \right) \right) \dots \\ & - \left(\left(\sin((1+n)(\alpha + \frac{5\pi}{6} + \delta_b) - \frac{\pi}{6}) / (1+n) \right) - \left(\sin((1+n)(\alpha + \frac{\pi}{2} + \delta_c) - \frac{\pi}{6}) / (1+n) \right) \right) \dots \\ & + \left(\left(\sin((1-n)(\alpha + \frac{7\pi}{6} + \delta_a) - \frac{\pi}{2}) / (1-n) \right) - \left(\sin((1-n)(\alpha + \frac{5\pi}{6} + \delta_b) - \frac{\pi}{2}) / (1-n) \right) \right) \dots \\ & - \left(\left(\sin((1+n)(\alpha + \frac{7\pi}{6} + \delta_a) - \frac{\pi}{2}) / (1+n) \right) - \left(\sin((1+n)(\alpha + \frac{5\pi}{6} + \delta_b) - \frac{\pi}{2}) / (1+n) \right) \right) \dots \left. \right) ; \\ V(t) = & V_{dc} + \sum_{n=2,4,\dots}^{\infty} a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t) \end{aligned} \quad \begin{matrix} 28- \\ 3 \end{matrix}$$

جریان خروجی مطابق رابطه (۳-۲۲) و جریان ورودی از رابطه (۳-۲۹) قابل محاسبه است.

$$A_n = \left(\frac{I_{n_1}}{2\pi} \right) (\dots \\ - (\cos((n_1+n_2)(\alpha + \frac{2\pi}{3} + \delta_b) + \Phi_{n_1}) - \cos((n_1+n_2)(\alpha + \delta_a) + \Phi_{n_1})) / (n_1+n_2)) \\ + ((\cos((n_1+n_2)(\alpha + \frac{2\pi}{3} + \pi + \delta_b) + \Phi_{n_1}) - \cos((n_1+n_2)(\alpha + \delta_a + \pi) + \Phi_{n_1})) / (n_1+n_2)) \\ - ((\cos((n_1 - n_2)(\alpha + \frac{2\pi}{3} + \delta_b) + \Phi_{n_1}) - \cos((n_1 - n_2)(\alpha + \delta_a) + \Phi_{n_1})) / (n_1 - n_2)) \\ + ((\cos((n_1 - n_2)(\alpha + \frac{2\pi}{3} + \pi + \delta_b) + \Phi_{n_1}) - \cos((n_1 - n_2)(\alpha + \delta_a + \pi) + \Phi_{n_1})) / (n_1 - n_2))))$$

$$B_n = \left(\frac{I_{n_1}}{2\pi} \right) (\dots \\ + ((\sin((n_1 - n_2)(\alpha + \frac{2\pi}{3} + \delta_b) + \Phi_{n_1}) - \sin((n_1 - n_2)(\alpha + \delta_a) + \Phi_{n_1})) / (n_1 - n_2)) \\ - ((\sin((n_1 - n_2)(\alpha + \frac{2\pi}{3} + \pi + \delta_b) + \Phi_{n_1}) - \sin((n_1 - n_2)(\alpha + \delta_a + \pi) + \Phi_{n_1})) / (n_1 - n_2)) \\ - ((\sin((n_1+n_2)(\alpha + \frac{2\pi}{3} + \delta_b) + \Phi_{n_1}) - \sin((n_1+n_2)(\alpha + \delta_a) + \Phi_{n_1})) / (n_1+n_2)) \\ + ((\sin((n_1+n_2)(\alpha + \frac{2\pi}{3} + \pi + \delta_b) + \Phi_{n_1}) - \sin((n_1+n_2)(\alpha + \delta_a + \pi) + \Phi_{n_1})) / (n_1+n_2))))$$

$$A_1 = \left(\frac{I_{dc}}{\pi} \right) (\dots \\ ((\sin(n_2 (\alpha + \frac{2\pi}{3} + \delta_b)) - \sin(n_2 (\alpha + \delta_a))) / n_2) + \tag{۳-۲۹} \\ (- (\sin(n_2 (\alpha + \frac{2\pi}{3} + \pi + \delta_b)) - \sin(n_2 (\alpha + \delta_a + \pi))) / n_2))$$

$$B_1 = \left(\frac{I_{dc}}{\pi} \right) (\dots \\ - ((\cos(n_2 (\alpha + \frac{2\pi}{3} + \delta_b)) + \cos(n_2 (\alpha + \delta_a))) / n_2) + \\ ((\cos(n_2 (\alpha + \frac{2\pi}{3} + \pi + \delta_b)) - \cos(n_2 (\alpha + \delta_a + \pi))) / n_2))$$

$$I_{dc} = \left| \frac{V_{dc}}{R} \right|, \quad \Phi_{n1} = \theta_{n1} + \varphi_{n1},$$

$$i_n(t) = \sum_{n_2=1,3,\dots}^{\infty} (A_n + A_1) \cos(n_2 \omega t) + (B_n + B_1) \sin(n_2 \omega t) \quad ,$$

$$n_1 = 2, 4, \dots, n_2 = 1, 3, 5, \dots$$

۳- ۱۴ بهینه سازی

در مسائل غیر خطی و غیر محدب گزینه باقی مانده جهت بهینه سازی این نوع مسائل، استفاده از هوش محاسباتی است. هوش محاسباتی به جای تعامل با روابط سیستم با داده های موجود سروکار دارد. به این ترتیب خروجی های سیستم تولید شده ، تا تمام فضای جست و جو ارزیابی شود و بهترین نمونه به عنوان خروجی این توابع معرفی شود [۴۵]. تاکنون الگوریتم های هوشمند بسیاری جهت یافتن نقطه بهینه یه سیستم غیر خطی ارائه شده است که از این بین روش های الگوریتم ژنتیک و بهینه سازی تجمع ذرات از روش های بنیانی به شمار می روند. در این تحقیق نیز از این دو روش جهت یافتن نقطه بهینه و بازسازی یکسو کننده ۱۲ پالسه استفاده شده است.

۳- ۱۴- ۱ بهینه سازی به کمک الگوریتم ژنتیک

الگوریتم های تکاملی با استفاده از عملگر های جهش و برش ژنی در کروموزوم ها به تولید نمونه های جدید می پردازند. این نمونه های جدید ارزیابی شده و با نسل های پیشین مقایسه می شوند. همچنین در این تحقیق از نخبه گرایی استفاده شده تا بهترین جواب های هر نسل به نسل های بعدی منتقل شود. شکل (۲۴-۳) الف بلوک دیاگرام بهینه سازی بر اساس این روش را نشان می دهد.

۳- ۱۴- ۲ بهینه سازی به کمک الگوریتم پراکندگی ذرات

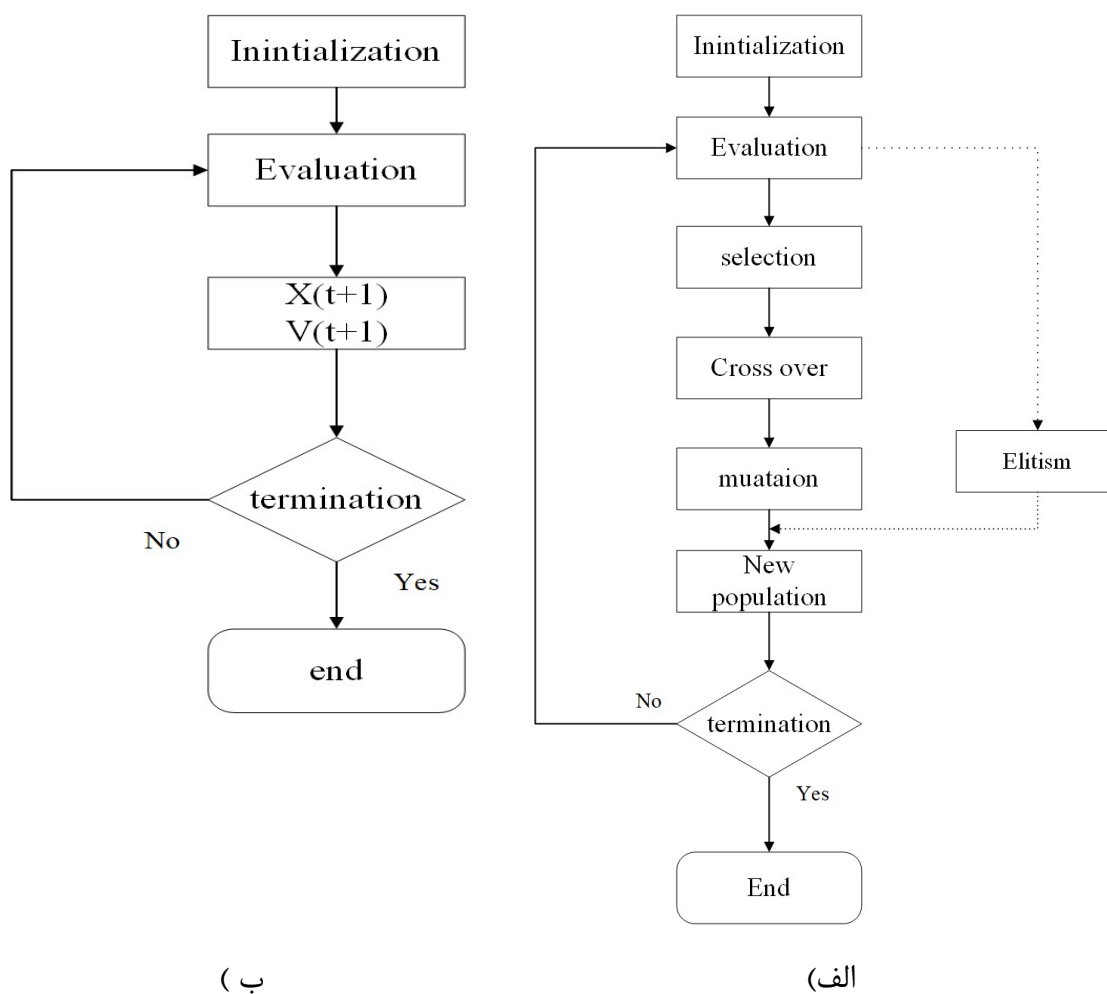
در این روش سعی می شود تا با گروهی از نمونه ها تمامی فضای جست و جو ارزیابی شود و با حفظ بهترین جواب گروه سایر ذرات به سمت این جواب بهینه سوق داده شده و همگرا شوند. در این الگوریتم بهینه سازی با دانستن مکان فعلی هر ذره $x(t)$ مکان بعدی ذره $x(t+1)$ به کمک رابطه (۳-۳۰) و (۳-۳۱) محاسبه می شود. در این رابطه V سرعت ذره در تکرار پیشین $y(t)$ بهینه ترین جواب پیشین خود ذره و $\hat{y}(t)$

مکان بهینه ترین تمام ذرات است. شکل (۳-۲۴) ب بلوک دیاگرام بهینه سازی به کمک الگوریتم پراکندگی ذرات را نشان می دهد [۴۵].

$$x_i(t+1) = x_i(t) + v_i(t+1) \quad (۳-۳۰)$$

$$v_{ij}(t+1) = v_{ij}(t) + C_1 r_{1j}(t)[y_{ij}(t) - x_{ij}(t)] + C_2 r_{2j}(t)[\hat{y}_{ij}(t) - x_{ij}(t)] \quad (۳-۳۱)$$

در این رابطه $v_i(t), x_i(t)$ موقعیت و سرعت ذره i ام، C_1, C_2 ضرایب ثابت همگرایی و r_1, r_2 اعداد تصادفی y_{ij} بهینه ی محلی هر ذره و $\hat{y}_{ij}$ بهینه سراسری تمام ذرات است.



شکل (۳-۲۴) بلوک دیاگرام الگوریتم بهینه سازی : الف) پراکندگی ذرات ، ب) الگوریتم ژنتیک

در این تحقیق بهینه سازی بر روی هارمونیک های ولتاژ صورت گرفته است چرا که با بهینه بودن هارمونیک های ولتاژ مطابق رابطه (۳-۲۲) جریان هر هارمونیک متناسب با دامنه هارمونیک ولتاژ است. مزیت بهینه سازی با تابع هدف ولتاژ عدم وابستگی به بار است که تعمیم یافتگی این بهینه سازی را افزایش می دهد. تابع هدف به منظور کاهش ضرایب هارمونیکی ولتاژ ۲ تا ۱۲ صورت گرفته است. بنابراین تابع هدف مطابق رابطه (۳-۳۲) بیان می شود. همچنین مانند شکل ضرایب هارمونیک ها بر ولتاژ ورودی تقسیم شده تا با این نرمالیزاسیون وابستگی به ولتاژ ورودی هم برطرف شود.

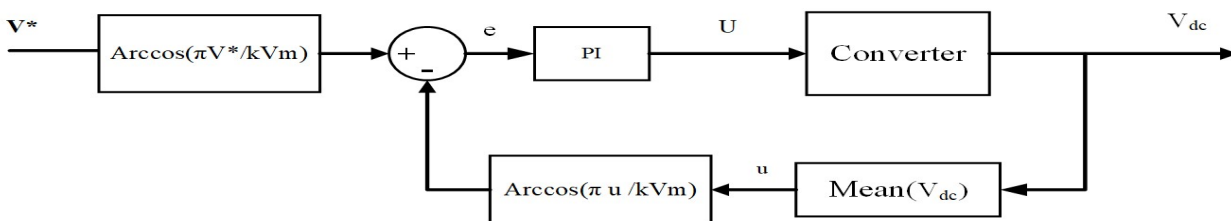
$$f(x) = \sum_{n=2}^{12} \left(\frac{V_n}{V_m} \right)^2 \quad (3-32)$$

subject to

$$V_{dc} = V_{desiere}$$

۳-۱۵ کنترل ولتاژ DC خروجی

جهت کنترل ولتاژ DC خروجی یکسو کننده ترिस्तوری ۶ پالسه یا تمام موج می توان از حلقه کنترل شکل (۳-۲۵) استفاده کرد. در این حلقه کنترل ضریب k برای یکسو کننده های تمام موج برابر ۲ و برای یکسو کننده های ۶ پالسه برابر ۳ است. ورودی U در این سیستم مقدار زاویه اتش α است. در بازسازی پس از خطا چنانچه از خروجی مجموع هر دو یکسو کننده ۶ پالسه موجود در مبدل، جهت کنترل نمونه برداری شود در این صورت پس از خطا ماکزیمم مقدار ولتاژ DC خروجی برابر $5V_m/\pi$ و چنانچه α_1 زاویه در بازه $[0, 131]$ درجه قرار بگیرد انگاه خروجی یکسو کننده تمام موج و ۶ پالسه می توانند برابر یکدیگر باشند که مقدار α_2 از رابطه (۳-۳۳) قابل محاسبه است.



شکل (۳-۲۵) حلقه کنترلی ولتاژ DC در یکسو کننده های تریستوری

$$\frac{3V_m}{\pi} \cos(\alpha_1) = \frac{2V_m}{\pi} \cos(\alpha_2) \quad (۳-۳۳)$$

۳-۱۶ جمع بندی

در این فصل روش های پیشنهادی مستدل به نواقص و راهکار روش های پیشین ارائه شد. بسته به رفتار بار خروجی روش تشخیص خطا برای یکسو کننده های دیودی متفاوت است. ابتدا یک مدل جهت تخمین ولتاژ و جریان یکسو کننده ۱۲ پالسه دیودی ارائه شد. تحلیل مداری یکسو کننده ۱۲ پالسه دیودی بررسی شد و راهکار های تشخیص خطا در این مبدل بسته به نوع بار و رپل ولتاژ خروجی به تفصیل توضیح داده شد. الگوریتم های هوشمند که قابلیت تحمل عدم قطعیت بالایی دارند در این الگوریتم های پیشنهادی بکار گرفته شده است. الگوریتم های ابتکاری ساده نیز جهت صرفه جویی در هزینه و انرژی نیز ارائه گردیده است که در برخی موارد تنها انتخاب هستند. یکسو کننده تریستوری ۱۲ پالسه در حالت های مختلف خطا مدل شده است و ولتاژ و جریان تخمین داده شده است. روش های تشخیص خطا در این مبدل نیز ارائه شد. همچنین یک روش ثابت و مشترک جهت تشخیص خطا در هر دو نوع دیودی و تریستوری ارائه گردیده است. به کمک هوش محاسباتی و الگوریتم های هوشمند محاسباتی یک استدلال جهت بهینه کردن رپل ولتاژ خروجی یکسو کننده های ۱۲ پالسه تریستوری ارائه گردیده است.

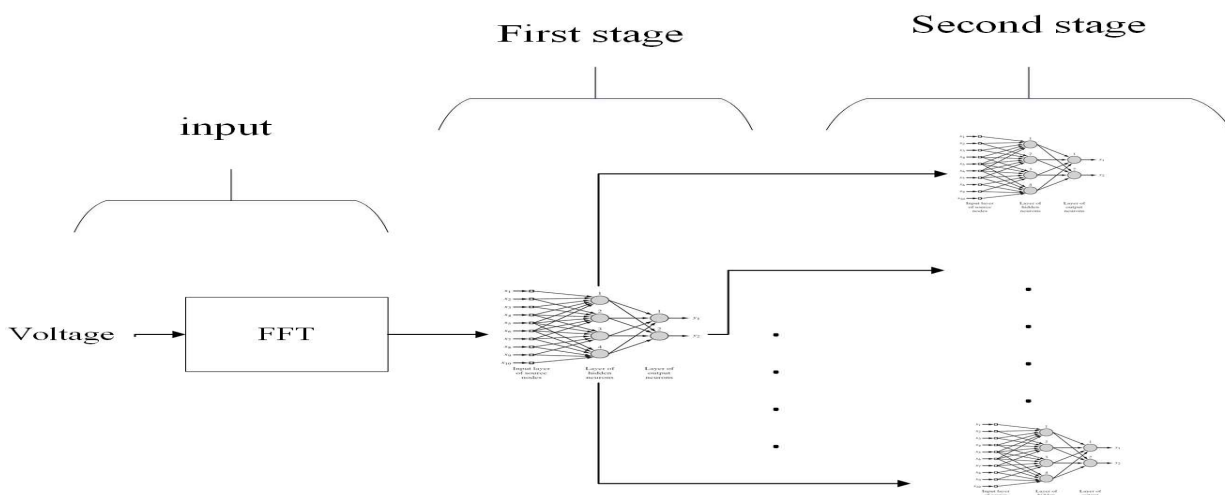
فصل چهارم

نتایج و شبیه سازی

در این فصل سیستم های دیودی و تریستوری شبیه سازی شده و نحوه ی تولید داده های مورد نیاز توضیح داده خواهد شد و سپس نتایج حاصل از تشخیص خطا به ازای روش های مختلف ، به تفکیک بیان خواهد شد. در پایان نتیجه بهینه سازی های انجام شده بیان شده است.

۴-۱ ویژگی های ورودی به شبکه عصبی و شبیه سازی

جهت تولید نمونه های فراوان، بجای داده های عملی از نمونه های شبیه سازی شده استفاده شده است. شبیه سازی سیستم و تولید نمونه های مورد نیاز جهت آموزش شبکه های عصبی شکل (۴-۱) مرحله اول (First stage) مرحله دوم (Second stage) در محیط MATLAB/SIMULINK صورت گرفته است. نمونه های مورد نیاز جهت آموزش در مرحله اول بسیار بالاتر از شبکه های عصبی مرحله دو است. علت زیاد تر بودن نمونه های مرحله اول نسبت به مرحله دوم اهمیت بیشتر آن و همچنین تعداد بیشتر کلاس های آن است. در حالی که شبکه های مرحله دوم تنها می بایستی کلاس های کمتری را تفکیک کنند و این در حالی است که ورودی (STFT) این شبکه ها از تفکیک پذیری بیشتری نسبت ورودی (FFT) شبکه مرحله اول برخوردار هستند. شکل (۴-۱) دیاگرام مفهومی از مراحل این الگوریتم را نشان می دهد.



شکل (۴-۱) شماتیک مفهومی الگوریتم تشخیص خطا مبتنی بر شبکه های عصبی

جدول (۴-۱) مشخصات بار و سیستم شبیه سازی شده جهت اماده سازی نمونه های مورد نیاز شبکه های عصبی

مشخصات منبع ورودی	مشخصات بار خروجی	مشخصات ترانس
Voltage (v) = 220 (rms) Frequency = 50	R = 1 k Ω	P = 3 kw L_primary = L_secondary = 0.08 pu R_primary = Rsecondary = 0.02 pu L_m = 500 pu
تغییرات فرکانس : 49.7 ~ 50.3	تغییرات از: 1k Ω تا 100k Ω	

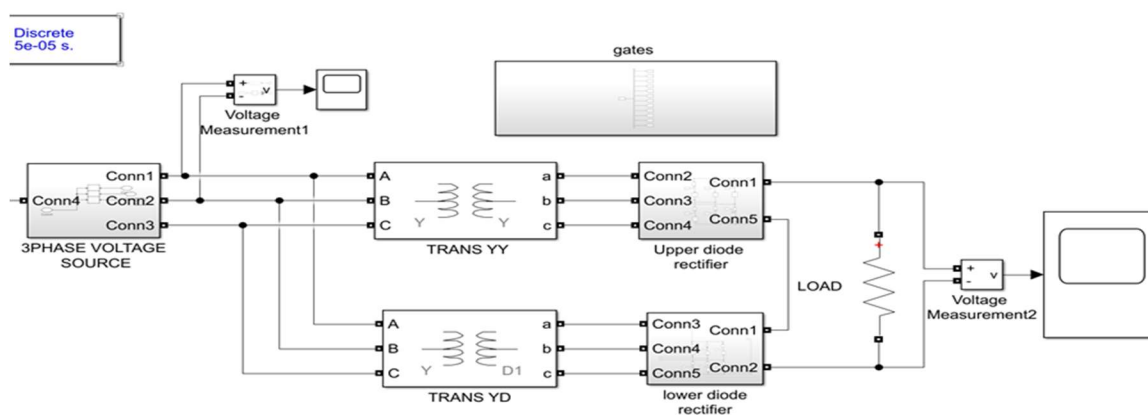
سیستم شبیه سازی شده در محیط سیمولینک

از آنجا که در این تحقیق چندین مبدل الکترونیک قدرت مورد مطالعه قرار گرفته شده است. در این بخش هر شبیه سازی توضیح داده شده و پس از روش های تشخیص خطای آن تحلیل و بررسی شده است.

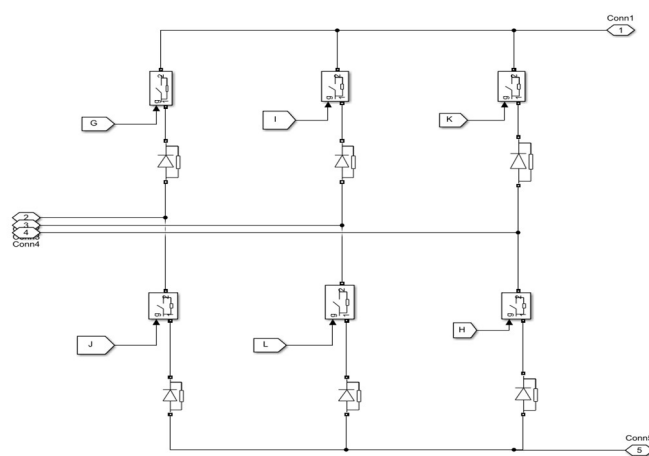
۴-۲ یکسو کننده های دیودی

محیط سیمولینک به دلیل ارتباط اسان با محیط متلب و سهولت در انتقال ورودی و خروجی از این دو محیط به یکدیگر یک انتخاب مناسبی جهت تولید داده های مورد نیاز برای آموزش شبکه های عصبی است. در این محیط هر سوئیچ با یک کلید با مقاومت مدار باز بالا سری شده است با خاموش کردن این کلید ها می توان خطای مدار باز را در این یکسو کننده اعمال کرد. داده های خروجی به ازای جاروب فرکانس و بار به دست می آیند. دلیل این امر آن است که عدم قطعیت در دامنه ولتاژ به وسیله نرمالیزاسیون برطرف می شود و تنها عدم قطعیت باقی مانده تغییر در فرکانس و بار یکسو کننده است. تغییرات در فرکانس در سیستم برق شهری ایران مابین ۴۹/۷-۵۰/۳ است . همچنین تغییر در بار از بی باری تا بار کامل در نظر گرفته شده است. مشخصات بار و سیستم مورد مطالعه در جدول (۴-۱) آورده شده است .

مطابق شکل (۲-۴) الف یکسو کننده ۱۲ پالسه دیودی از دو ترانس سه فاز و دو یکسو کننده شش پالسه تشکیل شده است. دو سنسور ولتاژ در سیستم تشخیص خطا مورد نیاز هستند که سنسور اول تنها جهت تشخیص عبور صفر و جداسازی یک دوره تناوب از ولتاژ اندازه گیری شده توسط سنسور دوم است. بلوک gates فرمان قطع را به کلید های سری شده با هر دیود را صادر می کند. شکل (۲-۴) ب بلوک یکسو کننده و نحوه ی قرار گرفتن کلید های ایده آل جهت ایجاد خطای مدار باز در سیستم است.



(الف)



(ب)

شکل (۲-۴) سیستم شبیه سازی شده : الف) یکسو کننده دیودی ۱۲ پالسه در محیط سیمولینک ب) اتصال دیود و کلید جهت ایجاد خطای مدار باز

۴-۳ تشخیص خطا به کمک شبکه های عصبی

در این حالت برای مرحله اول الگوریتم فرکانس از مقدار ۴۹,۵ تا ۵۰,۴ هرتز با گام ۰,۳ جاروب شده تا به خوبی بازه تغییر فرکانس شبکه برق ایران را پوشش دهد. و به ازای هر فرکانس بار از مقدار دو برابر بار کامل تا مدار باز به صورت نمایی با رابطه $R = 1000 e^{(0.4n-1)}$, $n=1,2,,10$ که با این حساب از ۱۱۴۸۰ نمونه جهت آموزش شبکه های عصبی استفاده شده است. ترانس مورد استفاده در آزمایشگاه با توان ۱ kw بوده که با در نظر گرفتن دو ترانس سری بار خروجی نهایتاً می تواند نزدیک به ۲ kw باشد که در این حالت به ازای ولتاژ ۲۲۰ ولت حداکثر بار می تواند ۱/۰۲۹ کیلو اهم باشد. و برای آموزش شبکه های مرحله دوم بسته به کلاس خطا از ۴۰۰ تا ۱۴۴۰۰ نمونه در برخی کلاس ها استفاده شده است. در تمام تست های مربوط به تشخیص خطا در یکسو کننده های دیودی این تعداد نمونه و نحوه ی جاروب فرکانس و بار ثابت است. در این شبکه ها از ضرایب هارمونیک های اول تا ۱۲ ولتاژ خروجی استفاده شده است که اگرچه از هارمونیک های بیشتری نسبت به مرجع [۹] استفاده شده است اما پردازش دیگری مانند محاسبه توان و نسبت هارمونیک ها به یکدیگر استفاده نشده است که این امر حجم محاسبات را کاهش می دهد همچنین دقت گزارش شده در مرجع [۹] در برخی کلاس ها مانند کلاسی که دو سوئیچ در یک ستون دقت ۵۷ درصد گزارش شده که نزدیک به پرتاب یک سکه است اما این دقت در ارتباط با این کلاس در این تحقیق نزدیک به ۹۸٪ دقت است. داده های تست در بین داده های آموزش شرکت نداشته اند و همچنین معیار توقف آموزش تغییرات دقت در طول ۱۰ دوره است. این دقت ها در حالی است که با افزایش تعداد نمونه های آزمایش می توان به دقت ۱۰۰ درصدی در اکثر کلاس های خطا دست یافت. جدول (۴ - ۲) دقت های بدست آمده از هر کلاس خطا را نشان می دهد. در این آزمایش ۵۰ درصد داده ها جهت تست و ۵۰ درصد جهت آموزش استفاده شده اند که داده ها تست در فرایند آموزش بکار نرفته اند.

جدول (۴-۲) دقت شبکه های عصبی مرحله اول و دوم به ازای کلاس های مختلف خطا

شماره کلاس	شبکه عصبی مرحله اول		شبکه های عصبی مرحله دوم	
	تعداد نمونه	دقت %	تعداد نمونه	دقت %
C1	480	99.5	900	97.33
C2	480	100	900	96
C3	240	100	450	99.55
C4	480	100	900	98.44
C5	480	100	900	98.66
C6	960	100	1800	41.77
C7	480	100	300	96.42
C8	160	100	--	--
C9	480	100	900	99.11
C10	480	99.58	900	97.33
C11	480	100	900	99.11
C12	480	100	900	98.66
C13	480	100	900	99.77
C14	480	100	1800	97.33
C15	960	100	1800	99.44
C16	960	100	1800	98.88
C17	960	100	1800	97.66
C18	960	100	900	99.33
C19	480	82.3	900	99.11
C20	480	100	900	98.22

مقادیر دقت این شبکه عصبی را در طی ۱۵۰ تکرار آموزش در جدول (۴-۲) آورده شده است. تعداد نمونه های ستون دوم و سوم مربوط به شبکه عصبی مرحله اول و تعداد نمونه های ستون چهارم و پنجم مربوط به هر شبکه عصبی این کلاس در مرحله دوم است. در مرحله دوم تعداد پنجره های STFT ۱۰ پنجره و که با فرکانس نمونه برداری ۲۰ kHz و برای یک دوره تناوب ورودی ۴۰۰ نمونه که با تقسیم به ۱۰ پنجره بدون هم نهشتی برابر ۴۰ نمونه به ازای هر پنجره خواهد بود.

جداسازی و مشخص کردن دیود های آسیب دیده در مرجع [۹] همانطور که در شکل (۴-۳) نشان داده شده ، از اختلاف زاویه در هارمونیک اول در ولتاژ ورودی و خروجی یکسو کننده ۶ پالسه استفاده شده است .

در یکسو کننده ۱۲ پالسه امکان استفاده از این الگوریتم وجود نخواهد داشت. دلایل این عدم امکان عبارتند از:

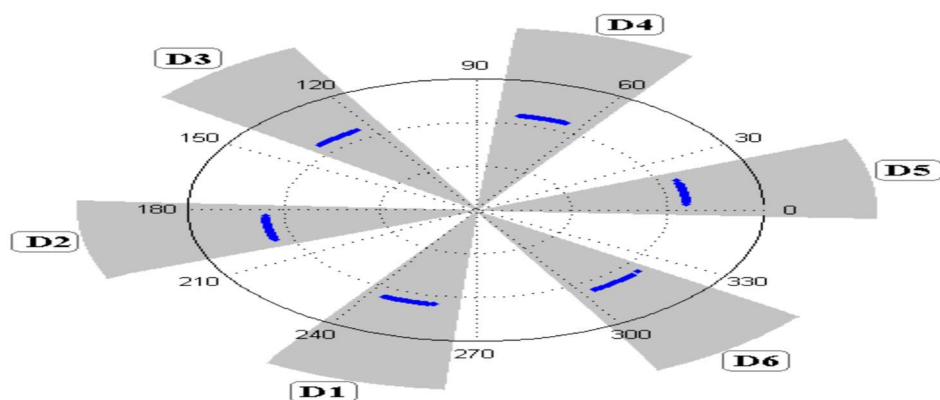
(۱) در صورتی که در هر دو یکسو کننده ی بالایی و پایینی خطا حضور داشته باشد و با وجود عدم

قطعیت بار و ولتاژ و فرکانس منبع موجب تداخل فاز های شکل (۴-۳) می شود.

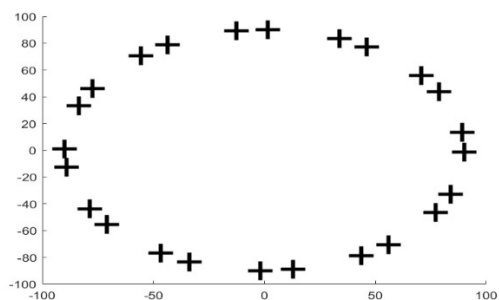
(۲) اختلاف فاز در هارمونیک اول ، در برخی حالت های یکسو کننده ۱۲ پالسه بسیار نزدیک به یکدیگر

و با اندکی تغییر در بار این اختلاف فاز ها با یکدیگر تداخل می یابند. این اثر در شکل (۴-۴)

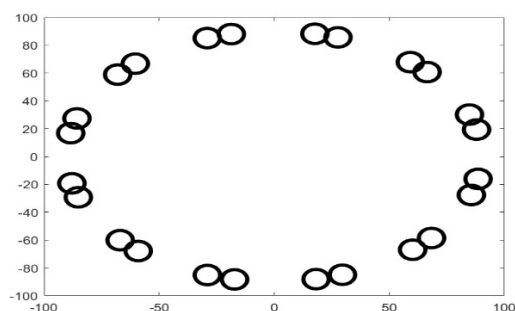
نشان داده شده است.



شکل (۳-۴) مکان هندسی اختلاف زاویه هارمونیک اول سیگنال ولتاژ ورودی و خروجی در یکسو کننده ۶ پالسه [۹]



(الف)

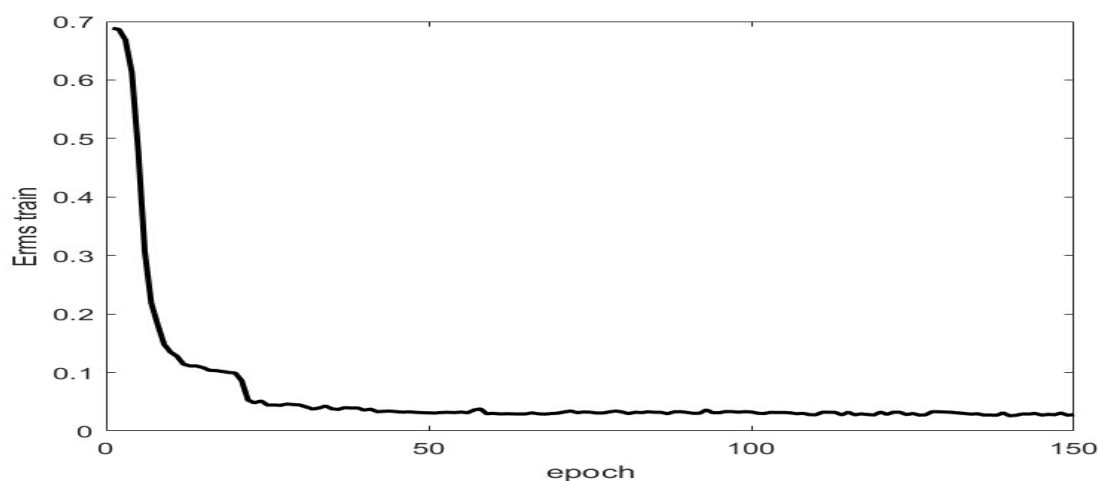


(ب)

شکل (۴-۴) اختلاف زاویه هارمونیک اول سیگنال ولتاژ ورودی و خروجی در یکسو کننده ۱۲ پالسه : (الف) بار کامل ، (ب) ۱/۲ بار کامل

در این شکل هر + یا O معرف یک حالت خطا بوده که + در حالت بار کامل و O در حالت نیمه بار کامل

است. در این شکل علاوه بر اینکه دو حالت بسیار نزدیک به یکدیگر وبا تغییر اندکی این مقدار اختلاف فاز با یکدیگر تداخل پیدا کرده اند. این در حالی است که به عنوان مثال شبکه عصبی آموزش دیده مربوط به همین کلاس برای هر حالت خطا دقت های جدول (۴ - ۲) را در بر دارد. نمودار خطای rms مطابق رابطه به ازای هر تکرار در مرحله اول در شکل (۴ - ۵) نشان داده شده است.



شکل (۴-۵) نمودار خطای rms شبکه عصبی آموزش دیده در مرحله اول

در صورتی که خازن در خروجی یکسو کننده حضور داشته باشد و شکل موج ولتاژ همچنان دارای ریبیل بالای ۲ درصد باشد نتایج جدول (۴-۲) تغییر محسوسی نخواهد داشت به عنوان مثال جدول (۴-۳) نتایج تست کلاس C17 را نشان می دهد که شرایط این آزمایش در جدول (۴-۱) آورده شده و در مقایسه با نتایج به دست آمده در جدول (۴-۲) تنها نزدیک به ۴ درصد اختلاف دارد. تنها تعداد پنجره های STFT با وجود خازن در خروجی یکسو کننده ۴ برابر شده است. با این وجود الگوریتم مبتنی بر شبکه های عصبی از مقاومت بالاتری نسبت به الگوریتمی که در مرجع [۱۵] پیشنهاد شده، برخوردار است. در این مرجع نسبت ضریب فوریه هارمونیک اول به مقدار موثر ولتاژ خروجی به عنوان یک جهت تشخیص خطا معرفی شده است. در رابطه (۴-۲) چنانچه بار خروجی از ۱۰۰ اهم به ۱۰۰۰ تا تغییر کند، این معیار از ۰/۹ تا تغییر ۸/۴ تغییر می یابد. این تغییرات شدید عملکرد ضعیف ان معیار را در برابر عدم قطعیت بار، نشان می دهد. نحوه ی جاروب فرکانس و بار تغییر نمی کند و جزئیات دقت در شبکه های عصبی در جدول گزارش شده است.

جدول (۴-۳) شرایط آزمایش و دقت شبکه ی عصبی کلاس C17

تعداد پنجره های STFT	دقت %	تعداد نمونه	ریبل ولتاژ	شماره کلاس
----------------------	-------	-------------	------------	------------

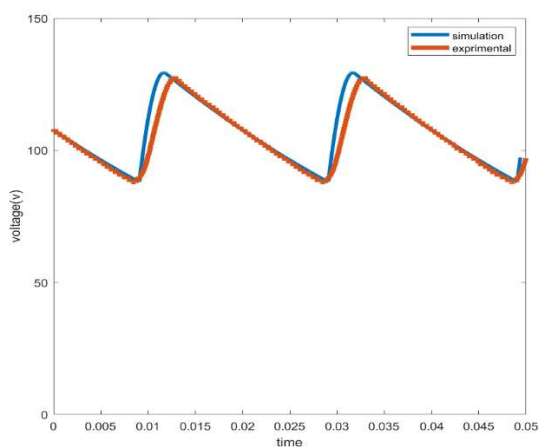
C17	2.12	1800	94.4	40
-----	------	------	------	----

۴ - ۴ تشخیص خطا بر اساس ویژگی های منحصر به فرد

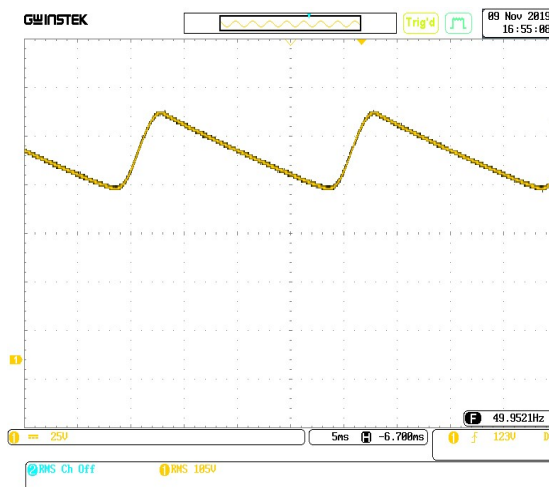
مصرف انرژی حاصل از ذخیره داده ها در سراسر دنیا هزینه های هنگفت بسیاری را به دولت و جوامع تحمیل می کند [۲۷]. بنابراین از الگوریتم پیشنهادی در این قسمت جهت کاهش انرژی مصرفی استفاده می شود. در این بخش از تحقیق از داده های تجربی جهت آزمایش استفاده شده است. شکل (۴-۶) و (۴-۷) سیگنال های نمونه برداری شده در محیط آزمایشگاه را نشان می دهد. سیستم مورد آزمایش در شکل (۴-۸) نشان داده شده است. عملکرد بالای این الگوریتم را به ازای این آزمایش صورت گرفته را که شرایط آن در جدول (۴-۴) گزارش شده است. در این آزمایش بدرستی خطای موجود در یکسو کننده تمام موج و ۶ پالسه را تشخیص داده و جداسازی صورت گرفته است. استفاده از این یکسو کننده ها به دلیل موجود بودن این یکسو کننده ها در محیط آزمایشگاهی است. از آنجا که این الگوریتم به درستی تشخیص خطا در یکسو کننده ۶ پالسه با ریپل ناچیز را به درستی انجام داده، مطمئناً این الگوریتم تشخیص خطا بدون حضور خازن را نیز به خوبی انجام خواهد داد و از تست و آزمایش آن صرف نظر شده است. پیش از این اشاره شد که الگوریتم پیشنهادی در این قسمت از تحقیق قابلیت تعمیم به یکسو کننده های با پالس بالاتر یا پایین تر را داراست.

جدول (۴-۴) شرایط آزمایش تک سوئیچ در محیط آزمایشگاهی به ازای یکسو کننده های تمام موج و ۶ پالسه

ریپل ولتاژ خروجی %	بار	فرکانس (HZ)	ولتاژ ورودی (V)	یکسو کننده
۱۸	$R = 100 (\Omega)$	۵۰	۱۳۱	تمام موج
۳	$R = 100 (\Omega)$	۵۰	۱۳۱	۶ پالسه

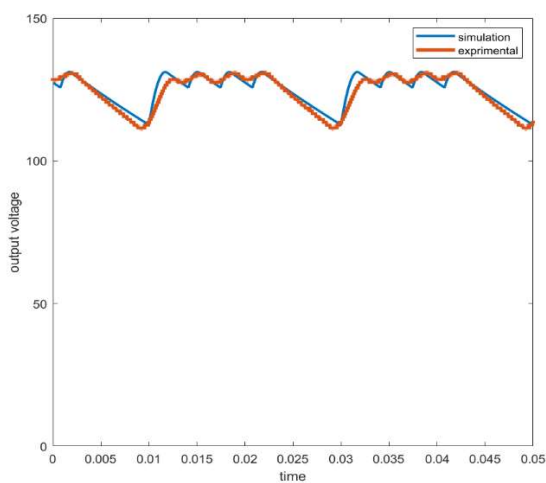


(الف)

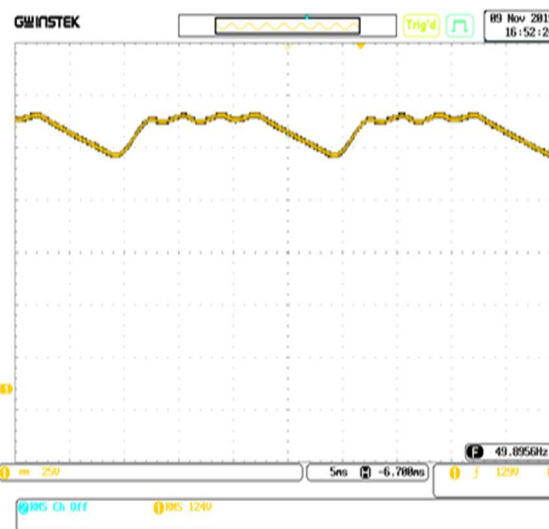


(ب)

شکل (۴-۶) سیگنال خروجی یکسو کننده تمام موج با خازن خروجی در حالت تک خطا : الف) سیگنال شبیه سازی شده آبی و سیگنال نمونه برداری شده قهوه ای ، ب) تصویر عکس برداری شده اسیلوسکوپ

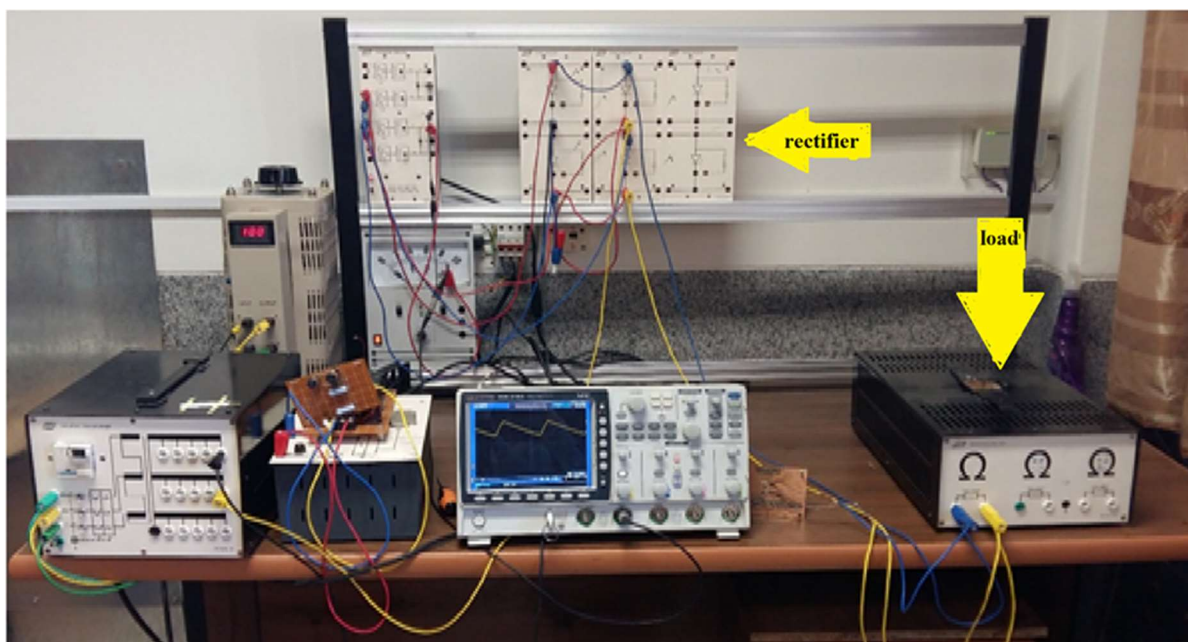


(الف)



(ب)

شکل (۴-۷) سیگنال خروجی یکسو کننده ۶ پالس با خازن خروجی در حالت تک خطا : الف) سیگنال شبیه سازی شده آبی و سیگنال نمونه برداری شده قهوه ای ، ب) تصویر عکس برداری شده اسیلوسکوپ



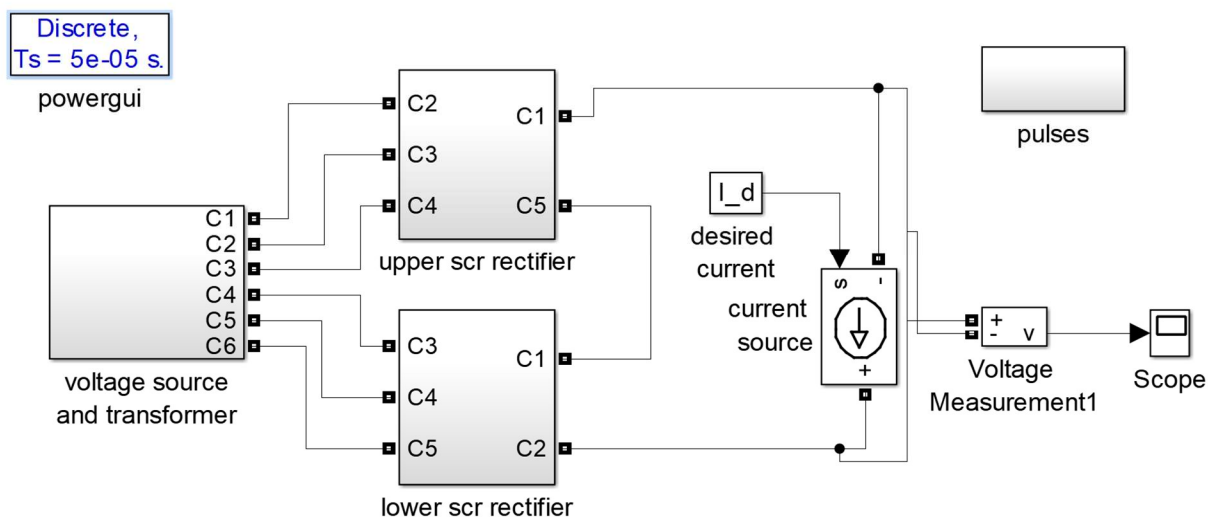
شکل (۴-۸) سیستم آزمایشگاهی جهت آزمایش تست مدار باز یکسو کننده تمام موج و ۶ پالسه دیودی

۴-۵ روش یکسان جهت تشخیص خطا در یکسو کننده های تریستوری و دیودی

با در نظر گرفتن عدم قطعیت های گفته شده در بخش ۴-۱ در این قسمت نیز به تست و آزمایش ۵۰۰ نمونه تست از خطای های مختلف پرداخته شده است و در تمام این روش ها صد در صد موارد بطور قطع تشخیص داده شده اند. با وجود آنکه روش های متفاوتی تا کنون برای هر مبدل آزمایش شد. این الگوریتم تغییر بار که در مراجع در [۲۲]، [۲۳] گزارش نشده را بخوبی پوشش می دهد. حضور یا عدم حضور خازن که ضعف اساسی اکثر الگوریتم های تشخیص خطا در یکسو کننده های دیودی است را به طور کامل حل می کند. نسبت به مرجع [۳۲] نیاز به به اطلاعاتی از مقدار جریان در بی باری بار جهت مشخص کردن حد استانه را ندارد.

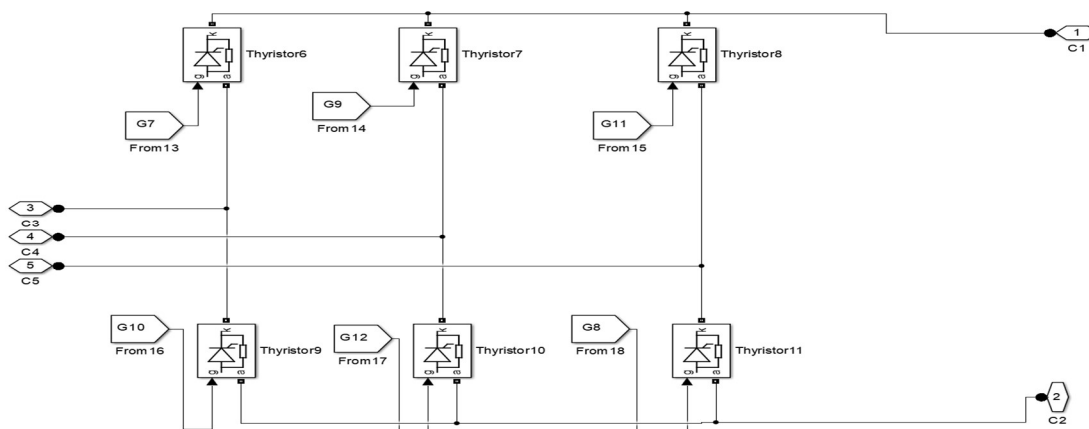
۴-۵-۱ یکسو کننده ی تریستوری

همانند یکسو کننده ۱۲ پالسه دیودی از محیط MATLAB/SIMULINK شبیه سازی این سیستم استفاده شده است. شکل (۴-۹) شماتیک شبیه سازی انجام شده در محیط سیمولینک را نشان می دهد.

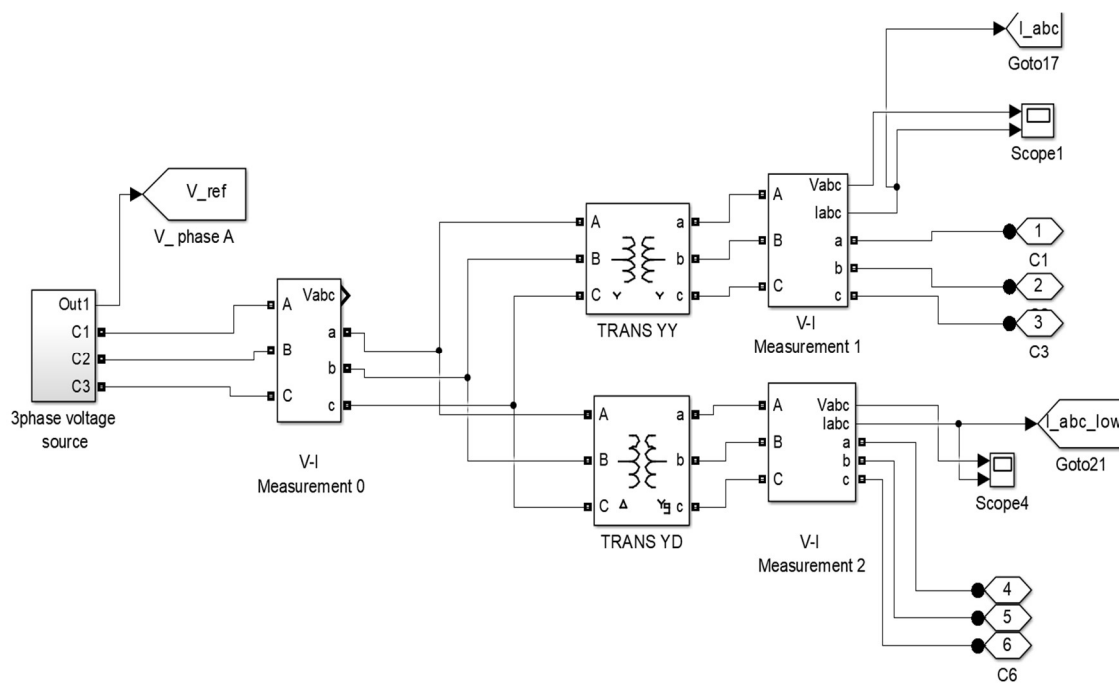


شکل (۴-۹) یکسو کننده ۱۲ پالسه تریستوری شبیه سازی شده در محیط سیمولینک

در این شماتیک جهت کاهش پیچیدگی مدار طراحی شده هر بخش سیستم به یک زیر سیستم تقسیم شده تا از این طریق خوانایی مدل ساده تر و سهل تر شود. در این بخش جهت ایجاد خطای مدار باز پالس گیت تریستور قطع می شود. شکل (۴-۱۰) بلوک Scr rectifier را نشان می دهد. بلوک voltage source and transformer که نقش منبع ولتاژ و ترانسفورماتور های ایجاد کننده اختلاف فاز را ایفا می کند در شکل (۴-۱۱) نشان داده شده است.



شکل (۴-۱۰) یکسو کننده تریستوری ۶ پالسه شبیه سازی شده در محیط simulink

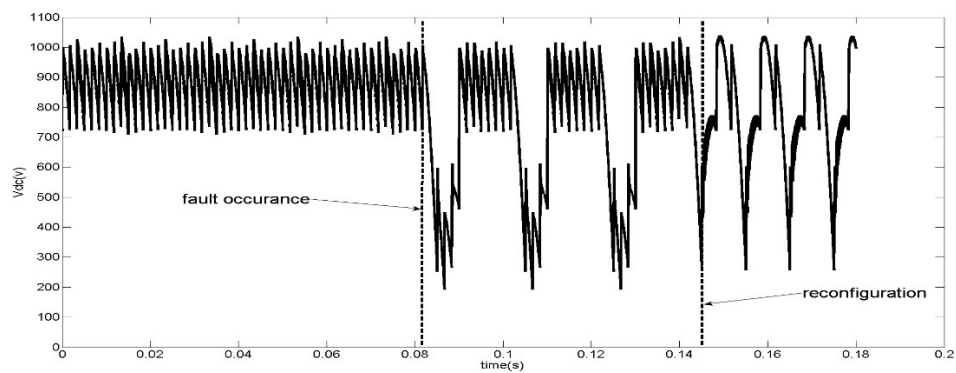


شکل (۴-۱۱) اتصال ترانسفورماتور و منابع ولتاژ در محیط Simulink

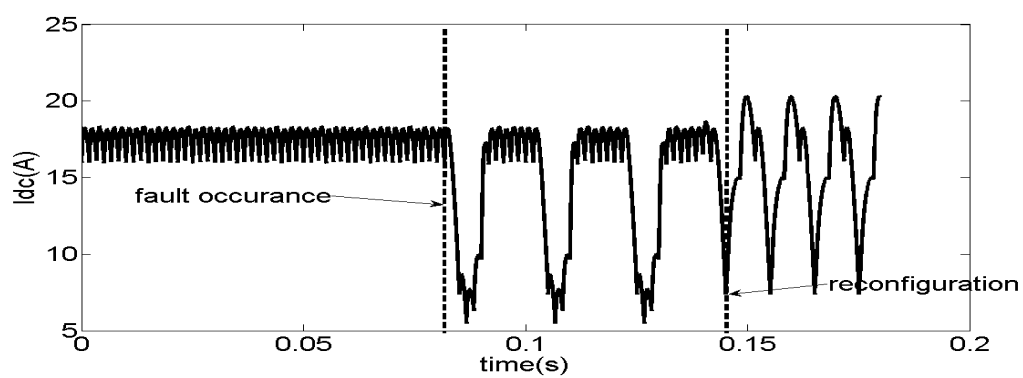
تشخیص خطا با تغییر بار از مدار بار کامل تا ۵۰٪ بار خروجی تغییر می کند. این تغییر بار در مرجع [۲۳] گزارش نشده است. در این مقاله تشخیص خطا به کمک سیگنال ولتاژ انجام شده که سیگنال ولتاژ بشدت با تغییر الفا تغییر می کند اگرچه نویسندگان تغییر الفا را در نظر گرفته اند اما تغییر بار در این تحقیقات گزارش نشده است. در الگوریتم پیشنهادی جریان با فرض پیوسته بودن از تغییر الفا مستقل است. این الگوریتم تشخیص خطا در یکسو کننده های ۶ و ۱۲ و ۲۴ پالسه، خطا را به خوبی تشخیص داده و ترستور های آسیب دیده را جداسازی می کند. جهت گزارش ارزیابی عملکرد در ادامه به کمک این الگوریتم خطای یکسو کننده ۱۲ پالسه تشخیص داده شده و عملیات بازسازی صورت گرفته است.

۴-۶ بازسازی پس از خطا:

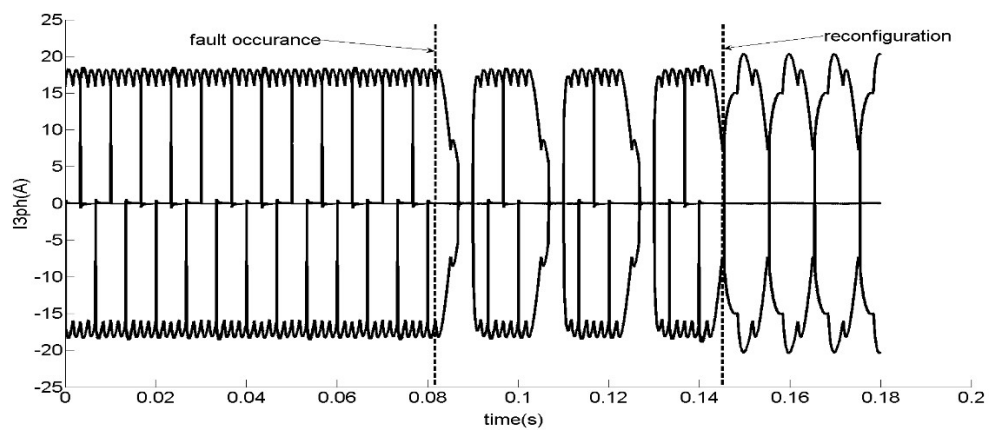
شکل (۴-۱۲) اثر مخرب خطا به صورت اعوجاج در سیگنال ولتاژ و جریان را به ازای $\alpha = 60$ نشان می دهد. افزایش ریپل جریان و ولتاژ به وضوح در شکل (۴-۱۲) دیده می شود.



(الف)



(ب)



(ج)

شکل (۴-۱۲) سیگنال های ولتاژ و جریان در حالت خطای تک سویچ و تشخیص و بازیابی : الف) ولتاژ V_{dc} ، ب) جریان I_{dc} ، ج) جریان AC سه فاز ورودی به یکسو کننده بالایی

چنانچه گفته شد ترکیب یاد شده می تواند به دو صورت زیر باشد.

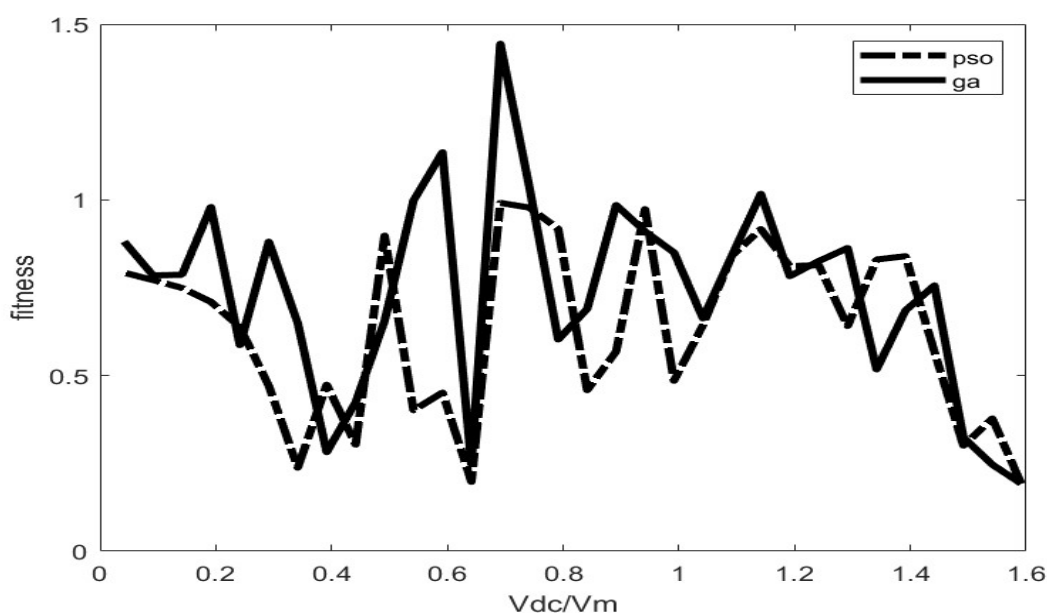
الف) خارج کردن شاخه آسیب دیده و راه اندازی آن بصورت اتصال یک یکسوکننده تمام موج و یک یکسو کننده ی ۶ پالسه

ب) خارج کردن شاخه آسیب دیده و راه اندازی آن بصورت اتصال یک یکسوکننده تمام موج و یک یکسو کننده ی ۶ پالسه به نحوی که عملکردی شبیه به یکسو کننده تمام موج دارا باشد.

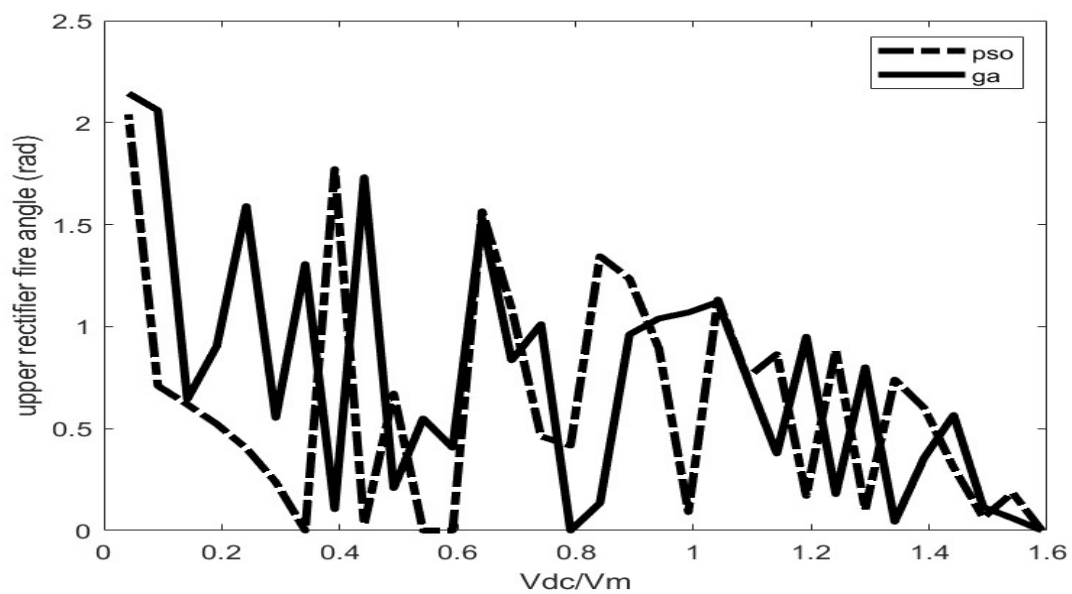
۴-۷ بهینه سازی

الف) خارج کردن شاخه آسیب دیده و راه اندازی آن بصورت اتصال یک یکسوکننده تمام موج و یک یکسو کننده ی ۶ پالسه

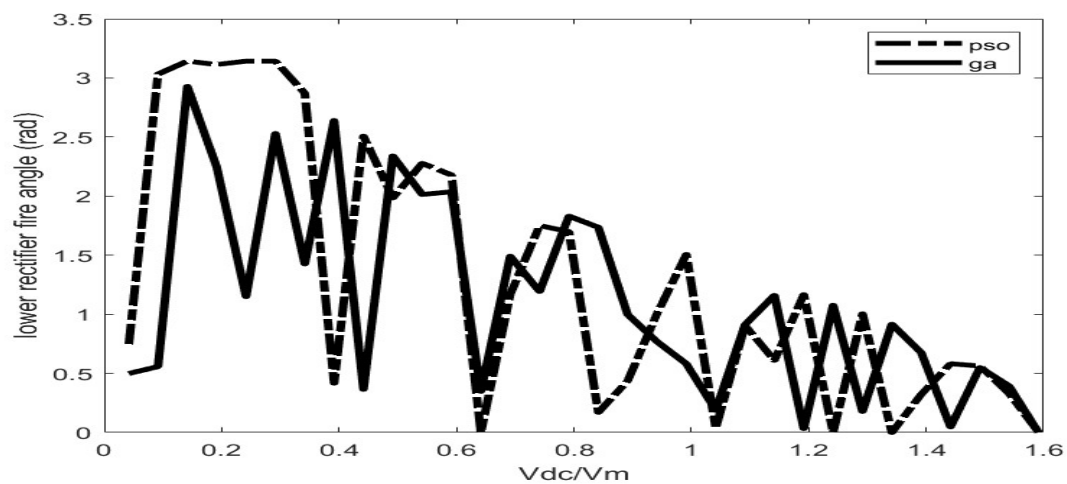
نتایج حاصل از بهینه سازی به کمک الگوریتم ژنتیک و الگوریتم پراکندگی ذرات ، عملکرد بهتر الگوریتم پراکندگی ذرات را نشان می دهد. شکل (۴-۱۳) زاویای به دست آمده از الگوریتم های ژنتیک و پراکندگی ذرات را به ازای ولتاژ dc خروجی نشان می دهد.



(الف)



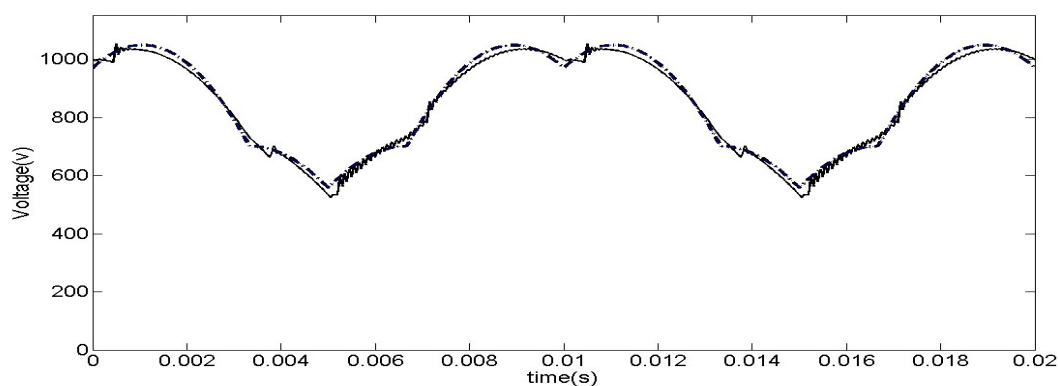
(ب)



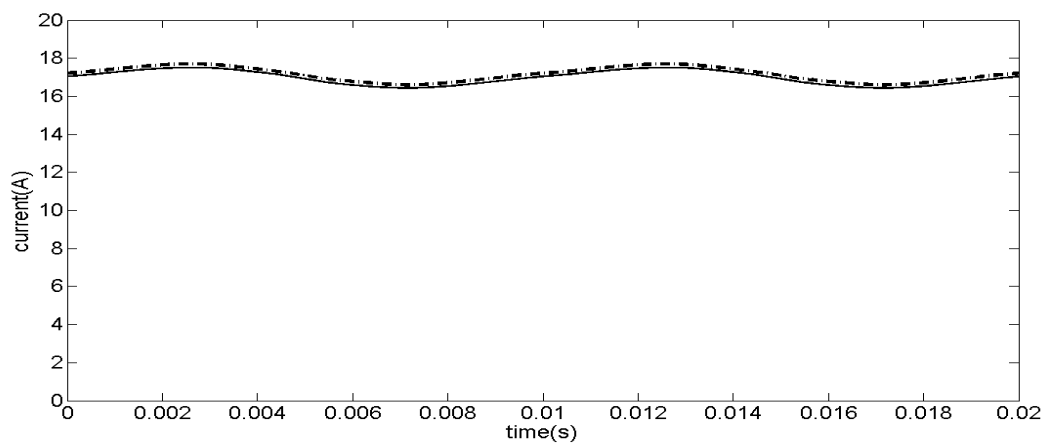
(ج)

شکل (۴-۱۳) نتایج حاصل از بهینه سازی PSO - و الگوریتم ژنتیک (الف) برازش به ازای ولتاژ های dc مختلف ، (ب) زاویه آتش یکسو کننده ۶ پالسه ، (ج) زاویه آتش یکسو کننده آسیب دیده ی بالایی

بنابراین جهت کنترل خروجی یکسو کننده به ازای ولتاژ خروجی مختلف زوایای کنترل هر دو یکسو کننده از جدول های حاصل از بهینه سازی انتخاب می شوند . در ادامه نتایج شبیه سازی در محیط Simulink و مدل ارائه شده جهت ارزیابی یکسو کننده ۱۲ پالسه پس از خطا به ازای ولتاژ $V_{dc} = \frac{5}{\pi}$ نشان داده شده است.

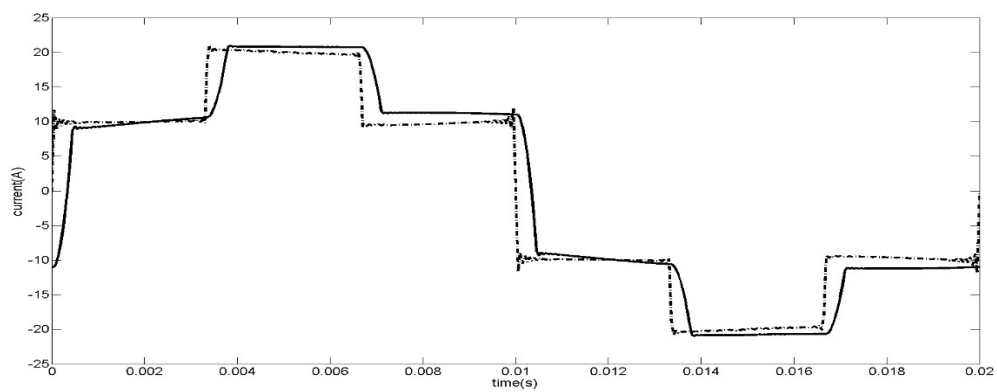


(الف)

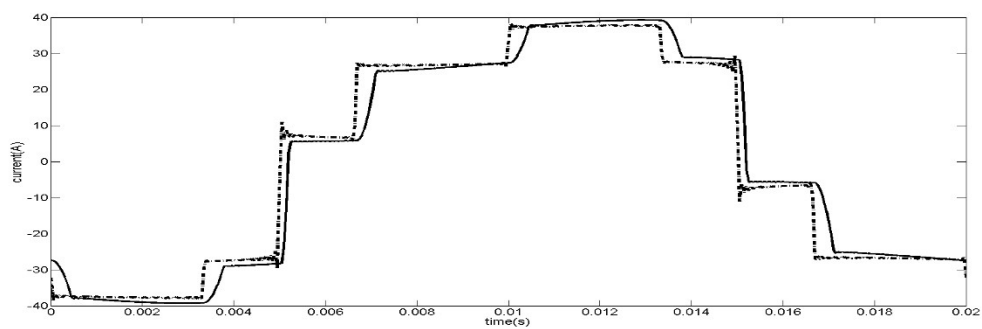


(ب)

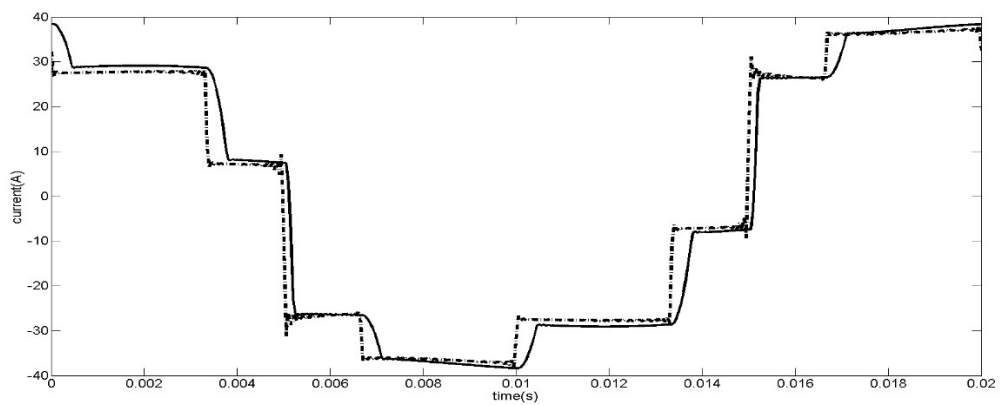
شکل (۴-۱۴) سیگنال های خروجی DC: الف) ولتاژ خروجی ، ب) جریان



(الف)



(ب)



(ج)

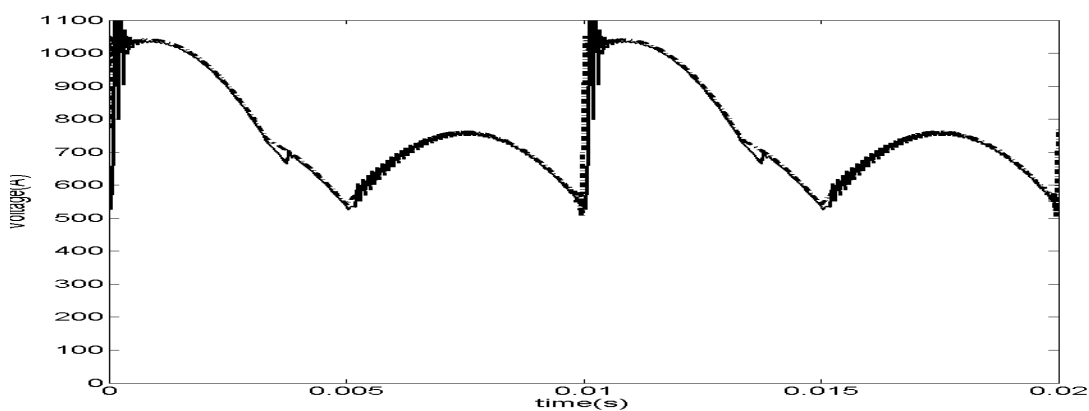
شکل (۴-۱۵) سیگنال های سه فاز جریان a,b,c ورودی از شبکه پس از بازسازی به ترتیب : الف) ، ب) و ج)

ب) خارج کردن شاخه آسیب دیده و راه اندازی آن بصورت اتصال یک یکسوکننده تمام موج و یک یکسو کننده ی ۶ پالسه به نحوی که عملکردی شبیه به یکسو کننده تمام موج دارا باشد.

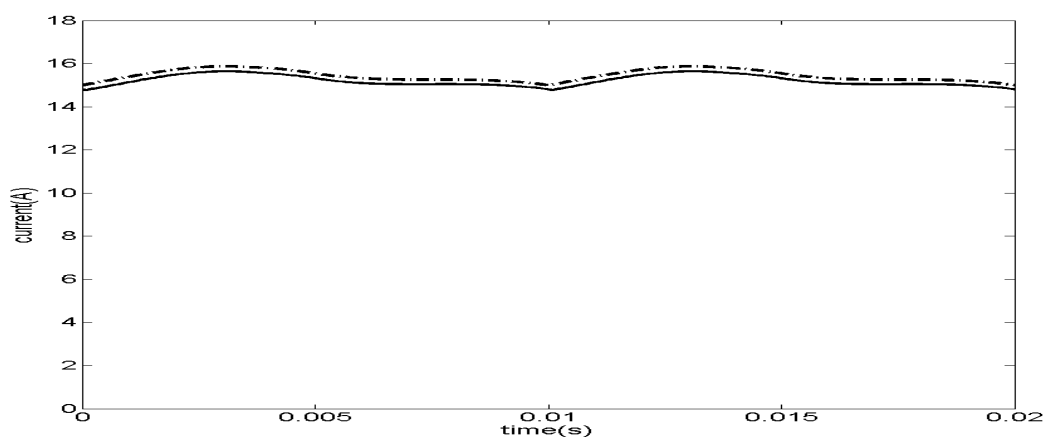
مشابه حالت الف در این قسمت نیز زاوایای بهینه محاسبه می شود که از تکرار آن پرهیز می شود. در ادامه

نمودار های ولتاژ و جریان و خروجی و جریانی ورودی به ازای $V_{dc} = \frac{4.5}{\pi}$ محاسبه شده و مدل

پیشنهادی و مدل شبیه سازی شده در محیط Simulink مقایسه شده اند.

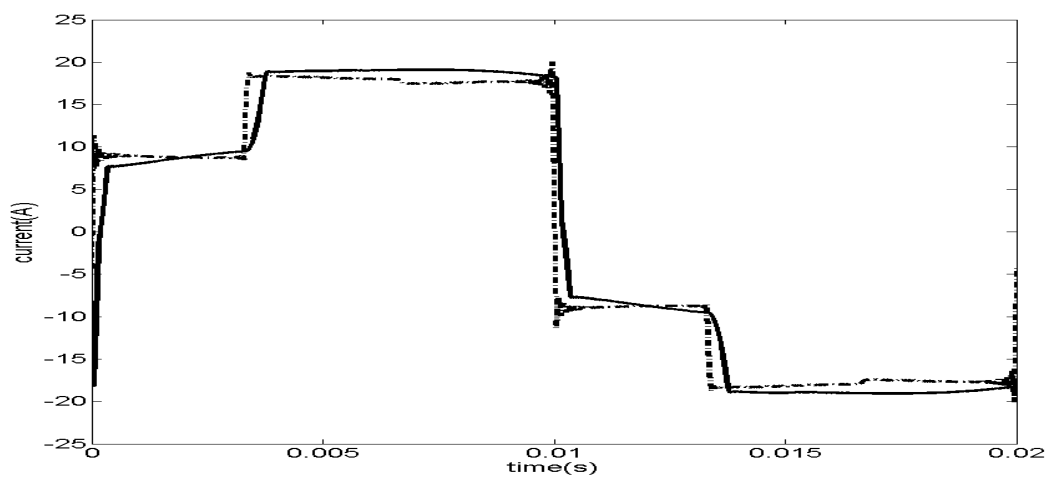


(الف)

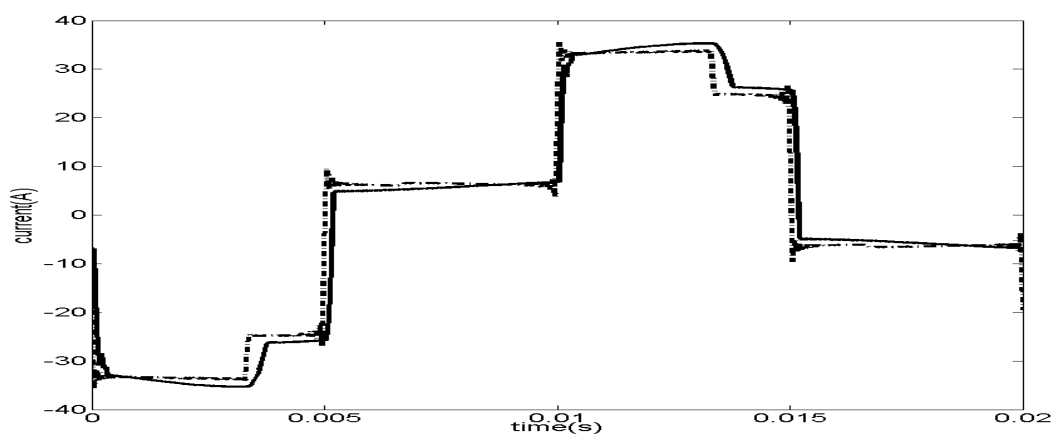


(ب)

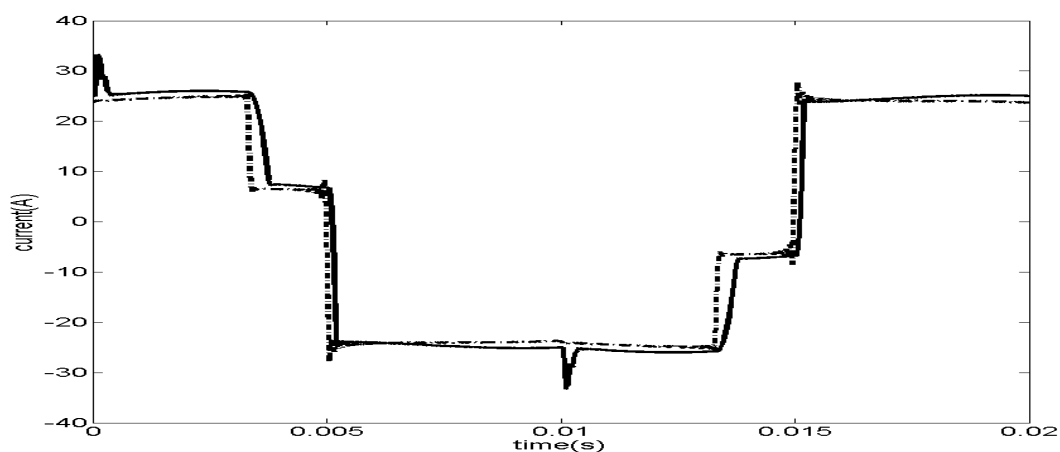
شکل (۴-۱۷) سیگنال های خروجی DC: الف) ولتاژ خروجی ، ب) جریان



الف)



ب)



(ج)

شکل (۴-۱۸) سیگنال های سه فاز جریان **a,b,c** ورودی از شبکه پس از بازسازی به ترتیب : الف) ، ب) و ج)
 جدول (۴-۵) مقدار rms و THD و ... جریان هر سه فاز را به ازای هر دو روش بازسازی و حالت خطا را نشان می دهد. جهت مقایسه برابر حالت های مختلف در زاویه بهینه ، $\alpha = 0$ محاسبه شده است.

جدول (۴-۵) مقایسه مشخصات مبدل ۱۲ پالسه ترستوری به ازای حالت مختلف

حالت مبدل	ریپل ولتاژ	ریپل جریان	THD جریان سه فاز ورودی %			Uf factor جریان سه فاز ورودی %	Rms جریان سه فاز ورودی (A)		
			I _a	I _b	I _c		I _a	I _b	I _c
در حالت خطای تک سوئیچ	56.3	53.1	105.8	44.2	69.2	19.23	24.8	31.2	29.9
بازسازی روش اول	49.5	44.1	41.9	45.2	20	47.8	13.27	31.9	31.7
بازسازی روش دوم	50.3	43.28	44	46.5	113.6	29.5	15	26	24.2

نتایج حاصل از جدول (۴-۵) نشان می دهد که روش باز سازی اول موجب بهبود THD جریان ورودی و روش بازسازی دوم موجب بهبود UF سیستم می شود. اگرچه برخی نتایج در حالت خطا نزدیک به روش های بازسازی هستند اما این نکته حائز اهمیت است که ادامه فعالیت در حال خطا می تواند موجب ایجاد خطا در دیگر قسمت های سیستم شود.

۴ - ۸ جمع بندی

در این فصل ابتدا نحوه تهیه نمونه ها جهت آموزش شبکه عصبی بیان شد سپس دقت های بدست آمده در کلاس های مختلف گزارش شده است . در ادامه صحت عملکرد الگوریتم مبتنی بر ویژگی ها منحصر به فرد در محیط آزمایشگاهی با یکسو کننده های تمام موج و ۶ پالسه بررسی شد. روش تشخیص خطا و بازسازی پس خطا در مورد یکسو کننده های تریستوری بررسی شد و سیگنال های جریان ورودی و خروجی مبدل به ازای مدل شبیه سازی شده در محیط سیمولینک و مدل پیشنهادی مقایسه شده است. همچنین به کمک دو الگوریتم ژنتیک و پراکندگی ذرات بهینه ترین حالت جهت بهره برداری از این مبدل پس از خطا جهت کاهش ریپل جریان و ولتاژ خروجی به ازای ولتاژ dc مورد نظر محاسبه شده است.

فصل پنجم

نتیجه گیری و پیشنهاد ها

۵-۱ نتیجه گیری

در این تحقیق سعی بران بوده است تا الگوریتم های با قابلیت تعمیم بالا جهت تشخیص خطای یکسو کننده های دیودی و تریستوری ارائه شده است. الگوریتم های پیشنهادی در این تحقیق در راستای بهبود الگوریتم های پیشین ارائه شده ، از نظر تعداد سنسور و دقت و تعداد کلاس های خطا ، تعمیم پذیری و مقاوم بودن نسبت به عدم قطعیت ها ، هستند. استفاده از هوش محاسباتی مانند شبکه های عصبی و الگوریتم های بهینه سازی ابزارهای جهت حل مسائل غیر خطی و بدون نیاز به مدل و استفاده از سری فوریه جهت مدل کردن رفتار مبدل الکترونیک قدرت از ابزار های پردازش سیگنال است. تشخیص خطا در یکسو کننده های دیودی از یکسو کننده تمام موج تا q پالس به دست آمده است. مقادیر ولتاژ و جریان ورودی و خروجی یکسو کننده های تریستوری به ازای بار RL در حالت کار پیوسته به ازای فرمان آتش نابرابر به کمک مدل پیشنهادی تخمین داده شده اند. از این مدل جهت بررسی رفتار یکسو کننده تریستوری در حالت خطا و بهینه سازی استفاده شده است. روش یکسان جهت تشخیص خطا در یکسو کننده دیودی و تریستوری ارائه شده است. الگوریتم ها بسته نوع بار نسبت به تحقیق های پیشین از دقت به مراتب بالاتری برخوردار هستند. مقاوم بودن نسبت به تغییرات بار ، استفاده از نمونه های کمتر جهت آموزش شبکه های عصبی و تعداد سنور کمتر از نقاط قوت این تحقیق هستند.

۵-۲ پیشنهادها

در این تحقیق روش متفاوتی نسبت به قاعده ی مدل فضای حالت تعمیم یافته^{۳۶} جهت مدل کردن مبدل الکترونیک قدرت بکار گرفته شده است. روش بکار گرفته شده در این تحقیق بجای آنکه ضرایب فوریه متغیر حالت باشند ، پاسخ سیستم به ازای هر هارمونیک ولتاژ محاسبه شده و سپس به کمک سری فوریه و استفاده از زوایای سوئیچینگ جریان هر فاز محاسبه می شود که با این روش می توان جریان در مبدل های

³ Generalized state space model

با تعداد پالس بالا را با دقت نسبتا بالایی تخمین داد و محاسبات مورد نظر طراح پس از آن صورت پذیرد. مزیت این روش حل سیستم های مرتبه پایین و محاسبه مرحله به مرحله هر قسمت از سیستم است. حال آنکه در مدل فضای حالت تمام متغیر های حالت همزمان محاسبه می شوند. الگوریتم تشخیص خطا ارائه شده در این تحقیق به سادگی با اندکی تغییرات قابل تعمیم در دیگر مبدل های الکترونیک قدرت نظیر اینورتر های قدرت هستند. پیشنهاد جهت ادامه و کار های آینده عبارتند از :

- تشخیص خطا در اینورتر های چند سطحی
- تشخیص خطا در سیستم انتقال توان hvdc
- پیشبینی آسیب دیدگی ادوات نیمه هادی در المان های نیمه هادی مبدل های الکترونیک قدرت
- مدل کردن خطا در اینورتر های چند سطحی
- تشخیص خطا در مدار تغذیه ژنراتور سنکرون و بازسازی و بهینه سازی در باز سازی پس از خطا
- مدل کردن ژنراتور سنکرون و محاسبه ولتاژ و جریان ترمینال ها پس از خطا

- [١] K. E, "FAULT DETECTION AND DIAGNOSIS IN NONLINEAR DYNAMICAL," Doctor of philosophy, NATURAL AND APPLIED SCIENCES MIDDLE EAST TECHNICAL UNIVERSITY, 2005.
- [٢] SeyedmojtabaTabatataeipour, "Fault Diagnosis and Fault Tolerant Control," Doctor of philosophy ,Aalborg university, 2010.
- [٣] R. Iserman, *Fault-Diagnosis Systems*: Springer 2006.
- [٤] O. K, *Modern Control Engineering 5th Edition.pdf*: Prentice Hall PTRUpper Saddle River, NJUnited States, 1997.
- [٥] J. Škach and I. Punčochář, "Active fault detection: A comparison of probabilistic methods," *Journal of Physics: Conference Series*, vol. 659, p. 012046, 2015.
- [٦] J. Poon, P. Jain, I. C. Konstantakopoulos, C. Spanos, S. K. Panda, and S. R. Sanders, "Model-Based Fault Detection and Identification for Switching Power Converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, pp. 1419-1430, 2017.
- [٧] H. Hayashiya, K. Hanaoka, K. Nishimura, T. Momose, H. Takizawa, T. Nakamura, Y. Yamamoto, K. Sakaguchi, and S. Yasui, "Investigation of diode rectifier trouble by lightning in D.C. traction substation," *Electric Power Systems Research*, vol. 159, pp. 58-64, 2018.
- [٨] S. Ebrahimi, N. Amiri, Y. Huang, L. Wang, and J. Jatskevich, "Average-Value Modeling of Diode Rectifier Systems Under Asymmetrical Operation and Internal Faults," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 33, pp. 1895-1906, 2018.
- [٩] R. M, "OPEN-CIRCUIT FAULT DIAGNOSIS IN THREE-PHASE POWER RECTIFIER DRIVEN BY A VARIABLE VOLTAGE SOURCE," Master of Science Electrical and Computer Engineering, THE UNIVERSITY OF NEW BRUNSWICK, 2016.
- [١٠] W. Li, W. Liu, W. Wu, X. Zhang, Z. Gao, and X. Wu, "Fault diagnosis of star-connected auto-transformer based 24-pulse rectifier," *Measurement*, vol. 91, pp. 360-370, 2016.
- [١١] Y. Liu, B. Jiang, and H. Yi, "Fault diagnosis for rectifier transformers of high-frequency power supplies based on current waveform feature extraction," *Advances in Mechanical Engineering*, vol. 9, p. 168781401770713, 2017.
- [١٢] M. Rahnama, A. Vahedi, N. Takorabet, B. FazelBakhsheshi, and A. mohamadalikhai, "A Novel Diode Open Circuit Fault Detection in Three Phase Rectifier Based on K-Means Method," presented at the Industrial Technology (ICIT), Lyon, France 2018.
- [١٣] R. Dolecek and L. Mlynarik, "The effect of fault states of the twelve-pulse rectifier during the recuperation," in *2013 23rd International Conference Radioelektronika (RADIOELEKTRONIKA)*, 2013, pp. 27-30.

- [١٤] Y. P. Norbeck D. K, "PHASE FAILURE DETECTION CIRCUIT," 4,027,204, 1977.
- [١٥] T. Kamel, Y. Biletskiy, and L. Chang, "Real-Time Diagnosis for Open-Circuited and Unbalance Faults in Electronic Converters Connected to Residential Wind Systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, pp. 1781-1792, 2016.
- [١٦] Z. Wei, W. Liu, J. Pang, C. Sun, Z. Zhang, and P. Ma, "Fault Diagnosis of Rotating Rectifier Based on Waveform Distortion and Polarity of Current," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, pp. 2356-2367, 2019.
- [١٧] C. Liang, G. Yao, M. Aït-ahmed, J. L. Claire, and M. Benkhoris, "Harmonic analysis based fault detection for a five-phase PMSG diode rectifier conversion chain," in *2016 IEEE 11th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, 2016, pp. 2032-2037.
- [١٨] Z. Zhang, W. Liu, J. Peng, D. Zhao, T. Meng, J. Pang, and C. Sun, "Identification of TBAES rotating diode failure," *IET Electric Power Applications*, vol. 11, pp. 260-271, 2017.
- [١٩] M. Salah, K. Bacha, A. Chaari, and M. E. H. Benbouzid, "Brushless Three-Phase Synchronous Generator Under Rotating Diode Failure Conditions," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 29, pp. 594-601, 2014.
- [٢٠] M. G. McArdle and D. J. Morrow, "Noninvasive detection of brushless exciter rotating diode failure," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 19, pp. 378-383, 2004.
- [٢١] J. K. Noland, F. Evestedt, and U. Lundin, "Failure Modes Demonstration and Redundant Postfault Operation of Rotating Thyristor Rectifiers on Brushless Dual-Star Exciters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, pp. 842-851, 2019.
- [٢٢] L. Xu, M. Cao, B. Song, J. Zhang, Y. Liu, and F. E. Alsaadi, "Open-circuit fault diagnosis of power rectifier using sparse autoencoder based deep neural network," *Neurocomputing*, vol. 311, pp. 1-10, 2018.
- [٢٣] R. Wang, Y. Zhan, and H. Zhou, "Application of transform in fault diagnosis of power electronics circuits," *Scientia Iranica*, vol. 19, pp. 721-726, 2012.
- [٢٤] V. Guerrero, J. Pontt, J. Dixon, and J. Rebolledo, "A Novel Noninvasive Failure-Detection System for High-Power Converters Based on SCRs," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, pp. 450-458, 2013.
- [٢٥] J. Pontt, J. Rodriguez, E. Caceres, I. Illanes, and J. Rebolledo, "Cycloconverter behavior for a grinding mill drive under firing pulses fault conditions," in *Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference, 2005.*, 2005, pp. 645-649 Vol. 1.
- [٢٦] L. Qingfeng, L. Zhaoxia, S. Jinkun, and W. Huamin, "Fault Detection of Rectifier based on Residuals," *Physics Procedia*, vol. 25, pp. 1329-1336, 2012.

- [٢٧] J. poon, "Model-Based Fault Detection dissertation," Master of science Electrical Engineering and Computer Sciences, University of California at Berkeley, 2015.
- [٢٨] F. Garramiola, J. Del Olmo, J. Poza, P. Madina, and G. Almandoz, "Integral Sensor Fault Detection and Isolation for Railway Traction Drive," *Sensors*, vol. 18, May 13 2018.
- [٢٩] Z. Huang, Z. Wang, and H. Zhang, "A Diagnosis Algorithm for Multiple Open-Circuited Faults of Microgrid Inverters Based on Main Fault Component Analysis," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 33, pp. 925-937, 2018.
- [٣٠] Z. Li, B. Wang, Y. Ren, J. Wang, Z. Bai, and H. Ma, "L- and LCL-Filtered Grid-Tied Single-Phase Inverter Transistor Open-Circuit Fault Diagnosis Based on Post-Fault Reconfiguration Algorithms," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, pp. 10180-10192, 2019.
- [٣١] S. Jung, J. Park, H. Kim, K. Cho, and M. Youn, "An MRAS-Based Diagnosis of Open-Circuit Fault in PWM Voltage-Source Inverters for PM Synchronous Motor Drive Systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, pp. 2514-2526, 2013.
- [٣٢] Z. Jian-Jian, C. Yong, C. Zhang-Yong, and Z. Anjian, "Open-Switch Fault Diagnosis Method in Voltage-Source Inverters Based on Phase Currents," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 63619-63625, 2019.
- [٣٣] Z. .Cen and P. Stewart, "Condition Parameter Estimation for Photovoltaic Buck Converters Based on Adaptive Model Observers," *IEEE Transactions on Reliability*, vol. 66, pp. 148-160, 2017.
- [٣٤] J. Gao, Y. Ji, J. Bals, and R. Kennel, "Fault Detection of Power Electronic Circuit using Wavelet Analysis in Modelica," vol. 76, pp. 513-522, 2012.
- [٣٥] A. Yazdani, H. Sepahvand, M. L. Crow, and M. Ferdowsi, "Fault Detection and Mitigation in Multilevel Converter STATCOMs," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, pp. 1307-1315, 2011.
- [٣٦] J. He, N. A. O. Demerdash, N. Weise, and R. Katebi, "A Fast On-Line Diagnostic Method for Open-Circuit Switch Faults in SiC-MOSFET-Based T-Type Multilevel Inverters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, pp. 2948-2958, 2017.
- [٣٧] S. Kiranyaz, A. Gastli, L. Ben-Brahim, N. Al-Emadi, and M. Gabbouj, "Real-Time Fault Detection and Identification for MMC Using 1-D Convolutional Neural Networks," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, pp. 8760-8771, 2019.
- [٣٨] D. A. Rendusara, A. V. Jouanne, P. N. Enjeti, and D. A. Paice, "Design considerations for 12-pulse diode rectifier systems operating under voltage unbalance and pre-existing voltage distortion with some corrective measures," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, pp. 1293-1303, 1996.

- [۳۹] T. H. Nguyen, D. Lee, and C. Kim, "A Series-Connected Topology of a Diode Rectifier and a Voltage-Source Converter for an HVDC Transmission System," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, pp. 1579-1584, 2014.
- [۴۰] R. Li, L. Yu, and L. Xu, "Offshore AC Fault Protection of Diode Rectifier Unit-Based HVdc System for Wind Energy Transmission," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, pp. 5289-5299, 2019.
- [۴۱] D. J.C, *Harmonic Generation Effects Propagation and Control* vol. 3: Taylor & Francis Inc.
- [۴۲] H. S, *neural-networks*: Prentice Hall PTR Upper Saddle River, NJ United States, 2009.
- [۴۳] F. C, *Deep Learning with Python*: Manning Publications Co. 3 Lewis Street Greenwich, CT United States, 2017.
- [۴۴] M. M. P. Pillay "Pillay, P., and M. Manyage. "Definitions of voltage unbalance." *IEEE Power Engineering Review* 21.5," p. 75, 2001.
- [۴۵] E. A. P, *Computational Intelligence* Wiley Publishing, 2007.
- [۴۶] M.-T. Vakil-Baghmisheh and N .Pavešić, "Training RBF networks with selective backpropagation," *Neurocomputing*, vol. 62, pp. 39-64, 2004.

پیوست ها

شبکه های عصبی MLP, RBF

(الف - ۱) شبکه های عصبی MLP

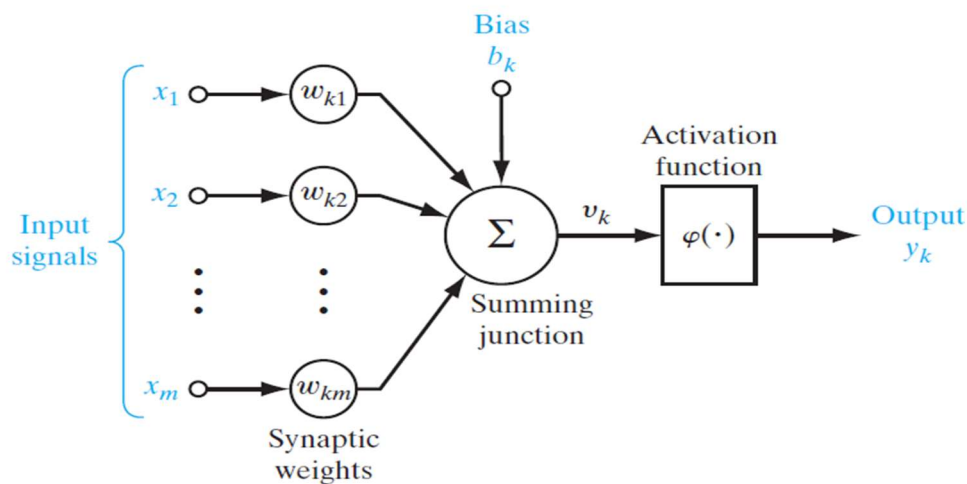
شبکه های عصبی متشکل از تعداد مشخصی نرون هستند . مدل ریاضی یک نرون در شکل (الف-۱) نشان داده شده است در این مدل هر نرون مانند یک تابع عمل می کند که ورودی ها این تابع پس از ضرب شدن در تعداد مشخصی وزن حاصل جمع آن از یک تابع فعال ساز عبور داده می شود. معادلات حاکم بر ورودی و خروجی های نرون شکل (الف-۱) در روابط (الف-۱) ، (الف-۲) و (الف-۳) بیان شده است.

$$u_k = \sum_{j=1}^m w_{kj} x_j \quad (\text{الف} - ۱)$$

$$y_k = \varphi(u_k + b_k) \quad (\text{الف} - ۲)$$

$$v_k = u_k + b_k \quad (\text{الف} - ۳)$$

در این روابط x_j سیگنال ورودی w_{kj} ضریب متصل به نرون k ام و سیگنال j ام ، $\varphi(\cdot)$ تابع فعالساز و y_k خروجی نرون است. تابع فعال ساز استفاده شده در این تحقیق از نوع سیگموئید (sigmoid) بوده مطابق رابطه (الف - ۴) است . مزیت انتخاب این تابع فعال ساز آن است که مشتق این تابع رابطه بازگشتی با خود تابع دارد که در ادامه مفید واقع خواهد شد.

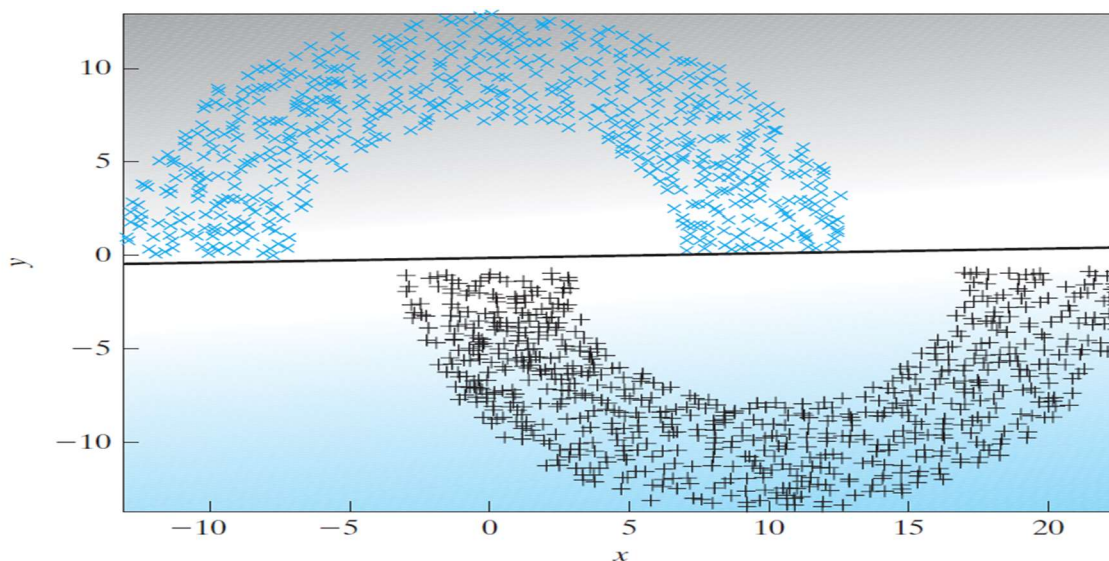


شکل (الف-۱) مدل مفهومی از یک نرون عصبی مدل شده به زبان ریاضیات [۴۲]

$$\varphi(v) = \frac{1}{1 + \exp(-av)}, a > 0 \quad (\text{الف-۴})$$

$$\varphi'(v) = a\varphi(v)(1 - \varphi(v)) \quad (\text{الف-۵})$$

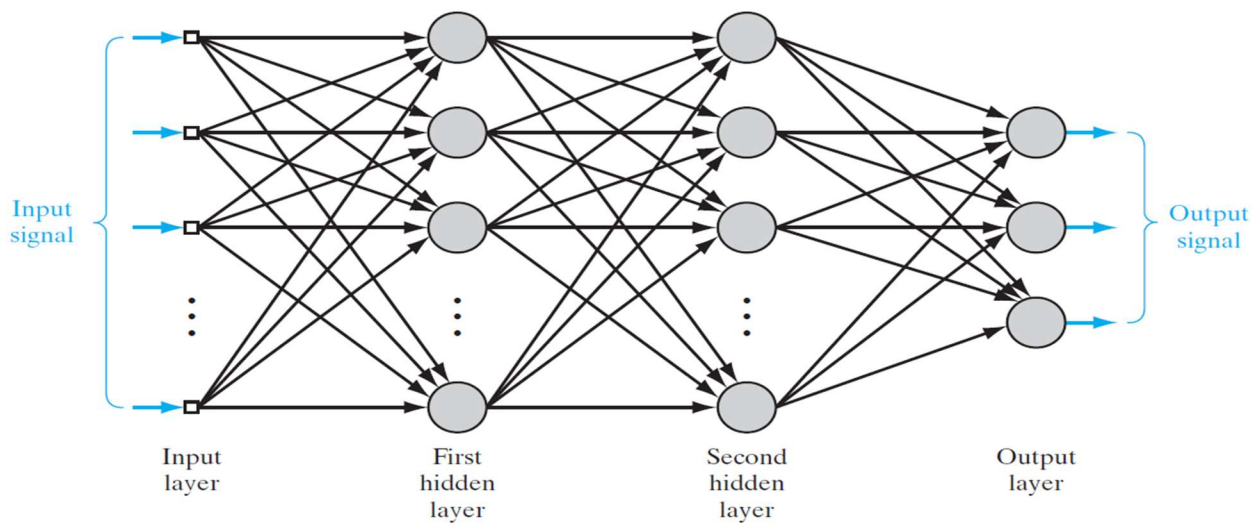
رابطه معرف ان است که هر نرون می تواند می تواند معادل یک خط باشد که بر اساس قرار گیری ورودی در طرفین این خط عمل طبقه بندی صورت گیرد.



شکل (الف-۲) نحوه ی تفکیک خطی دو کلاس متمایز به وسیله یک نرون عصبی [۴۲]

همانطور که در شکل (الف-۲) نشان داده شده است هر نرون قابلیت تمایز دو کلاس از یکدیگر را داراست. چنین ساختاری معرف شبکه عصبی پرسپترون می باشد که این شبکه تنها قابلیت طبقه بندی مسائل تفکیک پذیر خطی را داراست.

با کشف قاعده ی پس انتشار شبکه های عصبی چند لایه که متشکل از چند لایه شبکه عصبی پرسپترون است می توان مسائل غیر خطی و تا حدودی هر معادله دیفرانسیلی را حل نمود. چنانچه تعدادی از این نرون ها را مطابق ساختار شکل (الف-۳) در کنار یکدیگر قرار دهیم یک شبکه عصبی چند لایه پرسپترون تشکیل می شود (multilayer perceptron). قاعده پس انتشار عبارت است از محاسبه خطا در لایه آخر و انتقال اثر ان به دیگر لایه ها جهت تنظیم وزن های شبکه عصبی است.



شکل (الف-۳) معماری شبکه های عصبی چند لایه multi-layer perceptron [۴۲]

شبکه عصبی چندلایه در واقع یک فرضیه از نگاشت ورودی X به خروجی مد نظر d است. اگر خروجی حاصل از این شبکه Y در نظر گرفته شود آنگاه یک تابع خطا ناشی از این نگاشت مطابق رابطه (الف-۸) تعریف می شود.

$$e_j(n) = d_j(n) - y_j(n) \quad (\text{الف-۶})$$

$$E(n) = \frac{1}{2} \sum_j e_j^2(n) \quad (\text{الف-۷})$$

$$E(W) = \frac{1}{N} \sum_j E(n) = \frac{1}{2N} \sum_n \sum_j (d_j(n) - y_j(n))^2 \quad (\text{الف-۸})$$

آموزش شبکه عصبی تنظیم مقادیر وزن های w به نحوی است که مجموع خطای $E(w)$ به حداقل میزان برسد که این مفهوم در روابط (الف-۹) و (الف-۱۰) بیان شده است.

$$w_{k+1} = w_k + \Delta w_{k+1} \quad (\text{الف-۹})$$

$$\Delta w_{k+1} = \frac{\partial E}{\partial w_{ji}(n)} = \frac{\partial E(n)}{\partial e_j(n)} \frac{\partial e_j(n)}{\partial y_j(n)} \frac{\partial y_j(n)}{\partial v_j(n)} \frac{\partial v_j(n)}{\partial w_{ji}(n)} \quad (\text{الف-۱۰})$$

بنابر قاعده پس انتشار قانون تنظیم وزن ها به صورت رابطه است. جهت جلوگیری از نوسان شبکه از پارامتر α استفاده می شود که به قاعده تعمیم یافته دلتا معروف است. در این صورت مقدار وزن W از رابطه (الف-۱۳) محاسبه می شود.

$$\Delta w_{ji}(n) = \eta \delta_j(n) y_i(n) \quad (\text{الف-۱۱})$$

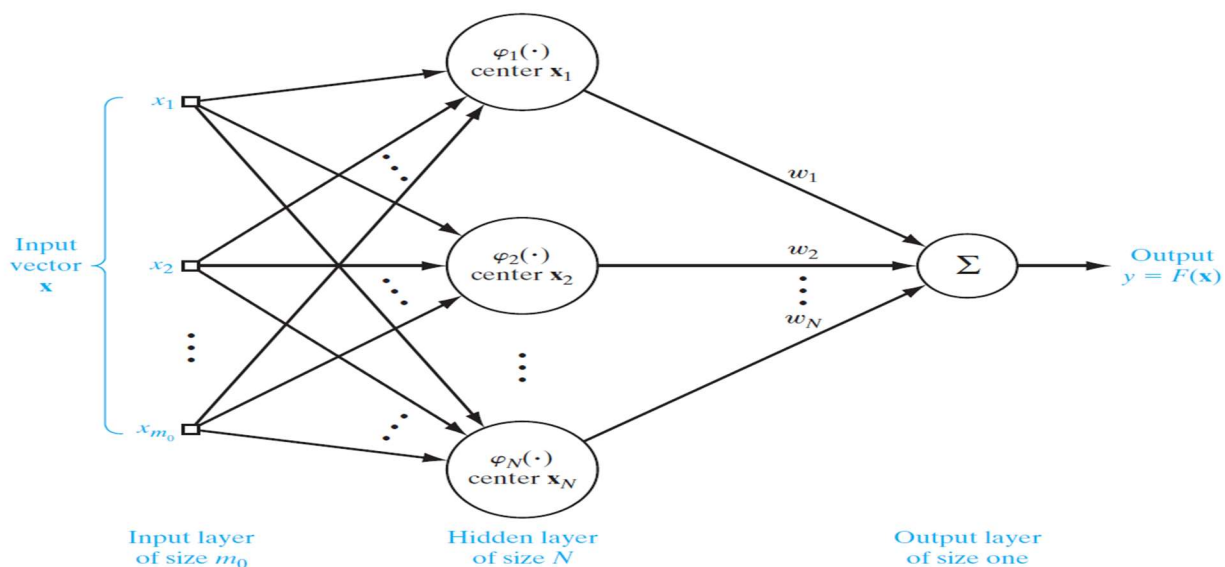
$$\delta_j(n) = e_j(n) \phi'_j(v_j(n)) \quad (\text{الف-۱۲})$$

$$w_{ji}^{(l)}(n+1) = w_{ji}^{(l)}(n) + \alpha [\Delta w_{ji}^{(l)}(n-1)] + \eta \delta_j^{(l)}(n) y_i^{(l-1)}(n) \quad (\text{الف-۱۳})$$

در این رابطه δ ضریب دلتا که متناسب با مقدار خطا و مشتق تابع فعالساز $\phi(\cdot)$ نسبت به تغییرات وزن است. α و η ضرایب کنترلی که سرعت شبکه عصبی را در همگرایی به سمت حداقل مقدار خطای e تنظیم می کنند. جهت توضیحات بیشتر و جزئیات می توان به مرجع [۴۲] مراجعه کرد.

(الف-۲) شبکه های عصبی RBF

ایده استفاده از شبکه های عصبی RBF بدین صورت است که هر سیگنال را می توان حاصل جمع چندین موج گوسی دانست همان طور که این موضوع در ارتباط با سری فوریه صادق است. معماری این نوع از شبکه های عصبی مطابق شکل (الف-۴) از دو لایه (بدون احتساب ورودی) تشکیل شده است که لایه اول کرنل ها یا همان توابع شعاعی تشکیل دهنده خروجی و لایه دوم خروجی است.



شکل (الف-۴) معماری شبکه های عصبی RBF با یک لایه میانی [۴۲]

در این شبکه تابع $\varphi(x)$ از رابطه (الف-۱۴) بردار کرنل ها و X بردار ورودی باشد در اینصورت خروجی مطلوب d برابر تابع F که از رابطه (الف-۱۵) محاسبه می شود. این مقدار در معادله (الف-۱۶) بایستی صدق کنند.

$$\varphi(x) = \exp\left(\frac{-\|x - \mu_j\|^2}{2\sigma_j^2}\right) \quad (\text{الف-۱۴})$$

$$F(x) = \sum_{i=1}^N w_i \varphi(\|x - X_i\|) \quad (\text{الف-۱۵})$$

$$F(x_i) = d, \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (\text{الف-۱۶})$$

با فرض گوسی بودن کرنل ها با مرکز μ و شعاع σ و حاصل ضرب خروجی این کرنل های در وزن های هر نرون در این صورت مقادیر این وزن ها از رابطه (الف-۱۷) قابل محاسبه است:

$$\begin{bmatrix} \varphi_{11} & \varphi_{12} & \dots & \varphi_{1N} \\ \varphi_{21} & \varphi_{22} & \dots & \varphi_{2N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \varphi_{N1} & \varphi_{N2} & \dots & \varphi_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \\ \vdots \\ w_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ \vdots \\ d_N \end{bmatrix} \quad (\text{الف-۱۷})$$

نحوه ی تعیین مرکز μ و شعاع σ می تواند به صورت تصادفی ، هوشمند و به کمک استفاده از قاعده پس انتشار باشد. الگوریتم هوشمند محاسبه مرکز μ و شعاع σ خود یک شبکه عصبی است که برخلاف شبکه هایی که تا کنون ذکر شده از آموزش بدون سرپرست پیروی می کند. این نوع شبکه عصبی جهت خوشه بندی داده ها مورد استفاد قرار می گیرد. الگوریتم رایج جهت خوشه بندی شبکه k_means است. بدلیل سادگی و جهت کوتاهی مطلب از بیان این شبکه صرف نظر شده که جهت اطلاعات بیشتر می توان به مرجع [۴۲] مراجعه کرد.

اگر در شبکه RBF تعداد نرون های لایه اول برابر نمونه ها باشند در این صورت محاسبه وزن ها مطابق رابطه کافی است معکوس ماتریس یاد شده در رابطه (الف-۱۸) محاسبه شود و در غیر اینصورت مطابق رابطه (الف-۱۹) وزن ها از طریق شبکه معکوس ماتریس یاد شده محاسبه می شوند.

$$w = \Phi^{-1}d \quad (\text{الف-۱۸})$$

$$w = (\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T d \quad (\text{الف-۱۹})$$

روش دیگری هم در مرجع [۴۶] برای آموزش شبکه های RBF ارائه شده است که این روش از قاعده پس انتشار جهت تعیین مراکز σ و مقدار μ استفاده می شود که از رابطه دستگاه (الف-۲۰) محاسبه می شوند

.

$$y_m = f_m(x) = \exp\left(-\frac{\|x - V_m\|}{2\sigma_m^2}\right)$$

$$s_j = \sum_{m=1}^{l_2} y_m u_m, \quad j = 1, \dots, l_3.$$

$$z_j = \frac{1}{1 + e^{-s_j}}$$

$$u_{mj}(n+1) = u_{mj}(n) - \eta_3 \frac{\partial E}{\partial u_{mj}}$$

$$V_{im}(n+1) = V_{im}(n) - \eta_2 \frac{\partial E}{\partial u_{im}}$$

$$\sigma_m^2(n+1) = \sigma_m^2(n) - \eta_1 \frac{\partial E}{\partial \sigma_m^2}$$

(الف-٢٠)

$$\frac{\partial E}{\partial u_{mj}} = \frac{\partial E}{\partial z_j} \frac{\partial z_j}{\partial s_j} \frac{\partial s_j}{\partial u_{mj}} = -2(t_j - z_j)z_j(1 - z_j)y_m$$

$$\frac{\partial E}{\partial v_{im}} = \sum_j \frac{\partial E}{\partial z_j} \frac{\partial z_j}{\partial y_m} \frac{\partial y_m}{\partial v_{im}} = \sum_j -2(t_j - z_j)z_j(1 - z_j)u_{mj} \frac{y_m}{\sigma_m^2} (x_{im} - v_{im})$$

$$\frac{\partial E}{\partial \sigma_m^2} = \sum_j \frac{\partial E}{\partial z_j} \frac{\partial z_j}{\partial y_m} \frac{\partial y_m}{\partial \sigma_m^2} = \sum_j -2(t_j - z_j)z_j(1 - z_j)u_{mj}y_m \left(\frac{\|x - v_m\|^2}{2\sigma_m^4}\right)$$

Abstract

This thesis proceeds on introducing novel and intelligent algorithms for fault detection in Diode and Thyristor 12 pulse rectifiers, series, and parallel. Challenges and difficulties around fault detection by considering the type of load and connection has been investigated, also it has been tried to modify and improve previous studies in a way of decreasing the number of sensors and complexity of the algorithm and decreasing the cost of devices. A fault detection algorithm has been proposed for all Q-pulse diode rectifiers. Capability of output Voltage signal depends on the presence of shunt capacitor in its output has been explored. In addition to intelligent algorithms such as neural networks like RBF and MLP network, fault detection in diode rectifiers due to signal processing and unique diode rectifier characteristic has been proposed. Empirical test shows the high performance of this heuristic algorithm. Every year billion dollars are spending by energy loss of data saving which intelligent algorithm highly needs costly software and data. In order to fault detection in the thyristor rectifier again, another heuristic algorithm for high power applications has been proposed. Depended on the importance and sensitivity of the system under study, different algorithms are provided for fault detection systems. Also new strategy by imposing optimal point of the system in regard to voltage ripple and current has implemented to reconfig the faulty thyristor rectifier. MATLAB/SIMULINK has been used to simulate the system and algorithm.

Keywords: fault detection, 12 pulse rectifier, neural network, optimization, reconfiguration after fault occurrence.



Shahrood University of Technology
Department of Electrical and Robotic Engineering

Fault detection in 12 pulse rectifier, Design and Implementation

By:

Aref Zeynivand nezhad

Supervisor:

Dr. Ali Dastfan

Advisor:

Dr. Hossein Khosravi

July 2020