

الله أكبر



دانشگاه صنعتی شاهرود

دانشکده برق و رباتیک

گروه قدرت

پایان نامه کارشناسی ارشد

## تشخیص خطا در یک درایو چندسطحی ماجولار با هدف کارکرد

بدون وقفه

دانشجو:

صدیقه صدقی

استاد راهنما:

دکتر علی دستفان

استاد مشاور:

دکتر علیرضا احمدی فرد

تیرماه ۹۰

تقدیم به عزیزترین‌های زندگی‌ام:

همسر بزرگوارم،

غایت عشق و تجلی صبر

و

پدر و مادر مهربانم،

آسمانی‌ترین فرشته‌های عمرم

## تشکر و سپاس

در سخت‌ترین لحظه‌های زندگی‌ام لبم عاجزانه نام تو را تکرار می‌کند و حضور تو آرام‌بخش قلب پریشان و فکر آشفته‌ام است. واژه‌ها حقیرتر از آنند که ستایش چون تویی کنند.

### ای نیاز همیشگی من،

قدم در مسیری نهادم که جز تویی قادر به راهنمایی من نیست، مرا آنی به خود وامگذار.

\*\*\*

از خانواده‌ی عزیزم که در تمامی لحظات زندگی حامی و پشتیبان من و با راهنمایی هایشان چراغ راهم بودند و هستند، با تمام وجود تشکر می‌کنم.

تشکر خالصانه‌ام نثار استاد راهنمای ارجمندم، **جناب آقای دکتر علی دستفان**، به پاس تمام درس‌هایی که سخاوتمندانه و دلسوزانه به من آموختند. امید آنکه بخشاینده‌ی همیشه مهربان یک لحظه‌های زندگی‌شان را سرشار از امید و آرامش نموده و برترین موهبت‌ها را همراه ایشان گرداند. سپاس و تشکر فراوان از استاد مشاور گرامی‌ام **جناب آقای دکتر علیرضا احمدی فرد** که همواره مورد لطف و محبتشان بودم، مرا در تمام مراحل انجام پروژه و ارائه این پایان‌نامه همراهی نمودند و از دانسته‌های علمی و تجربیات خود بهره‌مند ساختند. از درگاه خالق قادر، موفقیت روزافزونشان را خواهانم.

از اساتید محترم، **جناب آقای دکتر حاجی‌زاده** و **جناب آقای دکتر مروی** که زحمت مطالعه، تصحیح و داوری این پایان‌نامه را عهده دار بوده‌اند، نهایت تشکر و قدردانی را دارم.

و در نهایت از تمامی **دوستان و عزیزانی** که به نوعی در رسیدن به این هدف مرا یاری نموده‌اند

سپاسگزارم.

## چکیده

در سال‌های اخیر استفاده از درایو چندسطحی ماجولار به دلیل مزایای آن گسترش روزافزونی پیدا کرده است و به دلیل آنکه از این نوع درایو در صنایع سنگین و توان بالا استفاده می‌گردد و قابلیت اطمینان این صنایع از اهمیت بالایی برخوردار است، لذا عملکرد موتور و سیستم درایو آن بدون هیچ گونه وقفه‌ای مطلوب است. بنابراین تشخیص و رفع خطا در اینورترهای چندسطحی امری ضروری به نظر می‌رسد. تا کنون روش‌های متعددی از جمله استفاده از تبدیل ویولت، تبدیل پارک و تبدیل فوریه به همراه روش‌های کلاس‌بندی همچون شبکه عصبی و یا SVM جهت تشخیص خطا به کار رفته‌اند. با استفاده از تحلیل هیستوگرام می‌توان با پیچیدگی محاسباتی بسیار کمتر و زمان کوتاه‌تر ویژگی‌های شکل موج خروجی را استخراج و سپس طی الگوریتمی عملکرد موتور را به حالت متعادل برگرداند.

شبیه‌سازی مدار قدرت اینورتر چندسطحی در محیط نرم‌افزار PSIM و شبیه‌سازی بخش مدولاسیون و نیز تشخیص خطا در محیط SIMULINK/MATLAB انجام گرفته و بین این دو محیط توسط SIMCOUPLER ارتباط برقرار گشته است. در بخش مدولاسیون روش جدیدی پیشنهاد و شبیه‌سازی شده است و سپس شکل موج‌های بدست آمده از ولتاژ فاز خروجی وارد سیستم تشخیص خطا شده‌اند. سپس بردار هیستوگرام این شکل موج‌ها استخراج شده و پس از آن مشخصه‌های بدست آمده به شبکه عصبی داده می‌شود و کلاس‌بندی خطا انجام می‌پذیرد. در صورت وجود خطا با توجه به نوع و محل آن عملیات تجدید ساختار به منظور تصحیح عملکرد انجام می‌گیرد. نتایج بدست آمده نشان می‌دهد که دقت در تشخیص خطا و کلاس‌بندی با استفاده از این روش بهبود یافته و زمان کوتاه‌تری مورد نیاز می‌باشد و نیز این روش در شرایط نویزی عملکرد مناسبی دارد.

**کلمات کلیدی:** اینورتر چندسطحی، مدولاسیون عرض پالس، تشخیص خطا، تحلیل هیستوگرام، شبکه-

عصبی

## لیست مقالات مستخرج از پایان نامه

- [1] S.sedghi, A.Dastfan, A.Ahmadyfard, "Fault Detection of a Seven Level Modular Multilevel Inverter via Voltage Histogram and Neural Network",IEEE 8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia, pp. 1005-1012, May - June, 2011.
  
- [2] S.sedghi,A.Dastfan,A.Ahmadyfard, "A New Multilevel Carrier Based Pulse Width Modulation Method For modular Multilevel Inverter",IEEE 8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia,pp. 1432-1439, May -June, 2011.
  
- [3] S.sedghi,A.Dastfan,A.Ahmadyfard, "Fault Detection and Reconfiguration of a Modular Multilevel Inverter Using Histogram Analysis and Neural Network", accepted on Journal of Energy and Power Engineering(USA).
  
- [4] S.sedghi,A.Dastfan,A.Ahmadyfard,"Performance of Fault Detection Method for a Modular Multilevel Inverter using Voltage Histogram and Principle Component neural network", accepted on 46th International Universities' Power Engineering Conference (UPEC2011).

## فهرست مطالب

فصل اول: مقدمه .....	۱
فصل دوم: ساختارهای مختلف اینورترهای چندسطحی .....	۵
۱-۲- ساختار اینورتر طبقه‌ای ماجولار یا H-پل طبقه‌ای .....	۶
۲-۲- دیگر ساختارها با استفاده از اینورتر طبقه‌ای .....	۱۲
۱-۲-۲- اینورتر H-پل طبقه‌ای با منابع ولتاژ DC غیریکسان .....	۱۲
۲-۲-۲- اینورترهای طبقه‌ای با استفاده از ترانسفورماتور .....	۱۵
۳-۲- اینورتر چندسطحی بادیوهای محدود کننده .....	۱۶
۴-۲- اینورتر چند سطحی با خازنهای شناور .....	۱۸
۵-۲- دیگر ساختارهای اینورترهای چند سطحی .....	۲۰
۱-۵-۲- ساختار چند سطحی کلی .....	۲۰
۲-۵-۲- اینورتر چند سطحی ترکیبی با سطوح هیبرید .....	۲۱
۶-۲- خلاصه .....	۲۲
فصل سوم: روشهای مدولاسیون و تشخیص خطا در اینورترهای چندسطحی .....	۲۲
۱-۳- انواع روشهای مدولاسیون عرض پالس .....	۲۴
۱-۱-۳- PWM چند سطحی با حامل .....	۲۴
۱-۱-۳- مدولاسیون چندحاملی شیف‌ت فاز .....	۲۴
۲-۱-۳- مدولاسیون چندحاملی شیف‌ت سطح .....	۲۷
۳-۱-۳- مقایسه بین مدولاسیون شیف‌ت فاز و شیف‌ت سطح .....	۳۱

- ۳۴-۱-۱-۳-۴- تاثیر شاخص مدولاسیون بر استفاده از سطوح در مدولاسیون شیفت سطح.....
- ۳۷-۲-۱-۳- PWM بردار فضایی چندسطحی.....
- ۴۲-۳-۱-۳- مدولاسیون حذف هارمونیک انتخابی.....
- ۴۵-۲-۳- تشخیص خطا در مبدل‌های چندسطحی.....
- ۴۶-۱-۲-۳- انواع خطاها.....
- ۴۷-۲-۲-۳- قابلیت اطمینان در یک اینورتر طبقاتی.....
- ۴۹-۳-۲-۳- روش‌های تشخیص خطا در اینورترهای چندسطحی.....
- ۴۹-۱-۳-۲-۳- روش تبدیل پارک.....
- ۵۱-۲-۳-۲-۳- روش تبدیل پارک با جریان DC نرمال شده.....
- ۵۲-۳-۳-۲-۳- روش شیب نمودار در تبدیل پارک.....
- ۵۲-۴-۳-۲-۳- روش مبتنی بر تبدیل فوریه (FT).....
- ۵۴-۵-۳-۲-۳- روش مبتنی بر تبدیل ویولت.....
- ۵۷-۳-۳- خلاصه.....
- ۵۸- فصل چهارم: روش پیشنهادی مدولاسیون و تشخیص خطا در اینورترهای طبقاتی.....
- ۶۰-۱-۴- روش ارائه شده جهت تصحیح مدولاسیون شیفت سطح.....
- ۶۳-۲-۴- روش پیشنهادی تشخیص خطا و کلاس بندی در اینورترهای طبقاتی.....
- ۶۴-۱-۲-۴- تاثیرات خطا بر روی ولتاژ خروجی.....
- ۶۸-۲-۲-۴- الگوریتم پیشنهادی جهت تشخیص خطا.....
- ۶۹-۱-۲-۲-۴- تحلیل هیستوگرام ولتاژ خروجی.....
- ۷۲-۲-۲-۲-۴- ساختار شبکه عصبی مورد استفاده در تشخیص خطا.....



۷۳	..... ۳-۴ الگوریتم تصحیح خطا
۷۶	..... ۴-۴ خلاصه فصل
۷۷	..... فصل پنجم: شبیه سازی روش پیشنهادی
۷۸	..... ۱-۵ بررسی روش مدولاسیون پیشنهادی
۸۳	..... ۲-۵ بررسی روش تشخیص خطا در یک اینورتر طبقاتی هفت سطحی
۸۳	..... ۱-۲-۵ ساختار شبکه عصبی در شبیه سازی روش پیشنهادی
۹۴	..... ۳-۵ خلاصه
۹۵	..... فصل ششم: نتیجه گیری و پیشنهادات
۹۶	..... ۱-۶ نتیجه گیری
۹۷	..... ۲-۶ پیشنهادات
۹۸	..... فهرست مراجع

## فهرست اشکال

- شکل ۲-۱: ساختار تک فاز یک اینورتر H-پل طبقاتی چند سطحی..... ۷
- شکل ۲-۲: شکل موج ولتاژ فاز خروجی از یک اینورتر طبقاتی ۱۱ سطحی با ۵ منبع DC جداگانه..... ۹
- شکل ۲-۳: ترکیب اتصال ستاره سه فاز اینورترهای طبقاتی جهت استفاده در درایو موتورها و شارژ باتری..... ۱۱
- شکل ۲-۴: دیاگرام تکفاز از اینورترهای طبقاتی با منابع DC غیریکسان ..... ۱۴
- شکل ۲-۵: اینورتر چندسطحی طبقاتی با استفاده از ترانسفورماتور و اینورترهای دوسطحی سه فاز..... ۱۵
- شکل ۲-۶: ساختار ۶ سطحی سه فاز از یک اینورتر با دیودهای محدود کننده..... ۱۷
- شکل ۲-۷: ساختار سه فاز ۶ سطحی یک اینورتر با خازن های شناور..... ۱۹
- شکل ۲-۸: ساختار کلی P2 برای هر فاز یک اینورتر چندسطحی..... ۲۱
- شکل ۲-۹: واحد هیبرید با سطوح هیبرید با استفاده از اینورتر سه سطحی با دیودهای محدود کننده..... ۲۲
- شکل ۳-۱: طبقه بندی روشهای مدولاسیون PWM اینورترهای چند سطحی..... ۲۳
- شکل ۳-۲: PWM شیفت فاز برای یک اینورتر طبقاتی هفت سطحی..... ۲۵
- شکل ۳-۳: شکل موج ولتاژ اینورتر هفت سطحی در روش PWM شیفت فاز ( $f_m=60\text{ Hz}$ ،  $m_f=10$  و  $m_a=1$ )..... ۲۷
- شکل ۳-۴: سه روش برای مدولاسیون چندحاملی شیفت سطح..... ۲۸
- شکل ۳-۵: PWM شیفت سطح از نوع IPD برای یک اینورتر طبقاتی هفت سطحی..... ۲۹
- شکل ۳-۶: شکل موج ولتاژ اینورتر ۷ سطحی در PWM شیفت سطح ( $f_m=60\text{ Hz}$ ،  $m_a=1$ ،  $m_f=60$ )..... ۳۱
- شکل ۳-۷: شکل موجهای یک اینورتر هفت سطحی در دو روش مدولاسیون شیفت فاز و شیفت سطح ( $m_a=0/2$ )..... ۳۲
- شکل ۳-۸: منحنی THD برای یک اینورتر هفتسطحی در دو روش PWM شیفت سطح و شیفت فاز ..... ۳۳
- شکل ۳-۹: مدولاسیون SFO-PWM چند سطحی با حامل ( $m=6$ ،  $m_a=0/8$ ،  $m_f=21$ )..... ۳۵
- شکل ۳-۱۰: مدولاسیون SFO-PWM هنگامی که حامل ها فرکانس های مختلفی دارند..... ۳۵
- شکل ۳-۱۱: کاهش سطوح در شاخصهای مدولاسیون پایین..... ۳۶
- شکل ۳-۱۲: بردارهای فضایی ولتاژ برای یک اینورتر ۶ سطحی..... ۳۷
- شکل ۳-۱۳: مدل مالتی پلکسر از اینورتر ۶ سطحی..... ۳۹
- شکل ۳-۱۴: مرجع سینوسی وحالات ولتاژ خروجی در صفحه d-q..... ۴۱
- شکل ۳-۱۵: شکل موج ولتاژ خروجی PWM حذف هارمونیک با طبقه مجازی ..... ۴۳
- شکل ۳-۱۶: شکل موج خروجی سوئیچینگ تک قطبی..... ۴۴
- شکل ۳-۱۷: منحنی جریان یک اینورتر بدون خطا در تبدیل پارک..... ۵۰
- شکل ۳-۱۸: منحنی جریان یک اینورتر در تبدیل پارک با خطا در سوئیچهای مختلف..... ۵۰
- شکل ۳-۱۹: مولفه های هارمونیک ولتاژ خروجی در حالات مختلف نرمال و خطا..... ۵۴

- شکل ۳-۲۰: یکی از شبکه های عصبی مورد استفاده در روش تبدیل فوریه..... ۵۴
- شکل ۳-۲۱: تابع ویولت مورلت ..... ۵۵
- شکل ۳-۲۲: تبدیل ویولت ..... ۵۵
- شکل ۳-۲۳: نتایج DWT: (a) شکل موج جریان اصلی و نرمالیزه شده در فاز A، (b) ضریب اول و (c) ضریب دوم..... ۵۶
- شکل ۴-۱: سیگنالهای مدولاسیون در روش ارائه شده (حاملهای مثلثی چرخان در بین سطوح)..... ۶۰
- شکل ۴-۲: ولتاژ خروجی سلولهای H-پل، ولتاژ فاز و ولتاژ خط به ازای  $m_a = 0/8$  در یک اینورتر ۷ سطحی..... ۶۱
- شکل ۴-۳: سیگنالهای مدولاسیون در روش ارائه شده در  $m_a = 0/3$ ..... ۶۲
- شکل ۴-۵: ترکیب کلی یک اینورتر هفت سطحی ماجولار سه فاز ..... ۶۴
- شکل ۴-۶: شکل موج ولتاژ خروجی فاز A در شرایط مختلف ..... ۶۵
- شکل ۴-۷: شکل موج ولتاژ خروجی فاز A در شرایط اتصال کوتاه در SA+ در نبود منبع DC..... ۶۶
- شکل ۴-۸: شکل موج ولتاژ خروجی فاز A در شرایط خطای OC در SA+ در هر سه سلول ..... ۶۷
- شکل ۴-۹: فلوجارت کلی روش پیشنهاد شده جهت تشخیص و رفع خطا ..... ۶۸
- شکل ۴-۱۰: هیستوگرام ولتاژ خروجی ..... ۷۱
- شکل ۴-۱۱: الگوریتم تصحیح خطا در یک اینورتر هفت سطحی ..... ۷۵
- شکل ۵-۱: سیگنالهای گیت سوئیچها در یک اینورتر هفت سطحی  $m_a = 0/9$  در روش شیفت سطح ..... ۷۹
- شکل ۵-۲: سیگنالهای گیت سوئیچها در یک اینورتر هفت سطحی برای  $m_a = 0/9$  در روش فرکانس متغیر ..... ۷۹
- شکل ۵-۳: سیگنالهای گیت سوئیچها در یک اینورتر هفت سطحی برای  $m_a = 0/9$  در روش پیشنهادی ..... ۸۰
- شکل ۵-۴: سیگنالهای گیت سوئیچها در یک اینورتر هفت سطحی برای  $m_a = 0/3$  در روش شیفت سطح ..... ۸۰
- شکل ۵-۵: سیگنالهای گیت سوئیچها در یک اینورتر هفت سطحی برای  $m_a = 0/3$  در روش فرکانس متغیر..... ۸۱
- شکل ۵-۶: سیگنالهای گیت سوئیچها در یک اینورتر هفت سطحی برای  $m_a = 0/3$  در روش پیشنهادی ..... ۸۱
- شکل ۵-۷: شماتیک سیستم تشخیص خطا شبیه سازی شده در PSIM و MATLAB/SIMULINK ..... ۸۴
- شکل ۵-۸: ساختار یکی از شبکه های عصبی..... ۸۷
- شکل ۵-۹: یک شبکه عصبی به همراه لایه های آن..... ۸۸
- شکل ۵-۱۰: (الف) یک سیگنال ولتاژ نویزی با واریانس ۱۰۰۰ و (ب) سیگنال ولتاژ اصلی بدون نویز..... ۸۹
- شکل ۵-۱۱: درصد خطا بر حسب واریانس نویز در شبکه های مختلف (به ازای شاخصهای مدولاسیون مشخص)..... ۹۰
- شکل ۵-۱۲: الگوریتم تشخیص و رفع خطا بر روی ولتاژ خروجی در شرایط مختلف ..... ۹۳

## فهرست جداول

- جدول ۱-۲: ولتاژ خروجی هر یک از سلولهای H-پل در حالات مختلف سوئیچینگ برای یک اینورتر ۵ سطحی..... ۸
- جدول ۲-۲: ولتاژ خروجی هر یک از سلولهای H-پل برای یک اینورتر ۷ سطحی طبقاتی با منابع DC متفاوت..... ۱۴
- جدول ۱-۳: محدوده شاخص مدولاسیون بدون کاهش سطوح یا بدون شکست ولتاژ بدلیل فوق مدولاسیون ..... ۳۷
- جدول ۲-۳: نمونه عددی از قابلیت اطمینان یک اینورتر طبقاتی ۱۵ سطحی..... ۴۸
- جدول ۱-۴: سیگنالهای مربوط به گیت سوئیچها به منظور بای پس کردن سلولها در شرایط خطا..... ۷۴
- جدول ۱-۵: اعوجاج هارمونیک ولتاژ در روشهای مختلف (THD تا هارمونیک ۲۵ محاسبه شده است) ..... ۸۲
- جدول ۲-۵: تعداد دفعات سوئیچینگ هر سوئیچ در طول سه سیکل در دو شاخص مدولاسیون..... ۸۲
- جدول ۳-۵: جزئیات مربوط به شبکه های عصبی..... ۸۵
- جدول ۴-۵: کدهای باینری مربوط به کلاسهای خروجی..... ۸۶
- جدول ۵-۵: خطاها در تشخیص کلاسها در نویزهای مختلف ..... ۹۱

# فصل اول

## مقدمه

بسیاری از مدارهای صنعتی در سالهای اخیر نیاز به توان‌های سطح بالا دارند. در بسیاری از داریوها نیاز به سطح ولتاژ متوسط و نیز سطح توان مگاوات است. برای تجهیزات ولتاژ متوسط مشکل است که فقط به یک سوئیچ نیمه هادی به طور مستقیم وصل شوند. اینورترهای چندسطحی<sup>۱</sup> (MLI) یکی از بهترین راه‌حل‌ها برای دستیابی به داریوهای توان بالا می‌باشند. اهمیت داریوهای چندسطحی به حدی می‌باشد که امروزه یکی از مباحث مهم در کنفرانس‌های بین‌المللی را به خود اختصاص داده است.

مفهوم ابتدایی یک اینورتر چندسطحی برای دستیابی به سطوح توان و ولتاژ بالاتر، استفاده از یک مجموعه سوئیچ‌های نیمه هادی قدرت به همراه تعدادی منابع DC ولتاژ سطح پایین‌تر است، تا تبدیل توان را با ترکیب کردن شکل موج‌های نردبانی ولتاژ انجام دهد [۱]. اینورترهای چند سطحی نه تنها ارتباط با سطوح بالای قدرت را ممکن می‌سازند بلکه استفاده از منابع انرژی تجدید پذیر را نیز امکان پذیر می‌کنند. منابع انرژی تجدیدپذیر<sup>۲</sup> مانند فتوولتائیک، باد و سلول‌های سوختی به راحتی می‌توانند به عنوان منابع DC جداگانه برای استفاده در کاربردهایی با توان بالا به اینورترهای چندسطحی متصل شوند [۴]-[۲]. اینورترهای چندسطحی کاربردهای زیادی دارند از جمله استفاده در داریو موتورها با ولتاژ متوسط [۷]-[۵]، ادوات FACTS<sup>۳</sup> [۸]، و سیستم‌های داریو الکتریکی [۹].

<sup>1</sup> Multi Level Inverter

<sup>2</sup> Renewable Energy Sources

<sup>3</sup> Flexible AC Transmission System

یک اینورتر چند سطحی مزیت‌های زیادی نسبت به اینورترهای دوسطحی دارد. خصوصیت شکل موج نردبانی<sup>۱</sup>، ولتاژمود مشترک<sup>۲</sup> پایین تر، جریان ورودی با اعوجاج کمتر و فرکانس سوئیچینگ پایین تر از جمله آنها می‌باشند. در میان ساختارهای گوناگونی که برای اینورترهای چندسطحی وجود دارد، ساختار ماجولار<sup>۳</sup> یا H-پل طبقاتی<sup>۴</sup> به دلیل مزایای آن از جمله هزینه ساخت پایین و تعداد سطوح بالا بیشترین کاربرد را دارد. برای اینورترهای چندسطحی روش‌های مدولاسیون گوناگونی ارائه شده است که مهمترین آنها مدولاسیون چندسطحی با حامل، مدولاسیون بردار فضایی چندسطحی و مدولاسیون حذف هارمونیک انتخابی هستند و هر کدام مزایا و معایب خاص خود را دارند. در میان روش‌های مختلف روش مدولاسیون شیفت سطح با حامل نسبت به دیگر روش‌ها کاربرد بیشتری دارد. جهت بررسی عملکرد صحیح اینورترهای چندسطحی و تشخیص خطا در آنها آشنایی با ساختارها و نحوه کنترل و مدولاسیون آنها ضروری به نظر می‌رسد و لذا در این پایان نامه به آنها نیز پرداخته شده است.

علیرغم تمام امتیازات، اشکال عمده اینورترهای چندسطحی از نوع ماجولار تعداد زیاد سوئیچ-های نیمه‌هادی مورد نیاز آنهاست که باعث افزایش احتمال خطا (اتصال کوتاه یا اتصال باز) در آنها می‌گردد. اینورترهای چندسطحی در توان‌های متوسط به بالا کاربرد دارند و قابلیت اطمینان این سیستم‌ها بسیار مهم است. در صورت بروز خطا، ولتاژ و جریان خروجی نامتعادل شده و اگر موتور به مدت طولانی در این شرایط کار کند ممکن است خسارات جبران ناپذیری به آن وارد شود. سیستم‌های حفاظتی پسیو(فیوزها) هنگامی که خطایی رخ می‌دهد، منابع ورودی و سیگنال‌های درایو گیت را قطع کرده و سبب توقف کامل پروسه می‌گردند، که این خاموشی در هر ساعت خسارات زیادی را به همراه خواهد داشت، بنابراین تشخیص و رفع خطا امری ضروری است [۱۲]-[۱۰]. روش‌های متعددی

<sup>1</sup> stair case waveform quality

<sup>2</sup> common mode voltage

<sup>3</sup> Modular Multilevel Inverter

<sup>4</sup> Cascade H-Bridge Multilevel Inverter

جهت تشخیص خطا در اینورترهای چندسطحی و تصحیح عملکرد آنها در شرایط خطا در مقالات گوناگون ارائه شده است [۲۵]-[۱۳]. روشهایی مانند استفاده از تبدیل فوریه، تبدیل ویولت و تبدیل پارک از جمله آنها می‌باشند که در این پایان‌نامه بررسی شده‌اند.

## ساختار پایان‌نامه

در فصل دوم به ساختارهای مختلف اینورترهای چندسطحی اشاره شده و ساختار طبقاتی یا ماجولار مورد بررسی بیشتری قرار گرفته است. در فصل سوم روش‌های مختلف مدولاسیون، خطاهای معمول در اینورترهای چندسطحی و تاثیرات آنها بر خروجی و نیز روش‌های موجود برای تشخیص خطا در اینورترهای طبقاتی به تفصیل شرح داده شده است. در فصل چهارم روشی جهت تصحیح مدولاسیون شیفت سطح ارائه شده است و سپس روشی جهت تشخیص خطا به وسیله تحلیل هیستوگرام و شبکه عصبی پیشنهاد گردیده است. همچنین در این فصل الگوریتمی به منظور حفظ عملکرد متعادل سیستم پس از تشخیص خطا ارائه شده است. در فصل پنجم نتایج شبیه‌سازی‌ها به صورت نمودارها و جداولی ارائه شده‌اند که دقت سیستم تشخیص خطا را نشان می‌دهند و در نهایت فصل ششم به نتیجه‌گیری کلی موضوع پایان‌نامه پرداخته و نیز پیشنهادهایی در جهت ادامه کار ارائه داده است.



## فصل دوم

ساختارهای مختلف اینورترهای چندسطحی

مفهوم مبدلهای چند سطحی از سال ۱۹۷۵ مطرح شد [۲۶]. اصطلاح اینورتر چند سطحی در ابتدا با یک اینورتر سه سطحی آغاز شد [۲۷] و متعاقب آن ساختارهای مختلف اینورترهای چندسطحی گسترش یافت. ساده‌ترین مفهوم یک اینورتر چندسطحی شامل اتصالات یک مجموعه منابع DC جداگانه است که از طریق سوئیچ‌هایی به سطوح بالاتر ولتاژ متصل شده‌اند. سه ساختار اصلی اینورترهای چند سطحی که در کاربردهای صنعتی به کار رفته‌اند مطابق زیر است:

۱- اینورترهای طبقاتی ماجولار یا H-پل طبقاتی

۲- اینورترهای چند سطحی با دیودهای محدود کننده<sup>۱</sup>

۳- اینورترهای چند سطحی با خازنهای شناور<sup>۲</sup>

دیگر ساختارها ترکیبی از این سه ساختار اصلی هستند. در ادامه در مورد این ساختارها توضیحات بیشتری داده شده و به کاربردها و مزایای مختلف یک اینورتر طبقاتی ماجولار به طور گسترده‌تر پرداخته شده است.

## ۲-۱- ساختار اینورتر طبقاتی ماجولار یا H-پل طبقاتی

اینورترهای چند سطحی H-پل طبقاتی یکی از پرکاربردترین ساختارهای استفاده شده در درایوهای ولتاژ متوسط و توان بالا هستند. این ساختار ترکیبی از سلول‌های H-پل<sup>۳</sup> تکفاز یا ماجول‌ها

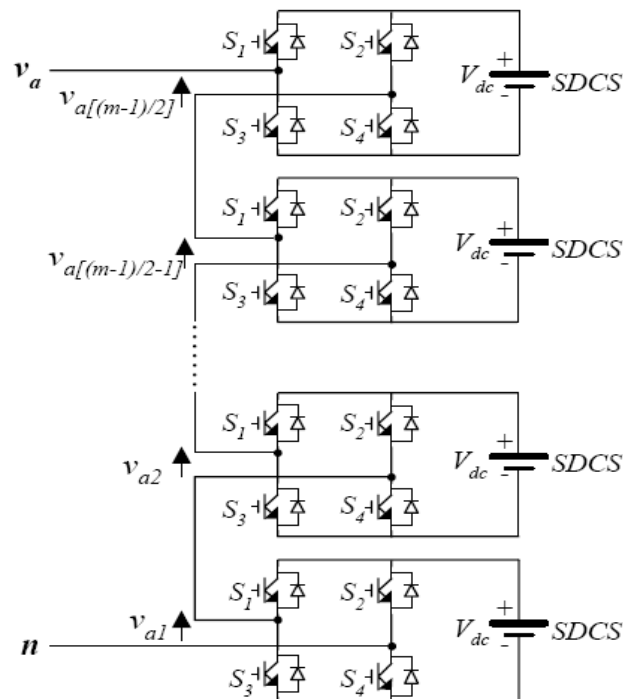
<sup>۱</sup> Diode Clamped Multilevel Inverter

<sup>۲</sup> Flying Capacitor Multilevel Inverter

<sup>۳</sup> H-bridge Cell

است. این سلول‌های H-پل به صورت طبقاتی به هم اتصال یافته‌اند تا به ولتاژی با سطح متوسط و اعوجاج هارمونیکی پایین دست یابند. در عمل تعداد سلول‌های H-پل در یک اینورتر طبقاتی به-طور کلی توسط سطح ولتاژ عملیاتی و با در نظر گرفتن هزینه ساخت آن تعیین می‌شود. برای نمونه در درایوهای متوسطی با سطح ولتاژ خط به خط ۳۳۰۰ ولت، یک اینورتر طبقاتی نه‌سطحی می‌تواند استفاده شود، که تعداد سلول‌های قدرت آن در کل سه فاز ۱۲ تا (هر فاز ۴ سلول) با منابع ۶۰۰ ولتی می‌باشد. استفاده از سلول‌های قدرت یکسان، ایجاد یک ساختار ماجولار یا طبقاتی می‌کند که این عامل موثری در کاهش هزینه می‌باشد. اینورتر چندسطحی طبقاتی به تعدادی منبع DC ایزوله شده نیاز دارد که هر کدام از آن‌ها یک سلول قدرت H-پل را تغذیه می‌کند.

یک ساختار تک‌فاز از یک اینورتر طبقاتی  $m$  سطحی در شکل ۱-۲ نشان داده شده‌است. هر یک از منابع DC جداگانه به یک اینورتر تمام پل یا H-پل تک فاز متصل شده‌است. هر یک از اینورترها می‌تواند سه سطح ولتاژ خروجی مختلف  $+V_{dc}$ ،  $0$  و  $-V_{dc}$  را با اتصال منبع DC مربوطه به خروجی AC و با ترکیبات مختلف چهار سوئیچ  $S_1$ ،  $S_2$ ،  $S_3$  و  $S_4$  تولید کند.



شکل ۱-۲: ساختار تک فاز یک اینورتر H-پل طبقاتی چند سطحی [۱]

سوئیچهای  $S_1$  و  $S_3$  به صورت مکمل یکدیگر کار می‌کنند (هنگامی که  $S_1$  روشن است  $S_3$  خاموش است و بالعکس) و نیز  $S_2$  و  $S_4$  مکمل یکدیگرند، در غیر این صورت منبع ورودی اتصال کوتاه می‌شود. برای بدست آوردن  $+V_{dc}$  سوئیچهای  $S_1$  و  $S_4$  روشن می‌شوند در حالیکه  $-V_{dc}$  با روشن شدن  $S_2$  و  $S_3$  بدست می‌آید. با روشن شدن  $S_1$  و  $S_2$  یا  $S_3$  و  $S_4$  ولتاژ خروجی صفر است. سرهای خروجی سمت AC تمام طبقات اینورتر تمام پل طبقاتی به صورت سری متصل شده‌اند، به طوری که شکل موج ولتاژ ترکیبی در طرف AC، مجموع خروجی‌های هر یک از سلول‌هاست. حالات مختلف سوئیچینگ و نیز ولتاژ خروجی در این حالات برای یک اینورتر ۵ سطحی با دو سلول H-پل و منابع DC جداگانه یکسان با مقدار E در جدول ۱-۲ آورده شده است.

با توجه به جدول ۱-۲ مشاهده می‌شود که بعضی از سطوح ولتاژ توسط بیش از یک حالت سوئیچینگ به دست می‌آیند. برای مثال سطح ولتاژ E می‌تواند توسط ۴ حالت مختلف سوئیچینگ به دست آید. این حالات را حالات سوئیچینگ اضافی می‌گویند. حالات سوئیچینگ اضافی یک پدیده

جدول ۱-۲: ولتاژ خروجی هر یک از سلولهای H-پل در حالات مختلف سوئیچینگ برای یک اینورتر ۵ سطحی طبقاتی [۲۸]

Output Voltage	Switching State				V(cell1)	V(cell2)
	S1(cell1)	S2(cell1)	S1(cell2)	S2(cell2)		
$2E$	1	0	1	0	$E$	$E$
$E$	1	0	1	1	$E$	0
	1	0	0	0	$E$	0
	1	1	1	0	0	$E$
	0	0	1	0	0	$E$
0	0	0	0	0	0	0
	0	0	1	1	0	0
	1	1	0	0	0	0
	1	1	1	1	0	0
	1	0	0	1	$E$	$-E$
	0	1	1	0	$-E$	$E$
$-E$	0	1	1	1	$-E$	0
	0	1	0	0	$-E$	0
	1	1	0	1	0	$-E$
	0	0	0	1	0	$-E$
$-2E$	0	1	0	1	$-E$	$-E$

معمول در مبدل‌های چندسطحی است که انعطاف‌پذیری بالایی را برای طراحی الگوی سوئیچینگ، به خصوص برای روش‌های مدولاسیون بردار فضایی، فراهم می‌آورد.

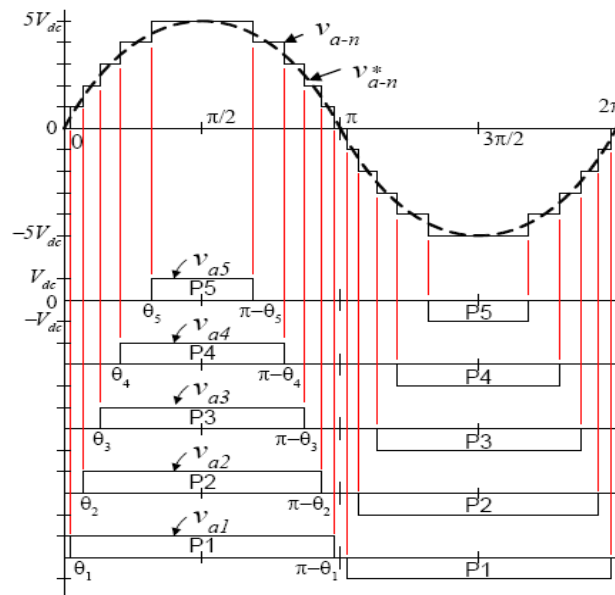
تعداد سطوح ولتاژ فاز خروجی یک اینورتر طبقه‌بندی با استفاده از رابطه ۱-۲ بدست می‌آید:

$$m = 2S + 1 \quad (1-2)$$

که در آن  $m$  تعداد سطوح اینورتر و  $S$  تعداد منابع DC جداگانه است. تعداد سطوح ولتاژ برای اینورتر H-پل طبقه‌بندی همیشه فرد است [۲۸]. تعداد کل سوئیچ‌هایی که در هر سه فاز یک اینورتر طبقه‌بندی به کار رفته است از رابطه (۲-۲) بدست می‌آید:

$$N_{sw} = 6(m-1) \quad (2-2)$$

یک نمونه شکل موج ولتاژ فاز برای یک اینورتر H-پل طبقه‌بندی یازده سطحی با ۵ عدد SDC<sup>۱</sup> (منابع DC جداگانه) و ۵ پل کامل در شکل ۲-۲ نشان داده شده است که در آن ولتاژ فاز  $V_{an} = V_{a1} + V_{a2} + V_{a3} + V_{a4} + V_{a5}$  می‌باشد.



شکل ۲-۲: شکل موج ولتاژ فاز خروجی از یک اینورتر طبقه‌بندی ۱۱ سطحی با ۵ منبع DC جداگانه [۱]

<sup>۱</sup> Separate DC Source

برای یک شکل موج پله‌ای مانند آنچه در شکل ۲-۲ نشان داده شده است با  $s$  پله، بسط فوریه از رابطه (۳-۲) به دست می‌آید:

$$V(\omega t) = \frac{4v_{dc}}{\pi} \sum_n [\cos(n\theta_1) + \cos(n\theta_2) + \dots + \cos(n\theta_s)] \frac{\sin(n\omega t)}{n}, \quad n = 1, 3, 5, \dots \quad (3-2)$$

با استفاده از رابطه (۳-۲) دامنه ضرایب فوریه هنگامی که نسبت به  $V_{dc}$  نرمالیزه<sup>۱</sup> شده باشند با رابطه (۴-۲) بدست می‌آید:

$$H(n) = \frac{4}{\pi n} [\cos(n\theta_1) + \cos(n\theta_2) + \dots + \cos(n\theta_s)], \quad n = 1, 3, 5, 7, \dots \quad (4-2)$$

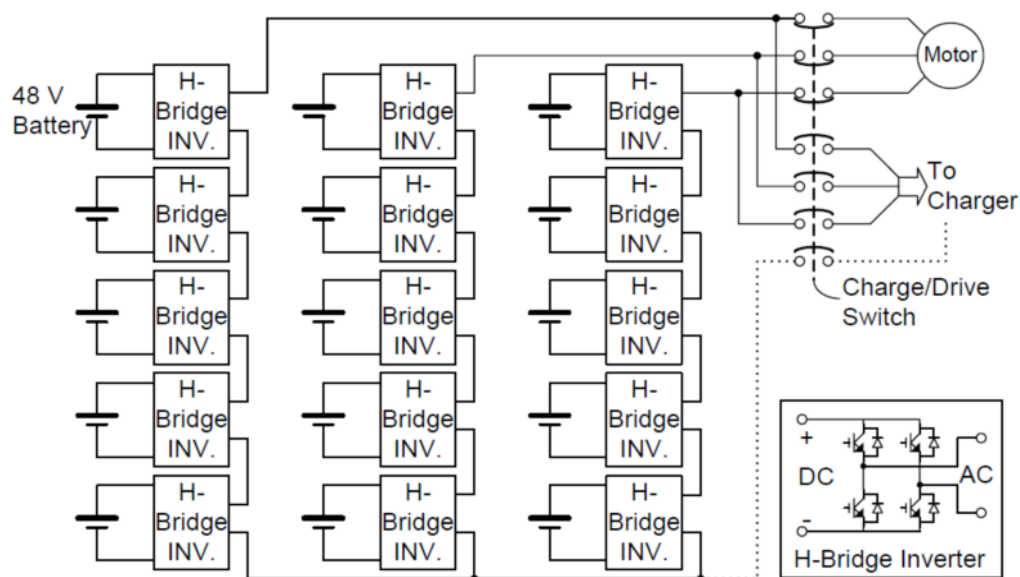
زوایای هدایت  $\theta_1$  و  $\theta_2$  و ... و  $\theta_s$  می‌توانند طوری انتخاب شوند که اعوجاج هارمونیک<sup>۲</sup> و لتاژ (THD) و لتاژ<sup>۳</sup> می‌نیمم شود. بطور کلی این زوایا طوری انتخاب می‌شوند که هارمونیک‌های فرکانس پایین مهم مثلاً ۵ام، ۷ام، ۱۱ام و ۱۳ام حذف شوند. جزئیات بیشتر در این مورد در فصل بعد ارائه شده است.

اینورترهای طبقاتی سه فاز می‌توانند به صورت اتصال ستاره و یا مثلث متصل شوند، که نمونه‌ای از اتصال ستاره آنها در شکل ۲-۳ نشان داده شده است. اینورترهای طبقاتی ماجولار علاوه بر درایو موتورها در کاربردهایی نظیر تولید توان راکتیو استاتیک<sup>۳</sup>، ارتباط با منابع انرژی تجدیدپذیر و استفاده در باتری‌ها بیشترین کاربرد را دارند. کنترل توان راکتیو تولیدی سیستم قدرت یکی از کاربردهای آنها است. در انتقال توان AC در فواصل زیاد و نیز با رشد بار، کنترل فعال توان راکتیو برای پایدارسازی سیستم قدرت و نگهداری و لتاژ مورد نیاز امری ضروری است. تولید توان راکتیو توسط اینورترهای سنتی یکی از روشهای کنترل توان راکتیو می‌باشد. این سیستم‌ها دارای اشکالاتی از جمله تجهیزات گرانیقیمت، تلفات بالا در حدود ۵۰٪ تلفات کل سیستم، حجم زیاد و امکان خطای بالا به دلیل وجود ترانسفورماتورها هستند. اینورترهای چندسطحی نیاز به ترانسفورماتورهای مورد استفاده در اینورترهای سنتی را مرتفع می‌سازند.

<sup>1</sup> Normalized

<sup>2</sup> Total Harmonic Distortion

<sup>3</sup> Static Var Generation



شکل ۲-۳: ترکیب اتصال ستاره سه فاز اینورترهای طبقاتی جهت استفاده در درایو موتورها و شارژر باتری [۱]

یک اینورتر طبقاتی چند سطحی می‌تواند به صورت موازی به یک سیستم الکتریکی متصل شود و جریان راکتیو را از سیستم بکشد یا به آن تغذیه کند. بدین ترتیب اینورتر می‌تواند هم ضریب توان جریان کشیده شده از منبع و هم ولتاژ باس سیستم الکتریکی را که اینورتر به آن متصل شده است تنظیم کند [۲۹].

اینورترهای طبقاتی ماجولار به دلیل اینکه به منابع DC جداگانه در ورودی نیاز دارند برای اتصال منابع انرژی تجدیدپذیر به یک شبکه AC بهترین انتخابند، که این موردی است که در کاربردهایی نظیر فتوولتائیک و سلولهای سوختی به کار می‌رود. از آنجا که اینورترهای طبقاتی ترانسفورماتورهای مورد نیاز مصرف کننده را حذف می‌کنند کاهش هزینه زیادی را به همراه خواهند داشت [۳۰].

اینورترهای طبقاتی همچنین به عنوان درایو در وسایل نقلیه الکتریکی همچون خودرو برقی و یا ترن برقی که در آنها باتری‌ها و ابرخازنهای مختلفی به عنوان منابع DC جداگانه استفاده می‌شوند کاربرد دارند [۱].

مهمترین مزایا و معایب اینورترهای H-پل طبقاتی چندسطحی مطابق زیر هستند:

مزایا [۱]:

- ۱- تعداد سطوح ولتاژ خروجی بیش از دو برابر تعداد منابع DC می‌باشد ( $m=2S+1$ ) و تعداد سطوح بالا میزان هارمونیک کمتر و THD ولتاژ پایین‌تری را به دنبال دارد.
- ۲- سری‌های H-پل را برای طرح بندی و بسته بندی یکسان می‌سازند که این عمل پروسه تولیدی را ارزان‌تر و سریع‌تر می‌سازد.

معایب [۱]:

- ۱- منابع DC جداگانه برای هر یک از H-پل‌ها لازم است که این کاربرد آن را در صناعی که تا کنون منابع DC چندگانه به صورت آماده در دسترس داشته‌اند محدود می‌کند.

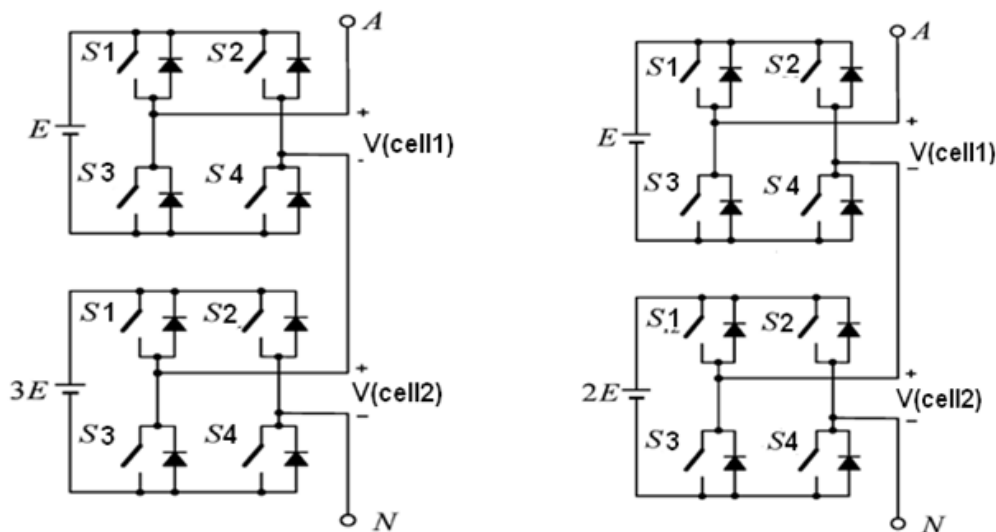
## ۲-۲- دیگر ساختارها با استفاده از اینورتر طبقاتی

### ۲-۲-۱- اینورتر H-پل طبقاتی با منابع ولتاژ DC غیریکسان

منابع ولتاژ DC مربوط به سلول‌های H-پل که در بخش قبلی ارائه شده بود، همگی یکسان می‌باشند. گاهی اوقات منابع ولتاژ DC مختلفی با ولتاژهای DC غیریکسان برای سلول‌های قدرت استفاده می‌شوند. با وجود این منابع غیریکسان تعداد سطوح ولتاژ می‌تواند افزایش یابد بدون این که تعداد سلول‌های H-پل افزایش یابد. این روش اجازه می‌دهد که در شکل موج ولتاژ خروجی، برای یک تعداد معین از سلول‌های قدرت، پله‌های ولتاژ بیشتری را داشته باشیم.

شکل ۲-۴ دو ساختار مختلف را نشان می‌دهد که در آنها ولتاژهای DC برای سلول‌های H-پل، غیریکسان هستند. در ساختار هفت سطحی، ولتاژهای DC برای دو سلول H1 و H2 به ترتیب E و 2E هستند. در این حالت اینورتر چندسطحی قادر است با حالات مختلف سوئیچینگ هفت سطح ولتاژ را تولید کند:  $-3E$ ،  $-2E$ ،  $-E$ ،  $0$ ،  $E$ ،  $2E$  و  $3E$ . رابطه بین سطوح ولتاژ و حالات مختلف سوئیچینگ مربوطه در جدول ۲-۲ خلاصه شده است.





ب) اینورتر طبقاتی دوسلولی و نه سطحی

الف) اینورتر طبقاتی دوسلولی و هفت سطحی

شکل ۲-۴: دیاگرام تکفاز از اینورترهای طبقاتی با منابع DC غیریکسان [۲۸]

در ساختار نه سطحی، ولتاژ DC سلول ۲ سه برابر سلول ۱ می‌باشد. همه نه سطح ولتاژ می‌تواند با جای گذاری ولتاژ خروجی سلول ۲ به صورت  $V(\text{cell}2) = \pm 3E$  به جای  $\pm 2E$  در جدول ۲-۲ بدست آید و سپس ولتاژ فاز اینورتر  $V_{AN}$  محاسبه شود.

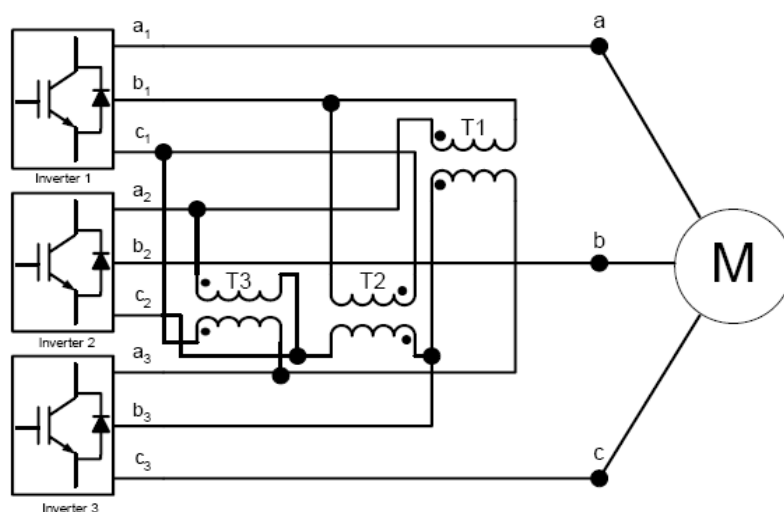
جدول ۲-۲: ولتاژ خروجی هر یک از سلولهای H-پل در حالات مختلف سوئیچینگ برای یک اینورتر ۷ سطحی طبقاتی با منابع DC متفاوت [۲۸]

ولتاژ خروجی	حالات سوئیچینگ				V(cell1)	V(cell2)
	S1(cell1)	S2(cell1)	S1(cell2)	S2(cell2)		
3E	1	0	1	0	E	2E
2E	1	1	1	0	0	2E
	0	0	1	0	0	2E
E	1	0	1	1	E	0
	1	0	0	0	E	0
	0	1	1	0	-E	2E
0	0	0	0	0	0	0
	0	0	1	1	0	0
	1	1	0	0	0	0
	1	1	1	1	0	0
-E	1	0	0	1	E	-2E
	0	1	1	1	-E	0
	0	1	0	0	-E	0
-2E	1	1	0	1	0	-2E
	0	0	0	1	0	-2E
-3E	0	1	0	1	-E	-2E

محدودیت‌هایی در رابطه با اینورتر طبقاتی با ولتاژهای DC غیریکسان وجود دارد: مزیت‌های ساختار ماجولار از دست می‌رود و علاوه بر آن طراحی الگوی سوئیچینگ با توجه به کاهش حالات سوئیچینگ اضافی سخت‌تر می‌شود. بنابراین این ساختار از اینورتر طبقاتی محدودیت‌هایی در کاربردهای صنعتی دارد.

## ۲-۲-۲- اینورترهای طبقاتی با استفاده از ترانسفورماتور

نوع دیگری از اینورترهای طبقاتی با استفاده از ترانسفورماتور و اینورترهای دوسطحی سه فاز استاندارد نیز ارائه شده است که مدار آن در شکل ۲-۵ نشان داده شده است. این اینورتر از ترانسفورماتورهایی در خروجی استفاده می‌کند تا ولتاژهای مختلف را با یکدیگر جمع کند [۳۱]. لازم است که خروجی‌های سه اینورتر با اختلاف  $120^\circ$  بین هر فاز سنکرون شوند، برای مثال برای بدست آوردن یک ولتاژ سه سطحی بین خروجی‌های a و b، ولتاژ خروجی می‌تواند به صورت  $V_{ab} = V_{a1-b1} + V_{b1-a2} + V_{a2-b2}$  ترکیب شود. در اینجا ترانسفورماتور ایزوله شده استفاده می‌شود تا افزایش ولتاژ را میسر سازد. با سه اینورتر سنکرون شده، ولتاژهای  $V_{a1-b1}$ ،  $V_{b1-a2}$ ،  $V_{a2-b2}$  همگی در فاز هستند، بنابراین سطح خروجی می‌تواند سه برابر شود.



شکل ۲-۵: اینورتر چندسطحی طبقاتی با استفاده از ترانسفورماتور و اینورترهای دوسطحی سه فاز [۳۱]

مزیت استفاده از اینورترهای چندسطحی طبقاتی با ترانسفورماتورها و با استفاده از اینورترهای دوسطحی سه فاز استاندارد این است که سه اینورتر یکسان اند و کنترل آنها راحت است اما به هر حال علاوه بر سه اینورتر با منابع DC جداگانه ترانسفورماتورهایی نیز مورد نیازند تا ولتاژ خروجی را جمع کنند.

### ۲-۳- اینورتر چندسطحی بادیوهای محدود کننده

اینورتر نقطه خنثی<sup>۱</sup> که در سال ۱۹۸۱ توسط آکاگی<sup>۲</sup>، تاکاهاشی<sup>۳</sup> و نبئی<sup>۴</sup> ارائه شد، در واقع اولین اینورتر سه سطحی با دیوهای محدود کننده بود [۲۷]. در سال ۱۹۹۰ محققان زیادی مقالاتی را منتشر کردند که نتایج تجربی را برای اینورترهایی با دیوهای محدودکننده ۴، ۵ و ۶ سطحی بیان می کرد که برای استفاده در جبران سازی توان راکتیو، درایو موتور با سرعت متغیر و اتصال داخلی سیستم ولتاژ بالا کاربرد داشت.

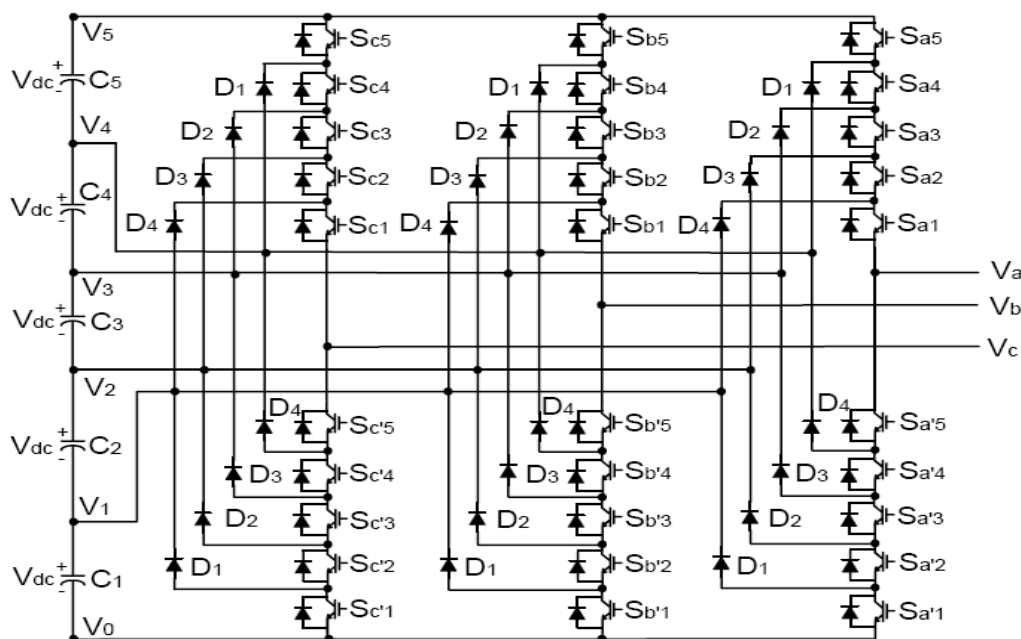
در شکل ۲-۶ یک ساختار ۶ سطحی سه فاز از یک اینورتر با دیوهای محدود کننده نشان شده است. در این ساختار نیازی به منابع DC جداگانه نیست و از یک منبع DC مشترک (لینک DC) استفاده شده است [۳]. یک اینورتر  $m$  سطحی با دیوهای محدود کننده یک ولتاژ فاز خروجی  $m$  سطحی و یک ولتاژ خط خروجی  $(2m - 1)$  سطحی دارد و تعداد دیوهای مورد نیاز برای هر فاز  $(m-1) \times (m-2)$  خواهد بود (در صورتی که هر یک از دیوهای محدودکننده با سوئیچها مرتبه ولتاژ یکسانی داشته باشند، یعنی  $D_n$  نیاز به  $n$  دیود به صورت سری دارد). بنابراین تعداد دیوهای محدودکننده به صورت مجذور با تعداد سطوح در یک اینورتر با دیوهای محدود کننده متناسب است. مزایا و معایب اینورترهای چند سطحی بادیوهای محدود کننده در زیر آمده است:

<sup>1</sup> Neutral Point

<sup>2</sup> Akagi

<sup>3</sup> Takahashi

<sup>4</sup> Nabae



شکل ۲-۶: ساختار ۶ سطحی سه فاز از یک اینورتر با دیودهای محدود کننده [۱]

مزایا [۱]:

۱- تمام فازها یک باس DC مشترک دارند که تعداد خازنهای موردنیاز اینورتر را می نیمم می کند و به همین دلیل نیز نه تنها یک ساختار پشت به پشت<sup>۱</sup> را ممکن می سازد بلکه برای استفاده هایی نظیر یک ارتباط دهنده پشت به پشت ولتاژ بالا یا یک درایو با سرعت متغیر، کاربرد خواهد داشت.

۲- بازده برای سوئیچینگ فرکانس اصلی بالاست.

معایب [۱]:

۱- پخش توان حقیقی برای اینورتر دشوار است زیرا سطوح DC میانه، بدون کنترل و نظارت دقیق گرایش به این دارند که دشارژ یا اضافه شارژ شوند.

۲- تعداد دیودهای محدودکننده موردنیاز با مجذور تعداد سطوح متناسب است که این می تواند برای واحدهایی که دارای تعداد سطوح بالا هستند سنگین باشد.

<sup>1</sup> Back to back

یکی از کاربردهای اینورتر چند سطحی با دیودهای محدودکننده ایجاد ارتباط بین یک خط انتقال DC ولتاژ بالا و یک خط انتقال AC است. کاربرد دیگر آن درایو سرعت متغیر برای موتورهای قدرت بالا و ولتاژ متوسط در حدود  $2/4$  KV تا  $13/8$  KV می باشد. همچنین دو اینورتر چند سطحی با دیودهای محدود کننده می توانند به صورت پشت به پشت متصل شوند و سپس ترکیب آنها می تواند به صورت آرایش سری- موازی به سیستم الکتریکی متصل شود و به عنوان یک ارتباط دهنده DC ولتاژ بالا بین دو سیستم AC آسنکرون و نیز به عنوان یک یکسوساز/ اینورتر برای درایو موتور با سرعت قابل تنظیم در موتورهای ولتاژ بالا به کار رود.

در ادامه توضیح داده خواهد شد که اینورترهای چندسطحی با خازنهای شناور هم یک لینک DC مشترک دارند، اما هر فاز نیاز به خازنهای کمکی اضافه متعددی دارد که این خازنهای اضافی، اساساً به قیمت و اندازه تثبیت کننده می افزایند [۳].

## ۲-۴- اینورتر چند سطحی با خازنهای شناور<sup>۱</sup>

مینارد<sup>۲</sup> و فوچ<sup>۳</sup> در سال ۱۹۹۲ یک اینورتر با استفاده از خازنهای شناور پیشنهاد کردند. ساختار این اینورتر مشابه اینورتر با دیودهای محدود کننده می باشد و فقط به جای استفاده از دیودهای محدود کننده از خازنهایی در اینورتر استفاده شده است [۳۳].

ساختار سه فاز مدار اینورتر شش سطحی با خازنهای شناور در شکل ۲-۷ نشان داده شده است. این ساختار یک ساختار نردبانی از خازنهای سمت DC دارد که ولتاژ روی هر خازن با خازن بعدی متفاوت است، افزایش ولتاژ بین دو پای مجاور خازن، در شکل موج خروجی سائز پله های ولتاژ را می دهد.

یک مزیت اینورتر با خازنهای شناور این است که برای سطوح ولتاژ داخلی حالات سوئیچینگ اضافی دارد به عبارت دیگر دو تا یا بیشتر از دو تا از ترکیبات سوئیچها می تواند یک ولتاژ خروجی را

<sup>1</sup> Flying Capacitor

<sup>2</sup> Meynard

<sup>3</sup> Foch

ایجاد کند. برخلاف اینورتر با دیودهای محدود کننده، در اینورتر با خازنهای شناور نیازی نیست که تمام سوئیچهایی که روشن هستند به صوت مجموعه های متوالی و پی در پی باشند.

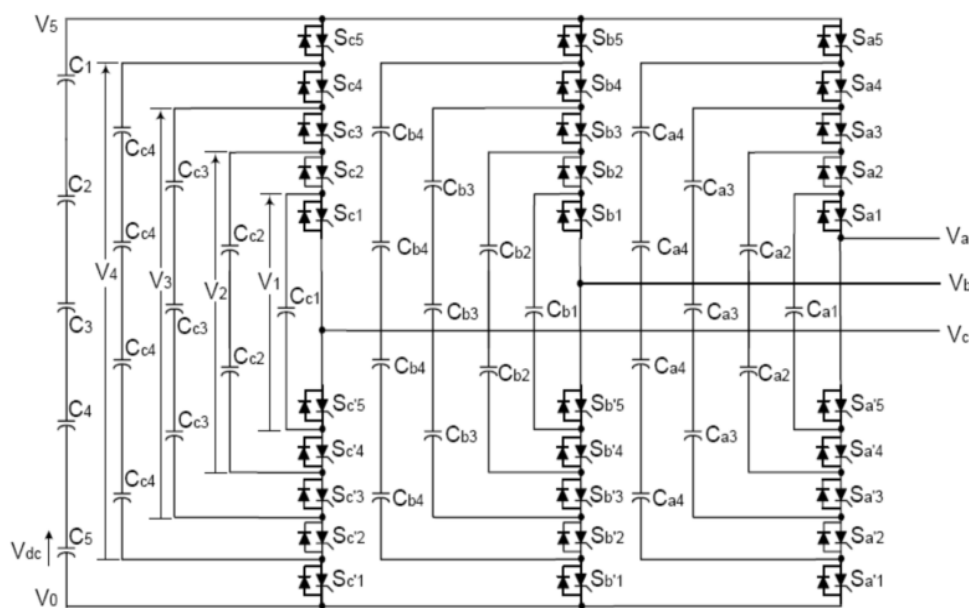
به علاوه اینورتر با خازنهای شناور دارای حالات سوئیچینگ اضافی فاز است، در حالی که اینورتر با دیودهای محدود کننده فقط حالات سوئیچینگ اضافی خط به خط دارد. این حالات سوئیچینگ اضافی اجازه انتخاب خازنهای مخصوص شارژ و دشارژ را می دهد که می تواند با سیستم کنترلی همسو شود و برای متعادل کردن ولتاژها در میان سطوح مختلف به کار رود [۱].

علاوه بر (m-1) تا خازن باس DC، در این نوع اینورتر نیاز به  $(m-1) \times (m-2) / 2$  تا خازن کمکی است (اگر مرتبه ولتاژ خازنهای با سوئیچهای اصلی یکسان باشد). یکی از کاربردهای ارائه شده برای اینورترهای چند سطحی با خازنهای شناور جبران سازی توان راکتیو است.

مهمترین مزایا و معایب اینورترهای چند سطحی با خازن شناور در زیر آمده است:

مزایا [۱]:

- ۱- حالات سوئیچینگ اضافی فاز برای متعادل کردن سطوح ولتاژ خازنها در دسترس است.
- ۲- پخش توان اکتیو و راکتیو می تواند کنترل شود.



شکل ۲-۷: ساختار سه فاز ۶ سطحی یک اینورتر با خازن های شناور [۱]

۳- تعداد زیاد خازن‌ها اینورتر را قادر می‌سازد که در قطعی‌های کوتاه مدت و افت ولتاژهای شدید کار کند.

معایب [۱]:

- ۱- دشوار است که تمام سطوح ولتاژ را برای تمام خازن‌ها کنترل کنیم و همچنین پیش شارژ کردن تمام خازن‌ها به سطح ولتاژ یکسان و راه اندازی آن دشوار است.
- ۲- بازده برای انتقال توان اکتیو پایین است. تعداد زیاد خازن‌ها هم گران‌تر و هم حجیم‌تر از دیودهای محدود کننده در اینورترهای چند سطحی با دیودهای محدود کننده است.
- ۳- بسته بندی کردن<sup>۱</sup> در اینورترهایی با تعداد سطوح زیاد نیز دشوارتر است.

## ۲-۵- دیگر ساختارهای اینورترهای چند سطحی

علاوه بر سه ساختار پایه اینورترهای چندسطحی که قبلاً بحث شد، ساختارهای دیگری نیز ارائه شده است. اگرچه بیشتر آنها مدارهای ترکیبی هستند که از ترکیب دو ساختار پایه چند سطحی و یا اندکی تغییر در آنها ایجاد شده‌اند که در ادامه بعضی از این ساختارها معرفی شده و به‌طور خلاصه تشریح می‌شود.

### ۲-۵-۱- ساختار چند سطحی کلی

اینورترهای چندسطحی موجود مانند ساختارهایی با دیودهای محدودکننده و خازن‌های شناور می‌توانند از ساختار کلی اینورتر نتیجه گرفته شوند که ساختار P2 نامیده شده و به وسیله پنگ<sup>۲</sup> ارائه شده و در شکل ۲-۸ نشان داده شده است. این ساختار یک ساختار چند سطحی کامل را فراهم می‌آورد که اینورترهای چند سطحی موجود را به طور کلی دربرمی‌گیرد.

<sup>1</sup> Packaging

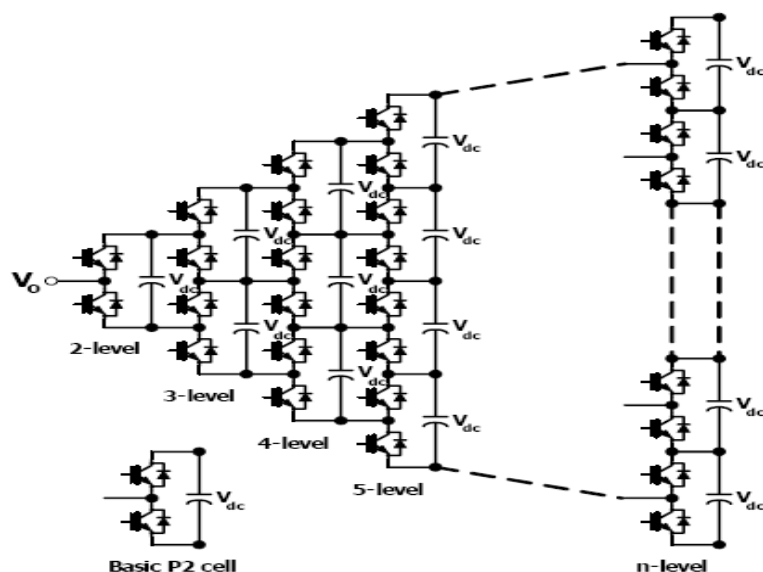
<sup>2</sup> Peng

شکل ۲-۸ ساختار کلی P2 را برای هر فاز اینورتر چند سطحی نشان می‌دهد. ولتاژ هرسوئیچ، دیود یا خازن  $1V_{dc}$  است یا  $1/(m-1)$  برابر ولتاژ باس DC است. هر اینورتر با هر تعداد سطح که شامل اینورتر دوسطحی معمول است، می‌تواند به وسیله این ساختار کلی به دست آید [۲۹].

### ۲-۵-۲- اینورتر چند سطحی ترکیبی با سطوح هیبرید<sup>۱</sup>

برای کاهش تعداد منابع DC برای کاربردهای توان بالای ولتاژ بالا با اینورترهای طبقاتی ماجولار، می‌توان از اینورترهایی با خازن شناور یا با دیود محدودکننده استفاده کرد و سلول‌های پل کامل را در یک اینورتر طبقاتی جابجا کرد.

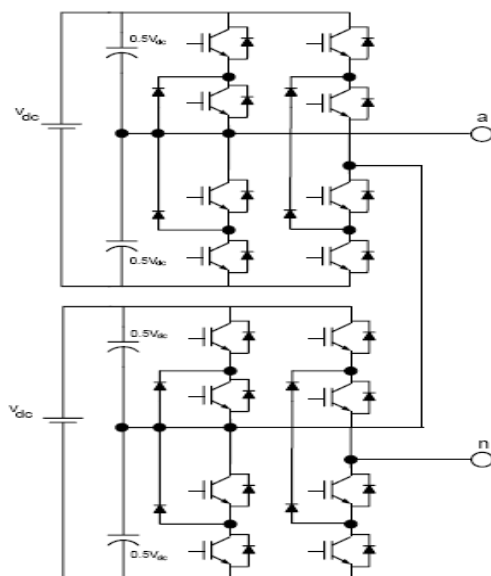
یک مثال در شکل ۲-۹ نشان داده شده است. یک اینورتر طبقاتی ۵ سطحی که از یک اینورتر سه سطحی با دیودهای محدودکننده به عنوان سلول استفاده کرده است. برای مثال یک اینورتر H-پل طبقاتی ۹ سطحی، ۴ منبع DC جداگانه برای هر فاز و ۱۲ تا برای یک اینورتر سه فاز نیاز دارد. اگر یک اینورتر پنج سطحی جایگزین سلول تمام پل شود، سطح ولتاژ برای هر سلول دو برابر می‌شود. بنابراین برای اینکه به همان ۹ سطح برای هر فاز دست پیدا کنیم، فقط ۲ منبع DC جداگانه برای هر فاز و ۶ تا برای اینورتر سه فاز نیاز است.



شکل ۲-۸: ساختار کلی P2 برای هر فاز یک اینورتر چندسطحی [۱]

<sup>۱</sup> Hybrid





شکل ۲-۹: واحد هیبرید با سطوح هیبرید با استفاده از اینورتر سه سطحی با دیودهای محدود کننده به عنوان سلول طبقاتی [۱]

این پیکربندی، واحدهای چند سطحی ترکیبی، با سطوح هیبرید دارد. زیرا شامل سلول‌های چندسطحی به عنوان بلوک ساختاری اینورتر چندسطحی است. مزیت این ساختار این است که به تعداد کمتری منابع DC جداگانه نیاز دارد و عیب این ساختار این است که کنترل آن به خاطر ساختار هیبرید آن پیچیده خواهد بود.

## ۲-۶- خلاصه

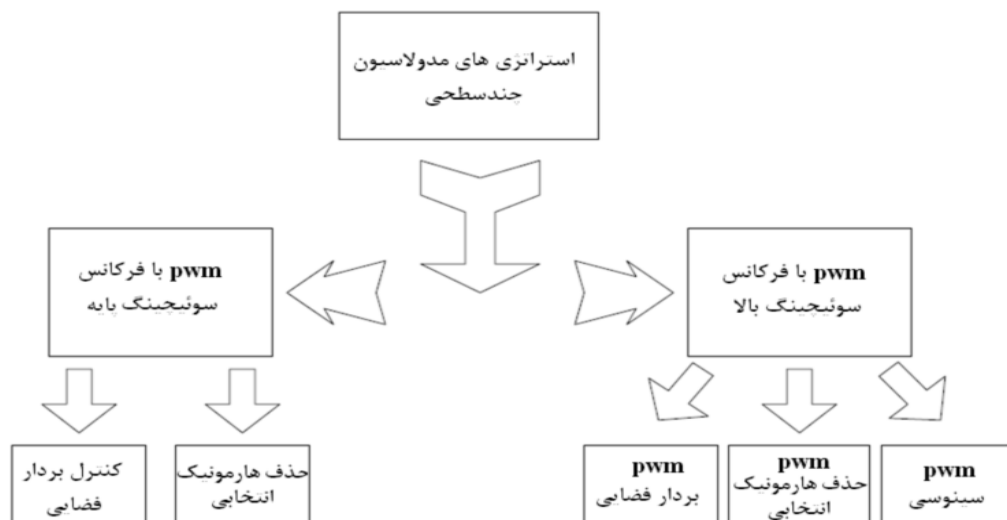
ترکیبات و ساختارهای گوناگون و متنوعی برای اینورترهای چندسطحی وجود دارد که مهمترین آنها در این فصل ذکر شد و مزایا و معایب ساختارهای مختلف شرح داده شد. همچنین به ساختار ماجولار یا H-پل طبقاتی به دلیل اهمیت آن بیشتر پرداخته شد. در بخش بعدی به شیوه‌های مدولاسیون عرض پالس مختلف از جمله مدولاسیون چندسطحی با حامل، بردار فضایی چندسطحی و حذف هارمونیک انتخابی پرداخته شده است و پس از آن انواع خطاها و روش‌های تشخیص خطا در اینورترهای چندسطحی که تا کنون ارائه شده‌اند مورد بررسی قرار گرفته است.

## فصل سوم

روش‌های مدولاسیون و تشخیص خطا در

اینورترهای چندسطحی

روش‌های مختلف مدولاسیون عرض پالس<sup>۱</sup> (PWM) دوسطحی را می‌توان جهت استفاده در اینورترهای چندسطحی اصلاح نمود. مدولاسیون اینورترهای چندسطحی را می‌توان بر اساس فرکانس سوئیچینگ طبقه‌بندی نمود که در شکل ۱-۳ آورده شده است. سه روش مدولاسیون چند سطحی که بیشترین کاربرد را دارند عبارتند از: PWM چندسطحی با حامل<sup>۲</sup>، حذف هارمونیک انتخابی<sup>۳</sup> و بردار فضایی چندسطحی<sup>۴</sup>، که همگی گسترش روش‌های مدولاسیون دو سطحی سنتی به سطوح متعدد است. دیگر روش‌های مدولاسیون چندسطحی به میزان کمتری توسط محققان استفاده شده است، لذا در این فصل فقط این سه روش مهم مورد بحث و بررسی قرار گرفته است.



شکل ۱-۳: طبقه بندی روش‌های مدولاسیون PWM اینورترهای چند سطحی

<sup>1</sup> Pulse width modulation

<sup>2</sup> Multilevel Carrier Based PWM

<sup>3</sup> Selective Harmonic Elimination

<sup>4</sup> Space Vector PWM

در ادامه بر ضرورت تشخیص خطا در اینورترهای چندسطحی تاکید شده، انواع خطاهای ممکن در اینورترهای چندسطحی و اثرات آنها بر روی خروجی بیان گشته و روش‌های موجود جهت تشخیص خطا مورد بررسی قرار گرفته است.

### ۳-۱- انواع روشهای مدولاسیون عرض پالس

#### ۳-۱-۱- PWM چند سطحی با حامل

تکنیک‌های مدولاسیون با حامل توسط دانشمندان زیادی برای کنترل سوئیچ‌های اکتیو در یک مبدل چندسطحی گسترش یافته‌اند. روش‌های PWM با حامل برای اینورترهای چند سطحی می‌تواند به طور کلی به دو دسته تقسیم شود: مدولاسیون شیفت فاز<sup>۱</sup> و مدولاسیون شیفت سطح<sup>۲</sup>، که هر دو شیوه مدولاسیون را می‌توان برای اینورترهای H-پل طبقاتی به کار برد.

#### ۳-۱-۱-۱- مدولاسیون چندحاملی شیفت فاز

به طور کلی یک اینورتر چندسطحی با  $m$  سطح ولتاژ نیاز به  $(m-1)$  حامل مثلثی دارد. در مدولاسیون چند حاملی شیفت فاز، همه حامل‌های مثلثی، فرکانس و دامنه پیک تا پیک یکسان دارند، اما یک شیفت فاز بین دو موج حامل مجاور وجود دارد ( $\Phi_{cr}$ ) که از رابطه ۳-۱ بدست می‌آید.

$$\Phi_{cr} = 360^\circ / (m - 1) \quad (3-1)$$

سیگنال مرجع معمولاً یک موج سینوسی سه فاز با دامنه و فرکانس قابل تنظیم می‌باشد. سیگنال‌های گیت با مقایسه موج مرجع با موج‌های حامل، تولید می‌شوند.

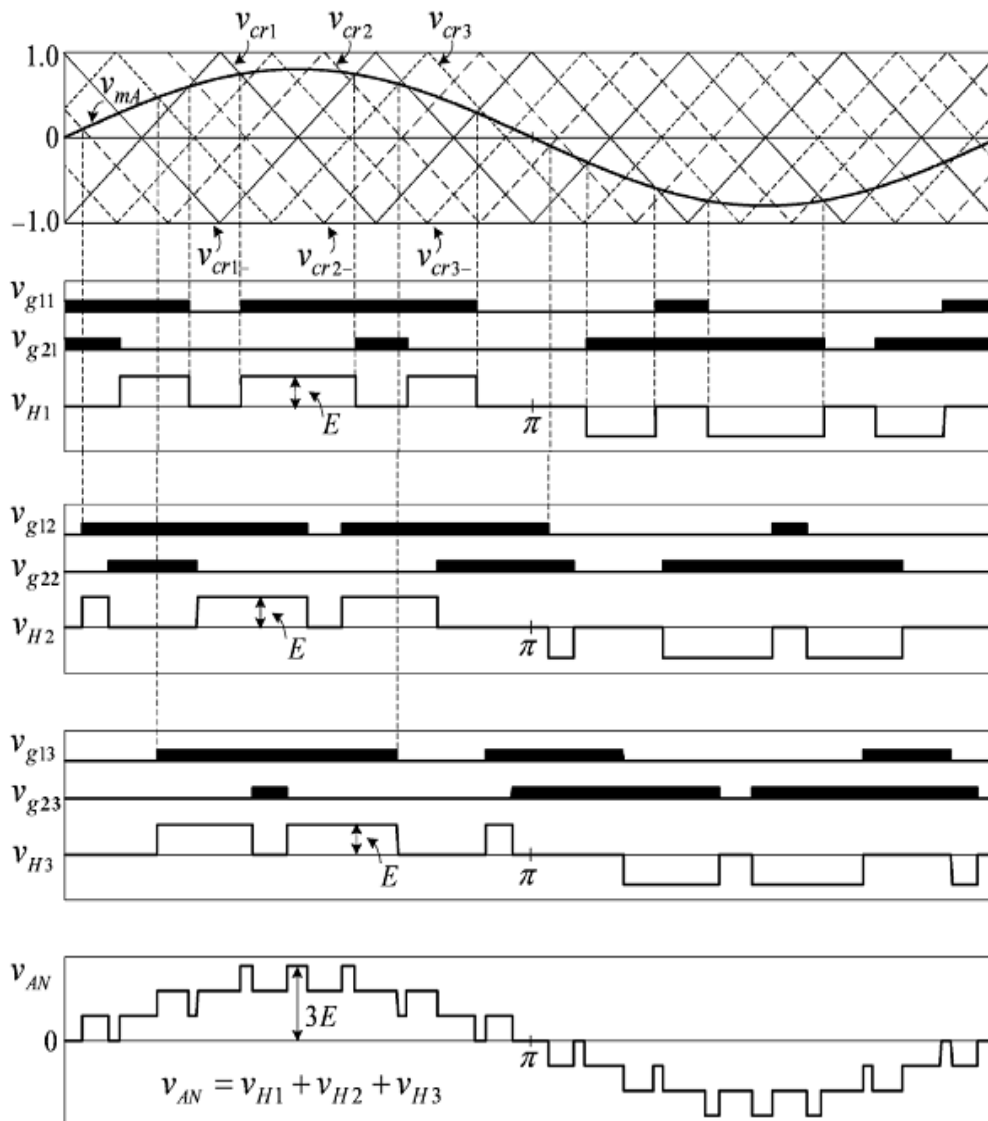
شکل ۳-۲ اصول مدولاسیون شیفت فاز را برای اینورتر طبقاتی هفت سطحی با منابع ولتاژ DC با مقدار  $E$  نشان می‌دهد که شش حامل مثلثی با اختلاف فاز  $60^\circ$  (بین هر دو موج حامل مجاور)

<sup>1</sup> Phase Shifted Modulation

<sup>2</sup> Level Shifted Modulation

جهت مدولاسیون استفاده شده‌اند. برای سادگی از سه موج مرجع سینوسی مربوط به سه فاز، فقط موج مرجع فاز A ( $V_{mA}$ ) نشان داده شده است.

موج‌های حامل  $V_{cr1}, V_{cr2}, V_{cr3}$  به ترتیب برای تولید سیگنال‌های گیت در سوئیچ‌های بالایی  $S_{11}$ ،  $S_{12}$  و  $S_{13}$  در سه سلول قدرت H1، H2 و H3 آورده شده‌اند (سوئیچ  $S_{11}$  در سلول اول (H1) می‌باشد و به همین ترتیب). سه موج حامل دیگر  $V_{cr1-}, V_{cr2-}$  و  $V_{cr3-}$  که به ترتیب با حامل‌های  $V_{cr1}$ ،  $V_{cr2}$  و  $V_{cr3}$  به میزان  $180^\circ$  درجه اختلاف فاز دارند، سیگنال‌های گیت را برای سوئیچ‌های بالایی  $S_{21}$ ،  $S_{22}$  و  $S_{23}$  فراهم می‌کنند.



شکل ۳-۲: PWM شیفت فاز برای یک اینورتر طبقاتی هفت سطحی [۲۸]

در اینجا سیگنال‌های گیت برای سوئیچ‌های پایینی در سلول H-پل آورده نشده است، زیرا این سوئیچ‌ها به طور مکمل با سوئیچ‌های بالایی مربوطه کار می‌کنند.

همان‌طور که در شکل نشان داده شده، سیگنال‌های گیت برای سوئیچ‌های  $S_{11}$  و  $S_{21}$  در سلول H1 با مقایسه  $V_{cr1}, V_{cr1-}$  با  $V_{mA}$  (سیگنال مرجع) تولید می‌شود. ولتاژ خروجی سلول H1 ( $V_{H1}$ ) بین صفر و E در طی نیم سیکل مثبت فرکانس اصلی و بین صفر و -E در طی نیم‌سیکل منفی، سوئیچ می‌شود. در مدولاسیون شیفت فاز چند سطحی، شاخص مدولاسیون دامنه  $m_a$  و نسبت فرکانس  $m_f$ ، با روابط ۲-۳ و ۳-۳ تعریف می‌شوند:

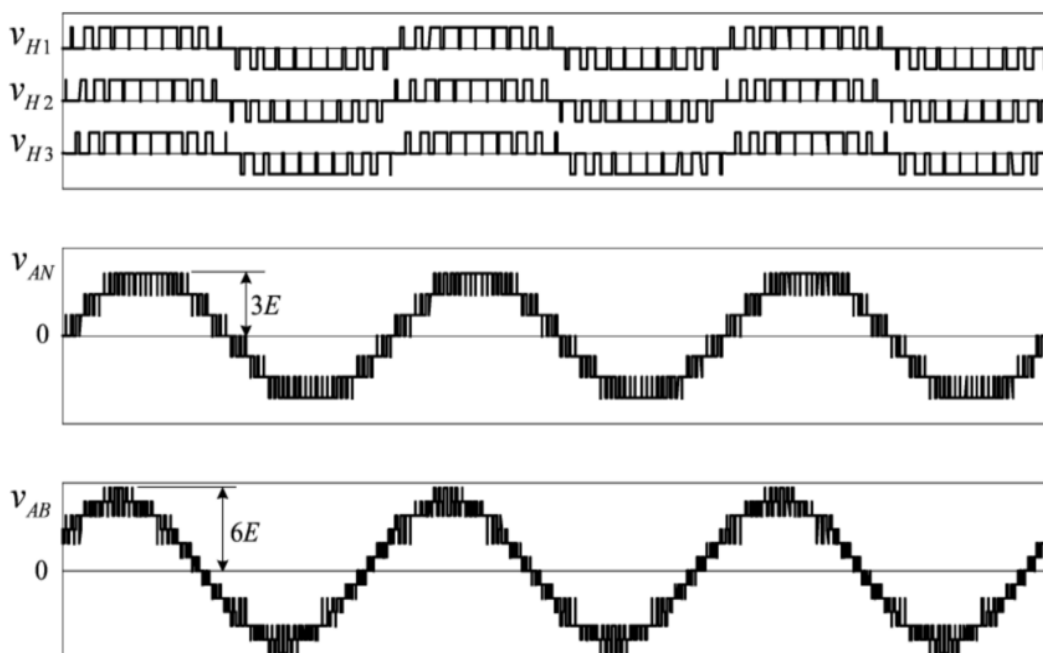
$$m_a = \frac{A_m}{A_{cr}} \quad (2-3)$$

$$m_f = \frac{f_{cr}}{f_m} \quad (3-3)$$

که در آن  $f_m$  و  $f_{cr}$  به ترتیب فرکانس موج‌های حامل و موج مرجع و  $A_m$  و  $A_{cr}$  به ترتیب مقدار پیک دامنه‌های  $V_{cr}$  و  $V_{mA}$  می‌باشند. شاخص مدولاسیون فرکانس در این شکل  $m_f=3$  می‌باشد و نیز شاخص مدولاسیون دامنه  $m_a=0.8$  است.

ولتاژ فاز اینورتر می‌تواند از مجموع ولتاژهای خروجی سلول‌های H1، H2 و H3 به دست آید. واضح است که شکل موج ولتاژ فاز اینورتر دارای هفت پله ولتاژ می‌باشد:  $+3E, +2E, +E, 0, -E, -2E$  و  $-3E$ . شکل ۳-۳ شکل موج ولتاژ شبیه سازی شده اینورتر هفت سطحی را که تحت شرایط  $f_m=60 \text{ Hz}$ ،  $m_f=10$  و  $m_a=1$  کار می‌کند نشان می‌دهد.

شکل موج‌های  $V_{H1}$ ،  $V_{H2}$  و  $V_{H3}$  تقریباً معادل‌اند و فقط مقداری جابجایی فاز دارند که به خاطر حامل‌های شیفت فاز به وجود آمده است. شکل موج فاز  $V_{AN}$  شامل هفت سطح ولتاژ با مقدار پیک  $3E$  می‌باشد. در اینجا ولتاژ خط به خط AB سیزده سطح ولتاژ دارد و دامنه آن  $6E$  می‌باشد. از آنجا که IGBT ها در H-پل‌های مختلف به‌طور هم‌زمان سوئیچ نمی‌شوند، مقدار ولتاژ یک پل که در طی



شکل ۳-۳: شکل موج ولتاژ اینورتر هفت سطحی در روش PWM شیف‌فاز (  $f_m = 60 \text{ Hz}$  ،  $m_f = 10$  و  $(m_a = 1)$  [۲۸])

یک سوئیچینگ تغییر می‌کند فقط  $E$  می‌باشد. این منجر به  $dV/dt$  پایین و تداخل الکترومغناطیسی<sup>۱</sup> (EMI) پایین می‌شود. مشکلات EMI در اثر وجود خازنهای سرگردان در فاصله هوایی موتورهای ایجاد می‌شود که با وجود پله‌های ولتاژ ( $dV/dt$ )، باعث بوجود آمدن جریان نشتی در این خازن‌ها و آسیب رسیدن به موتور می‌گردد.

### ۳-۱-۱-۲- مدولاسیون چند حاملی شیف‌فاز

این روش به SH-PWM<sup>۲</sup> یا PWM زیرهارمونیک نیز معروف می‌باشد. مشابه مدولاسیون شیف‌فاز، یک اینورتر طبقه‌بندی  $m$  سطحی که با روش مدولاسیون چند حاملی شیف‌فاز کنترل می‌شود نیاز به  $(m-1)$  حامل مثلثی دارد که دارای فرکانس و دامنه یکسان باشند.  $(m-1)$  حامل مثلثی به طور عمودی کنار هم مرتب شده‌اند به طوری که باندهای کناره‌ای آن‌ها مجاور هم قرار گرفته باشند.

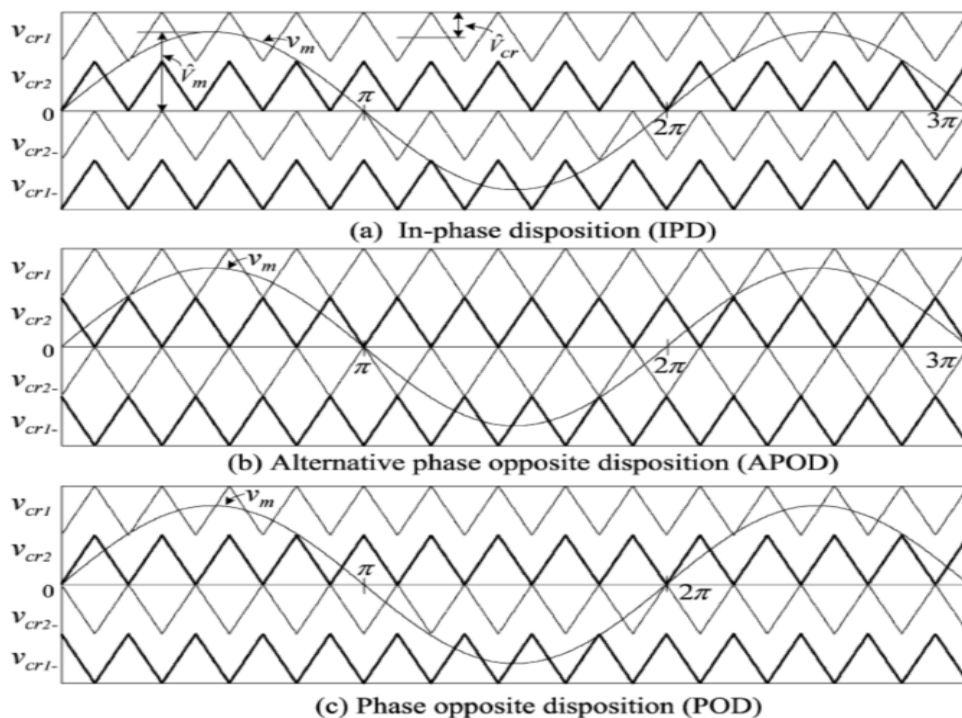
<sup>۱</sup> Electro Magnetic Interface

<sup>۲</sup> Sub-Harmonic PWM

شاخص مدولاسیون فرکانس از رابطه ۳-۳ بدست می‌آید که همانند مدولاسیون شیفت فاز است در حالی که شاخص مدولاسیون دامنه از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$m_a = \frac{A_m}{(m-1) \times A_{cr}} \quad (4-3)$$

که در آن  $A_m$  مقدار پیک دامنه برای موج مرجع،  $A_{cr}$  مقدار پیک دامنه برای هر موج حامل و  $m$  تعداد سطوح است. شکل ۳-۴ سه روش را برای مدولاسیون چندحاملی شیفت سطح نشان می‌دهد: (a) ترتیب هم فاز<sup>۱</sup> (IPD)، که در این روش همه حامل‌ها هم فاز هستند، (b) ترتیب معکوس فاز متناوب<sup>۲</sup> (APOD) که در این روش همه حامل‌ها بصورت متناوب با یکدیگر ۱۸۰ درجه اختلاف فاز دارند و (c) ترتیب معکوس فاز<sup>۳</sup> (POD) که در این روش همه حامل‌های بالای خط صفر هم فاز هستند اما با حامل‌های زیر خط ۱۸۰ درجه اختلاف فاز دارند. در ادامه فقط روش مدولاسیون IPD بحث شده است، زیرا بهترین پروفایل هارمونیک را در بین سه روش مدولاسیون ذکر شده دارد [۲۸].



شکل ۳-۴: سه روش برای مدولاسیون چندحاملی شیفت سطح (a) ترتیب هم فاز (IPD)، (b) ترتیب معکوس فاز متناوب (APOD) و (c) ترتیب معکوس فاز (POD) [۲۸]

<sup>1</sup> In phase Disposition

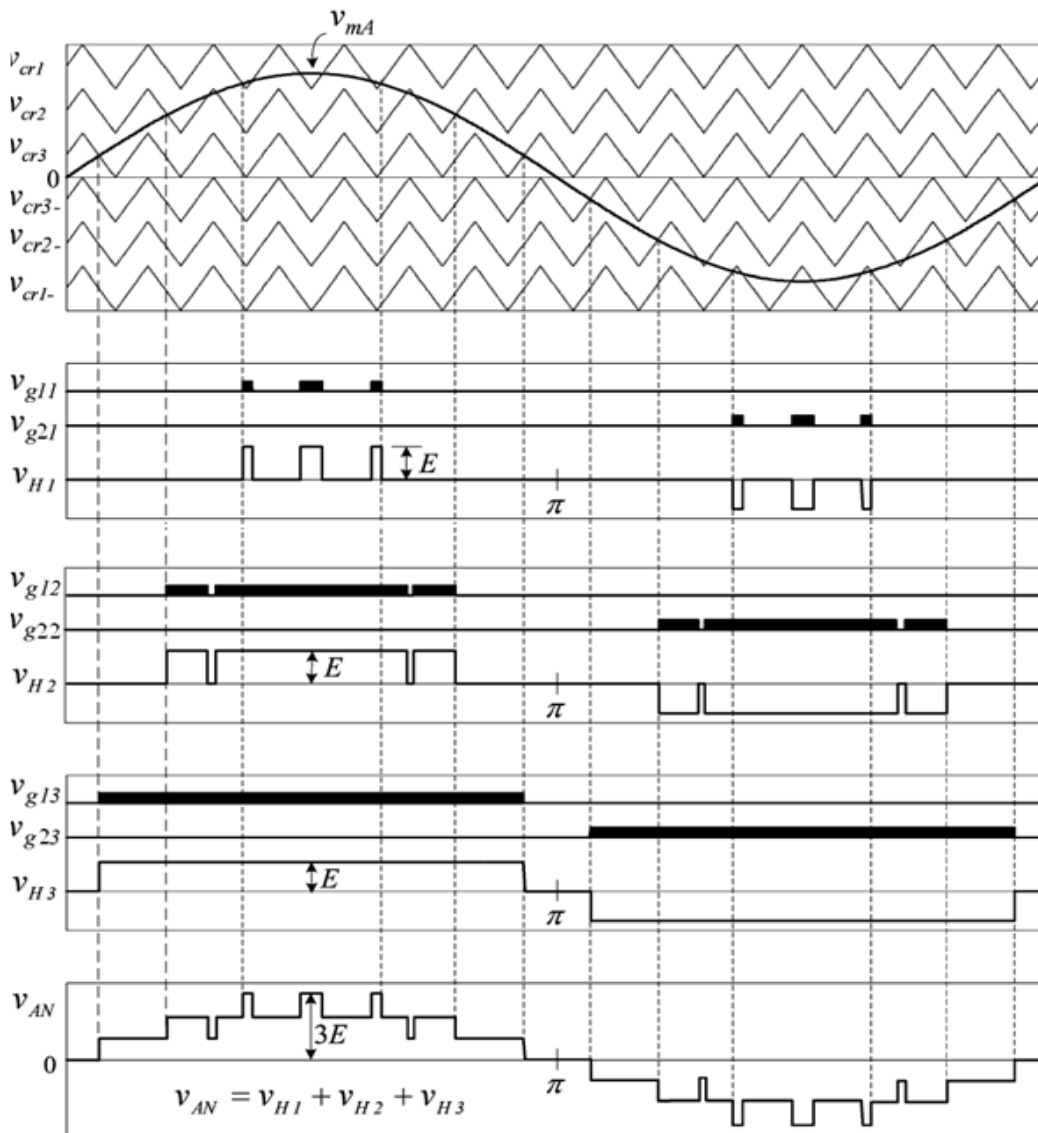
<sup>2</sup> Alternative Phase Opposite Disposition

<sup>3</sup> Phase Opposite Disposition



شکل ۳-۵ کلیات مدولاسیون IPD را برای یک اینورتر ماجولار هفت‌سطحی که تحت شرایط  $m_a=0/8$ ،  $m_f=15$  و  $f_m=60\text{ Hz}$  کار می‌کند، نشان می‌دهد.

بالاترین و پایین‌ترین حامل  $V_{cr1}$  و  $V_{cr1-}$  برای تولید سیگنال گیت برای سوئیچ‌های  $S_{11}$  و  $S_{21}$  در سلول اول H1 بکار می‌روند. جفت حامل‌های داخلی تر  $V_{cr2}$  و  $V_{cr2-}$  برای تولید سیگنال گیت در  $S_{12}$  و  $S_{22}$  در سلول دوم H2 و  $V_{cr3}$  و  $V_{cr3-}$  برای تولید سیگنال گیت در  $S_{13}$  و  $S_{23}$  به کار می‌روند. برای حامل‌های بالای خط صفر ( $V_{cr1}, V_{cr2}, V_{cr3}$ ) سوئیچ‌های  $S_{11}$ ،  $S_{12}$ ، و  $S_{13}$  هنگامی که سیگنال مرجع فاز A ( $V_{mA}$ )، بزرگتر از حامل‌های مربوطه باشد، روشن می‌شوند. برای حامل‌های زیر خط صفر ( $V_{cr1-}$ )



شکل ۳-۵: PWM شیفت سطح از نوع IPD برای یک اینورتر طبقاتی هفت‌سطحی [۲۸]

،  $(V_{cr3}$  و  $V_{cr2}$ )، سوئیچ‌های  $S_{21}$ ،  $S_{22}$  و  $S_{23}$  هنگامی که  $V_{mA}$  کمتر از موج‌های حامل مربوطه باشد، روشن می‌شوند. سیگنال‌های گیت برای سوئیچ‌های پایینی در هر سلول H-پل، به صورت مکمل سوئیچ بالایی مربوطه می‌باشد و بنابراین برای سادگی در شکل نیامده‌اند. ولتاژ فاز اینورتر  $V_{AN}$  از هفت سطح ولتاژ تشکیل شده است که در شکل نیز آمده است.

در مدولاسیون شیفت فاز، فرکانس سوئیچینگ هر قطعه معادل با فرکانس حامل است. این رابطه برای مدولاسیون IPD صدق نمی‌کند. برای مثال با فرکانس حامل  $900\text{Hz}$  در شکل ۳-۵ فرکانس سوئیچینگ قطعات در سلول H1 فقط  $180\text{Hz}$  می‌باشد، که این مقدار از ضرب تعداد پالس‌های سیگنال گیت در هر دوره در فرکانس موج مرجع ( $60\text{Hz}$ ) به دست می‌آید. به عبارتی فرکانس سوئیچینگ برای قطعات در سلول‌های H-پل مختلف، یکسان نمی‌باشد. سوئیچ‌ها در سلول H3 تنها یک بار در هر سیکل روشن و خاموش می‌شوند، پس فرکانس آنها  $60\text{Hz}$  می‌شود. علاوه بر فرکانس-های سوئیچینگ نابرابر، زمان هدایت سوئیچ‌ها نیز به طور نامساوی توزیع شده است. برای مثال سوئیچ  $S_{11}$  در H1 خیلی کمتر از  $S_{13}$  در H3 در هر سیکل از فرکانس اصلی هدایت می‌کند.

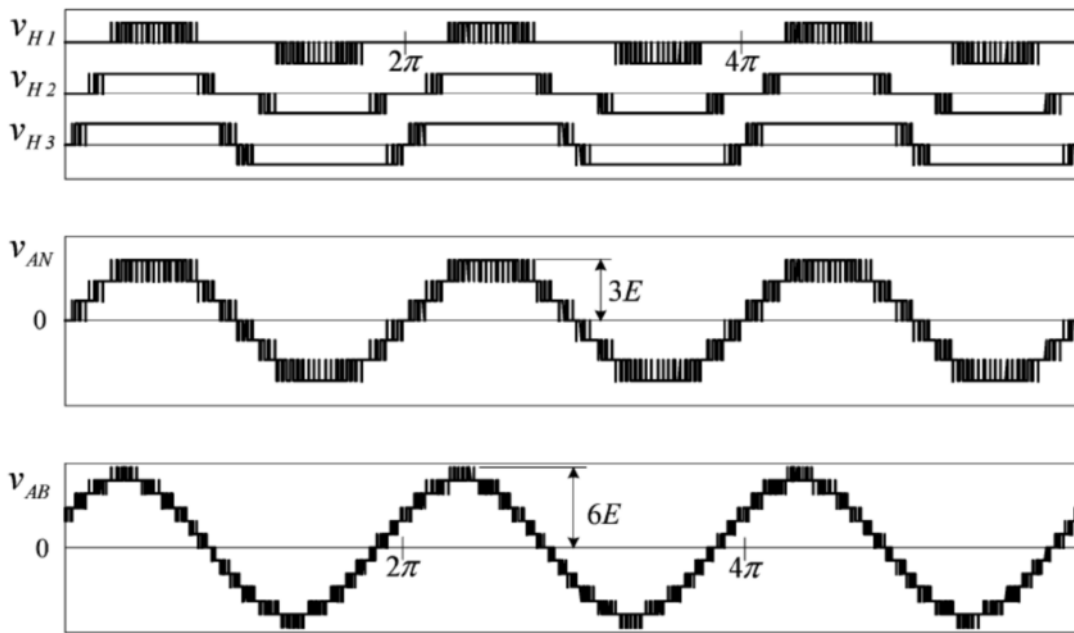
به طور کلی فرکانس سوئیچینگ اینورتر در مدولاسیون شیفت سطح طبق رابطه ۳-۵ معادل با فرکانس حامل است :

$$f_{sw,inv} = f_{cr} \quad (5-3)$$

که از آن نتیجه می‌گیریم، فرکانس متوسط سوئیچینگ هر قطعه بصورت رابطه ۳-۶ می‌باشد:

$$f_{sw,dev} = f_{cr}/(m - 1) \quad (6-3)$$

شکل ۳-۶ شکل موج‌های شبیه‌سازی شده را در روش PWM شیفت سطح برای یک اینورتر هفت سطحی که تحت شرایط  $m_a=1$ ،  $m_f=60$ ،  $f_m=60\text{Hz}$  و  $f_{cr}=3600\text{Hz}$  نشان می‌دهد. اگر چه فرکانس حامل  $3600\text{Hz}$  برای اینورترهای توان بالا مقدار نسبتاً بالایی محسوب می‌شود اما میانگین



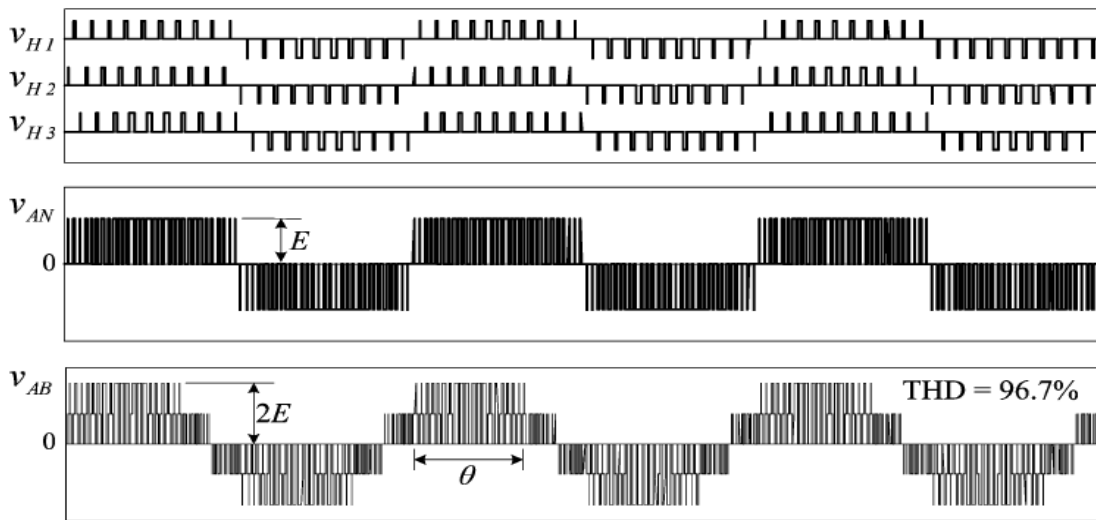
شکل ۳-۶: شکل موج ولتاژ اینورتر ۷ سطحی در PWM شیفت سطح ( [۲۸] ) ( $f_m=60\text{ Hz}$  ,  $m_a=1$  ,  $m_f=60$ )

فرکانس سوئیچینگ هر قطعه تنها  $600\text{ Hz}$  می‌باشد. ولتاژهای خروجی سلول‌های H-پل،  $v_{H1}$ ،  $v_{H2}$  و  $v_{H3}$  همگی متفاوت هستند که دلالت بر این می‌کند که IGBTها در فرکانس سوئیچینگ متفاوت و با زمان‌های هدایت گوناگون کار می‌کنند. مشابه ولتاژ ایجاد شده بوسیله مدولاسیون شیفت فاز، ولتاژ فاز اینورتر  $v_{AN}$  در اینجا نیز شامل هفت سطح است و ولتاژ خط  $v_{AB}$  سیزده سطح دارد.

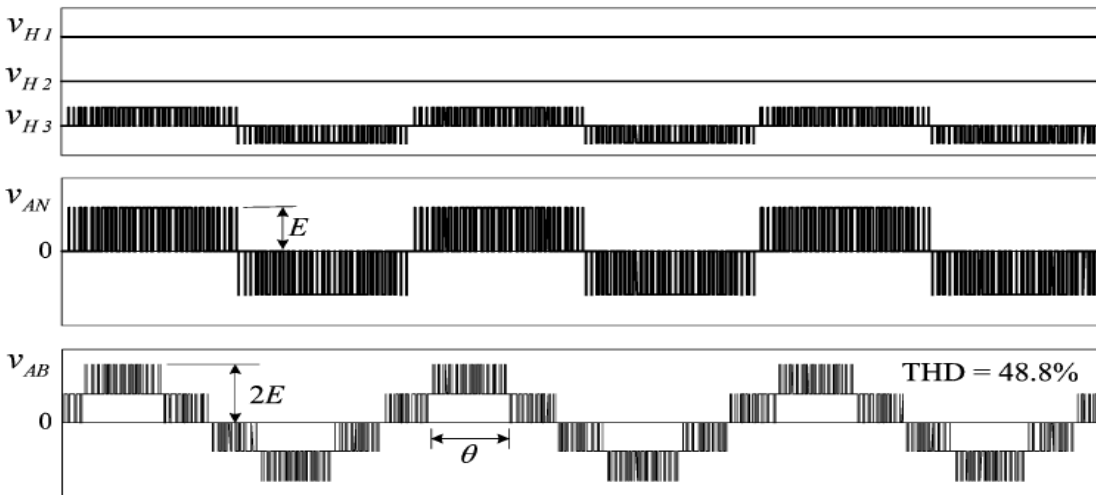
### ۳-۱-۱-۳ - مقایسه بین مدولاسیون شیفت فاز و شیفت سطح

برای انجام مقایسه بین روش‌های مدولاسیون شیفت سطح و شیفت فاز، فرکانس سوئیچینگ متوسط مربوط به قطعات در هر دو روش یکسان در نظر گرفته می‌شود. شکل ۳-۷ شکل موج‌های خروجی یک اینورتر هفت سطحی را در دو روش مدولاسیون شیفت فاز و شیفت سطح با  $f_{sw,dev}=600\text{ Hz}$  و  $m_a=0.2$  نشان می‌دهد که اختلاف بین دو شیوه مدولاسیون به راحتی قابل تشخیص می‌باشد.

ولتاژهای خروجی H-پل‌ها  $v_{H1}$ ،  $v_{H2}$  و  $v_{H3}$  که بوسیله مدولاسیون شیفت فاز تولید شده‌اند به جز مقدار کمی اختلاف فاز که بین آن‌ها وجود دارد، تقریباً یکسان‌اند. همه قطعات در فرکانس سوئیچینگ یکسان و زمان هدایت برابر کار می‌کنند. در حالی که  $v_{H1}$  و  $v_{H2}$  که با مدولاسیون شیفت



الف) مدولاسیون شیفت فاز



ب) مدولاسیون شیفت سطح

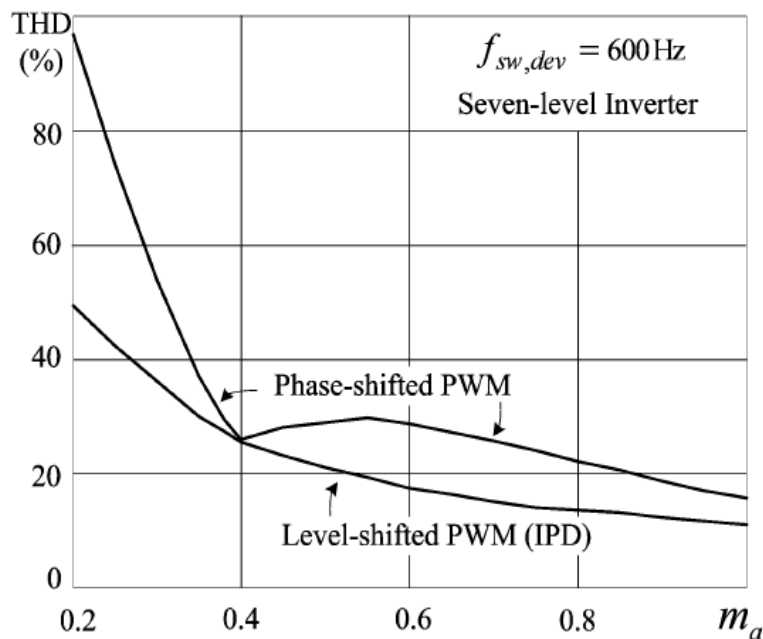
شکل ۳-۷: شکل موج‌های یک اینورتر هفت‌سطحی در دو روش مدولاسیون شیفت فاز و شیفت

سطح ( $m_a=0.2$ ) [۲۸]

سطح تولید شده‌اند، در این شاخص مدولاسیون معادل صفرند و بنابراین هیچ گونه سوئیچینگ در سلول‌های H1 و H2 رخ نمی‌دهد و قطعات در سلول H3 با فرکانس  $3600\text{ Hz}$  سوئیچ می‌شوند.

ولتاژ فاز اینورتر ( $V_{AN}$ ) که بوسیله هر دو شیوه مدولاسیون حاصل می‌شود مشابه به نظر می‌رسد. این ولتاژ به جای هفت سطح تنها سه سطح دارد و این به سبب شاخص مدولاسیون پایین است. تعداد سطوح ولتاژ خط اینورتر ( $V_{AB}$ ) نیز به همین ترتیب کاهش یافته است. مقدار THD ولتاژ  $V_{AB}$  که با مدولاسیون شیفت فاز ایجاد شده  $96/7\%$  می‌باشد، که خیلی بیشتر از  $48/8\%$  است که با

مدولاسیون شیفت سطح ایجاد شده است. این میزان اختلاف به طور عمده به سبب اختلاف شکل موج‌ها در بخش وسط نیمه‌های مثبت و منفی از  $V_{AB}$  به وجود آمده است. شکل ۳-۸ منحنی THD را برای ولتاژ خط  $V_{AB}$  که با روش‌های مدولاسیون شیفت سطح و فاز به دست آمده، نشان می‌دهد. در مدولاسیون شیفت سطح به منظور بکارگیری بهتر لینک DC در شاخص‌های مدولاسیون بالا، می‌توان به سیگنال مرجع سینوسی، هارمونیک سوم با دامنه‌ای معادل ۲۵٪ موج اصلی تزریق کرد. استفاده از لینک DC به معنای نسبت ولتاژ اصلی خروجی به ولتاژ لینک DC است. در این روش به طور واضحی در نواحی مدولاسیون خطی استفاده از لینک DC بهتر از مدولاسیون شیفت سطح با مرجع سینوسی است. این روش که معروف به PWM بهینه با فرکانس سوئیچینگ<sup>۱</sup> (SFO-PWM) می‌باشد، به وسیله منزیس<sup>۲</sup> ارائه شده و مشابه SH-PWM می‌باشد با این تفاوت که ولتاژ ترادف صفر (هارمونیک‌های سوم) به هر یک از شکل موجهای حامل اضافه شده است. این روش یک میانگین لحظه‌ای از مینیمم و ماکزیمم سه ولتاژ مرجع ( $V_a^*, V_b^*, V_c^*$ ) می‌گیرد و این مقدار را از هر یک از ولتاژهای مرجع کم می‌کند.



شکل ۳-۸: منحنی THD برای یک اینورتر هفت‌سطحی در دو روش PWM شیفت سطح و شیفت فاز [۲۸]

<sup>1</sup> Switching Frequency Optimal PWM

<sup>2</sup> Menzies

برای نمونه روابط ۷-۳ تا ۱۰-۳ نشان دهنده این ولتاژ جابجایی می‌باشند.

$$V_{offset} = \frac{\max(V_a^*, V_b^*, V_c^*) + \min(V_a^*, V_b^*, V_c^*)}{2} \quad (7-3)$$

$$V_{aSFO}^* = V_a^* - V_{offset} \quad (8-3)$$

$$V_{bSFO}^* = V_b^* - V_{offset} \quad (9-3)$$

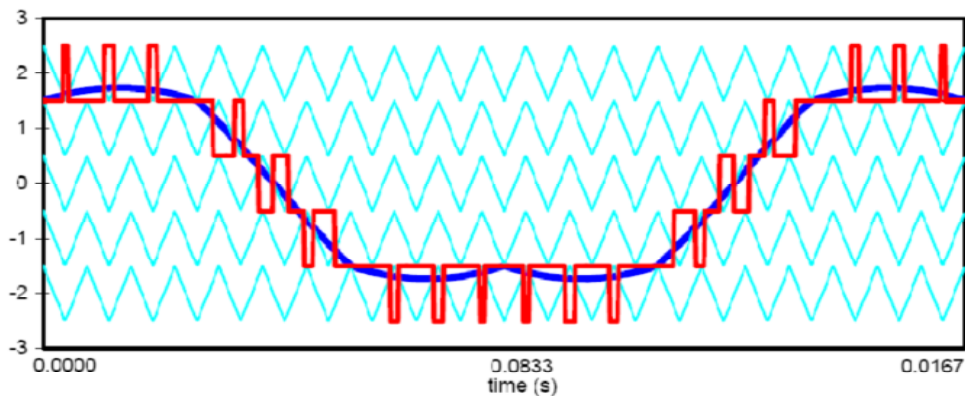
$$V_{cSFO}^* = V_c^* - V_{offset} \quad (10-3)$$

افزودن این ولتاژ جابجایی سه گانه ( $V_{offset}$ )، هر سه شکل موج مرجع را در مرز حامل تمرکز می‌دهد. روش مدولاسیون SFO-PWM در شکل ۹-۳ آمده است و ولتاژ خروجی منتهی از اینورتر نیز در شکل نشان داده شده است. تکنیک SFO-PWM شاخص مدولاسیون را تا ۱۵٪ در ناحیه خطی (قبل از رسیدن به ناحیه فوق مدولاسیون) افزایش می‌دهد [۳۳].

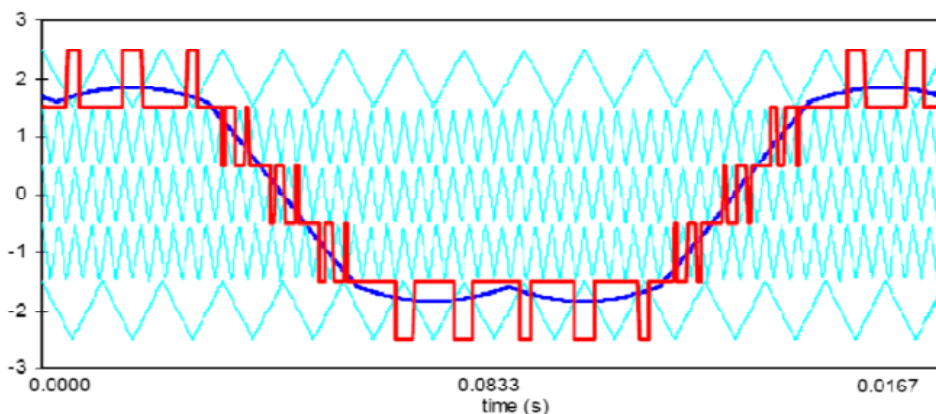
در روش‌های ذکر شده برای مدولاسیون شیفت‌سطح همان‌طور که گفته شد سوئیچ‌های بالا و پایین خیلی بیشتر از قطعات میانی سوئیچ می‌شوند. یک روش جدید که برای متعادل کردن سوئیچینگ قطعات برای تمام سطوح یک اینورتر در مدولاسیون SFO-PWM و SH-PWM ارائه شده تغییر دادن فرکانس برای موج‌های حامل مثلی در سطوح مختلف است که در شکل ۱۰-۳ آمده است [۳۳].

### ۳-۱-۱-۴- تاثیر شاخص مدولاسیون بر استفاده از سطوح در مدولاسیون شیفت سطح

برای مدولاسیون شیفت سطح در شاخص‌های مدولاسیون دامنه پایین، یک اینورتر چند سطحی از همه سطوح آن استفاده نخواهد کرد و برای شاخص‌های مدولاسیون خیلی پایین، مانند یک اینورتر دو سطحی عمل خواهد کرد.



شکل ۳-۹: مدولاسیون SFO-PWM چند سطحی با حامل (  $m=6$  ,  $m_a=0.8$  ,  $m_f=21$  ) [۱]

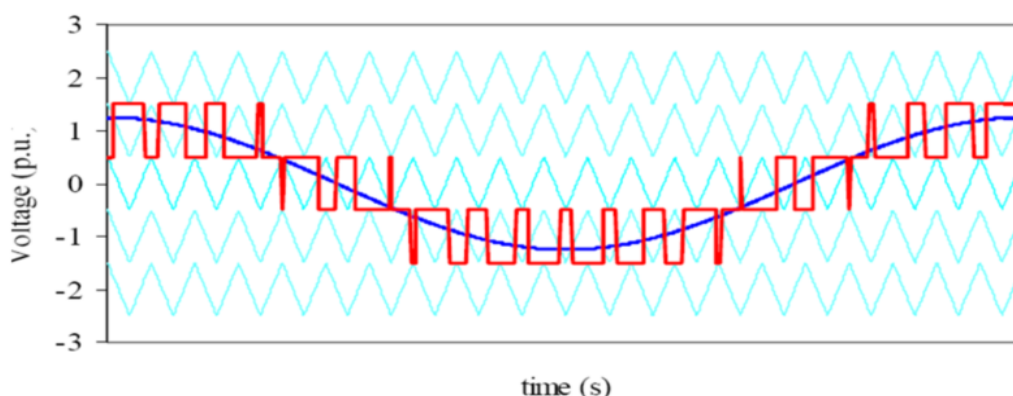


شکل ۳-۱۰: مدولاسیون SFO-PWM هنگامی که حامل‌ها فرکانس‌های مختلفی دارند،  $m_a=0.8$  ،  $m_f=15$  برای سطح ۲ و سطح ۲-  $m_f=55$  برای سطح ۱ و سطح ۰ (صفر) [۱]

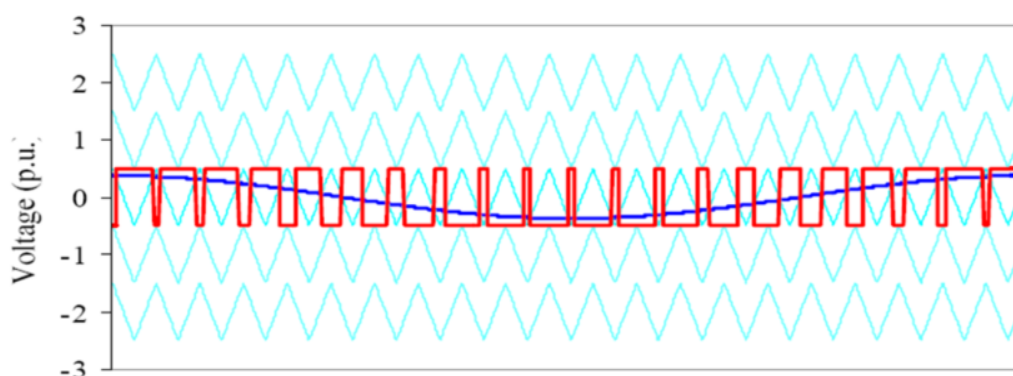
شکل ۳-۱۱ نتایج شبیه‌سازی را نشان می‌دهد که در آن شکل موج ولتاژ خروجی دارای شاخص‌های مدولاسیون دامنه  $0.5$  و  $0.15$  است. شکل ۳-۱۱(الف) نشان می‌دهد که چگونه سوئیچ-های بالا و پایین برای شاخص کمتر از  $0.6$  در یک اینورتر ۶ سطحی بدون استفاده می‌مانند.

شکل ۳-۱۱(ب) نشان می‌دهد که هنگامی که یک اینورتر ۶ سطحی در شاخص مدولاسیون دامنه کمتر از  $0.2$  کار می‌کند چگونه فقط سوئیچ‌های میانی تغییر وضعیت می‌دهند. شکل موج خروجی در شکل ۳-۱۱(ب) به یک اینورتر دو سطحی بیشتر از یک اینورتر چند سطحی شبیه است. می‌نیمم شاخص مدولاسیون دامنه  $m_{amin}$  برای یک اینورتر چند سطحی که بوسیله SH-PWM کنترل می‌شود برای حالتی که از تمام سطوح آن ( $m$ ) استفاده شود بصورت رابطه ۳-۱۱ می‌باشد:

$$m_{amin} = \frac{m-3}{m-1} \quad (3-11)$$



الف)  $m=6, m_a=0/5$



ب)  $m=6, m_a=0/15$

شکل ۳-۱۱: کاهش سطوح در شاخص‌های مدولاسیون پایین [۱]

جدول ۳-۱ می‌نیمم شاخص مدولاسیون را هنگامی که یک اینورتر چند سطحی همه سطوح خود را استفاده می‌کند برای روش‌های SFO-PWM و SH-PWM لیست می‌کند. جدول ۳-۱ همچنین نشان می‌دهد که ماکزیمم شاخص مدولاسیون قبل از این که فوق مدولاسیون رخ دهد، برای SH-PWM، ۱ و برای SFO-PWM، ۱/۱۵۵ می‌باشد.

همان‌طور که در جدول ۳-۱ نشان داده شده است هنگامی که یک اینورتر چندسطحی در شاخص‌های مدولاسیون خیلی کمتر از ۱ کار می‌کند، همه سطوح آن در تولید ولتاژ خروجی نقش ندارند و در حقیقت به صورت بلا استفاده باقی می‌مانند تا شاخص مدولاسیون به قدر کافی افزایش یابد [۱]. برای رفع این مشکل در فصل بعد روشی پیشنهاد شده است که سوئیچینگ را در بین تمام قطعات و در تمام شاخص‌های مدولاسیون متعادل می‌سازد.

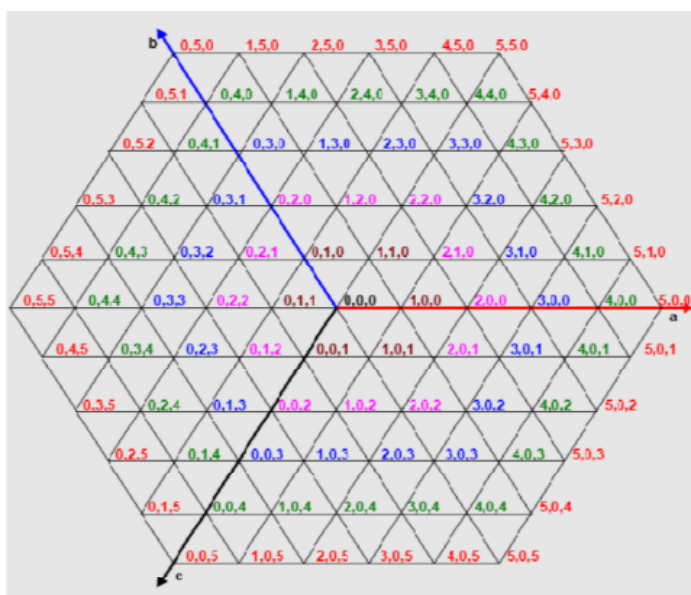


جدول ۳-۱: محدوده شاخص مدولاسیون بدون کاهش سطوح (min) یا بدون شکست ولتاژ بدلیل فوق مدولاسیون (max) [۲۸]

Levels	SH-PWM		SFO-PWM	
	Min	Max	Min	Max
3	0.000	1.000	0.000	1.155
4	0.333	1.000	0.385	1.155
5	0.500	1.000	0.578	1.155
6	0.600	1.000	0.693	1.155
7	0.667	1.000	0.770	1.155
8	0.714	1.000	0.825	1.155
9	0.750	1.000	0.866	1.155
10	0.778	1.000	0.898	1.155
11	0.800	1.000	0.924	1.155
12	0.818	1.000	0.945	1.155
13	0.833	1.000	0.962	1.155

### ۳-۱-۲- PWM بردار فضایی چندسطحی

چوی<sup>۱</sup> اولین کسی بود که تکنیک مدولاسیون عرض پالس بردار فضایی دو سطحی را به بیش از سه سطح برای اینورترهای چندسطحی گسترش داد. شکل ۳-۱۲ نشان می‌دهد که صفحه d-q بردار فضایی برای یک اینورتر ۶ سطحی چگونه است.



شکل ۳-۱۲: بردارهای فضایی ولتاژ برای یک اینورتر ۶ سطحی [۱]

<sup>1</sup> Choi

شکل ۳-۱۳ لینک DC یک مبدل شش سطحی را به عنوان یک مالتی پلکسر نشان می‌دهد که هر یک از سه ولتاژ فاز خروجی را به یکی از نقاط بندی ولتاژ لینک DC اتصال می‌دهد. هر یک از نقاط صحیح روی صفحه بردارفضایی یک حالت ولتاژ خروجی سه فاز مخصوص را از اینورتر نشان می‌دهد [۳۴].

برای مثال نقطه  $(۳,۲,۰)$  بر روی صفحه بردار فضایی به معنای این است که نسبت به زمین فاز a در  $۳V_{dc}$ ، فاز b در  $۲V_{dc}$  و فاز c در  $۰V_{dc}$  می‌باشند. اتصالات مربوط به لینک DC و خط‌های خروجی برای اینورتر شش سطحی نیز در شکل ۳-۱۳ برای نقطه  $(۳,۲,۰)$  نشان داده شده‌است. یک روش ریاضی برای نشان دادن ولتاژهای خروجی به صورت حالات سوئیچینگ و خازن‌های لینک DC به صورت رابطه ۳-۱۲ تعریف شده است. برای  $n = m - 1$  هنگامی که m تعداد سطوح در اینورتر است داریم:

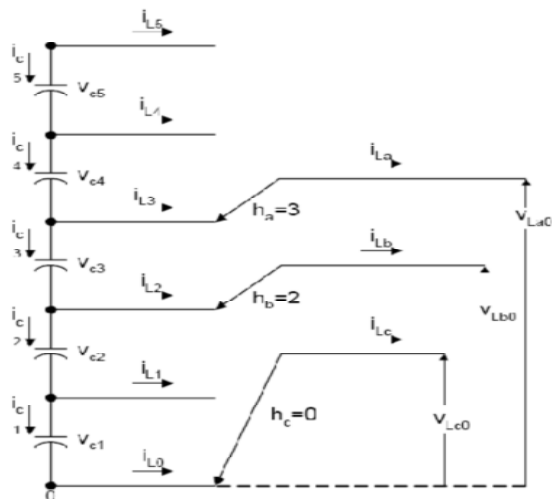
$$V_{abc0} = H_{abc} V_C \quad (۳-۱۲)$$

$$V_C = [V_{c1} \ V_{c2} \ V_{c3} \ \dots \ V_{cn}]^T, \quad H_{abc} = \begin{bmatrix} h_{a1} & h_{a2} & \dots & h_{an} \\ h_{b1} & h_{b2} & \dots & h_{bn} \\ h_{c1} & h_{ac21} & \dots & h_{cn} \end{bmatrix}, \quad V_{abc0} = \begin{bmatrix} V_{a0} \\ V_{b0} \\ V_{c0} \end{bmatrix}$$

$$h_{aj} = \sum_j^n \delta(h_a - j)$$

که  $h_a$  حالت سوئیچ و j یک عدد صحیح بین ۰ تا n است و  $\delta(x) = 1$  اگر  $x \geq 0$  و  $\delta(x) = 0$  اگر  $x < 0$  باشد.

نقطه  $(۳,۲,۰)$  علاوه بر حالت ولتاژ خروجی بر روی صفحه بردار فضایی می‌تواند همچنین حالت سوئیچینگ مبدل را نشان دهد. هر عدد صحیح نشان می‌دهد که چه تعداد از سوئیچ‌ها در هر فاز روشن هستند.



شکل ۳-۱۳: مدل مالتی پلکسر از اینورتر ۶ سطحی [۱]

به عنوان مثال برای  $h_a=3$  و  $h_b=2$  و  $h_c=0$  ماتریس  $H_{abc}$  برای این حالت سوئیچینگ خاص از اینورتر شش سطحی به صورت زیر خواهد بود:

$$H_{abc} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

همان طور که قبلاً گفته شد حالت‌های سوئیچینگ اضافی ولتاژ حالت‌هایی هستند که برای یک ولتاژ خروجی خاص بیشتر از یک ترکیب از سوئیچ‌ها بتواند آن را ایجاد کند. در شکل ۳-۱۲ حالت‌های اضافی در شاخص‌های مدولاسیون پایین‌تر یا در هر نقطه‌ای دیگر که در منتهی الیه خارج شش‌ضلعی نشان داده شده است واقع شده‌اند. حالت سوئیچ  $(3,2,0)$  حالت اضافی  $(4,3,1)$  و  $(5,4,2)$  را دارد. حالات سوئیچینگ اضافی با یکدیگر با یک مقدار صحیح یکسان تفاوت دارند. برای مثال  $(3,2,0)$  از  $(4,3,1)$  با  $(1,1,1)$  و از  $(5,4,2)$  با  $(2,2,2)$  متفاوت است.

برای یک حالت ولتاژ خروجی  $(x,y,z)$  در یک اینورتر  $m$  سطحی با دیودهای محدودکننده تعداد حالات اضافی در دسترس با  $\max(x,y,z) - 1 - m$  داده می‌شود.

هنگامی که شاخص مدولاسیون کاهش می‌یابد (یا بردار ولتاژ در صفحه بردار فضایی به مقدار پایه نزدیکتر می‌شود) حالات اضافی بیشتری در دسترس‌اند. تعداد حالات صفر ممکن معادل تعداد سطوح

$m$  است. برای یک اینورتر با دیودهای محدودکننده شش سطحی، حالت‌های ولتاژ صفر  $(0,0,0)$ ،  $(1,1,1)$ ،  $(2,2,2)$ ،  $(3,3,3)$ ،  $(4,4,4)$  و  $(5,5,5)$  هستند. تعداد ترکیبات ممکن از سوئیچها معادل مکعب تعداد سطوح است  $(m^3)$ . برای یک اینورتر ۶ سطحی ۲۱۶ حالت سوئیچینگ ممکن وجود دارد. تعداد حالات متمایز یا واحد برای یک اینورتر  $m$  سطحی بوسیله رابطه ۳-۱۳ بدست می‌آید:

$$m^3 - (m - 1)^3 = [6 \sum_{n=1}^{m-1} n] + 1 \quad (13-3)$$

بنابراین تعداد حالات سوئیچینگ اضافی برای یک اینورتر  $m$  سطحی  $(m-1)^3$  می‌باشد. در یک PWM دوسطحی یک ولتاژ مرجع با انتخاب دو بردار مرجع مجاور و بردار صفر دنبال می‌شود و سپس زمان مورد نیاز برای هر یک از این سه بردار به طوری که جمع آنها معادل بردار مرجع باشد، محاسبه می‌شود. در یک PWM چند سطحی به‌طور کلی نزدیکترین سه راس مثلث  $V_1, V_2, V_3$  به نقطه مرجع  $V^*$  انتخاب می‌شوند تا اجزای هارمونیک در ولتاژ خط خروجی می‌نیمم شود. سپس دوره های زمانی  $T_1, T_2$  و  $T_3$  موردنیاز برای این بردارها از معادلات ۳-۱۴ و ۳-۱۵ بدست می‌آید.

$$\vec{V}_1 T_1 + \vec{V}_2 T_2 + \vec{V}_3 T_3 = V^* T_s \quad (14-3)$$

$$T_1 + T_2 + T_3 = T_s \quad (15-3)$$

که  $T_s$  پریود سوئیچینگ است. معادله ۳-۱۴ در واقع دو معادله را نشان می‌دهد که یکی مربوط به بخش حقیقی و دیگری مربوط به بخش موهومی است و در روابط ۳-۱۶ و ۳-۱۷ آمده است.

$$V_{1d} T_1 + V_{2d} T_2 + V_{3d} T_3 = V_d^* T_s \quad (16-3)$$

$$V_{1q} T_1 + V_{2q} T_2 + V_{3q} T_3 = V_q^* T_s \quad (17-3)$$

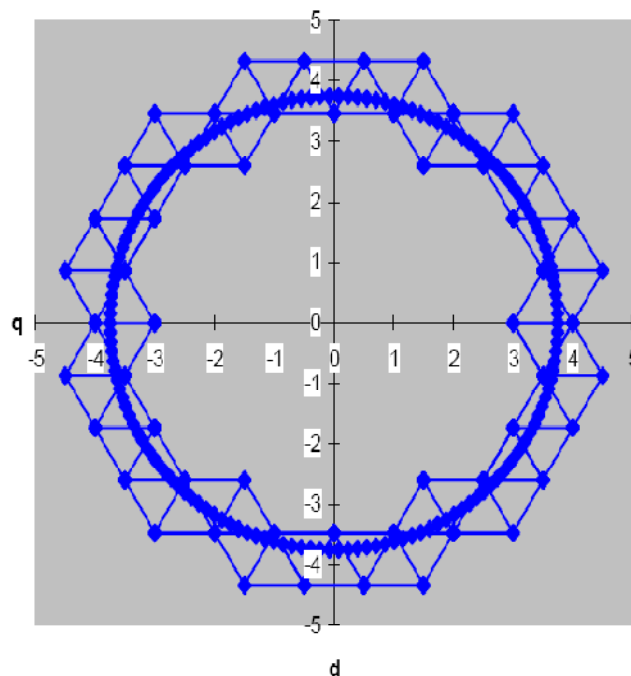
معادلات ۳-۱۵ تا ۳-۱۷ به صورت معادله ۳-۱۸ برای  $T_1, T_2$  و  $T_3$  حل می‌شود.

$$\begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{1d} & V_{2d} & V_{3d} \\ V_{1q} & V_{2q} & V_{3q} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_d^* T_s \\ V_q^* T_s \\ T_s \end{bmatrix} \quad (3-18)$$

دیگر روش‌هایی نیز برای مدولاسیون بردارفضایی ارائه شده است که نزدیک‌ترین سه بردار را استفاده نمی‌کند اما این شیوه‌ها باعث پیچیده‌تر شدن الگوریتم کنترلی می‌شوند.

شکل ۳-۱۴ نشان می‌دهد که یک ولتاژ مرجع سینوسی (نقاط دایره) و ولتاژ خروجی اینورتر در صفحه d-q چگونه هستند. وجود سطوح سوئیچینگ اضافی می‌تواند به مدیریت شارژ بر روی خازنهای لینک DC کمک کند.

این روش در انتخاب اینکه کدام یک از حالات اضافی استفاده شود نسبتاً پیچیده است و استفاده مداوم از حالات سوئیچینگ اضافی باعث فرکانس سوئیچینگ بالاتر و بازده پایین‌تر در اینورتر خواهد شد. جهت رفع این مشکل سوئیچینگ بردار فضایی بهینه شده برای اینورترهای چندسطحی نیز ارائه شده است [۳۵].



شکل ۳-۱۴: مرجع سینوسی وحالات ولتاژ خروجی در صفحه d-q [۱]

### ۳-۱-۳- مدولاسیون حذف هارمونیک انتخابی

روش حذف هارمونیک انتخابی که روش سوئیچینگ فرکانس پایه بر اساس تئوری حذف هارمونیک نیز نامیده می‌شود، توسط پاتل<sup>۱</sup> ارائه شده است [۱]. خروجی یک مبدل یازده سطحی که با روش سوئیچینگ فرکانس پایه کنترل می‌گردد در شکل ۲-۲ در فصل دوم نشان داده شده است. سری فوریه شکل موج ولتاژ خروجی شکل ۲-۲، در روابط ۳-۲ و ۴-۲ در فصل دوم آورده شده است. زوایای هدایت  $\theta_1$ ،  $\theta_2$ ، ... و  $\theta_s$  طوری انتخاب می‌شوند که اعوجاج هارمونیک ولتاژ ( $THD_V$ ) می‌نیمم باشد. در حالت عادی این زوایا به گونه‌ای انتخاب می‌شوند که هارمونیک‌های فرکانس پایین مهم را حذف کنند. برای نمونه در اینورتر یازده سطحی شکل ۲-۲ هارمونیک‌های ۵ ام، ۷ ام، ۱۱ ام و ۱۳ ام می‌توانند با انتخاب مناسب زوایای هدایت حذف شوند. معادلات ۴-۲ حال به صورت معادلات ۳-۱۹ خواهند بود:

$$\cos(5\theta_1) + \cos(5\theta_2) + \cos(5\theta_3) + \cos(5\theta_4) + \cos(5\theta_5) = 0$$

$$\cos(7\theta_1) + \cos(7\theta_2) + \cos(7\theta_3) + \cos(7\theta_4) + \cos(7\theta_5) = 0$$

$$\cos(11\theta_1) + \cos(11\theta_2) + \cos(11\theta_3) + \cos(11\theta_4) + \cos(11\theta_5) = 0 \quad (۳-۱۹)$$

$$\cos(13\theta_1) + \cos(13\theta_2) + \cos(13\theta_3) + \cos(13\theta_4) + \cos(13\theta_5) = 0$$

$$\cos(\theta_1) + \cos(\theta_2) + \cos(\theta_3) + \cos(\theta_4) + \cos(\theta_5) = 5m_a$$

معادلات ۳-۱۹ معادلات غیرجبری و غیرخطی هستند که به وسیله روش‌های سعی و خطا مانند روش نیوتن-رافسون حل می‌شوند. برای مثال برای شاخص مدولاسیون  $0.8$  مقادیر به صورت  $\theta_1 = 6/75^\circ$ ،  $\theta_2 = 18/94^\circ$ ،  $\theta_3 = 27/18^\circ$ ،  $\theta_4 = 45/15^\circ$  و  $\theta_5 = 62/24^\circ$  به دست می‌آید.

بنابراین اگر خروجی اینورتر در نیم سیکل مثبت ولتاژ خروجی در  $6/75^\circ$  به  $+V_{DC}$ ، در  $18/94^\circ$  به  $+2V_{dc}$ ، در  $27/18^\circ$  به  $+3V_{dc}$ ، در  $45/15^\circ$  به  $+4V_{dc}$  و در  $62/24^\circ$  به  $+5V_{dc}$  سوئیچ شود (و

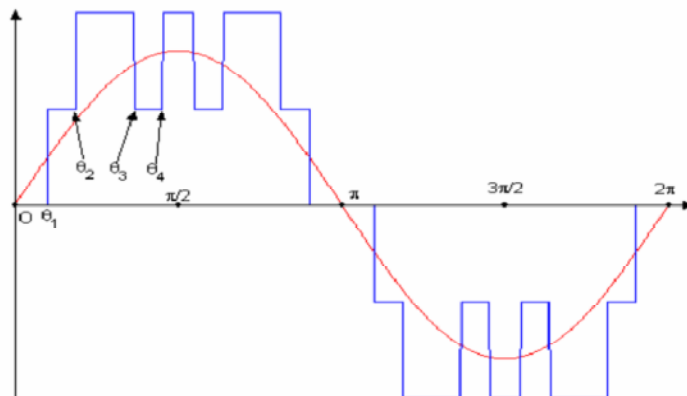
<sup>1</sup> Patel

برای نیم سیکل منفی هم همین زوایا +  $180^\circ$  آنگاه ولتاژ خروجی اینورتر ۱۱ سطحی دارای هارمونیک‌های ۵، ۷، ۱۱، ۱۳ ام نخواهد بود. روش‌های دیگری نیز برای حل این معادلات مانند استفاده از الگوریتم ژنتیک وجود دارد.

در عمل زوایای سوئیچینگ محاسبه شده از پیش به صورت داده‌هایی در حافظه ذخیره می‌شوند و بنابراین یک میکروکنترلر می‌تواند برای تولید سیگنال‌های گیت PWM استفاده شود.

به منظور بدست آوردن یک محدوده وسیع از شاخص‌های مدولاسیون با THD می‌نیمم، برای یک شکل موج ترکیبی یک روش مدولاسیون حذف هارمونیک انتخابی کلی ارائه شده است که PWM طبقه مجازی<sup>۱</sup> نامیده می‌شود، شکل موج خروجی در شکل ۳-۱۵ نشان داده شده است.

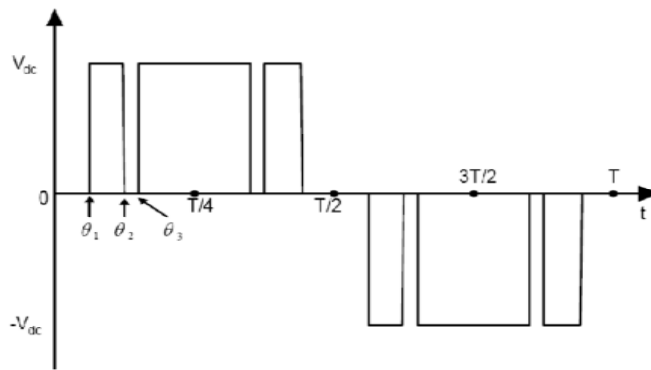
PWM طبقه مجازی ترکیبی از یک PWM برنامه‌ریزی شده تک قطبی<sup>۲</sup> و روش سوئیچینگ فرکانس اصلی است. شکل موج خروجی یک PWM برنامه‌ریزی شده تک قطبی در شکل ۳-۱۶ نشان داده شده است. هنگامی که روش تک قطبی بر روی یک مبدل چند سطحی اعمال می‌شود به طور نوعی یک ولتاژ DC درگیر می‌شود و سوئیچ‌های متصل به یک ولتاژ DC چندین بار در هر سیکل روشن و خاموش می‌شوند. در این روش الگوی سوئیچینگ تعیین می‌کند که موج ولتاژ خروجی چه شکلی داشته باشد.



شکل ۳-۱۵: شکل موج ولتاژ خروجی PWM حذف هارمونیک با طبقه مجازی [۱]

<sup>1</sup> Virtual Stage PWM

<sup>2</sup> Unipolar Programmed PWM



شکل ۳-۱۶: شکل موج خروجی سوئیچینگ تک قطبی [۳۶]

در روش سوئیچینگ فرکانس پایه، تعداد زوایای سوئیچینگ معادل تعداد منابع DC است. اما برای روش PWM طبقه مجازی تعداد زوایای سوئیچینگ معادل تعداد ولتاژهای DC نیست. برای مثال در شکل ۳-۱۵ فقط دو ولتاژ DC استفاده شده است در حالی که چهار زاویه سوئیچینگ وجود دارد.

PWM طبقه مجازی همچنین می‌تواند برای شاخص‌های مدولاسیون پایین به کار رود. PWM طبقه مجازی بیشتر اوقات یک خروجی با THD پایین‌تر تولید می‌کند. بنابراین PWM طبقه مجازی چاره دیگری را برای PWM برنامه ریزی شده دوقطبی و تک قطبی در کنترل شاخص‌های مدولاسیون پایین فراهم می‌کند [۳۶].

مهمترین مشکل این روش حل کردن معادلات غیر جبری ۳-۱۹ برای زوایای سوئیچینگ است. روش نیوتن می‌تواند برای حل معادلات ۳-۱۹ به کار رود، اما نیاز به حدس اولیه مناسب دارد و حل مساله را تضمین نمی‌کند. بنابراین در حل معادلات اگر حدس اولیه‌ای در دسترس نباشد روش نیوتن برای تعداد بالای زوایای سوئیچینگ جواب نمی‌دهد. اخیراً روش منته‌ای برای حل معادلات غیرجبری برای زوایای سوئیچینگ ارائه شده است. معادلات غیرجبری که مشخص کننده محتوای هارمونیک هستند می‌توانند به معادلات چندجمله‌ای تبدیل شوند. این تئوری حذف منته‌ای برای مشخص کردن زوایای سوئیچینگ به کار رفته تا هارمونیک‌های مشخصی را (مثلاً ۵ام، ۷ام، ۱۱ام و ۱۳ام) حذف کند. هر چه که تعداد ولتاژهای DC یا تعداد زوایای سوئیچینگ افزایش یابد، درجه



چندجمله‌ای‌ها در این معادلات بزرگتر می‌شود. برای رفع این مشکل محاسبات زوایای سوئیچینگ فرکانس اصلی به وسیله روش نیوتن حل می‌شود و حدس اولیه می‌تواند بوسیله نتایج معادلات غیر جبری با مرتبه پایین‌تر بوسیله روش منته‌ج‌فراهم گردد [۱].

### ۳-۲- تشخیص خطا در مبدل‌های چندسطحی

در بخش‌های پیشین در مورد مزایای اینورترهای چندسطحی و به خصوص ساختار ماجولار طبقاتی بحث شد، اما در کنار تمام مزایایی که برای آن‌ها گفته شد تعداد زیاد سوئیچ‌ها احتمال خطا (اتصال کوتاه یا اتصال باز در هر سوئیچ) را در اینورترهای چندسطحی افزایش می‌دهد. اینورترهای چندسطحی در توان‌های متوسط به بالا کاربرد دارند و قابلیت اطمینان این سیستم‌ها بسیار مهم است. در کاربردهای صنعتی در کارخانه‌های بسیار بزرگ به موتورهای القایی و سیستم اینورتر آنها جهت کنترل نیازمندیم. به طور کلی سیستم‌های حفاظتی مربوط به موتورها و درایو چندسطحی آنها، تجهیزات پسیو و غیرفعال مانند فیوزها، رله‌ها و مدارشکن‌ها هستند. این سیستم‌های حفاظتی هنگامی که خطایی رخ دهد، منابع توان را از سیستم اینورتر قطع می‌کنند و پروسه را به طور کامل متوقف می‌سازند که این خاموشی خسارات بالایی را به سیستم وارد می‌سازد، بنابراین تشخیص و رفع خطا امری ضروری به نظر می‌رسد.

اگرچه یک اینورتر طبقاتی توانایی تحمل خطا را برای چندین سیکل دارا می‌باشد، اما عملکرد موتور در شرایط نامتعادل به آن آسیب می‌رساند و لذا بهتر است که خطا و محل وقوع آن در حداقل زمان ممکن شناسایی شده و عملکرد سیستم در شرایط متعادل تامین گردد. ساختار طبقاتی یک اینورتر ماجولار به آن این اجازه را می‌دهد که حتی در شرایط خطا نیز همچنان به کار خود ادامه دهد اگر چه ممکن است که در این شرایط اینورتر چندسطحی نتواند در توان نامی خود کار کند. میزان کاهش در ظرفیت که می‌تواند قابل تحمل باشد بستگی به شرایط کاری دارد اما به هر حال بیشتر اوقات کاهش ظرفیت نسبت به خاموشی کامل ارجحیت دارد [۱۰].

در سال‌های اخیر روش‌های متعددی جهت تشخیص و رفع خطا در اینورترهای چندسطحی ارائه شده و مقالات متعددی در این زمینه نگاشته شده است که این موضوع نیز اهمیت مطلب را می‌رساند. در این بخش ابتدا خطاهای رایج در اینورترهای چندسطحی معرفی شده، سپس قابلیت اطمینان یک اینورتر طبقاتی در شرایط خطا بررسی شده و پس از آن روش‌هایی که تا کنون برای تشخیص این خطاها ارائه گردیده، مورد مطالعه قرار گرفته است.

### ۳-۲-۱- انواع خطاها

یک اینورتر چندسطحی می‌تواند خطاهای داخلی متعددی داشته باشد که از جمله آنها خطای اتصال کوتاه در خازن‌های لینک DC، خطای اتصال به زمین در باس DC، خطای اتصال کوتاه به زمین در ترمینال ماشین و خطاهای مرتبط با سوئیچ‌هاست در این بین رایج‌ترین آنها، خطاهای مربوط به سوئیچ‌هاست [۳۷] و [۳۸]. خطای اتصال کوتاه<sup>۱</sup> (SC)، خطای اتصال باز<sup>۲</sup> (OC) و خطای از دست دادن پالس تحریک<sup>۳</sup> (LDP) که از خطا در مدار تحریک ناشی می‌گردد، سه خطای معمول در سوئیچ-های نیمه هادی می‌باشند. خطای SC به طور کلی به دلیل تخریب<sup>۴</sup> در سوئیچ‌های نیمه هادی ناشی می‌شود. علل گوناگونی برای اتصال کوتاه شدن در یک IGBT وجود دارد. اگر دمای آن به بالاتر از دمای بحرانی ( $250-300^{\circ}\text{C}$ ) برسد و یا اینکه خطایی در درایو گیت اتفاق بیفتد ممکن است سبب ایجاد این نوع خطا گردد. با اضافه کردن عملیات حفاظتی این نوع خطا به طور وسیعی قابل پیشگیری خواهد بود و در زمینه جلوگیری از آن مطالعات زیادی صورت گرفته است [۳۹].

خطای اتصال باز عمدتاً از مشکلات داخلی خود سوئیچ حاصل می‌گردد. همان گونه که می‌دانیم هر سوئیچ در اینورتر، مدار تحریک مربوط به خود را دارد. اگر منبع توان و یا عنصری در مدار تحریک دچار مشکل گردد، باعث می‌شود که پالس تریگر نرمال به سوئیچ مربوطه نرسد و بنابراین آن سوئیچ

<sup>1</sup> Short Circuit

<sup>2</sup> Open Circuit

<sup>3</sup> Losing Drive Pulse

<sup>4</sup> Counterblow

به صورت نرمال کار نکند، این خطا به عنوان خطای از دست دادن پالس تحریک شناخته می‌شود.

خطای LDP مشخصه مشابهی با خطای OC در شکل موج خروجی ایجاد می‌کند.

اگر در حین اینکه موتور در حال کار است یک خطا در یکی از سوئیچ‌ها رخ دهد، باعث می‌شود که ولتاژ و جریان خروجی نامتعادل شوند، در واقع خطا باعث از دست دادن بعضی از حالات سوئیچینگ می‌شود و از دست دادن حالات سوئیچینگ باعث کاهش استفاده از منابع DC می‌گردد و همچنین اگر موتور به مدت طولانی در این حالت کار کند خسارات جبران ناپذیری را در پی دارد [۴۰].

### ۳-۲-۲- قابلیت اطمینان<sup>۱</sup> در یک اینورتر طبقاتی [۴۱]

در صورتی که توانایی تشخیص و بای‌پس کردن سلول معیوب وجود داشته باشد، قابلیت اطمینان یک اینورتر چندسطحی طبقاتی می‌تواند افزایش پیدا کند. اگر یکی از سلولها دچار خطا شود، می‌توان آن را بای‌پس کرده و عملکرد سیستم در ظرفیت پایین‌تری ادامه یابد. تعریف قابلیت اطمینان به این صورت می‌باشد: "احتمال اینکه یک قطعه وظیفه‌اش را به‌طور مناسبی در یک بازه زمانی که مورد نظر است در شرایطی که با آن روبرو می‌گردد انجام دهد." بنابراین اگر اینورتر به کار خود ادامه دهد حتی اگر ظرفیت آن تا حدی کاهش یابد که باز هم عملکرد مناسبی داشته باشد، قابلیت اطمینان موردنظر را تامین می‌کند. قابلیت اطمینان در یک سیستم معمولاً با  $R$  و احتمال خطا<sup>۲</sup> با  $P$  نشان داده می‌شوند. احتمال خطا و قابلیت اطمینان یک سیستم از روابط ۳-۲۰ و ۳-۲۱ بدست می‌آید:

$$R(t) + P(t) = 1 \quad (۳-۲۰)$$

$$R(t) = 1 - P(t) \quad (۳-۲۱)$$

که در این معادلات  $P(t)$  احتمال خطا در زمان  $t$  و  $R(t)$  قابلیت اطمینان سیستم در زمان  $t$  می‌باشد. این روابط را می‌توان برای یک اینورتر چندسطحی ماجولار به کار برد. با در نظر گرفتن اینکه یک

<sup>۱</sup> Reliability

<sup>۲</sup> Probability of Failure

اینورتر طبقاتی دارای  $N$  سلول باشد که توانایی تحمل خطا را نداشته باشند، و قابلیت اطمینان هر یک از سلول‌ها  $R$  باشد، آنگاه قابلیت اطمینان کل سیستم  $R^N$  خواهد بود زیرا سلول‌ها در یک فاز به-

صورت سری قرار گرفته اند.  $P(t)$  و  $R(t)$  می‌توانند به صورت توابع چگالی نقطه‌ای به صورت  $P = \frac{dP(t)}{d(t)}$  و  $R = \frac{dR(t)}{d(t)}$  تعریف شوند.

حال اگر اینورتر طبقاتی یک سلول اضافه داشته باشد که بتواند خطا را تحمل کند، قابلیت اطمینان اینورتر طبقاتی به جای  $R^N$  به صورت  $R^N + [N \times (R^{N-1} \times (1-R))]$  خواهد بود، پس واضح است که قابلیت اطمینان افزایش داشته است. مثالی عددی از قابلیت اطمینان یک اینورتر طبقاتی در جدول ۲-۳ داده شده است. در این جدول قابلیت اطمینان هر سلول ۹۹٪ در نظر گرفته شده و اینورتر طبقاتی دارای پانزده سلول می‌باشد. همان طور که مشاهده می‌گردد تنها با یک سلول اضافه در هر فاز قابلیت اطمینان اینورتر طبقاتی از ۸۶٪ به ۹۹٪ افزایش می‌یابد. برای نمونه در یک اینورتر طبقاتی با  $m$  سلول اضافه قابلیت اطمینان از رابطه ۲۲-۳ به دست می‌آید.

$$R_m = \sum_{i=0}^m \left( \frac{N!}{(N-i)! \times i!} \times R^{(N-i)} \times (1-R)^i \right) \quad (22-3)$$

که در آن  $m$  تعداد سلول‌های اضافه،  $N$  تعداد سلول‌های اینورتر طبقاتی و  $R_m$  قابلیت اطمینان کل سیستم است.

جدول ۲-۳: نمونه عددی از قابلیت اطمینان یک اینورتر طبقاتی ۱۵ سطحی [۴۱]

تعداد سلول‌های اضافی	تابع قابلیت اطمینان	درصد قابلیت اطمینان
0	$R_0 = R^N$	86.006%
1	$R_1 = R_0 + [N \times R^{(N-1)} \times (1-R)]$	99.037%
2	$R_2 = R_1 + [(N \times (N-1) \times (R^{(N-2)}) \times (0.5 \times (1-R)^2)]$	99.958%
3	$R_3 = R_2 + [(N \times (N-1) \times (N-2) \times (R^{(N-3)}) \times (0.1667 \times (1-R)^3)]$	99.999%

### ۳-۲-۳- روش‌های تشخیص خطا در اینورترهای چندسطحی

روش‌های متعددی برای تشخیص خطا در سوئیچ‌ها و تصحیح عملکرد اینورتر ارائه شده است. روش‌های عیب‌یابی در ابتدا برای اینورترهای منبع ولتاژی (VSI<sup>۱</sup>) دوسطحی ارائه شدند و در سال‌های اخیر با ارائه ساختارهای طبقاتی، روش‌های تشخیص و شناسایی در این اینورترها نیز تا حدودی گسترش یافته است. همچنین استفاده از روش‌های هوش مصنوعی (AI<sup>۲</sup>) در مانیتورینگ شرایط و تشخیص خطا می‌تواند مفید باشد. تکنیک‌هایی که بر مبنای AI هستند، امتیازات زیادی دارند برای مثال این روش‌ها نیاز به مدل‌های ریاضی ندارند و بنابراین زمان مورد نیاز تشخیص می‌تواند کاهش یابد و همچنین نیاز به مهندسی را کاهش می‌دهد [۱۰]. در ادامه تعدادی از روش‌هایی که تا کنون جهت تشخیص خطا ارائه شده‌اند، آورده شده است.

#### ۳-۲-۳-۱- روش تبدیل پارک [۱۴]

مهندس<sup>۳</sup> روشی را ارائه کرده است که در آن از تبدیل پارک جریان خروجی جهت تشخیص خطا استفاده شده است. شکل ۳-۱۷ شکل موج جریان را برای یک اینورتر سالم در قاب مرجع بردار پارک نشان می‌دهد. با استفاده از تبدیل پارک بر روی جریان، که در روابط ۳-۲۳ و ۳-۲۴ آمده یک منحنی تشکیل می‌شود که این منحنی در حالات مختلف خطا در سوئیچ‌های مختلف در یک اینورتر سه سطحی با شش سوئیچ در شکل ۳-۱۸ نشان داده شده است.

$$I_{\alpha} = I_a \quad (۲۳-۳)$$

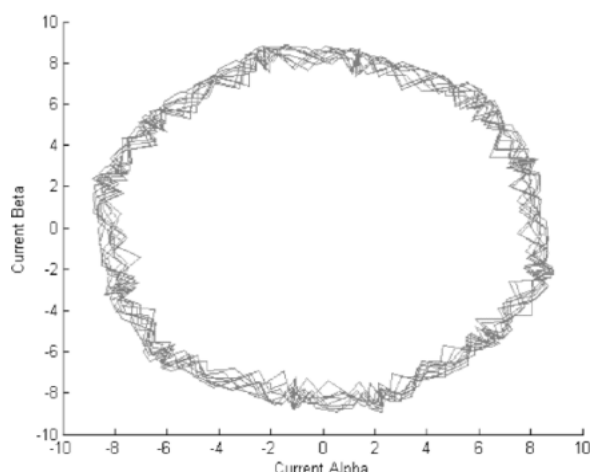
$$I_{\beta} = \frac{I_b - I_c}{\sqrt{3}} \quad (۲۴-۳)$$

در این روش با در نظر گرفتن مرکز ثقل این منحنی‌ها می‌توان خطای اتصال باز سوئیچ معیوب را تشخیص داد. این الگوریتم بر مبنای میانگین‌گیری بر روی یک دوره تناوب از جریان به منظور محاسبه جزء مستقیم از جریانهای خط می‌باشد.

<sup>۱</sup> Voltage Source Inverter

<sup>۲</sup> Artificial Intelligence

<sup>۳</sup> Mendes



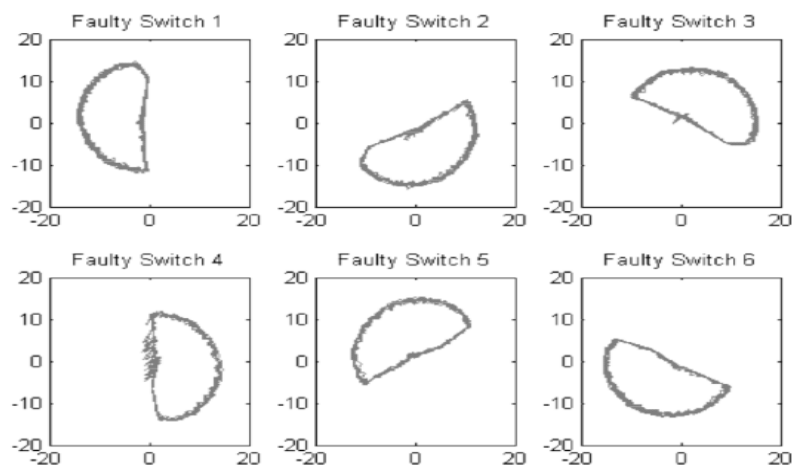
شکل ۳-۱۷: منحنی جریان یک اینورتر بدون خطا در تبدیل پارک [۱۴]

محاسبه جزء مستقیم (DC) جریان خط مطابق رابطه ۳-۲۵ می‌باشد. تبدیل پارک برای محاسبه دامنه و فاز جریان در رابطه‌های ۳-۲۶ و ۳-۲۷ به کار می‌رود. در شرایط نرمال منحنی بدست آمده دایره‌ای و مقدار محاسبه شده صفر می‌باشد. اگر خطایی رخ دهد دیگر این مقدار صفر نخواهد بود و سوئیچ معیوب می‌تواند با محاسبه فاز در رابطه ۳-۲۷ شناسایی شود.

$$\mu_v = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N I_v (k\tau) \quad (3-25)$$

$$\mu = |\bar{\mu}| = \sqrt{\mu_\alpha^2 + \mu_\beta^2} \quad (3-26)$$

$$\arg\{\bar{\mu}\} = \arctan\left(\frac{\mu_\beta}{\mu_\alpha}\right) \quad (3-27)$$



شکل ۳-۱۸: منحنی جریان یک اینورتر در تبدیل پارک با خطا در سوئیچ‌های مختلف [۱۴]

### ۲-۳-۲-۳- روش تبدیل پارک با جریان DC نرمال شده [۱۵]

یکی از اشکالات روشی که ذکر شد این است که این الگوریتم وابسته به بار است. جزء DC که از رابطه ۲۵-۳ محاسبه می‌شود در جریان‌های DC بزرگتر مقدار بیشتری دارد، بنابراین این روش در بارهای مختلف جواب‌های نادرستی می‌دهد. آبرامیک<sup>۱</sup> روشی را ارائه کرد که در آن از یک جزء DC نرمال شده استفاده می‌شود. برای این منظور ضریب هارمونیک مرتبه اول جریان اینورتر به وسیله تبدیل DFT<sup>۲</sup> محاسبه می‌شود که در روابط ۲۹-۳ و ۳۰-۳ آورده شده است. سپس جزء DC که در رابطه ۲۵-۳ محاسبه شده بود بر مقدار مطلق هارمونیک اول تقسیم می‌شود که در رابطه ۲۸-۳ آمده است. این کار طبق رابطه ۳۳-۳ برای هر سه فاز انجام می‌گیرد. برای شناسایی سوئیچ معیوب مقدار  $\gamma_i$  مطابق روابط ۳۱-۳ و ۳۲-۳ با مقدار آستانه مقایسه می‌شود و آنگاه سوئیچ معیوب شناسایی می‌گردد. اما این روش در کنترل حلقه بسته دارای مشکلاتی می‌باشد.

$$\gamma_i = \frac{u_i}{\sqrt{a_{1,i}^2 + b_{1,i}^2}} \quad (28-3)$$

$$a_{1,i} = \frac{2}{N} \sum_{k=1}^N I_i(k\tau) \cos\left(\frac{2\pi k}{N}\right) \quad (29-3)$$

$$b_{1,i} = \frac{2}{N} \sum_{k=1}^N I_i(k\tau) \sin\left(\frac{2\pi k}{N}\right) \quad (30-3)$$

$$d_{1,i} = \begin{cases} 1: \gamma_i > 0 \\ 0: \gamma_i \leq 0 \end{cases} \quad (31-3)$$

$$d_{2,i} = \begin{cases} 1: |\gamma_i| > 0.45 \\ 0: |\gamma_i| \leq 0.45 \end{cases} \quad (32-3)$$

$$i \in [a, b, c] \quad (33-3)$$

<sup>1</sup> Abramik

<sup>2</sup> Discrete Fourier Transformation

### ۳-۲-۳- روش شیب نمودار در تبدیل پارک

روش دیگری نیز توسط پگمنت<sup>۱</sup> ارائه شده که در آن از تبدیل پارک استفاده شده است. در این روش شیب منحنی تبدیل پارک جهت تشخیص خطا به کار رفته است. همان‌طور که در شکل ۳-۱۸ دیده می‌شود منحنی تبدیل یافته دارای یک بخش نیمدایره و یک بخش خطی شکل است. بخش خطی دارای یک شیب مخصوص به خود می‌باشد که بستگی به خطا دارد. با محاسبه شیب پل معیوب شناسایی می‌گردد. البته در این روش علاوه بر شیب منحنی باید بدانیم که جریان در فاز معیوب مثبت است یا منفی [۱۴].

در این روش نیز جریان جهت شناسایی و تشخیص استفاده شده است و همان‌گونه که گفته شد سیگنال جریان به بار وابسته است و تغییرات بار سبب ایجاد خطا می‌گردد. همچنین در روش تبدیل پارک برای محاسبه و شناسایی سوئیچ معیوب در هر فاز نیاز به جریان‌های هر سه فاز به طور همزمان می‌باشد و تمامی محاسبات برای هر سه فاز باید انجام پذیرد. علاوه بر آن در این روش علاوه بر محاسبات تبدیل پارک نیاز به محاسبه ضرایب فوریه می‌باشد که خود عملی زمانگیر است.

### ۳-۲-۴- روش مبتنی بر تبدیل فوریه<sup>۲</sup> (FT)

این تبدیل به عنوان یک ابزار جهت استخراج محتوای فرکانسی یک سیگنال بکار می‌رود، تحلیل فوریه برای تبدیل شکل موج‌های حوزه زمان به مؤلفه‌های فرکانسی‌شان و یا برعکس به کار می‌رود. وقتی شکل موج پیروی یک باشد، از سری فوریه می‌توان برای محاسبه اندازه‌ها و فازهای مؤلفه اصلی و هارمونیک‌های آن استفاده نمود.

طیف فرکانسی  $H(f)$  از رابطه ۳-۳۴ بدست می‌آید:

(۳۴-۳)

$$H(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j2\pi ft} dt$$

<sup>۱</sup> Pegment

<sup>۲</sup> Fourier Transform

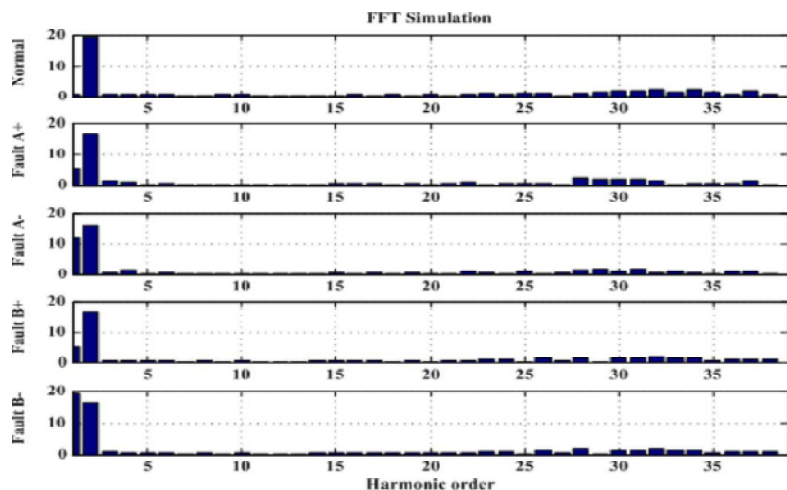


که عکس این تبدیل در رابطه ۳-۳۵ آمده است.

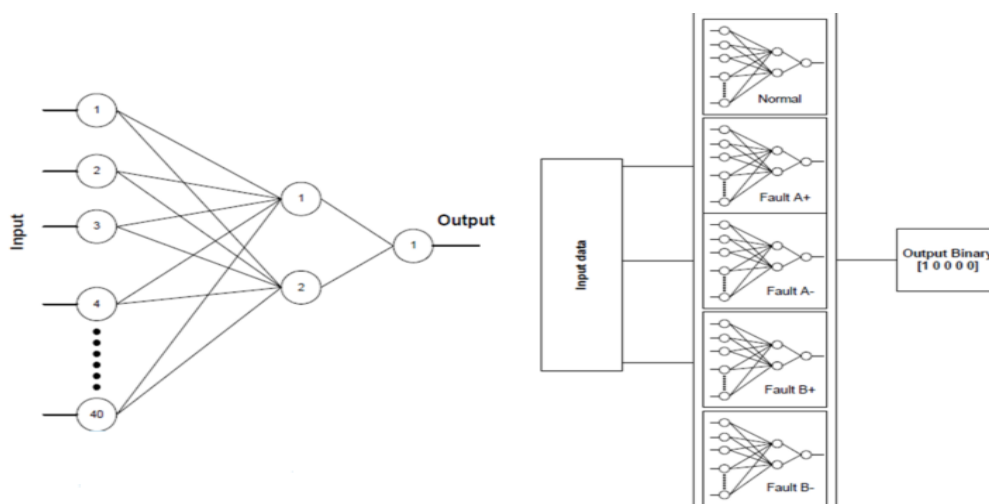
$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} H(f) e^{j2\pi ft} df \quad (3-35)$$

مشهورترین ابزار جهت تحلیل سیگنالها همان تبدیل فوریه است که سیگنال را به مولفه‌های سینوسی با فرکانس‌های مختلف می‌شکند. به بیان دیگر تبدیل فوریه تکنیکی مبتنی بر ریاضی برای دگرگونی نگاه ما به سیگنال از دیدی مبتنی بر زمان به دیدی مبتنی بر فرکانس است. برای بسیاری از سیگنالها تبدیل فوریه بسیار مفید است، چون محتوای فرکانسی سیگنال از اهمیت زیادی برخوردار است [۴۲] و [۴۳].

یکی از روش‌های ارائه شده برای تشخیص خطا در اینورترهای چندسطحی استفاده از تبدیل فوریه شکل موج ولتاژ خروجی است. در این روش ضرایب فوریه شکل موج ولتاژ خروجی توسط FFT محاسبه شده و به عنوان ویژگیهای استخراج شده برای کلاس‌بندی خطا مورد استفاده قرار می‌گیرند. مولفه‌های فرکانسی در تبدیل فوریه برای حالات مختلف نرمال و خطا در شکل ۳-۱۹ آورده شده است. پس از استخراج ویژگی‌ها در این روش، از شبکه عصبی برای کلاس‌بندی استفاده شده است. در اینجا نیاز به محاسبه حداقل ۴۰ تا از مولفه‌های فرکانسی (ضرایب هارمونیک مختلف) به منظور استخراج ویژگی‌های مورد نیاز برای شبکه عصبی می‌باشد. یکی از شبکه‌های عصبی مورد استفاده در این روش در شکل ۳-۲۰ آمده است، که باید تعدادی از این شبکه‌ها برای شناسایی سوئیچ معیوب به صورت همزمان بکار روند که هر کدام با خطای مشخصی آموزش داده شده‌اند که در شکل نیز آمده است از آنجا که تعداد ورودی‌های شبکه بالاست لذا آموزش شبکه مدت زمان زیادی به طول می‌انجامد و نیز تمام اطلاعات بدست آمده از تبدیل فوریه (تمام مولفه‌های فرکانسی) مورد نیاز نمی‌باشد، بنابراین به روش‌های بهینه‌سازی و کاهش ابعاد ورودی همچون الگوریتم ژنتیک نیاز ضروری می‌باشد [۱۰]. علاوه بر آن محاسبه ضرایب فوریه خود تا حدودی عملی زمان‌گیر است.



شکل ۳-۱۹: مولفه های هارمونیک ولتاژ خروجی در حالات مختلف نرمال و خطا [۴۵]



شکل ۳-۲۰: یکی از شبکه های عصبی مورد استفاده در روش تبدیل فوریه [۴۵]

### ۳-۲-۳-۵- روش مبتنی بر تبدیل ویولت<sup>۱</sup>

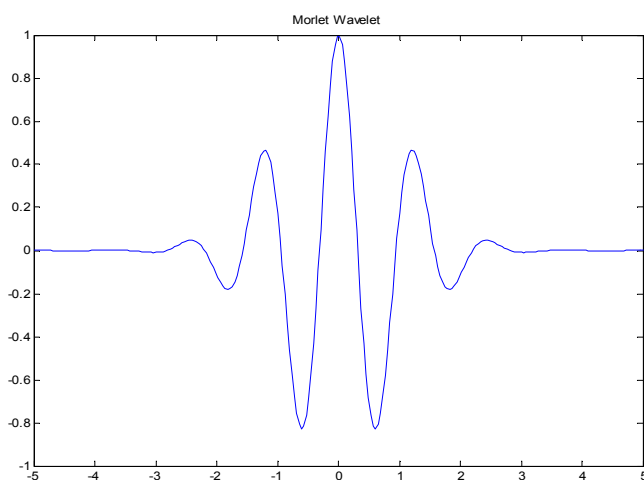
تبدیل ویولت یک تکنیک پنجره‌ای است با اندازه متغیر. تبدیل ویولت از پنجره باریک در فرکانسهای بالا و از پنجره عریض در فرکانسهای پایین استفاده می‌کند. یعنی عرض پنجره در آن به نسبت عکس فرکانس تغییر می‌کند. این رفتار و ویژگی تبدیل ویولت، یک آشکارسازی و طبقه بندی خودکار را پیش روی ما قرار می‌دهد.

کلمه "ویولت" به معنی یک موج کوتاه است. این موج باید حداقل دارای چند نوسان در هر دو جهت باشد و به سرعت به سمت صفر میرا شود. این ویژگی که شرایط مقبولیت<sup>۱</sup> نامیده می‌شود، برای

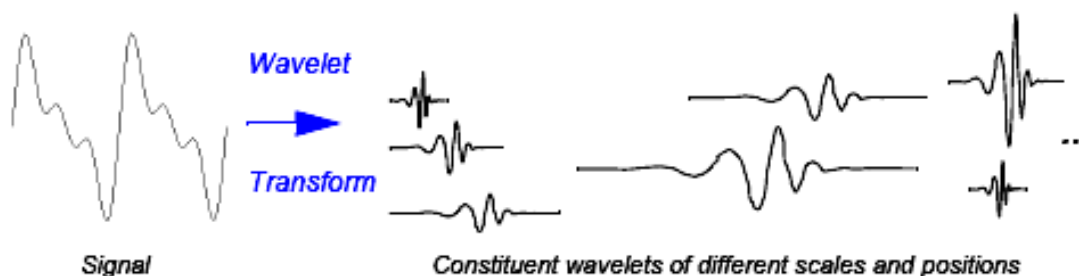
<sup>۱</sup> Wavelet transform

محاسبه تبدیل ویولت ضروری می‌باشد. شکل ۳-۲۱ نمونه‌ای از یک ویولت به نام مورلت را نشان می‌دهد که بنام مخترع آن جین مورلت<sup>۲</sup> نامیده شده است.

تحلیل فوریه مشتمل است بر شکستن یک سیگنال به سینوسی‌هایی با فرکانسهای مختلف. به طور مشابه تحلیل ویولت شکستن سیگنال است، به نسخه‌های شیفت یافته و مقیاس<sup>۳</sup> شده از یک ویولت اصلی (یامادر) که در شکل ۳-۲۲ نشان داده شده است. فقط با نگاه کردن به تصاویر ویولت و تابع سینوسی می‌توان بطور شهودی دریافت که سیگنالهایی با تغییرات تند ممکن است با ویولت بی-قاعده بهتر تحلیل شوند تا با یک سینوسی روان.



شکل ۳-۲۱: تابع ویولت مورلت [۴۴]



شکل ۳-۲۲: تبدیل ویولت [۴۶]

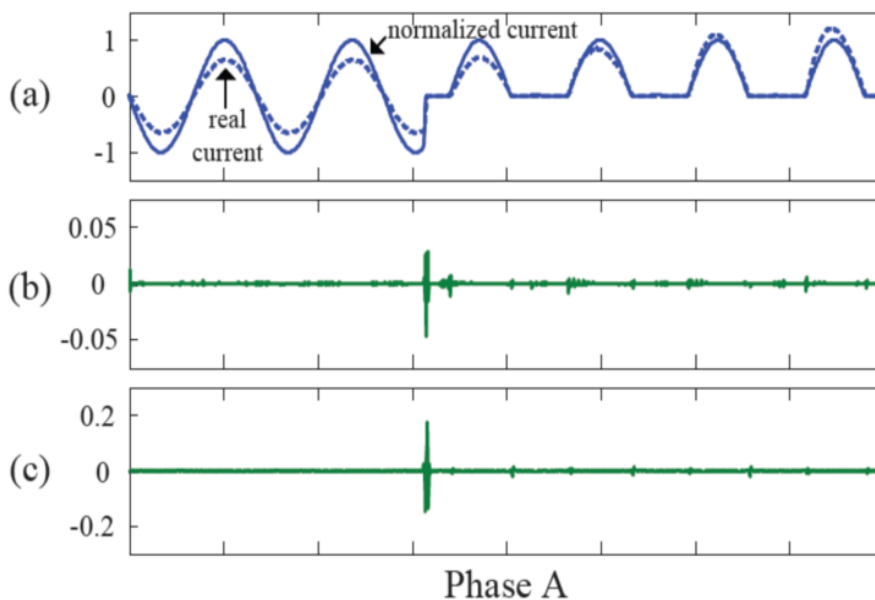
<sup>1</sup> Admissibility Condition

<sup>2</sup> Jean Morlet

<sup>3</sup> scale

در [۱۶] روشی ارائه شده است که از تبدیل ویولت گسسته<sup>۱</sup> (DWT) و محاسبه ضرایب آن برای استخراج ویژگی از شکل موج خروجی استفاده می‌کند. در شکل ۳-۲۳ موج جریان فاز A به همراه ضرایب مرتبه اول و دوم تبدیل DWT که با به کار بردن ویولت db2 به دست آمده‌اند نشان داده شده است که با استفاده از این ضرایب می‌توان فاز معیوب را شناسایی کرد.

این روش در تشخیص خطا در اینورترهای چندسطحی دارای معایبی می‌باشد: اولاً تبدیل ویولت روشی زمان گیر است و در مقایسه با تبدیل فوریه زمان بیشتری را می‌گیرد و در عمل تشخیص خطا که زمان دارای اهمیت بالایی است این یک نکته منفی می‌باشد [۴۵]. ثانیاً استفاده از آن در سیگنال‌هایی با تغییرات تند توصیه می‌شود، در حالی که در اینجا پس از بروز خطا یک سیگنال با خطای دائمی داریم، لذا با استفاده از ضرایب بدست آمده می‌توان تغییرات ناگهانی را که در اثر خطا بدست آمده شناسایی کرد و تنها فاز معیوب شناسایی می‌شود و سوئیچ معیوب باید توسط تبدیل دیگری تعیین گردد [۱۶].



شکل ۳-۲۳: نتایج DWT: (a) شکل موج جریان اصلی و نرمالیزه شده در فاز A، (b) ضریب اول (۲/۵~۵KHz) و (c) ضریب دوم (۱/۲۵~۲/۵KHz) [۱۶]

<sup>1</sup> Discrete Wavelet Transform

### ۳-۳- خلاصه

در این فصل معمول‌ترین روش‌های مدولاسیون عرض پالس در یک اینورتر چندسطحی بررسی شد و به مدولاسیون شیفت سطح با حامل که ساده‌ترین و رایج‌ترین شیوه مدولاسیون در صنعت می‌باشد بیشتر پرداخته شد. همچنین در ادامه این بخش خطاهای متداول در اینورترهای چندسطحی مورد بحث قرار گرفت، قابلیت اطمینان در اینورترهای طبقاتی بررسی گشت و سپس به روشهای تشخیص خطا در اینورترهای طبقاتی که تا کنون ارائه شده است پرداخته شد. همچنین مفاهیم شبکه‌های عصبی به طور مختصر بررسی شد. در فصل بعد به منظور تصحیح سوئیچینگ در روش مدولاسیون شیفت سطح راهکار جدیدی ارائه خواهد شد که در آن از موج‌های حامل چرخان در سطوح مختلف استفاده می‌شود. پس از آن روشی جهت تشخیص خطا ارائه خواهد شد که در آن از تحلیل هیستوگرام ولتاژ خروجی برای استخراج ویژگی و از شبکه عصبی برای کلاس‌بندی خطا استفاده می‌گردد.

## فصل چهارم

روش پیشنهادی مدولاسیون و تشخیص خطا

در اینورترهای طبقاتی

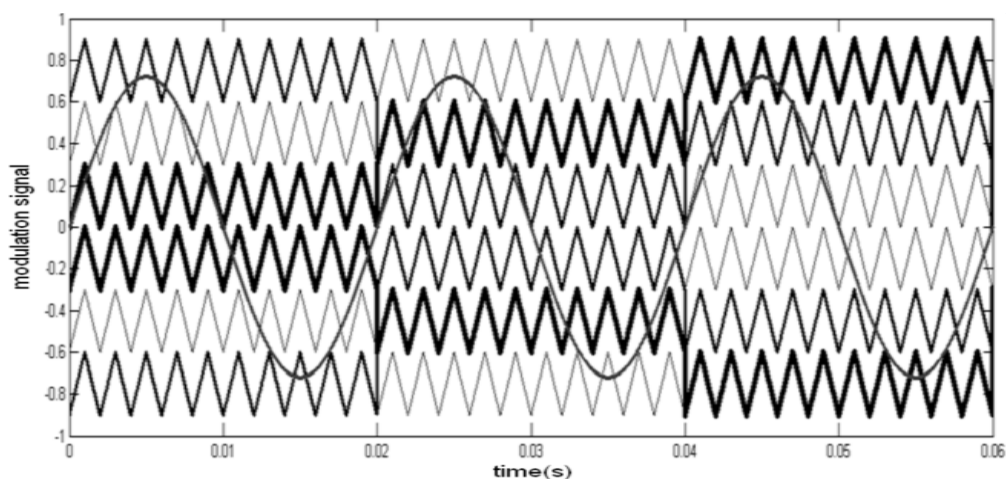
در میان انواع روشهای مدولاسیون عرض پالس که بررسی شد مدولاسیون چندحاملی شیفت سطح یکی از پرکاربردترین شیوههای مدولاسیون می باشد و این به دلیل سادگی و نیز اعوجاج هارمونیک پایین در این روش می باشد. اما این روش دارای اشکال عمده ای است و آن یکسان نبودن سوئیچینگ تمام قطعات و نیز عدم استفاده از تمامی سلولها در شاخصهای مدولاسیون پایین می باشد. در این فصل در ابتدا روشی جهت اصلاح این مشکل پیشنهاد شده است و در ادامه از این روش مدولاسیون ارائه شده در جهت کنترل اینورتر طبقاتی که تشخیص خطا در آن مد نظر است استفاده شده است.

در زمینه تشخیص خطا روشی پیشنهاد شده است که از شکل موج ولتاژ خروجی جهت تشخیص استفاده می کند. خطاهای در نظر گرفته شده در این بخش خطای اتصال کوتاه و اتصال باز سوئیچها می باشند. در این زمینه دو پارامتر از اهمیت بیشتری برخوردارند: اول درصد درستی در عملیات تشخیص خطا و دوم مدت زمان لازم برای تشخیص، که در روش پیشنهادی هر دوی این پارامترها مد نظر قرار داده شده و در مقایسه با کارهای پیشین بهبود یافته اند. همچنین روش پیشنهادی دارای پیچیدگی محاسباتی کمتری نسبت به روشهای پیشین می باشد که این خود یک مزیت است. از آنجا که عملکرد درایو چندسطحی به صورت بدون وقفه مدنظر است، لذا جهت دست یابی به این مقصود پس از تشخیص خطا در اینورتر طبقاتی، الگوریتمی جهت ادامه کار آن در شرایط متعادل ارائه شده است.

#### ۴-۱- روش ارائه شده جهت تصحیح مدولاسیون شیفت سطح

در این بخش یک روش در مدولاسیون چند حاملی شیفت سطح برای ایجاد استفاده از تمامی سطوح حتی در شاخص‌های مدولاسیون پایین و نیز متعادل کردن سوئیچینگ تمام قطعات (در تمامی شاخص‌ها) ارائه شده است. در این روش از موج‌های حامل چرخان در اینورتر در هر سیکل از مدولاسیون استفاده می‌گردد. این کار فشار سوئیچینگ را بر روی سطوح داخلی با استفاده یکسان از تمامی سطوح ولتاژ کاهش می‌دهد.

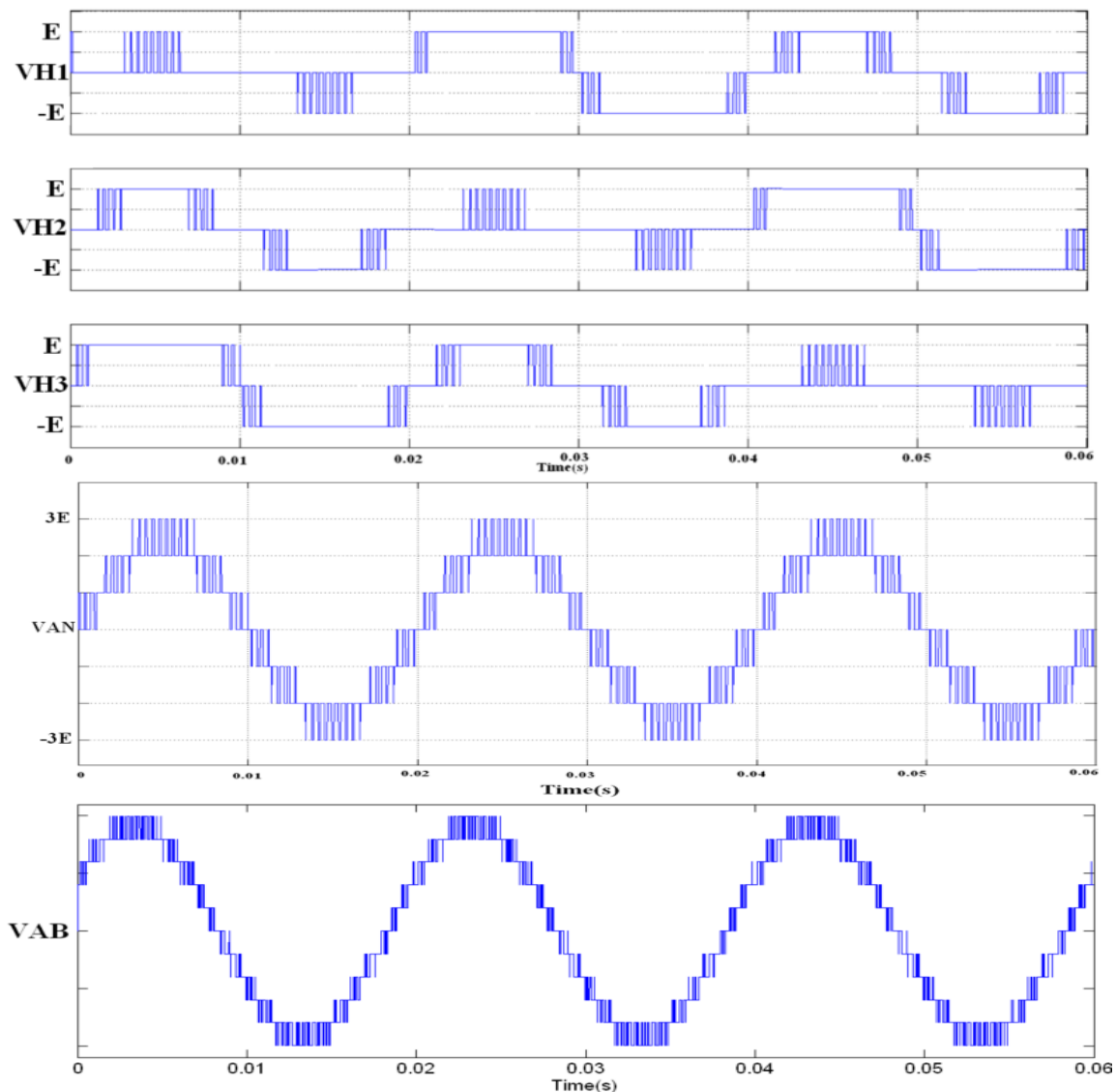
در این روش موج‌های حامل مثلثی که در مدولاسیون شیفت سطح (SH-PWM) استفاده می‌شدند، به طور متناوب در پایان هر سیکل از مرجع تغییر سطح می‌دهند. به عبارت دیگر هر یک از موج‌های حامل در یک سیکل معین در سطح مشخصی هستند و در پایان آن سیکل به صورت چرخشی تغییر سطح می‌دهند و جای حامل‌ها تغییر می‌کند. شکل موج‌های مربوط به سیگنال‌های مدولاسیون یک اینورتر ۷ سطحی در این روش در طی ۳ سیکل در شکل ۴-۱ نشان داده شده است. از آنجا که هر حامل مربوط به یک سوئیچ (و نیز سوئیچ مکمل آن) می‌باشد و با مقایسه آن موج حامل با مرجع، سیگنال‌های گیت IGBTها تامین می‌گردد، لذا با چرخش این حامل‌ها در واقع جای سلول‌ها به طور متناوب تغییر می‌کند و پس از طی  $S$  سیکل از موج مرجع ( $S$  تعداد سلول‌های H-پل یا ماجول‌ها می‌باشد)، دوباره هر موج حامل به سطح اولیه خود بازگشته و این روند تکرار می‌شود.



شکل ۴-۱: سیگنال‌های مدولاسیون در روش ارائه شده (حامل‌های مثلثی چرخان در بین سطوح)



بدین ترتیب با چرخش حامل‌ها در بین سطوح مختلف و جابجایی در ترتیب استفاده از ماجول‌های H-پل در هر سیکل، سوئیچینگ در تمامی قطعات متعادل شده و فرکانس سوئیچینگ آنها در طول S سیکل یکسان می‌گردد. شکل موج مربوط به ولتاژ خروجی هر سلول H-پل، ولتاژ فاز و ولتاژ خط خروجی در شاخص مدولاسیون  $0/8$  برای یک اینورتر هفت سطحی در شکل ۴-۲ آورده شده است. همچنین در شاخص‌های مدولاسیون پایین که در روش SH-PWM تعدادی از سطوح یا به عبارتی سلول‌های H-پل بلااستفاده می‌مانند، با استفاده از این روش و جابجایی در ترتیب استفاده از سلول‌ها، تمامی آن‌ها در طی S سیکل استفاده می‌گردند.

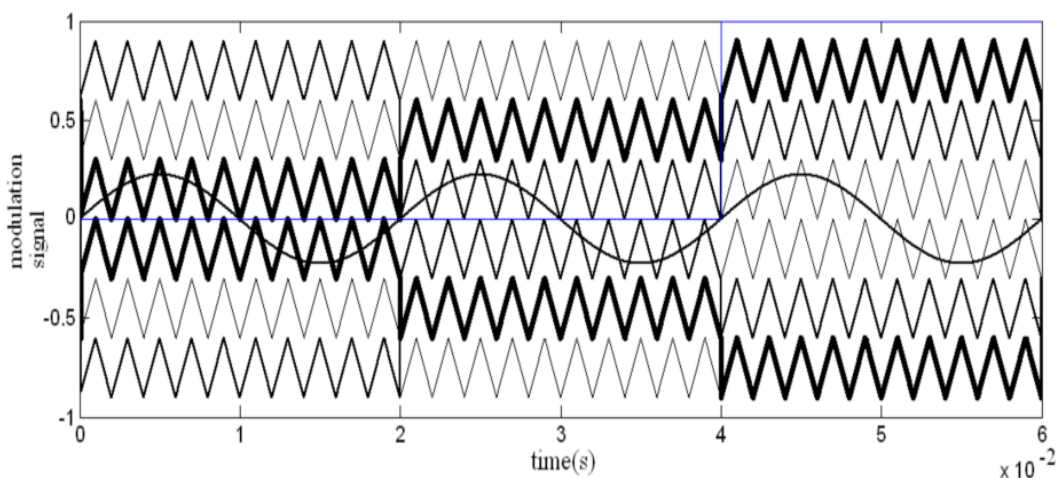


شکل ۴-۲: ولتاژ خروجی سلول‌های H-پل، ولتاژ فاز و ولتاژ خط به ازای  $m_a = 0/8$  در یک اینورتر ۷ سطحی

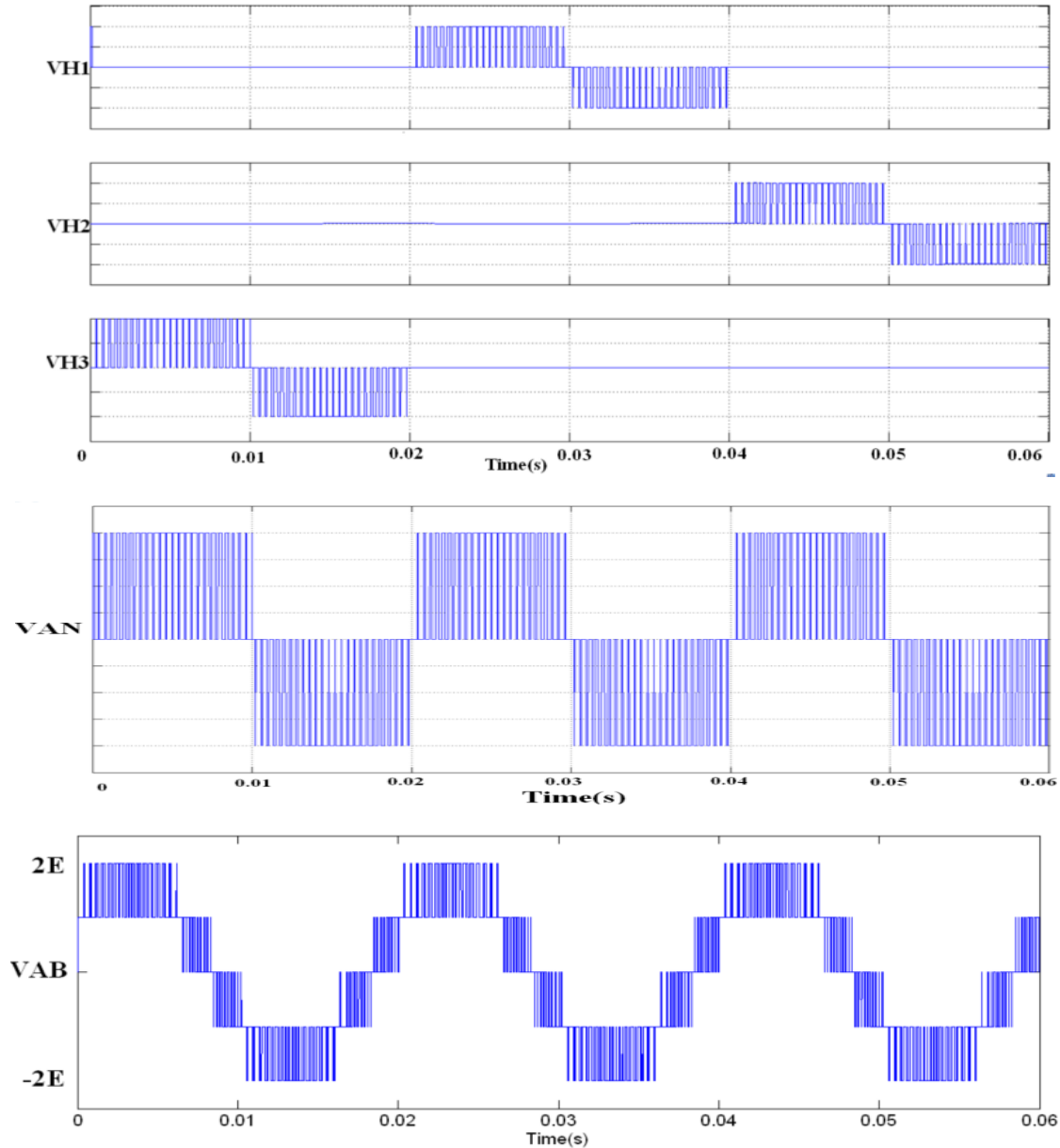
همان‌طور که در شکل ۴-۱ نیز می‌بینیم، از آنجا که یک اینورتر طبقاتی هفت سطحی دارای سه سلول H-پل می‌باشد، بنابراین با چرخش حامل‌ها در طی سه سیکل هر موج حامل تمامی سطوح را تجربه خواهد کرد و لذا تمامی سوئیچها در پایان سه سیکل فرکانس سوئیچینگ یکسانی خواهند داشت. قابل ذکر است که حامل‌های نیمه بالایی مربوط به سوئیچ‌های سمت چپ و حامل‌های پایینی مربوط به سوئیچ‌های سمت راست در هر سلول H-پل می‌باشند.

همچنین شکل موج‌های مربوط به سیگنال‌های مدولاسیون در یک اینورتر هفت‌سطحی در یک شاخص مدولاسیون پایین ( $m_a=0/3$ ) در شکل ۴-۳ آورده شده است. همان‌گونه که دیده می‌شود با جابه‌جایی در ترتیب استفاده از سلول‌ها، موج‌های حامل مربوط به تمامی سلول‌ها در سیکل‌های مختلف با موج مرجع مقایسه شده و بدین ترتیب از هر سه سلول H-پل در سه سیکل استفاده خواهد شد.

شکل موج ولتاژهای خروجی در شاخص مدولاسیون پایین ( $m_a=0/3$ ) در یک اینورتر هفت‌سطحی در شکل ۴-۴ نشان داده شده است. پس همان‌طور که می‌بینیم در این روش سلول‌های مختلف دارای فرکانس سوئیچینگ یکسان و ولتاژ خروجی یکسان بوده و فقط اختلاف فازی در شکل موج‌های خروجی وجود دارد. همچنین این روش تاثیر معکوسی بر روی  $THD_v$  نخواهد داشت و لذا در مقایسه با مدولاسیون شیفت فاز این روش دارای پروفایل هارمونیک مناسب‌تری خواهد بود. از این روش در ادامه جهت مدولاسیون استفاده خواهد شد.



شکل ۴-۳: سیگنال‌های مدولاسیون در روش ارائه شده در  $m_a=0/3$



شکل ۴-۴: ولتاژ خروجی سلول‌های H-پل، ولتاژ فاز و ولتاژ خطا به ازای  $m_a = 0.3$  در یک اینورتر هفت سطحی

#### ۴-۲- روش پیشنهادی تشخیص خطا و کلاس‌بندی در اینورترهای طبقاتی

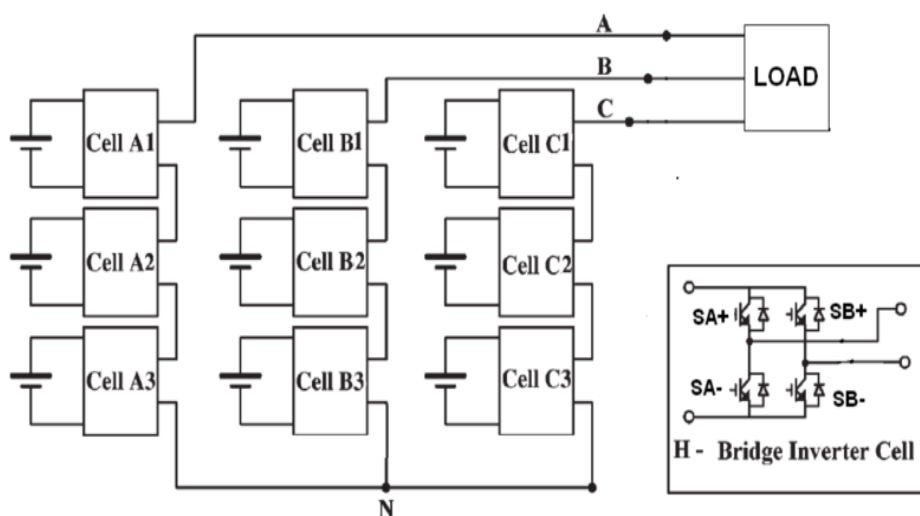
همان گونه که قبلاً ذکر شد دو خطای متداول اتصال باز و اتصال کوتاه در این بخش مورد بررسی قرار می‌گیرند. اگر خطایی در هر یک از سوئیچ‌های یک اینورتر طبقاتی رخ دهد، ولتاژ و جریان خروجی تحت تاثیر این خطا تغییر می‌یابند. تغییرات در ویژگی‌ها و مشخصات این شکل موج‌ها به نوع خطا و نیز محل آن بستگی دارد. شکل موج جریان به بار وابسته است و اگر از آن جهت تشخیص خطا استفاده شود تغییرات بار ممکن است سبب اشتباه در کلاس‌بندی خطا شود برای مثال در بارهای

کم [۱۰]. بنابراین در این بخش ولتاژ فاز خروجی یک اینورتر چندسطحی طبقاتی برای تشخیص خطا استفاده شده است.

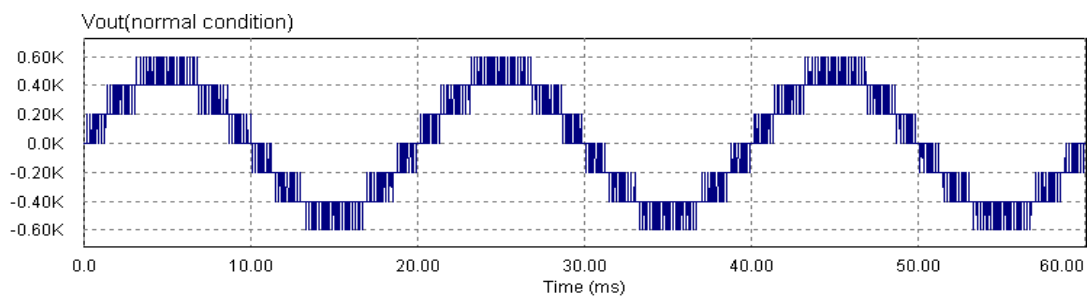
#### ۴-۲-۱- تاثیرات خطا بر روی ولتاژ خروجی

برای بررسی در این بخش یک اینورتر هفت سطحی طبقاتی سه فاز در نظر گرفته شده که ساختار کلی آن در شکل ۴-۵ آورده شده است.

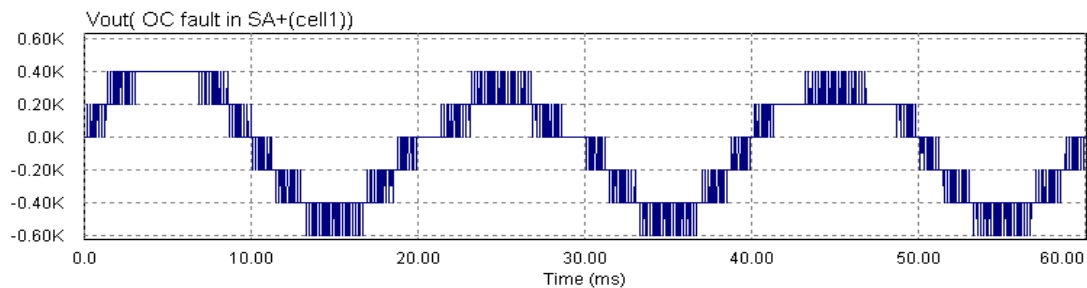
اگر خطایی در هر یک از سوئیچ‌ها اتفاق بیفتد ولتاژ فاز خروجی متاثر شده و یکی از سطوح ولتاژ از دست می‌رود. ولتاژ خروجی یکی از فازها در حالت نرمال و نیز در حین خطاهای اتصال کوتاه (SC) و اتصال باز (OC) که در سوئیچ‌های SA+ و SA- در سلول اول (Cell A1) رخ دهد برای یک اینورتر طبقاتی هفت سطحی در شکل ۴-۶ نشان داده شده است. همان‌طور که در این شکل دیده می‌شود سیگنال ولتاژ در حین خطای OC یکی از سوئیچ‌ها معادل است با سیگنال ولتاژ در حین خطای SC سوئیچ مکمل آن. از آن جا که الگوریتم تصحیح و تجدید ساختار برای این موارد با شکل موج‌های مشابه یکسان خواهد بود (که در بخش بعد آمده است)، بنابراین این خطاها با شکل موج‌های مشابه در یک کلاس طبقه بندی می‌شوند.



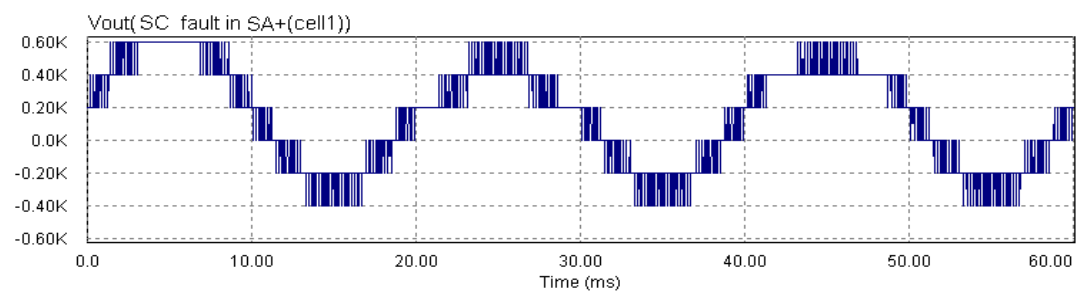
شکل ۴-۵: ترکیب کلی یک اینورتر هفت سطحی ماجولار سه فاز



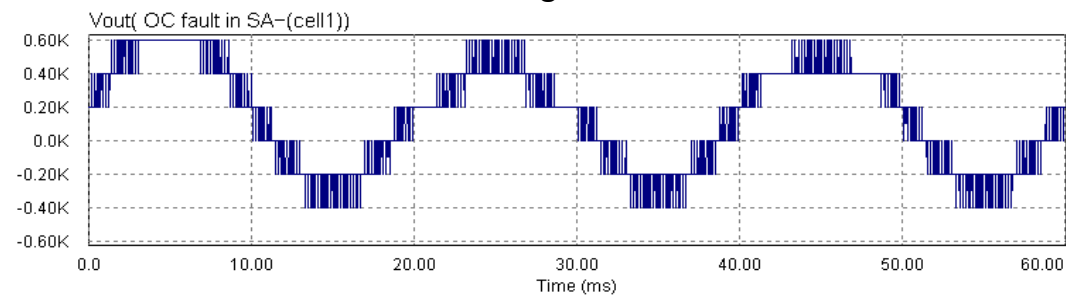
(الف)



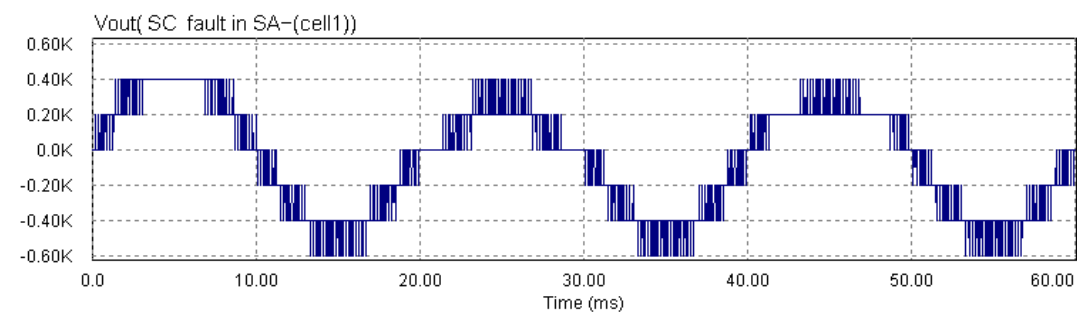
(ب)



(ج)



(د)



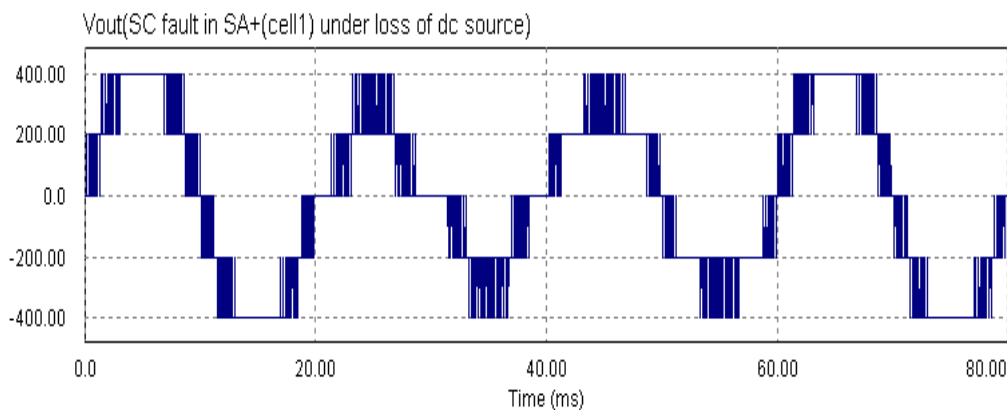
(ه)

شکل ۴-۶: شکل موج ولتاژ خروجی فاز A در شرایط: (الف) نرمال، (ب) خطای OC در SA+، (ج) خطای SC در SA+، (د) خطای OC در SA-، (ه) خطای SC در SA-

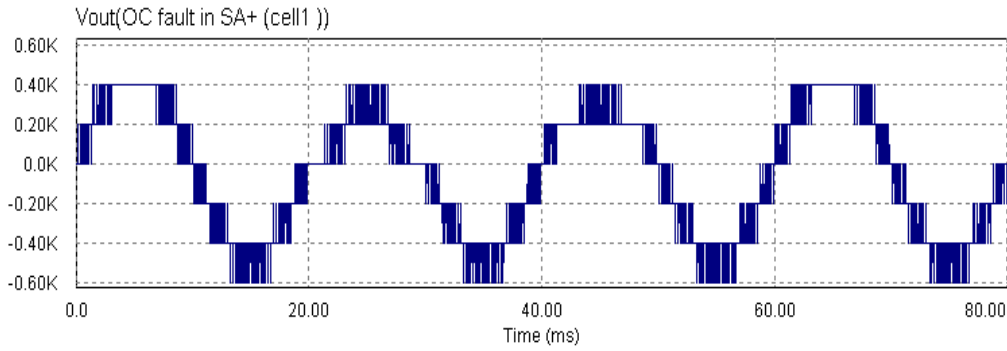
از طرفی هنگامی که یک خطای اتصال کوتاه (SC) رخ می‌دهد مقدار پیک جریان به بیش از ۱/۵ برابر حالت نرمال افزایش می‌یابد [۱۰]. بنابراین در عمل فیوز حفاظتی منبع DC عمل کرده و آن را قطع می‌کند، بنابراین ولتاژ خروجی سلول معیوب صفر شده و ولتاژ فاز خروجی تغییر می‌یابد که در شکل ۴-۷ آمده است. در این الگوریتم امکان شناسایی خطای اتصال کوتاه در نبود منبع DC نیز فراهم شده است.

همان طور که در شکل های ۴-۶ و ۴-۷ مشاهده می‌شود، ولتاژ خروجی در شرایط خطا در سیکل‌های مختلف شکل‌های مشابهی ندارد. این بدین سبب است که در روش PWM پیشنهادی در سیکل‌های مختلف شکل موج‌های حامل می‌چرخند و در واقع ترتیب استفاده از سلول‌ها جابه‌جا می‌شود، بنابراین در شرایط خطا سلولی که دچار خطا شده است در سیکل‌های مختلف جابه‌جا می‌شود و لذا شکل موج ولتاژ ناشی از آن در سیکل‌های مختلف تغییر می‌کند.

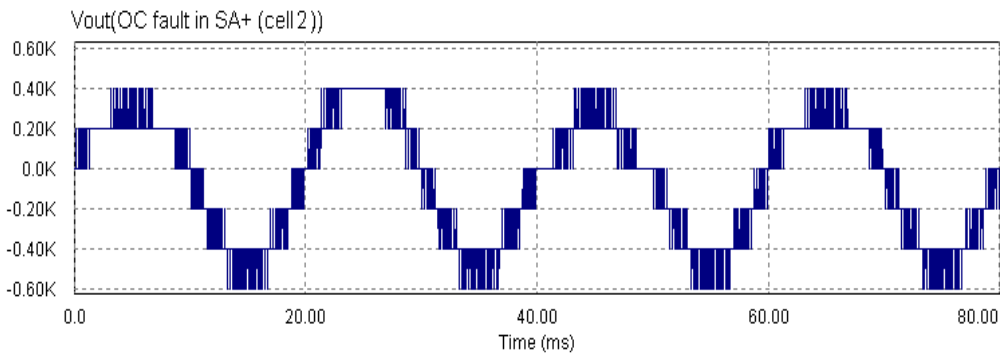
همچنین به دلیل چرخش سلول‌ها در این روش مدولاسیون، ولتاژ خروجی برای یک خطای مشخص در سوئیچ‌های مشابه در سلول‌های متفاوت، مشابه است و فقط یک سیکل زمانی یا بیشتر شیفت یافته است. برای نمونه خطای اتصال باز (OC) در  $SA^+$  برای هر سه سلول یک اینورتر طبقاتی هفت سطحی در شکل ۴-۸ آورده شده است.



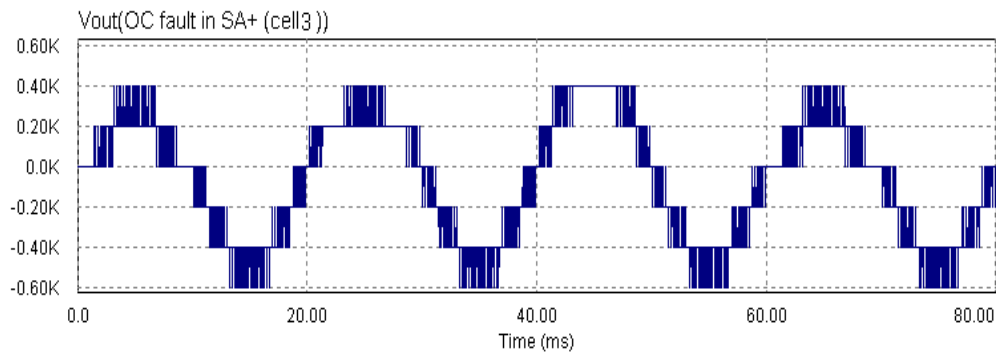
شکل ۴-۷: شکل موج ولتاژ خروجی فاز A در شرایط اتصال کوتاه در  $SA^+$  در نبود منبع DC



(الف)



(ب)



(ج)

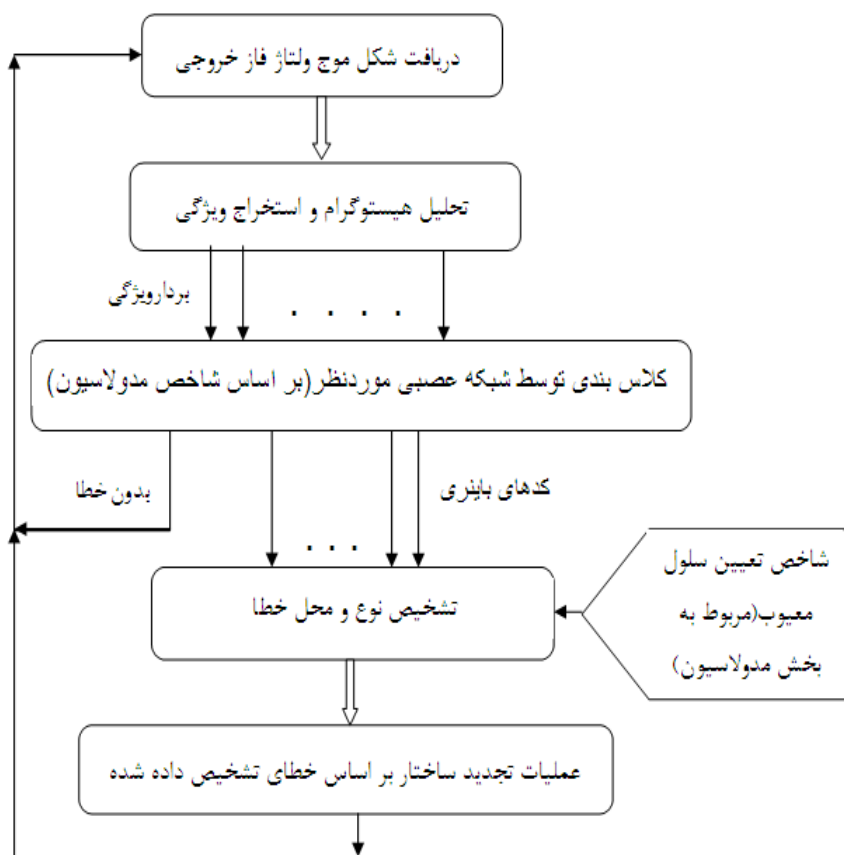
شکل ۴-۸: شکل موج ولتاژ خروجی فاز A در شرایط خطای OC در SA+ در هر سه سلول

به دلیل این تشابهات در شکل موج ها، به منظور تشخیص خطا علاوه بر مشخصه هیستوگرام استخراج شده از ولتاژ خروجی (که در ادامه توضیح داده شده)، یک شاخص تعیین کننده نیز استفاده می گردد که از روش مدولاسیون مربوطه به دست می آید. این شاخص را سطح یکی از موج های حامل در نظر می گیریم. برای مثال سطح حامل مربوط به SA<sup>+</sup> در سلول A1 (که در شکل ۴-۱ سیگنال بالایی در سیکل اول می باشد). برای یک اینورتر طبقاتی هفت سطحی این موج حامل دارای سه سطح بوده و در هر سیکل در یک سطح قرار دارد. بنابراین این شاخص برای یک اینورتر طبقاتی هفت

سطحی دارای سه مقدار است و برای هر اینورتر طبقاتی با تعداد  $S$  سلول، این شاخص دارای  $S$  مقدار است و در واقع پس از تعیین سوئیچ معیوب و نوع خطا (توسط مشخصه هیستوگرام خروجی)، شماره سلول معیوب توسط این شاخص تعیین می‌گردد.

#### ۲-۲-۴- الگوریتم پیشنهادی جهت تشخیص خطا

در این بخش روش پیشنهادی برای تشخیص خطا در یک اینورتر طبقاتی شرح داده شده است. الگوریتم تشخیص خطا و تصحیح عملکرد پس از تشخیص در شکل ۴-۹ نشان داده شده است. همان گونه که در این شکل نیز مشاهده می‌گردد، ولتاژ فاز خروجی جهت تشخیص خطا استفاده شده است. سپس تحلیل هیستوگرام برای استخراج ویژگی از ولتاژ فاز خروجی به کار رفته است که در بخش بعدی بیشتر توضیح داده خواهد شد. بردار مشخصه هیستوگرام ولتاژ فاز خروجی جهت تشخیص نوع و محل خطا به عنوان ورودی به شبکه عصبی داده می‌شود.



شکل ۴-۹: فلوچارت کلی روش پیشنهاد شده جهت تشخیص و رفع خطا



سیستم تشخیص خطا دارای ۵ شبکه عصبی می‌باشد که هر کدام از آن‌ها جهت تشخیص در محدوده معینی از شاخص‌های مدولاسیون  $m_a$  بکار می‌روند و در همین محدوده نیز آموزش دیده شده‌اند. پس از تعیین سوئیچ و نوع خطا، سلول معیوب نیز توسط شاخص سطح که از موج حامل ورودی گرفته شده تعیین می‌گردد. پس از آن روشی برای تصحیح عملکرد نیز در بخش بعد ارائه گردیده است. بنابراین روش تشخیص خطا دارای دو بخش است که در ادامه شرح داده شده است.

#### ۴-۲-۱- تحلیل هیستوگرام<sup>۱</sup> ولتاژ خروجی

ولتاژ فاز خروجی در یک اینورتر طبقاتی دارای  $m=2S+1$  سطح می‌باشد که  $S$  تعداد سلول‌های قدرت یا ماجول‌ها در هر فاز است. در شرایط خطا همان‌طور که در شکل‌های قبل نیز مشاهده می‌شود یک سطح یا تعداد بیشتری از سطوح در خروجی ظاهر نمی‌شوند و نیز مدت زمانی که ولتاژ در دیگر سطوح قرار دارد تحت تاثیر خطا قرار گرفته و تغییر می‌یابد. بنابراین شکل ظاهری ولتاژ خروجی می‌تواند جهت تشخیص خطا به کار رود. لذا به منظور توصیف کردن<sup>۲</sup> ولتاژ خروجی یک سیکل از ولتاژ فاز خروجی بر محور  $y$  (محور سطح ولتاژ) تصویر<sup>۳</sup> می‌گردد و متغیر زمان حذف می‌شود. برای بدست آوردن بردار هیستوگرام محدوده پیک تا پیک ولتاژ خروجی به  $m$  بخش مساوی تقسیم می‌گردد که  $m$  تعداد سطوح ولتاژ است. با نمونه برداری از دامنه ولتاژ فاز خروجی در طی یک سیکل با نرخ<sup>۴</sup> مشخص (برای مثال ۱ مگاهرتز) برای هر یک از  $m$  محدوده ولتاژ، تعداد نمونه‌هایی که در آن محدوده مشخص قرار دارند به عنوان مقدار هیستوگرام برای آن بخش در نظر گرفته می‌شوند. بنابراین برای هر سیکل از ولتاژ خروجی یک بردار با  $m$  عنصر حاصل می‌گردد. بردار مشخصه استخراج شده، هیستوگرام ولتاژ خروجی است. این بردار هیستوگرام به عنوان یک مشخصه یا اثر<sup>۵</sup> از ولتاژ خروجی برای تشخیص خطا بکار می‌رود. هر عنصر در این بردار مربوط به یکی از سطوح ولتاژ می‌باشد و تعداد

<sup>1</sup> Histogram Analysis

<sup>2</sup> Characterization

<sup>3</sup> Projection

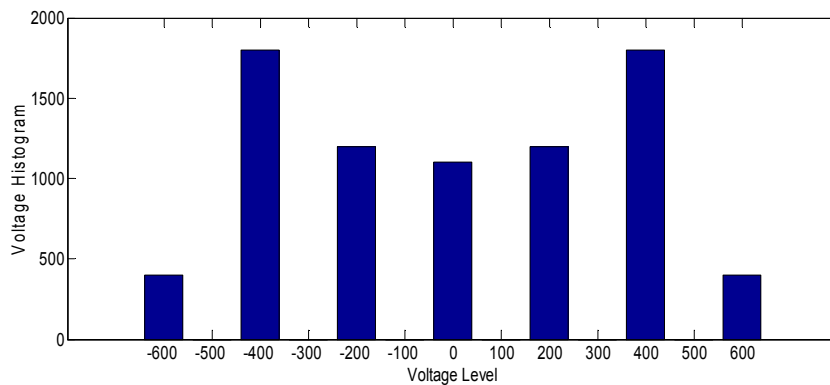
<sup>4</sup> Rate

<sup>5</sup> Signature

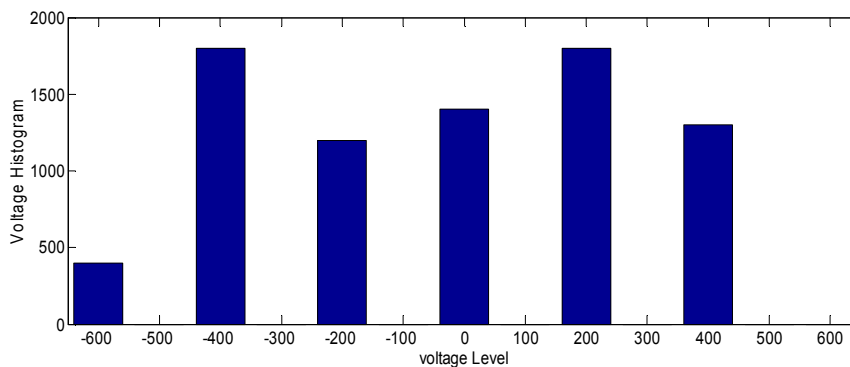
نقاط نمونه‌ای را که ولتاژ خروجی در آن سطح مربوطه می‌باشد نشان می‌دهد. سپس این بردار جهت استفاده (به عنوان ورودی شبکه عصبی) نرمالیزه می‌گردد، به عبارتی بر تعداد کل نمونه‌برداری‌هایی که در یک سیکل انجام می‌شود تقسیم می‌گردد. هر عنصر با استفاده از رابطه ۴-۱ بدست می‌آید.

$$H_k = \frac{N_k}{N} \quad k=1,2,\dots,m \quad (1-4)$$

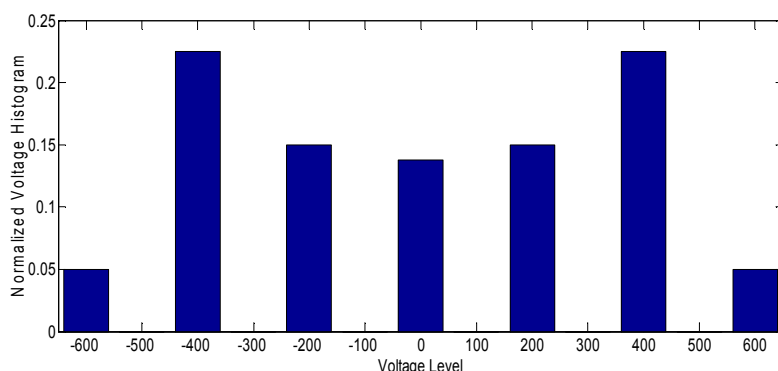
که در این رابطه  $H_k$  عنصر  $k$  ام از بردار هیستوگرام است که نرمالیزه شده،  $N_k$  تعداد نمونه‌های ولتاژی است که در محدوده  $k$  ام از ولتاژ است و  $N$  تعداد کل نمونه‌ها در یک سیکل از ولتاژ فاز خروجی است. این بردار در Matlab/Simulink به وسیله بلوک هیستوگرام بدست می‌آید. در شکل ۴-۱۰ دیگرام هیستوگرام برای شرایط نرمال و نیز در شرایط خطا (اتصال باز سوئیچ SA+ در سلول اول) با نرخ نمونه برداری 8 KHz برای یک اینورتر طبقاتی هفت سطحی (که در آن منابع DC، ۲۰۰ ولت می‌باشند) نشان داده شده است.



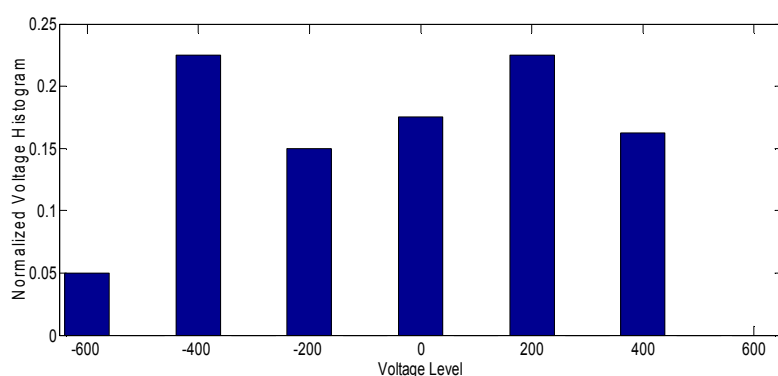
(الف)



(ب)



(ج)



(د)

شکل ۴-۱۰: هیستوگرام ولتاژ خروجی برای (الف) شرایط نرمال و (ب) شرایط خطای OC در SA+،

(ج) نرمالیزه شده در شرایط نرمال و (د) نرمالیزه شده در شرایط خطای OC در SA+

بنابراین برای استخراج ویژگی، یک سیکل از ولتاژ خروجی مورد نیاز است. در این روش مشخصه-ها در حوزه زمان بدست آمده‌اند و نیازی به تبدیل به حوزه فرکانس وجود ندارد و برای محاسبه هیستوگرام تنها به یک نمونه برداری و جمع نمونه‌ها در هر سیکل نیاز است. بنابراین تعداد عملیات و پیچیدگی محاسباتی این روش در مقایسه با دیگر روش‌ها که از تبدیل ویولت، تبدیل پارک و یا تبدیل FFT (و محاسبه ضرایب آنها) استفاده می‌کنند کمتر است و لذا عملیات پردازش سنگین نیست، برای مثال یک AVR هشت بیتی به سادگی می‌تواند این عملیات را انجام دهد. همچنین بردار ویژگی ارائه شده نسبتاً کوچک است (m اغلب عدد چندان بزرگی نیست)، بنابراین فرآیند آموزش شبکه‌های عصبی نسبتاً سریع است و مدت زمان زیادی را نمی‌برد و نیازی به کاهش ابعاد ماتریس ورودی احساس نمی‌گردد. اما به هر حال اگر m بزرگ باشد یا به عبارتی تعداد سطوح اینورتر طبقاتی خیلی

بالا باشد می توان از الگوریتم PCA<sup>1</sup> (تحلیل اجزای اصلی) در جهت کاهش ابعاد ماتریس ورودی به شبکه عصبی استفاده نمود، هرچند شبکه های عصبی پس از فرآیند آموزش در روند تشخیص خطا بکار گرفته می شوند و تعداد نودهای ورودی تاثیر چندانی در مدت زمان تشخیص ندارد. به عبارت دیگر اعمال جمع و ضرب در شبکه های عصبی به صورت موازی بر روی ورودی ها انجام می گیرد.

#### ۴-۲-۲-۲- ساختار شبکه عصبی مورد استفاده در تشخیص خطا

پس از استخراج ویژگی توسط تحلیل هیستوگرام، ماتریس بدست آمده به عنوان ورودی به شبکه عصبی داده می شود. از آنجا که موتور دارای نقاط مختلف کاری می باشد، لذا شاخص مدولاسیون در سیستم درایو موتور (اینورتر چندسطحی) با توجه به خواسته های مورد نیاز آن تغییر می یابد. لذا باید الگوریتم تشخیص خطا قابلیت تشخیص خطا در نقاط مختلف کاری را داشته باشد. بدین منظور چند شبکه عصبی مختلف برای نقاط کاری متفاوت آموزش داده شده و در هر محدوده کاری یکی از این شبکه ها جهت تشخیص و کلاس بندی خطا به کار می رود. تعداد این شبکه ها باید به گونه ای انتخاب شود که دقت مورد نیاز در تشخیص را برآورده سازد و نیز باید هر کدام از شبکه ها در محدوده ای که آموزش داده شده اند به کار گرفته شوند. برای مثال اگر محدوده شاخص های مدولاسیون که برای نقاط مختلف کار موتور در نظر گرفته می شود شامل  $0.5 \leq m_a \leq 1$  باشد، آن گاه با استفاده از ۵ شبکه که هر کدام حدود ۰/۱ از این محدوده از شاخص های مدولاسیون را پوشش دهند، تقریباً خطا در تشخیص صفر می شود.

ولتاژ خروجی اینورتر طبقاتی در چند شاخص مدولاسیون مختلف موجود در هر محدوده و در شرایط مختلف نرمال و خطا شبیه سازی شده و پس از بدست آوردن ماتریس هیستوگرام آن، شبکه عصبی مربوط به آن محدوده از شاخص های مدولاسیون توسط این ماتریس ورودی آموزش داده می شود. علاوه بر آن جهت آموزش شبکه عصبی مورد نظر با شرایط نویزی، مقادیر مختلف نویز با واریانس های

<sup>1</sup> Principle Component Analysis

متفاوت نیز با خروجی اینورتر طبقاتی آمیخته شده و فرآیند آموزش انجام می‌گیرد و تمامی شبکه‌ها به همین طریق آموزش داده می‌شوند. سپس به منظور تست هر شبکه در شاخص‌های مختلف ولی در همان محدوده مورد نظر آن شبکه را تست می‌کنیم.

شبکه‌های مورد استفاده از نوع پرسپترون چندلایه<sup>۱</sup> (MLP) می‌باشند که با الگوریتم پس انتشار خطا (BP) آموزش می‌بینند. هر شبکه شامل سه لایه می‌باشد: یک لایه ورودی، یک لایه میانی و یک لایه خروجی. از آنجا که داده‌ها به صورت غیرخطی با هم در ارتباطند، یک شبکه چند لایه قدرت تفکیک کردن این داده‌های غیرخطی را داراست. تعداد نودهای ورودی در هر یک از شبکه‌های عصبی به تعداد سطوح اینورتر طبقاتی بستگی دارد و به عبارت دیگر با تعداد عنصرهای بردار هیستوگرام که همان  $m$  می‌باشد برابر است. تعداد نودهای لایه میانی به تست‌های اولیه بستگی دارد و باید دقت مورد نظر را برآورده سازد. تعداد نودهای خروجی به سائز بردار هدف وابسته است که آن نیز خود به تعداد کلاس‌های مورد نظر بستگی دارد. این کلاس‌ها شامل حالت نرمال و نیز حالات مختلف خطا می‌باشند. بنابراین تعداد کلاس‌ها و به تبع آن تعداد نودهای خروجی نیز به تعداد سطوح اینورتر وابسته است. در فصل بعد که نتیجه شبیه‌سازی‌ها برای یک اینورتر هفت سطحی آورده شده است تمامی خصوصیات شبکه‌های عصبی و توابع به کار گرفته شده در آنها برای نمونه مورد نظر شرح داده شده‌اند.

#### ۴-۳- الگوریتم تصحیح خطا

پس از تشخیص خطا، برای جلوگیری از صدمات بیشتر و خاموشی کلی، لازم است که عملکرد اینورتر طبقاتی تصحیح شود تا در شرایط متعادل به کار خود ادامه دهد. بدین منظور سلول معیوب بای‌پس می‌شود. عمل بای‌پس کردن سلول معیوب به دو طریق می‌تواند انجام گیرد یا از طریق سیگنال‌های مربوط به گیت سوئیچ‌ها که در جدول ۴-۱ آورده شده است و یا با استفاده از یک سوئیچ که دو سر سلول را اتصال کوتاه کرده و آن را از مدار خارج می‌سازد.

<sup>1</sup> Multi Layer Perceptron

جدول ۴-۱: سیگنالهای مربوط به گیت سوئیچها به منظور بای پس کردن سلولها در شرایط خطا

نوع خطا	محل خطا	سیگنال SA+	سیگنال SA-	سیگنال SB+	سیگنال SB-
اتصال باز (OC)	SA+	۰	۱	۰	۱
	SA-	۱	۰	۱	۰
	SB+	۰	۱	۰	۱
	SB-	۱	۰	۱	۰
اتصال کوتاه (SC)	SA+	۱	۰	۱	۰
	SA-	۰	۱	۰	۱
	SB+	۱	۰	۱	۰
	SB-	۰	۱	۰	۱

برای بای پس کردن به طریق اول مطابق جدول عمل می شود برای مثال اگر در یک سلول خطای اتصال باز در  $SA^+$  رخ دهد به گیت  $SA^+$  و  $SB^+$  فرمان صفر صادر شده و این دو سوئیچ اتصال باز می شوند و به گیت  $SA^-$  و  $SB^-$  فرمان ۱ صادر شده و این دو سوئیچ اتصال کوتاه می شوند. بدین ترتیب سلول معیوب بای پس شده و از مدار خارج می گردد. همان طور که قبلاً نیز گفته شد عملیات بای پس کردن سلول معیوب برای حالت هایی که شکل موجهای مشابه در خروجی ایجاد می کنند یکسان است برای مثال اتصال باز  $SA^+$  و اتصال کوتاه  $SA^-$  (بخش ۴-۲-۱).

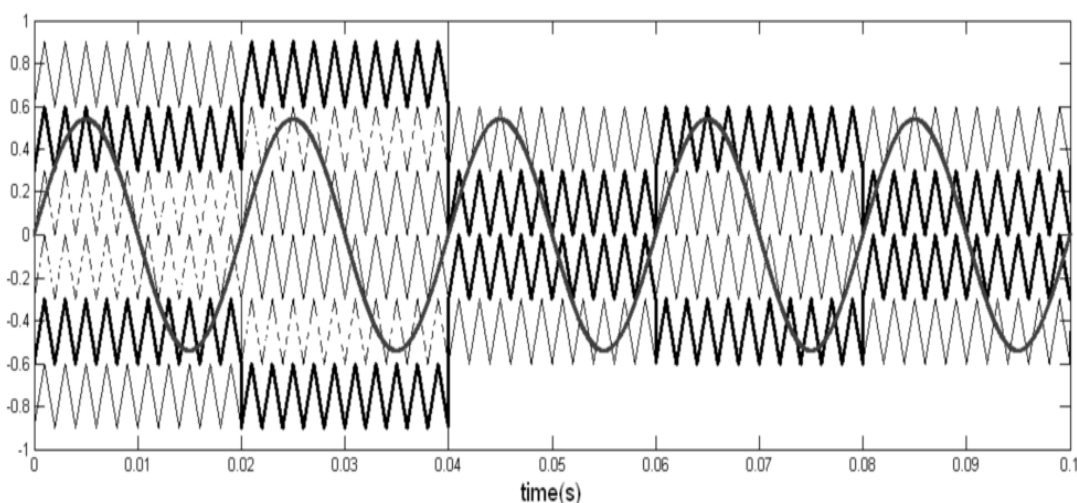
اگر یک سلول مازاد داشته باشیم دو موج حاملی که مربوط به سلول معیوب بودند بایستی به این سلول مازاد مرتبط شوند و بدین ترتیب خروجی به طور کامل جبران می شود، در غیر این صورت این دو موج حذف شده و دیگر سیگنال های حامل چرخان که بین S سطح در حال چرخش بودند، باید بین S-۲ سطح بچرخند. این روش برای یک اینورتر طبقاتی هفت سطحی در شکل ۴-۱۲ نشان داده شده و در لحظه  $t=0.04s$  اعمال شده است.

اما در این حالت جبران سازی کامل در همه حالات بدست نمی آید و بهره (گین) جبران شده به شاخص مدولاسیون و تعداد سلولها بستگی دارد برای مثال در یک اینورتر طبقاتی هفت سطحی

برای  $m_a < 0.67$  جبران سازی کامل پس از تصحیح بدست می آید. اما برای اینورتر طبقاتی نه سطحی این مقدار  $m_a$ ،  $0.75$  می باشد و برای یک اینورتر طبقاتی یازده سطحی این مقدار  $0.8$  می باشد. همچنین این الگوریتم تصحیح باید در دیگر فازها نیز به طور متقارن اعمال گردد تا عملکرد اینورتر طبقاتی به طور متعادل ادامه یابد.

در شکل ۴-۱۱ دو موج حامل میانی در سیکل اول مربوط به سلول اول می باشند و هنگامی که این سلول دچار خطا گردد این دو موج حامل باید به سلول مازاد مرتبط شوند. اگر سلول مازادی نباشد مطابق شکل این دو موج حامل حذف شده و موج های حامل دیگر بین چهار سطح باقیمانده می چرخند. شاخص مدولاسیون در این شکل  $0.5$  می باشد و بنابراین جبران سازی کامل پس از عملیات تصحیح حاصل می گردد به عبارتی دو سلول برای عمل کردن در این شاخص مدولاسیون کافی است.

اما اگر شاخص مدولاسیون بیش تر از  $0.67$  شود دیگر پس از تشخیص خطا جبران سازی کامل برای یک اینورتر طبقاتی بدست نمی آید، و اگر بخواهیم ولتاژ مورد نیاز در خروجی برآورده شود نیاز است که اینورتر در ناحیه فوق مدولاسیون کار کند و لذا هارمونیک های مرتبه پایین در خروجی ایجاد می شود، اما به هر حال در بیشتر کاربردها کارکرد موتور در این شرایط (در توان پایین تر) بهتر از توقف کامل است [۱۰].



شکل ۴-۱۱: الگوریتم تصحیح خطا در یک اینورتر هفت سطحی

اگر پس از تصحیح از روش مدولاسیون SFO-PWM استفاده شود، ناحیه جبران سازی خطی می تواند تا ۱۵٪ افزایش یابد. این بدین خاطر است که در این شیوه مدولاسیون ، شاخص مدولاسیون قبل از رسیدن به ناحیه فوق مدولاسیون می تواند تا ۱۵٪ افزایش یابد [۱].

#### ۴-۴- خلاصه فصل

در این فصل در ابتدا یک روش مدولاسیون پیشنهاد شده است که در آن از موجهای حامل چرخان جهت مدولاسیون استفاده شده است و بدین ترتیب استفاده از سلولها در مدولاسیون شیفت سطح یکنواخت می گردد. در ادامه روشی جهت تشخیص خطا در اینورترهای طبقاتی ارائه شده است که از تحلیل هیستوگرام به منظور استخراج ویژگیهای شکل موج ولتاژ خروجی بهره می گیرد و پس از آن از شبکه عصبی برای کلاس بندی استفاده می شود. پس از اینکه خطا تشخیص داده شد، الگوریتمی ارائه شده است که عملکرد اینورتر را بدون وقفه تضمین می کند. فصل بعد به شبیه سازی روشهای پیشنهادی اختصاص دارد.



## فصل پنجم

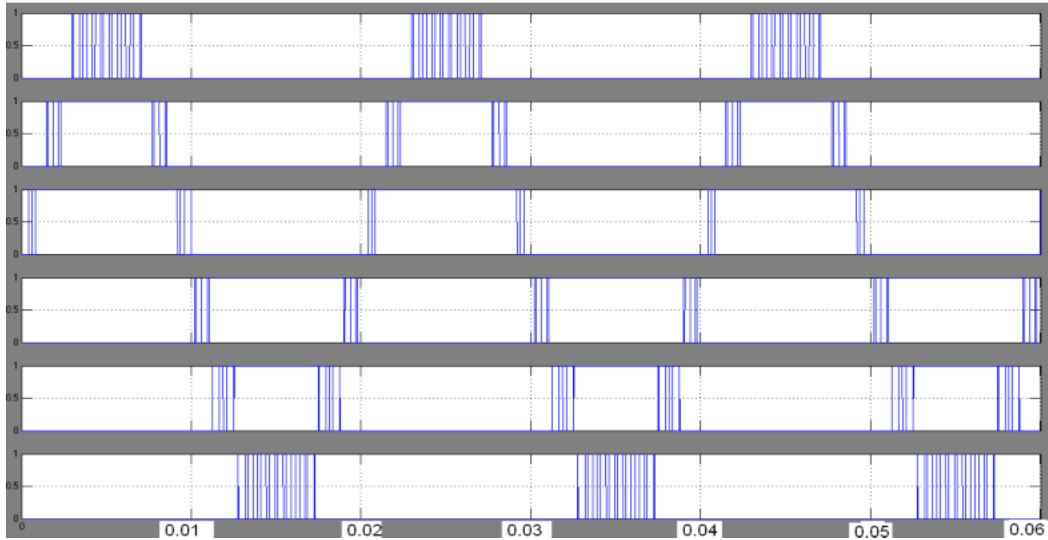
شبیه سازی روش پیشنهادی

در این فصل روش مدولاسیون و نیز روش تشخیص خطای پیشنهادی برای یک اینورتر طبقاتی هفت سطحی شبیه سازی شده است. در مورد سیستم تشخیص خطا، دقت آن در شرایط نویزی مورد بررسی قرار گرفته و طی نمودارهایی نشان داده شده است. جزئیات مربوط به شبکه های عصبی مورد استفاده نیز به تفصیل شرح داده شده و الگوریتم تصحیح عملکرد سیستم پس از تشخیص خطا شبیه سازی گشته و نتایج آن آورده شده است.

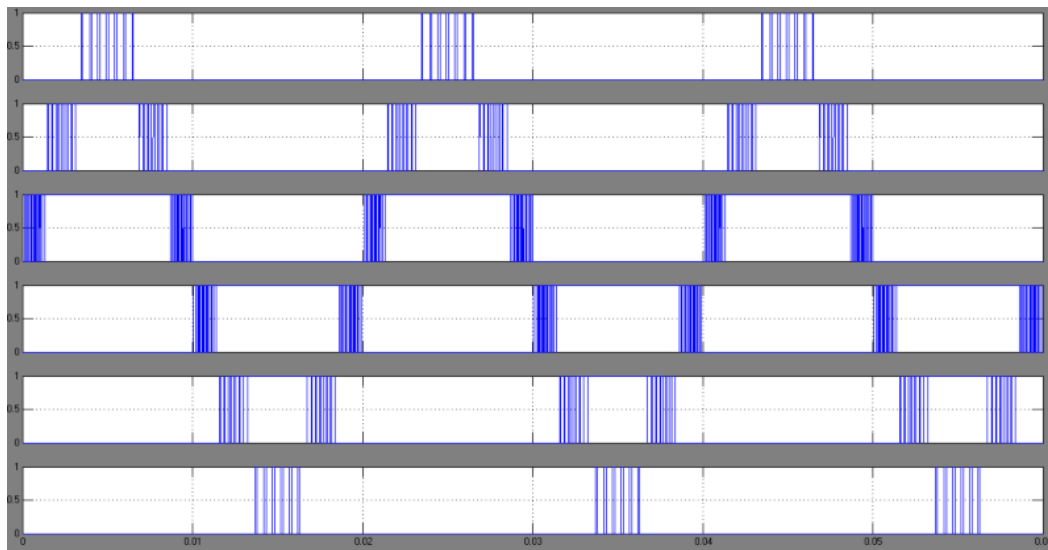
### ۵-۱- بررسی روش مدولاسیون پیشنهادی

برای بررسی روش PWM ارائه شده یک مدل شبیه سازی شده برای یک اینورتر طبقاتی هفت سطحی بکار می رود که مقدار ولتاژ DC هر یک از منابع DC آن در هر سلول قدرت ۲۰۰V می باشد. شکل موج های حامل مربوطه دارای فرکانس ۲KHz (در روش فرکانس متغیر، فرکانس موج های داخلی ۴KHz) و نیز شکل موج مرجع دارای فرکانس ۵۰Hz است. شبیه سازی برای دو شاخص مدولاسیون ۰/۳ و ۰/۹ در سه روش مدولاسیون شیفت سطح، مدولاسیون شیفت سطح با فرکانس متغیر و روش پیشنهادی (مدولاسیون شیفت سطح با حامل های چرخان) انجام شده است. شکل موج مربوط به گیت سوئیچ ها در شاخص مدولاسیون ۰/۹ در هر سه روش در شکل های ۱-۵ تا ۳-۵ آورده شده است. در این شکل ها نیز مشهود است که فرکانس سوئیچینگ قطعات در روش پیشنهادی نسبت به دو روش دیگر یکنواخت تر می باشد.

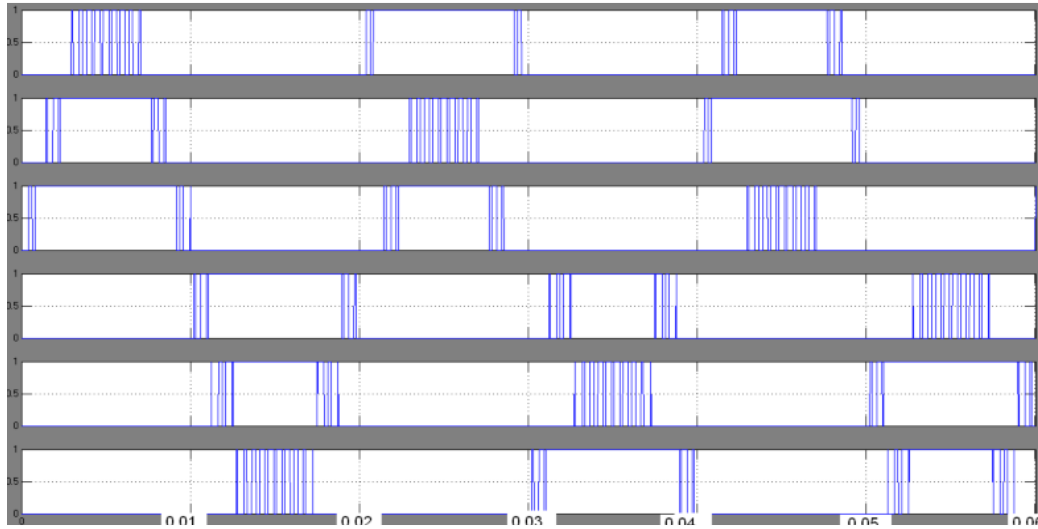
همچنین در شاخص مدولاسیون  $0/3$  نیز پالس‌های مربوط به گیت ترانزیستورها در شکل‌های ۴-۵ تا ۶-۵ در سه روش مذکور آورده شده است.



شکل ۵-۱: سیگنال‌های گیت سوئیچ‌ها در یک اینورتر هفت سطحی  $m_a = 0/9$  در روش مدولاسیون شیفت سطح (به ترتیب از بالا به پایین:  $S_{11}, S_{12}, S_{13}, S_{21}, S_{22}, S_{23}$ )

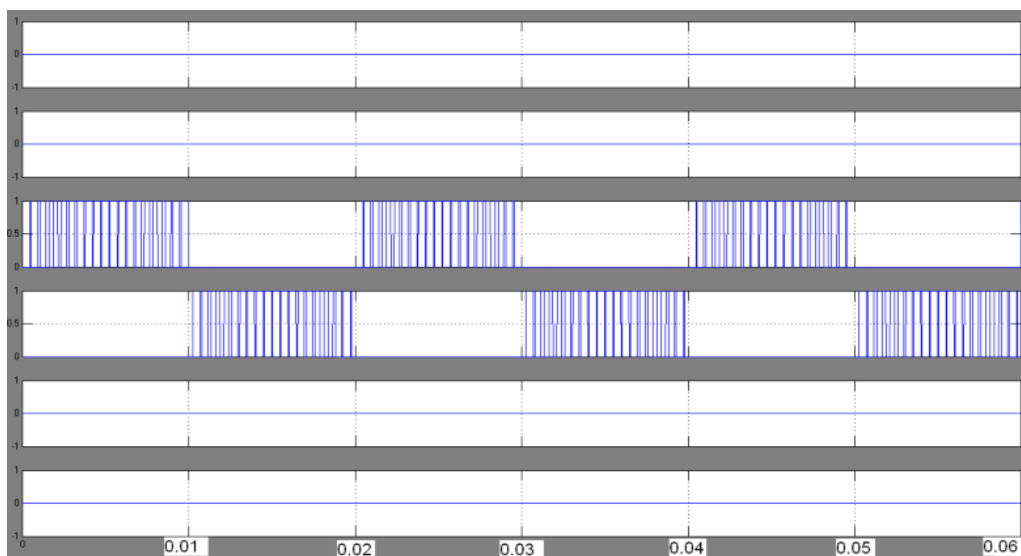


شکل ۵-۲: سیگنال‌های گیت سوئیچ‌ها در یک اینورتر هفت سطحی برای  $m_a = 0/9$  در روش شیفت سطح با فرکانس متغیر (به ترتیب از بالا به پایین:  $S_{11}, S_{12}, S_{13}, S_{21}, S_{22}, S_{23}$ )

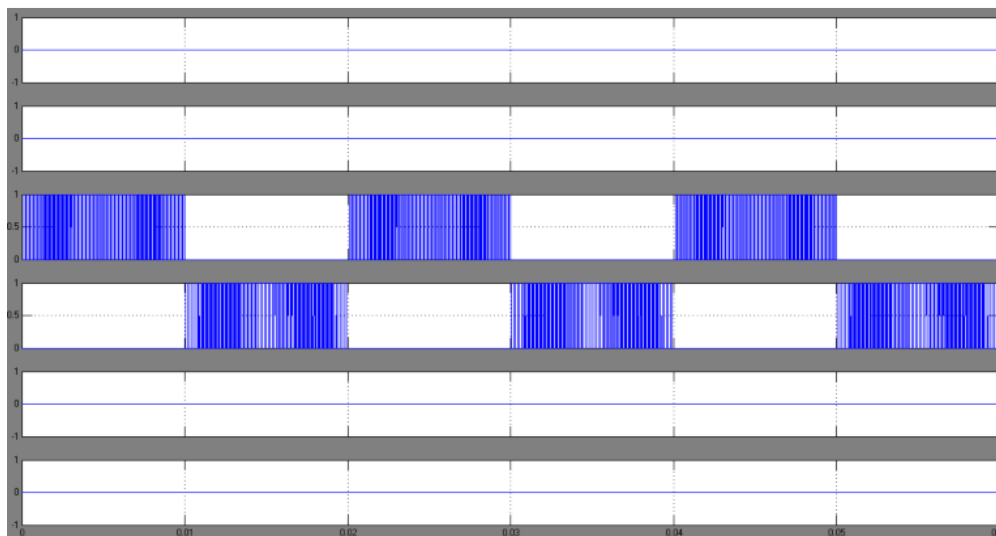


شکل ۳-۵: سیگنال‌های گیت سوئیچ‌ها در یک اینورتر هفت سطحی برای  $m_a = 0.9$  در روش پیشنهادی  
(به ترتیب از بالا به پایین:  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{13}$ ,  $S_{23}$ ,  $S_{22}$ ,  $S_{21}$ )

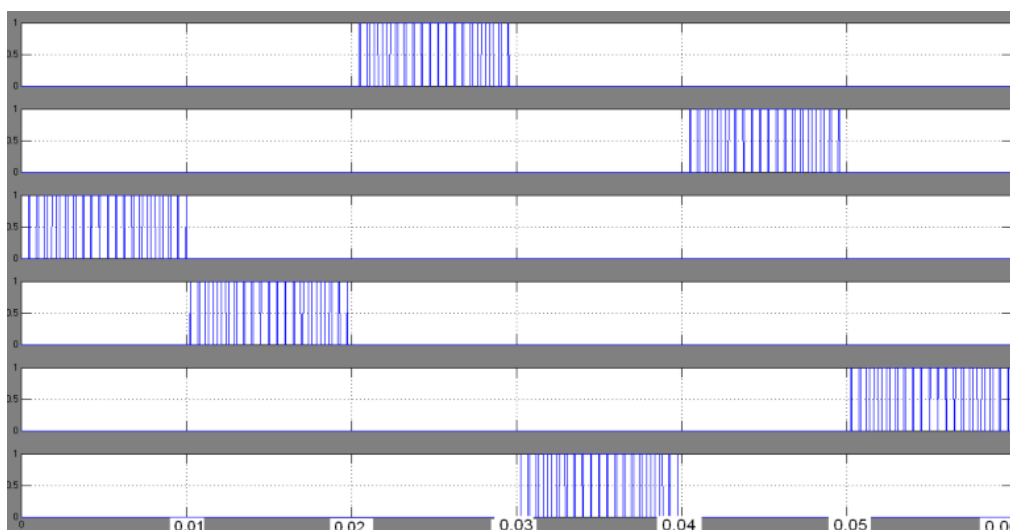
در اینجا نیز می‌بینیم که در شاخص‌های پایین در دو روش مدولاسیون شیفت سطح و شیفت سطح با فرکانس متغیر دو سلول کاملاً بدون استفاده‌اند و سوئیچینگ تنها بر روی یک سلول انجام می‌گیرد. اما در روش پیشنهادی در سیکل‌های مختلف تمام سلول‌ها به ترتیب مورد استفاده قرار می‌گیرند. نتایج مربوط به شبیه‌سازی‌ها در جداول ۱-۵ و ۲-۵ آمده است. همان‌گونه که در جدول ۱-۵ نشان داده شده است میزان اعوجاج هارمونیک ولتاژ در روش پیشنهادی نسبت به روش مدولاسیون شیفت سطح نسبتاً تغییری نداشته است. بنابراین روش پیشنهادی تاثیر معکوسی بر روی  $THD_v$  ندارد.



شکل ۴-۵: سیگنال‌های گیت سوئیچ‌ها در یک اینورتر هفت سطحی برای  $m_a = 0.3$  در روش مدولاسیون شیفت سطح (به ترتیب از بالا به پایین:  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{13}$ ,  $S_{23}$ ,  $S_{22}$ ,  $S_{21}$ )



شکل ۵-۵: سیگنال‌های گیت سوئیچ‌ها در یک اینورتر هفت سطحی برای  $m_a = 0.3$  در روش مدولاسیون شیفت سطح با فرکانس متغیر (به ترتیب از بالا به پایین:  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{13}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{22}$ ,  $S_{23}$ )



شکل ۵-۶: سیگنال‌های گیت سوئیچ‌ها در یک اینورتر هفت سطحی برای  $m_a = 0.3$  در روش پیشنهادی (به ترتیب از بالا به پایین:  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{13}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{22}$ ,  $S_{23}$ )

همچنین همان طور که در جدول ۵-۲ آورده شده است تعداد دفعات سوئیچینگ (فرکانس سوئیچینگ) هر سوئیچ در طی سه سیکل برای روش پیشنهادی در هر دو شاخص مدولاسیون یکسان است (اعداد بدست آمده مربوط به فرکانس‌های در نظر گرفته شده برای حامل‌ها و مرجع می‌باشد). لذا همان گونه که در فصل گذشته ذکر شد این روش، فرکانس سوئیچینگ را در تمام قطعات و در تمام شاخص‌ها یکسان می‌کند.

جدول ۵-۱: اعوجاج هارمونیک ولتاژ در روش‌های مختلف (THD تا هارمونیک ۲۵ محاسبه شده است)

شاخص مدولاسیون	مدولاسیون شیف سطح		مدولاسیون شیف سطح با فرکانس متغیر		روش پیشنهادی	
	THD%	V <sub>p-p</sub> (V)	THD%	V <sub>p-p</sub> (V)	THD%	V <sub>p-p</sub> (V)
۰/۹	۲/۸۶	۵۴۰/۱	۰/۵۷	۵۴۰/۳	۲/۸۶	۵۴۱
۰/۳	۱/۷۱	۱۷۹/۳	۰/۲۴	۱۷۹/۸	۱/۷۲	۱۷۹

جدول ۵-۲: تعداد دفعات سوئیچینگ هر سوئیچ در طول سه سیکل در دو شاخص مدولاسیون

شاخص مدولاسیون	شماره سوئیچ	تعداد دفعات سوئیچینگ هر قطعه در روش شیف سطح	تعداد دفعات سوئیچینگ هر قطعه در روش فرکانس متغیر	تعداد دفعات سوئیچینگ هر قطعه در روش پیشنهادی
۰/۹	s <sub>1</sub> cell1	۵۴	۵۴	۳۴
	s <sub>1</sub> cell2	۳۰	۶۶	۳۴
	s <sub>1</sub> cell3	۱۸	۵۴	۳۴
	s <sub>2</sub> cell3	۱۸	۵۴	۳۴
	s <sub>2</sub> cell2	۳۰	۶۶	۳۴
	s <sub>2</sub> cell1	۵۴	۵۴	۳۴
۰/۳	s <sub>1</sub> cell1	۰	۰	۴۰
	s <sub>1</sub> cell2	۰	۰	۴۰
	s <sub>1</sub> cell3	۱۲۰	۲۴۰	۴۰
	s <sub>2</sub> cell3	۱۲۰	۲۴۰	۴۰
	s <sub>2</sub> cell2	۰	۰	۴۰
	s <sub>2</sub> cell1	۰	۰	۴۰

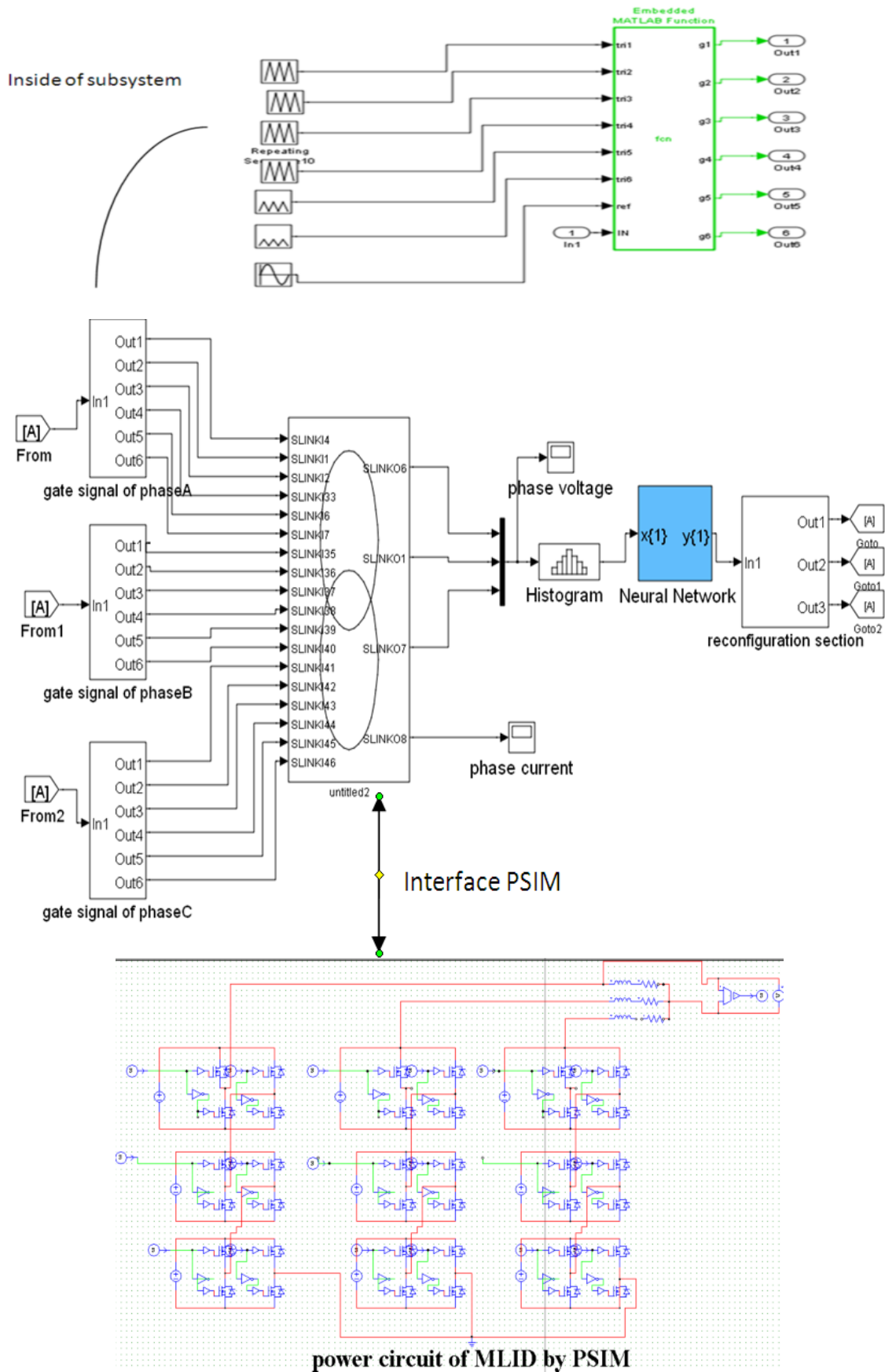
## ۵-۲- بررسی روش تشخیص خطا در یک اینورتر طبقاتی هفت سطحی

یک اینورتر طبقاتی هفت سطحی در محیط PSIM شبیه سازی شده که در آن هر یک از منابع ولتاژ DC همان ۲۰۰ ولت می باشد. روش مدولاسیون استفاده شده در این بخش همان روش پیشنهادی می باشد که در آن فرکانس موج های حامل ۱۰ KHz و فرکانس موج مرجع ۵۰ Hz در نظر گرفته شده است. فرکانس نمونه برداری در محیط Matlab نیز ۱۰۰ KHz می باشد. PSIM برای شبیه سازی بخش مدار قدرت اینورتر چند سطحی به کار رفته است و بخش کنترلی، مدولاسیون و نیز بخش تشخیص خطا شامل استخراج ویژگی توسط هیستوگرام و نیز شبکه عصبی در محیط Matlab/Simulink شبیه سازی شده است و یک ماژول Simcoupler بین دو محیط نرم افزاری ارتباط برقرار می سازد. شماتیک سیستم شبیه سازی شده در شکل ۵-۷ آورده شده است.

عملیات مربوط به استخراج ویژگی همان طور که گفته شد در محیط Matlab توسط بلوک Histogram انجام می پذیرد و نرخ نمونه برداری آن با نرخ نمونه برداری محیط Mmatlab یکسان است (در اینجا ۱۰۰ KHz در نظر گرفته شده است). در هر فاز تنها نیاز به یک اندازه گیر ولتاژ است. ویژگی های استخراج شده از ولتاژ فاز خروجی (توسط بلوک هیستوگرام) نرمالیزه شده و بصورت یک بردار با هفت عنصر به بخش کلاس بندی داده می شوند.

## ۵-۲-۱- ساختار شبکه عصبی در شبیه سازی روش پیشنهادی

شبکه های عصبی در اینجا شامل ۵ شبکه مستقل می باشد که با توجه به شاخص مدولاسیونی که اینورتر طبقاتی در آن شاخص در حال کار است، یکی از این شبکه ها جهت تشخیص خطا بکار می رود. به عبارت دیگر هر کدام از این ۵ شبکه در یک محدوده مشخص از شاخص های مدولاسیون آموزش داده شده است و در همان محدوده مورد استفاده قرار گرفته و عملیات کلاس بندی را انجام می دهد.



شکل ۵-۷: شماتیک سیستم تشخیص خطا شبیه سازی شده در PSIM و MATLAB/SIMULINK



در جدول ۳-۵ جزئیات مربوط به محدوده استفاده از هر شبکه عصبی و داده های آموزشی مربوط به هر شبکه را می توان یافت. برای مثال شبکه ۱ در شاخص های مدولاسیون بین ۰/۵ تا ۰/۶ مورد استفاده قرار می گیرد و با شاخص های ۰/۵۷ و ۰/۵۵ و  $m_a = ۰/۵۳$  آموزش داده شده است، به عبارتی بردار هیستوگرام ولتاژ خروجی در شاخص های مذکور در حالات مختلف نرمال و خطا بدست آمده و شبکه با این داده ها آموزش دیده است.

در این میان شبکه ۳ مربوط به محدوده  $۰/۸ < m_a < ۰/۶۷$  می باشد و علت آن این است که در یک اینورتر طبقاتی هفت سطحی در  $m_a < ۰/۶۷$  تنها دو سلول قدرت در هر سیکل مورد استفاده قرار می گیرند و یکی از سلول ها بلا استفاده می ماند و خروجی ۵ سطح دارد. لذا در بردار مشخصه هیستوگرام دو عنصر صفر برای دو سطح داریم اما برای شاخص های بزرگتر از این مقدار هر سه سلول استفاده می شوند و بنابراین خروجی ۷ سطح داشته و بردار مشخصه متفاوت با حالت قبل می گردد. بنابراین شاخص های مدولاسیون بیشتر از ۰/۶۷ را در محدوده شبکه ۳ قرار می دهیم.

شبکه های موردنظر همان طور که گفته شد از نوع پرسپترون چند لایه (MLP) به صورت پیشخور<sup>۱</sup> می باشند. هر شبکه یک لایه میانی دارد.

جدول ۳-۵: جزئیات مربوط به شبکه های عصبی

شماره شبکه	محدوده شاخص های مورد استفاده	مجموعه شاخص های آموزشی شبکه
شبکه ۱	$۰/۵ \leq m_a < ۰/۶$	۰/۵۳، ۰/۵۵، ۰/۵۷
شبکه ۲	$۰/۶ \leq m_a < ۰/۶۷$	۰/۶۳، ۰/۶۵، ۰/۶۶
شبکه ۳	$۰/۶۷ \leq m_a < ۰/۸$	۰/۰.۷/۷۳، ۰/۷۵، ۰/۷۷
شبکه ۴	$۰/۸ \leq m_a < ۰/۹$	۰/۸۳، ۰/۸۵، ۰/۸۷
شبکه ۵	$۰/۹ \leq m_a < ۱$	۰/۹۳، ۰/۹۵، ۰/۹۷

<sup>۱</sup> Feed forward

تعداد نودهای ورودی و خروجی با توجه به تعداد سطوح اینورتر طبقه‌بندی تعیین می‌گردد. تعداد نودهای ورودی معادل تعداد سطوح اینورتر طبقه‌بندی یا همان  $m$  است و در این مورد  $m=7$  می‌باشد، لذا در ورودی ۷ نود وجود دارد. نودهای لایه خروجی کدهای باینری تولید می‌کنند و تعداد نودهای لایه خارجی معادل دیمانسیون بردار هدف است در این جا این تعداد ۱۶ می‌باشد زیرا در این مورد ۱۶ کلاس مختلف در خروجی وجود دارد که در هر کلاس خروجی یکی از این نودها یک و بقیه صفر هستند. در واقع یک کلاس به حالت نرمال اختصاص دارد، ۱۲ کلاس به خطای اتصال باز در هر ۱۲ سوئیچ و سه کلاس به خطای اتصال کوتاه در هر سه سلول (که باعث از دست دادن منبع DC آن سلول می‌شود) مربوط است. بردار هدف برای نمونه مورد نظر در جدول ۴-۵ نشان داده شده است.

جدول ۴-۵: کدهای باینری مربوط به بردار هدف

نوع خطا	شماره کلاس	کدهای باینری													
		۱	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰
شرایط نرمال	۱	۱	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰
اتصال باز (OC)	SA+ cell1	۲	۰	۱	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰
	SA+ cell2	۳	۰	۰	۱	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰
	SA+ cell3	۴	۰	۰	۰	۱	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰
	SA- cell1	۵	۰	۰	۰	۰	۱	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰
	SA- cell2	۶	۰	۰	۰	۰	۰	۱	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰
	SA- cell3	۷	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۱	۰	۰	۰	۰	۰	۰
	SB+ cell1	۸	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۱	۰	۰	۰	۰	۰
	SB+ cell2	۹	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۱	۰	۰	۰	۰
	SB+ cell3	۱۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۱	۰	۰	۰
	SB- cell1	۱۱	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۱	۰	۰
	SB- cell2	۱۲	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۱	۰
	SB- cell3	۱۳	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۱
اتصال کوتاه در نبود منبع DC	Cell1	۱۴	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۱	۰
	Cell2	۱۵	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۱
	Cell3	۱۶	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۱

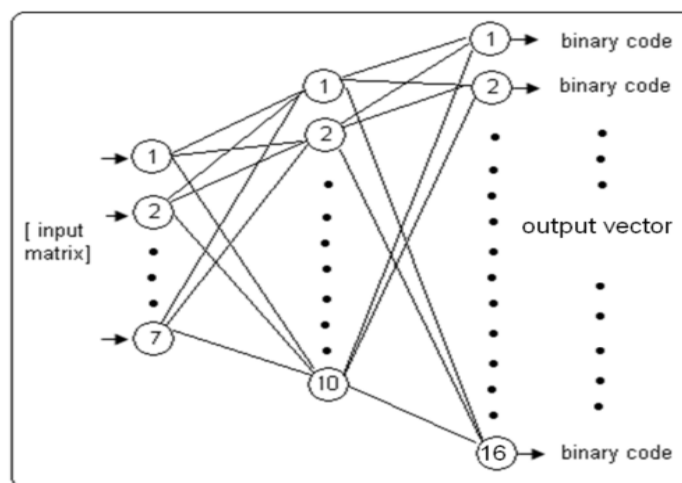
تعداد نودهای لایه میانی نیز بستگی به تست‌های اولیه دارد و باید دقت مورد نظر را تامین کند. در این نمونه هر لایه میانی ۱۰ نود دارد. برای نمونه یکی از شبکه‌های عصبی در شکل ۵-۸ نشان داده شده است.

تابع  $\text{logsig}$  برای لایه میانی و خروجی مورد استفاده قرار گرفته‌اند. از آنجا که می‌خواهیم خروجی شبکه عصبی بین صفر و یک باشد که پس از آن توسط تابع  $\text{round}$  به کدهای باینری صفر و یک در بردار هدف تبدیل شود لذا از تابع  $\text{logsig}$  در خروجی استفاده می‌شود.

تابع آموزشی  $\text{Levenberg Marquardt}$  ( $\text{trainlm}$ ) در فرآیند آموزش شبکه به کار رفته است و این به خاطر این است که این تابع نه تنها زمان آموزش را خیلی سریع می‌کند بلکه دارای خصوصیات تنظیم‌کنندگی ذاتی می‌باشد که محدودیت‌هایی را اعمال می‌کند تا نتایج بیشتر تثبیت شوند [۴۷].  
 $SSE^1$  تابع اجرای شبکه است که عملکرد شبکه را بر اساس مجموع مربعات خطا اندازه گیری می‌کند. این تابع در رابطه ۵-۱ آورده شده است.

$$SSE = \sum_{i=1}^n (y - \bar{y}_i)^2 \quad (5-1)$$

که در این رابطه  $y$  کدهای باینری بردار خروجی هدف است،  $\bar{y}_i$  خروجی داده‌های آموزشی و  $n$  تعداد داده‌های آموزشی می‌باشد.

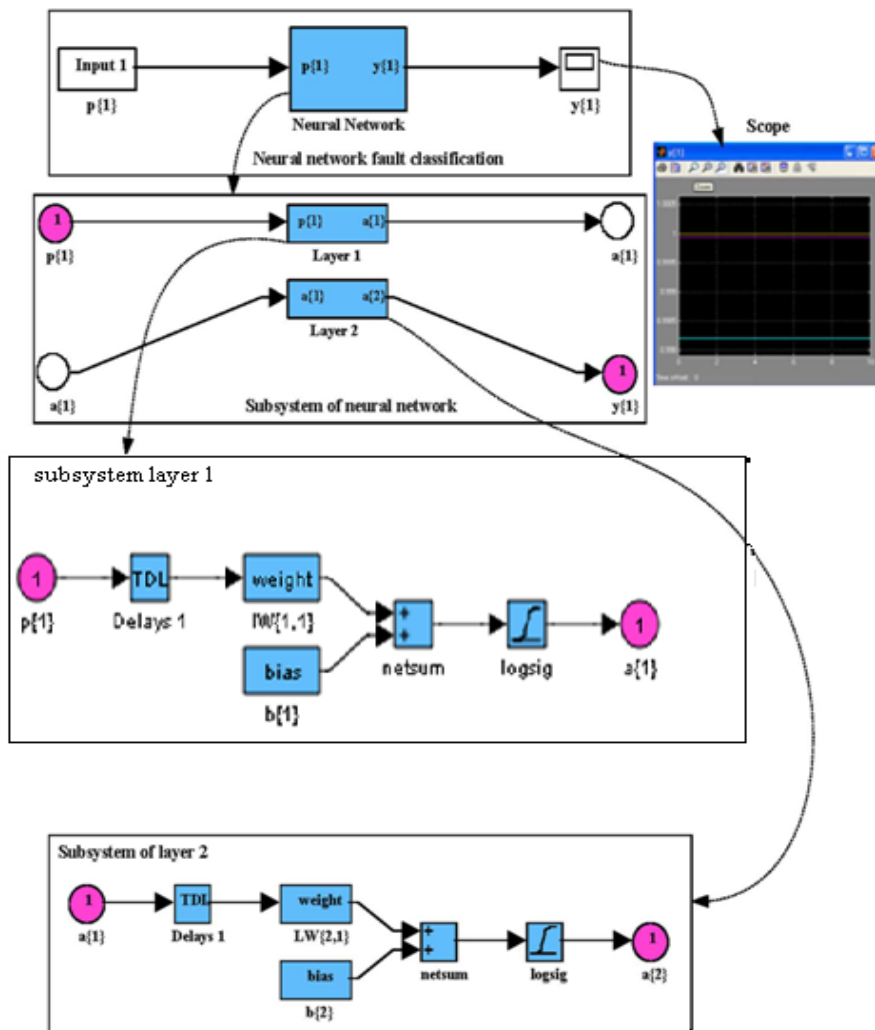


شکل ۵-۸: ساختار یکی از شبکه‌های عصبی

<sup>1</sup> Sum Squared Error

در این جا SSE را ۰/۰۱ در نظر گرفته ایم یعنی هنگام آموزش شبکه وقتی مجموع مربعات خطا به ۰/۰۱ برسد فرآیند آموزش متوقف می شود. همچنین تعداد تکرارها نیز محدودیت دیگری است که در آموزش شبکه ها اعمال شده است و در اینجا ۱۰۰۰ تکرار در نظر گرفته شده است، بدین معنا که اگر تعداد تکرارها از ۱۰۰۰ بیشتر شود آموزش شبکه متوقف گردد. هر کدام از این دو محدودیت که زودتر حاصل شود فرآیند آموزش را متوقف می سازد. در فرآیند آموزش جهت مقاوم سازی شبکه ها در مقابل نویز آنها را با داده های نویزی نیز آموزش می دهیم.

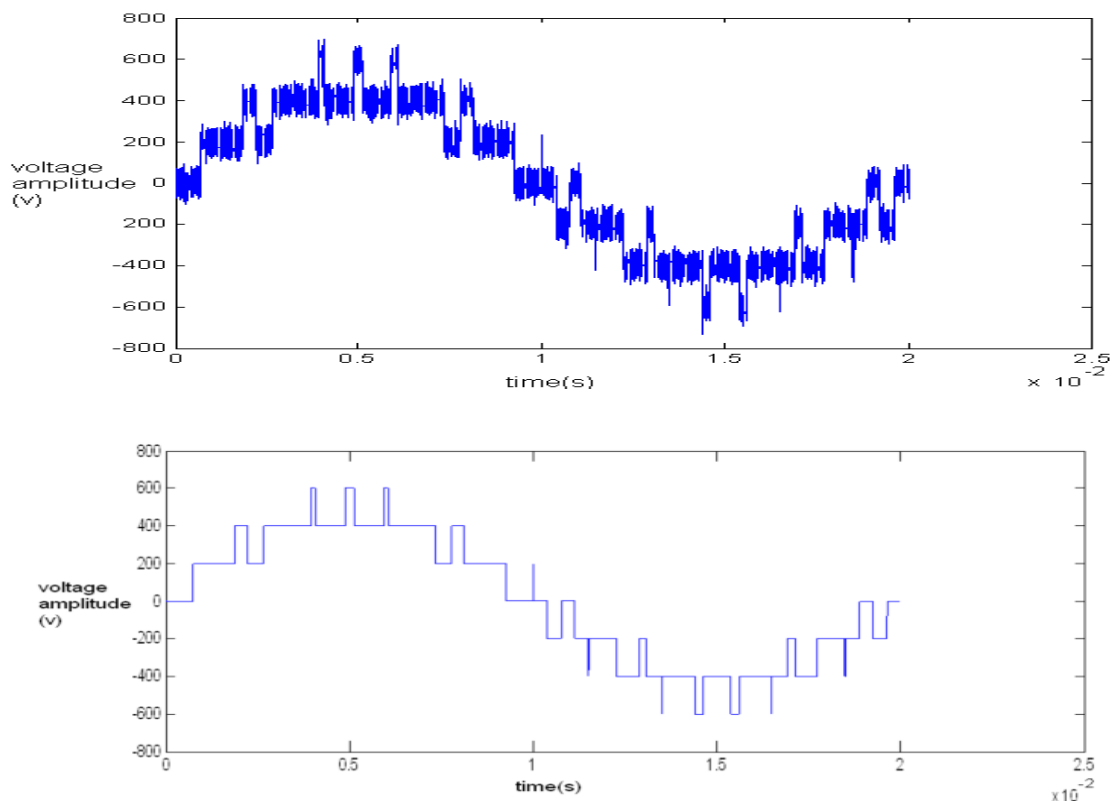
شبکه های عصبی در اینجا با استفاده از دستور *gensim* تولید می شوند. این دستور به طور اتوماتیک بلوک های شبیه سازی را برای استفاده در Simulink فراهم می سازد. در شکل ۵-۹ یکی از شبکه ها که با این دستور ایجاد شده به همراه لایه های آن نشان داده شده است.



شکل ۵-۹: یک شبکه عصبی به همراه لایه های آن

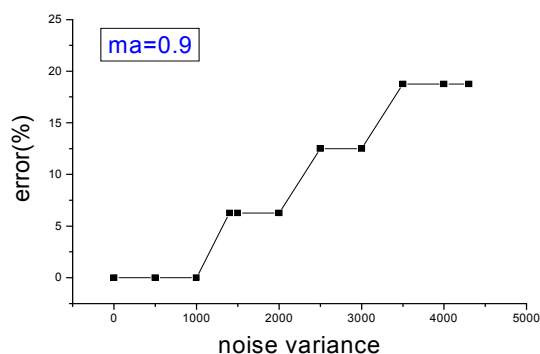
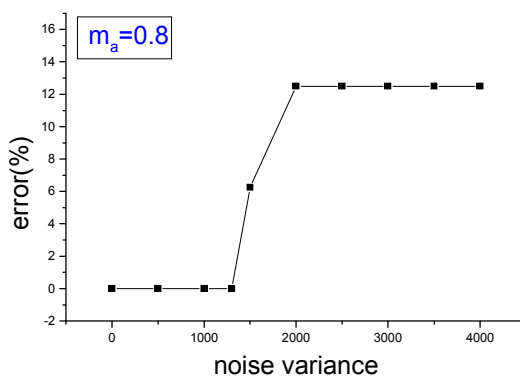
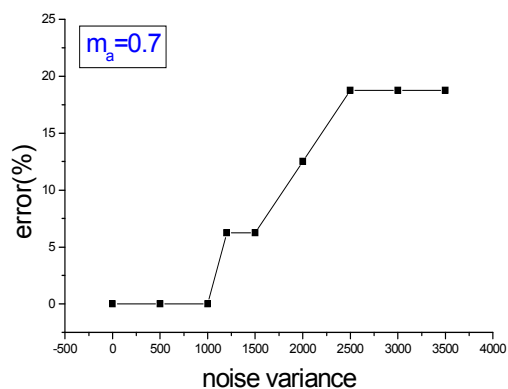
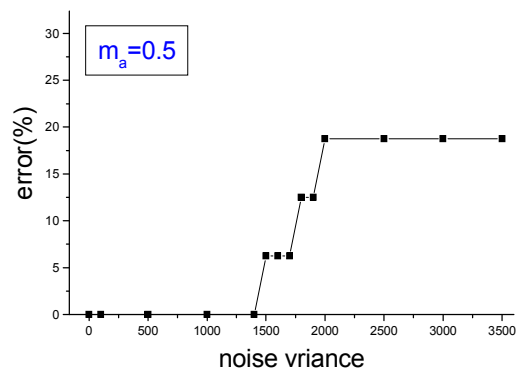
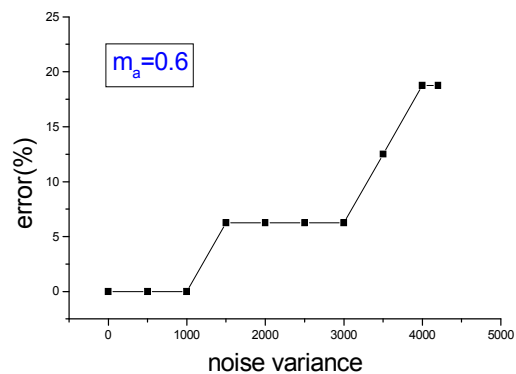
مجموعه‌ای که جهت تست شبکه عصبی به کار می‌رود ولتاژ خروجی فاز به ازای شاخص‌های مدولاسیون ۰/۵، ۰/۶، ۰/۷، ۰/۸ و ۰/۹ می‌باشد. این ولتاژهای خروجی به ازای شرایط نرمال و خطا ایجاد شده و به شبکه های عصبی مربوطه داده می‌شوند. برای مثال شبکه ۱ با مشخصه حاصل از  $m_a=0/5$  و شبکه ۲ با مشخصه حاصل از  $m_a=0/6$  و به همین ترتیب دیگر شبکه‌ها در شرایط مختلف به همراه نویز گوسی با واریانس‌های مختلف تست شده‌اند.

یک سیگنال نویزی ولتاژ به همراه سیگنال غیر نویزی مربوطه در شکل ۵-۱۰ نشان داده شده‌اند. برای بررسی دقت عملکرد شبکه‌ها در هر شاخص مدولاسیون مشخص واریانس نویز از صفر تا ۴۰۰۰ افزایش داده شده و درصد خطا در هر واریانس بدست آمده است. با استفاده از نتایج بدست آمده نمودارهای مربوط به درصد خطا در هر حالت در شکل ۵-۱۱ رسم شده است. همان طور که از این نمودارها بر می آید در شرایطی که واریانس نویز همراه شده با موج ولتاژ کمتر از ۱۵۰۰ باشد، تقریباً هیچ خطایی در تشخیص وجود ندارد. در شبکه ۱ هنگامی که واریانس نویز ۱۵۰۰ باشد تنها در یکی



شکل ۵-۱۰: (الف) یک سیگنال ولتاژ نویزی با واریانس ۱۰۰۰ و (ب) سیگنال ولتاژ اصلی بدون نویز

از کلاس‌ها تشخیص خطا بطور نادرست انجام می‌گیرد (کلاس ۳) و بنابراین ۶/۲۵٪ خطا در تشخیص ایجاد می‌گردد و بدین ترتیب برای نویزهایی با واریانس‌های بالاتر درصد خطا بدست آمده است و نمودارهای مربوط به شبکه‌های دیگر نیز به همین ترتیب رسم شده است.



شکل ۵-۱۱: درصد خطا بر حسب واریانس نویز در شبکه‌های مختلف (به ازای شاخص‌های مدولاسیون مشخص)

بنابراین تنها نویزهایی با واریانس های بالا در تشخیص خطا ایجاد می کنند و در شرایط نرمال کاری که سطح واریانس نویز مربوطه چندان بالا نیست خطایی در تشخیص وجود ندارد و دقت کلاس بندی سیستم ۱۰۰٪ می باشد. نتایج مربوط به خطاهایی که در تشخیص ایجاد می گردند (در شبکه های مختلف) در جدول ۵-۵ آورده شده است.

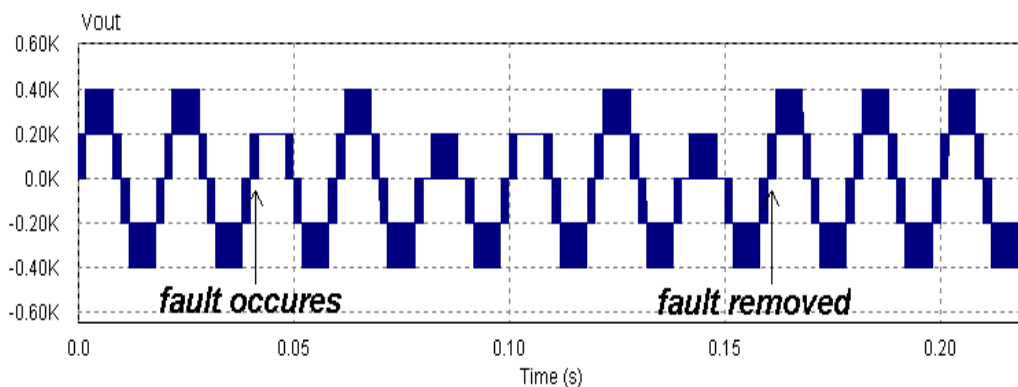
با توجه به نتایج بدست آمده می بینیم که این روش تشخیص خطا در برابر نویز مقاوم است. زمان تشخیص خطا نیز در حدود ۱۲ms می باشد (۶ سیکل در فرکانس ۵۰Hz). این زمان در مقایسه با روش تبدیل فوریه و روش تبدیل ویولت کاهش یافته است. با شبیه سازی های انجام شده در شرایط مشابه در روش تبدیل فوریه مدت زمان لازم برای تشخیص حدود ۱۳ms است. در تبدیل ویولت این زمان بیشتر از تبدیل فوریه می باشد [۴۵]. همچنین روش تبدیل فوریه در حالت بدون نویز نیز در تشخیص دقت ۱۰۰٪ را ندارد [۱۰].

جدول ۵-۵: خطاها در تشخیص کلاس ها در نویزهای مختلف

واریانس نویز	کلاسهایی که نادرست تشخیص داده می شوند به ازای شاخص های مدولاسیون مختلف				
	شبکه ۱	شبکه ۲	شبکه ۳	شبکه ۴	شبکه ۵
	$m_a=0/5$	$m_a=0/6$	$m_a=0/7$	$m_a=0/8$	$m_a=0/9$
	شماره کلاس	شماره کلاس	شماره کلاس	شماره کلاس	شماره کلاس
۰	-	-	-	-	-
۵۰۰	-	-	-	-	-
۱۰۰۰	-	-	-	-	-
۱۵۰۰	۳	۹	۵	۵	۵
۲۰۰۰	۱۲ و ۳	۹	۱۱ و ۵	۱۱ و ۵	۵
۲۵۰۰	۱۲ و ۳ و ۶	۹	۱۱ و ۵ و ۳	۱۱ و ۵	۱۱ و ۵
۳۰۰۰	۱۲ و ۳ و ۶	۹	۱۱ و ۵ و ۳	۱۱ و ۵	۱۱ و ۵
۳۵۰۰	۱۲ و ۳ و ۶	۱۲ و ۹	۱۱ و ۵ و ۳	۱۱ و ۵	۱۱ و ۵ و ۳

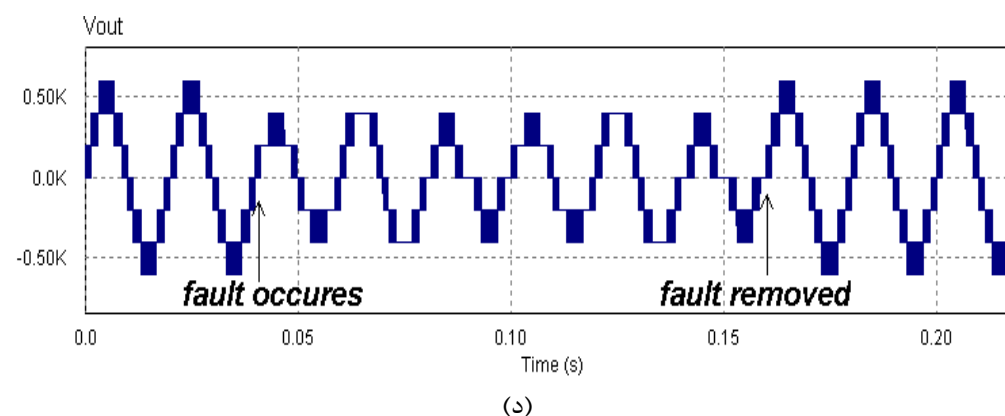
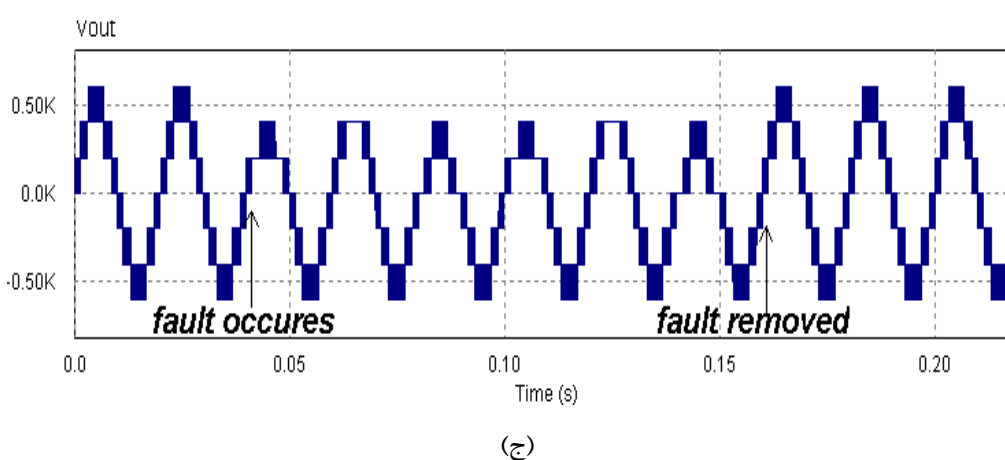
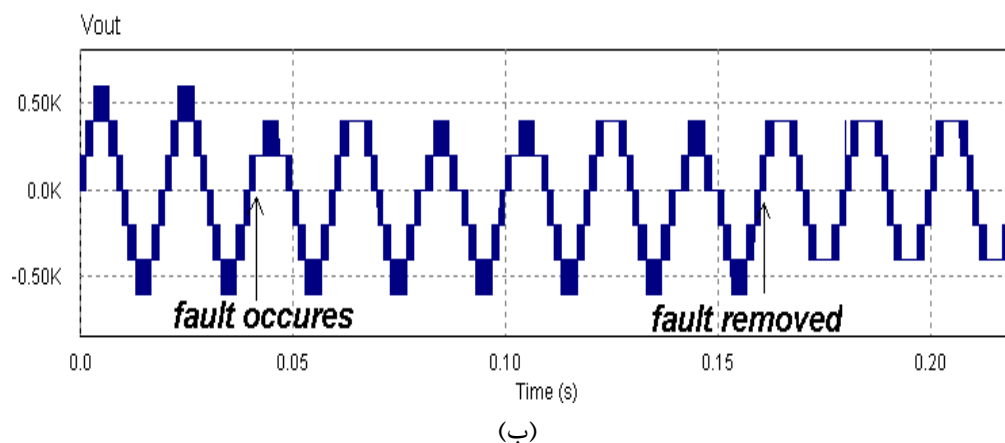
پس از اینکه سیستم خطا را تشخیص داد، الگوریتم تصحیح خطا بر روی سیگنال‌های گیت سوئیچ‌ها اعمال گشته و شکل‌های ۵-۱۲ (الف-د) نمایانگر این تشخیص و الگوریتم تصحیح در شرایط مختلف کاری می‌باشند. در این شکل‌ها ولتاژ خروجی در حالی که خطای اتصال باز در  $SA^+$  در سلول اول در یک اینورتر طبقاتی هفت سطحی رخ داده، آورده شده است.

در شکل ۵-۱۲ (الف) قبل از خطای اینورتر طبقاتی در شاخص مدولاسیون  $(m_a < 0.67) \cdot 0.55$  در حال کار بوده است. پس از این که خطا رخ داد و توسط سیستم تشخیص شماره سوئیچ و نوع خطا به درستی شناسایی شد، سلول معیوب بای پس شده و از آن جا که شاخص مدولاسیون کمتر از  $0.67$  می‌باشد جبران سازی کامل حاصل شده است. در شکل ۵-۱۲ (ب)  $m_a = 0.8$  است، لذا شاخص مدولاسیون بیشتر از  $0.67$  بوده و جبران سازی کامل پس از تصحیح بدست نمی‌آید اما به هر حال خروجی متعادل است ولی مقداری هارمونیک با مرتبه پایین در خروجی پس از تصحیح داریم. اما در مورد سوم شکل ۵-۱۲ (ج) پس از تشخیص خطا و بای پس کردن سلول معیوب، یک سلول مازاد جایگزین آن شده است و دوباره خروجی به حالت اولیه بازگشته است. در شکل ۵-۱۲ (د) نیز خطای اتصال کوتاه سوئیچ مربوطه ( $SA^+$  cell1) و قطع فیوز منبع DC آن سلول رخ داده و خطا همانند قبل شناسایی و عملیات تصحیح انجام گرفته است. با توجه به شکل‌ها نیز می‌بینیم که مدت زمان لازم برای تشخیص و رفع خطا حدوداً  $12\text{ ms}$  می‌باشد (۶ سیکل در فرکانس  $50\text{ Hz}$ ) که نسبت به کارهای مشابه بهبود یافته است.



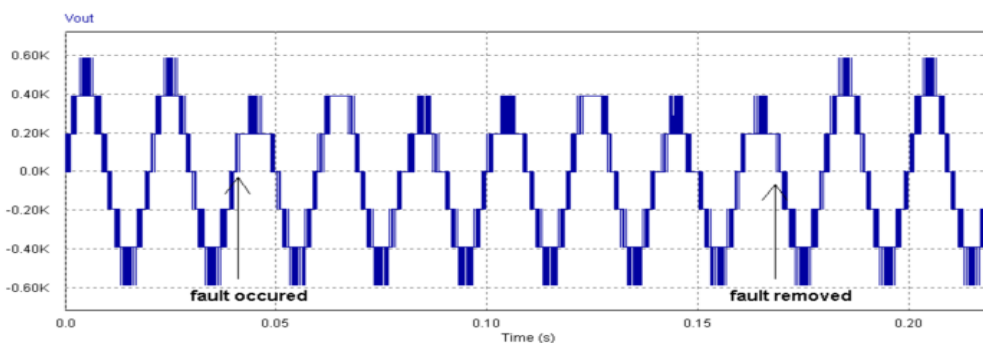
(الف)





شکل ۵-۱۲: الگوریتم تشخیص و رفع خطا بر روی ولتاژ خروجی در خطای اتصال باز در (الف)  $m_a \leq 0.67$ ، (ب) بدون استفاده از سلول مازاد، (ج)  $m_a \geq 0.67$  با استفاده از سلول مازاد و (د) خطای اتصال کوتاه در نبود منبع DC

همچنین جهت مقایسه شبیه سازی برای روش تبدیل فوریه نیز انجام شده است که در شکل ۵-۱۳ آورده شده است که همان طور که در این شکل نیز می بینیم خطا پس از  $13\text{ms}$  تشخیص داده شده است که باز هم بیانگر زمان کوتاه تر در روش پیشنهادی می باشد.



شکل ۵-۱۳: الگوریتم تشخیص و رفع خطا با استفاده از روش تبدیل فوریه (در خطای اتصال باز)

### ۵-۳- خلاصه

در این فصل شبیه‌سازی‌های مربوط به روش مدولاسیون و نیز روش تشخیص و تصحیح خطای پیشنهادی آورده شده و با روش‌های پیشین مقایسه صورت گرفته است. در روش مدولاسیون پیشنهادی سوئیچینگ قطعات متعادل شده بدون اینکه تاثیری معکوسی بر روی THD ولتاژ بگذارد. در تشخیص خطا نسبت به کارهای قبلی از لحاظ محاسباتی روش به مراتب ساده‌تر است و نیز زمان تشخیص بهبود یافته و کم شده است. درصد درستی جوابها نیز افزایش یافته است و سیستم تشخیص در برابر نویز هم به خوبی عمل می‌کند.

## فصل ششم

نتیجه گیری و پیشنهادات

## ۶-۱- نتیجه گیری

رویکرد صنایع در سال‌های اخیر به تقاضای توان‌های بالاتر سبب استفاده روزافزون از درایو چندسطحی شده است. گسترش استفاده از انرژی‌های نو همچون باد، فتوولتائیک و سلول‌های سوختی و ارتباط آسان این منابع با اینورترهای چندسطحی نیز به این موضوع دامن می‌زند. در میان ساختارهای مختلفی که برای اینورترهای چندسطحی وجود دارد نوع ماجولار یا طبقاتی به سبب مزایای آن مورد استقبال بیشتری قرار گرفته است.

روش‌های متعددی برای مدولاسیون این نوع اینورترها وجود دارد که همگی مورد بررسی قرار گرفت و روشی به منظور تصحیح مدولاسیون شیفت سطح ارائه شد.

از سوی دیگر به سبب اهمیت صناعی که از این نوع درایو استفاده می‌کنند، اگر وقفه‌ای در کار آنها رخ دهد متحمل هزینه‌های بالایی خواهند شد. لذا باید خطاهای متداول در کوتاه‌ترین زمان ممکن شناسایی و برطرف شوند. روش‌هایی به منظور تشخیص خطا همچون تبدیل پارک، تبدیل ویولت و تبدیل فوریه به همراه روش‌های هوش مصنوعی تا کنون ارائه شده‌اند که مورد بررسی قرار گرفتند. سپس روشی پیشنهاد شد که از تحلیل هیستوگرام به همراه شبکه عصبی جهت تشخیص خطا استفاده می‌کند.

به دلیل عدم دسترسی به داده‌های واقعی شبیه‌سازی در محیط نرم‌افزار MATLAB/SIMULINK و PSIM بطور همزمان انجام شد و نتایج آن مورد بررسی قرار گرفت. نتایج نشان می‌دهند که این روش نسبت به روش‌های قبلی دارای مزایایی همچون سادگی بیشتر، درستی و دقت بالاتر در تشخیص و کلاس‌بندی خطا و نیز مدت زمان کوتاه‌تر در تشخیص است. پس از تشخیص خطا الگوریتمی ارائه شد که عملکرد موتور را به صورت متعادل تضمین می‌کند.

## ۶-۲- پیشنهادات

از آنجا که محیط واقعی با محیط شبیه‌سازی متفاوت است، لذا پیشنهاد می‌شود که سیستم مورد بررسی در محیط واقعی ساخته شده و دقت و درستی آن به صورت عملی نیز مورد بررسی قرار بگیرد. از سویی در اینورترهایی با تعداد سطوح بالا، تعداد عنصرهای بردار هیستوگرام استخراج شده از ولتاژ خروجی نسبتاً بالا می‌باشد و این سبب طولانی‌تر شدن مدت آموزش شبکه عصبی می‌گردد، هر چند تاثیری بر مدت زمان موردنیاز برای تشخیص خطا نخواهد داشت. با این حال می‌توان از الگوریتم‌هایی همچون PCA به منظور کاهش ابعاد این بردار استفاده کرد.

## فهرست مراجع

- [1] MUHAMMAD H. Rashid , “ power electronics handbook” , publisher: Burlington, MA : Academic, 2007.
- [2] Leon M. Tolbert, Fang Z. Peng ,“Multilevel Converters as a Utility In'terface for Renewable Energy Systems,” , Power Engineering Society Summer Meeting IEEE , vol. 2, PP. 1271 - 1274 , 2000.
- [3] J. S. Lai and F. Z. Peng, “Multilevel Converters-A new Breed of Power Converters,” IEEE Trans. Ind. Applicat, vol.32,pp. 509-517, May/June 1996.
- [4] L. M. Tolbert, F. Z. Peng, and T. Habetler, “Multilevel Converters for Large Electric drives,” IEEE Trans. Ind. Applicat.,vol.35,pp. 36-44, Jan./Feb. 1999.
- [5] M. F. Aiello, P. W. Hammond, and M. Rastogi, “Modular Multi-Level Adjustable Supply with Parallel Connected Active Inputs,” U.S. Patent 6 301 130,Oct. 2001.
- [6] L. M. Tolbert, F. Z. Peng, and T. G. Habetler “Multilevel Converters for Large Electric Drives,” IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 35, no. 1, pp. 36-44, Jan/Feb. 1999.
- [7] M. F. Escalante, J. C. Vannier, and A. Arzande “Flying Capacitor Multilevel Inverters and DTC Motor Drive Applications,” IEEE Transactions on Industry Electronics, vol. 49, no. 4, pp. 809-815, Aug. 2002.
- [8] L. M. Tolbert, F. Z. Peng, T. G. Habetler, “A Multilevel Converter-Based Universal Power Conditioner,” IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 36, no. 2, pp. 596-603, Mar./Apr. 2000.
- [9] L. M. Tolbert, F. Z. Peng, T. G. Habetler, “Multilevel Inverters for Electric Vehicle Applications,” IEEE Workshop on Power Electronics in Transportation , pp. 1424-1431, Oct 22-23,1998.
- [10] Khomfoi, S.; Tolbert, L.M.; "Fault Diagnosis and Reconfiguration for Multilevel Inverter Drive Using AI-Based Techniques",Industrial Electronics, IEEE Transactions on,Volume:54,Issue:6, PP. 2954 – 2968 , 2007.
- [11] S. Khomfoi, L. M. Tolbert, “Fault Diagnosis System for a Multilevel Inverters Using a Neural Network,” IEEE Industrial Electronics Conference, Raleigh, North Carolina November 6-10, 2005.

- [12] S. Sedghi, A. Dastfan, A. Ahmadyfard, "Fault Detection of a Seven Level Modular Multilevel Inverter via Voltage Histogram and Neural Network", 8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia, pp. 1005-1012, May -June, 2011.
- [13] A. M. S. Mendes, A. J. Marques Cardoso, and E. S. Saraiva, "Voltage source inverter fault diagnosis in variable speed AC drives by Park's vector approach," in *Proc. IEE 7th Int. Conf. Power Electron. Variable Speed Drives*, pp. 538–543, 1998.
- [14] K. Rothenhagen and F. W. Fuchs, "Performance of diagnosis methods for IGBT open circuit faults in three phase voltage source inverters for AC variable speed drives," in *Proc. Eur. Conf. Power Electron. Appl.*, Dresden, Germany, pp. P.1–P.10, 2005.
- [15] S. Abrirnik, W. Sleszynski, J. Nicmanski, H. Piquet, "A Diagnostic Method for On-Line Fault Detect/on and Localization in VSI-Fed AC Drives", 10<sup>th</sup> European Conference on Power Electronics and Applications, Toulouse, France, EPE 2003.
- [16] Dong-Eok Kim, Dong-Choon Lee, "Fault Diagnosis of Three-Phase PWM Inverters using Wavelet and SVM", *Industrial Electronics, ISIE 2008. IEEE International Symposium on*, Page(s): 329 - 334, 2008.
- [17] B. A. Welchko, T. A. Lipo, T. M. Jahns, and S. E. Schulz, "Fault tolerant three-phase AC motor drive topologies: A comparison of features, cost, limitations," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 4, pp. 1108–1116, Jul. 2004.
- [18] F. Filippetti, G. Franceschini, C. Tassoni, and P. Vas, "Recent developments of induction motor drives fault diagnosis using AI techniques," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 4, pp. 1108–1116, Jul. 2004.
- [19] A. Bernieri, M. D'Apuzzo, L. Sansone, and M. Savastano, "A neural network approach for identification and fault diagnosis on dynamic systems," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 43, no. 6, pp. 867–873, Dec. 1994.
- [20] S. Hayashi, T. Asakura, and S. Zhang, "Study of machine fault diagnosis using neural networks," in *Proc. IJCNN*, vol. 1, pp. 956–961, 2002.
- [21] S. Zhang, T. Asakura, X. Xu, and B. Xu, "Fault diagnosis system for rotary machines based on fuzzy neural networks," in *Proc. IEEE/ASME AIM*, pp. 199–204, 2003.
- [22] Y. U. Murphy, M. A. Masrur, Z. Chen, and B. Zhang, "Model-based fault diagnosis in electric drives using machine learning," *IEEE/ASME Trans. Mechatronics*, vol. 11, no. 3, pp. 290–303, Jun. 2006.

- [23] H. I. Son, T. J. Kim, D. W. Kang, and D. S. Hyun, "Fault diagnosis and neutral point voltage control when the 3-level inverter faults occur," in *Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, pp. 4558–4563, 2004.
- [24] X. Kou, K. A. Corzine, and Y. L. Familiant, "A unique fault-tolerant design for flying capacitor multilevel inverter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 4, pp. 979–987, Jul. 2004.
- [25] J. Rodriguez, P. W. Hammond, J. Pontt, R. Musalem, P. Lezana, and M. J. Escobar, "Operation of a medium-voltage drive under faulty conditions," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, no. 4, pp. 1080–1085, Aug. 2005.
- [26] R. H. Baker and L. H. Bannister, "Electric Power Converter," U.S. Patent 3 867 643, Feb. 1975.
- [27] A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi, "A New Neutral-point Clamped PWM inverter," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. IA-17, pp. 518-523, Sept./Oct. 1981.
- [28] Bin Wu, "HIGH-POWER CONVERTERS AND AC DRIVES", publisher: John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2006.
- [29] F. Z. Peng, "A generalized multilevel converter topology with self voltage balancing," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, pp. 611–618, Mar./Apr. 2001.
- [30] G. Joos, X. Huang, B. T. Ooi, "Direct-Coupled Multilevel Cascaded Series VAR Compensators," *Conference Record – IEEE Industry Applications Society 32<sup>nd</sup> Annual Meeting*, pp. 1608-1615, 1997.
- [31] E. Cengelci, S. U. Sulistijo, B. O. Woom, P. Enjeti, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "A New Medium Voltage PWM Inverter Topology for Adjustable Speed Drives," in *Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, St. Louis, MO*, pp. 1416-1423. Oct. 1998
- [32] T. A. Meynard, H. Foch, "Multi-Level Conversion: High Voltage Choppers and Voltage-Source Inverters," *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 397-403, 1992.



- [33] L. M. Tolbert, and T. G. Habetler, "Novel Multilevel Inverter Carrier-Based PWM Method," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 25, no. 5, pp. 1098-1107, Sep/Oct, 1999.
- [34] N. S. Choi, J. G. Cho, G. H. Cho, "A General Circuit Topology of Multilevel Inverter," *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1991, pp. 96-103.
- [35] B. P. McGrath, D. G. Holmes, and T. Lipo, "Optimized Space Vector Switching Sequences for Multilevel Inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, no. 6, pp. 1293-1301, Nov. 2003.
- [36] S. Sirisukprasert, J. S. Lai, and T. H. Liu, "Optimum Harmonic Reduction with a Wide Range of Modulation Indexes for Multilevel Converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, pp. 875 – 881, Aug. 2002.
- [37] D. Kastha and B. K. Bose, "Investigation of fault modes of voltagefed inverter system for induction motor drive," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 30, no. 4, pp. 1028–1038, Jul. 1994.
- [38] Lezana, P.; Aguilera, R.; Rodriguez, J. " Fault Detection on Multicell Converter Based on Output Voltage Frequency Analysis " *Industrial Electronics*, *IEEE Transactions on*, Volume: 56 , Issue: 6 , PP. 2275 – 2283, 2009
- [39] C. Turpin, P. Baudesson, F. Richardeau, F. Forest, and T. Meynard, "Fault management of multicell converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, no. 5, pp. 988–997, Oct. 2002.
- [40] Wang Baocheng; Wang Jie; Sun Xiaofeng; Wu Junjuan; Wu Weiyang; "Phase Multilevel Inverter Fault Diagnosis and Tolerant Control Technique" , *Power Electronics and Motion Control Conference*, 2006. *IPEMC 2006. CES/IEEE 5th International* ,vol.1 , Page(s): 1 – 5, 2006.
- [41] Khomfoi, S.; Tolbert, L.M.; " Fault Detection and Reconfiguration Technique for Cascaded H-bridge 11-level Inverter Drives Operating under Faulty Condition" *Power Electronics and Drive Systems*, 2007. *PEDS '07. 7th International Conference on* ,Page(s): 1035 – 1042, 2007.

[42] R.N.Bracewell,"The fourier Transform and its Appllication",Mc Graw Hill Book Co. New York, 1978.

[43] M.R.Potnoff,"Time Frequency Representation of Digital Signal and System Based on Short Time Fourier Analysis", IEEE Transactions on Acoustics speech and signal processing, ASSP(1),1980.

[44] Michel Misiti,Yves Misiti, Georges Openheim, Jin Michel Poggi,"Wavelet Toolbox", Users Guide of Matlab.

[45] S. Khomfoi, L. M. Tolbert, "Fault Diagnostic System for a Multilevel Inverters Using a Neural Network," IEEE Trans. Power Electronics, vol. 22, no. 3, May, pp. 1062-1069, 2007.

[۴۶] شنطیائی زاده ع، (۱۳۸۴)، پایان نامه ارشد: "تشخیص هوشمند و کلاس بندی پدیده های کیفیت توان با استفاده از تبدیل S"، دانشکده برق و رباتیک، دانشگاه صنعتی شاهرود.

[47] S. Khomfoi, L. M. Tolbert, "Fault Diagnosis System for a Multilevel Inverter Using a Principal Component Neural Network," 37th IEEE Power Electronic Specialists Conf. , pp. 3121-3127, June 18-22, 2006.

## **Abstract**

Industry has begun to demand higher power ratings and multilevel inverter drives (MLIDs) have become a solution for high-power applications in recent years. Because of using these systems in the high power rating, the reliability of them is very important, so the uninterrupted working of the motor and its drive system is needed. If a fault (open or short circuit) occurs at a semiconductor power switch in a cell, it will cause an unbalanced output voltage and current, while the motor is operating. The unbalanced voltage and current may result in vital damage to the motor if the motor is run in this state for a long time. Generally, the passive protection devices will disconnect the power sources or gate drive signals from the multilevel inverter system whenever a fault occurs, stopping the operated process. Although a cascaded MLID has the ability to tolerate a fault for some cycles, thus the detection of fault is important in MLIDs. Research on fault diagnostic techniques using voltage FFT and wavelet transformation and motor supply current Park's Vector along the classification methods such as Neural Network and SVM are done.

In this thesis a level-shifted (LS-PWM) method is proposed that uses rotating carrier waveforms to balance switching pattern in all cells, at all modulation indices. Next a fault detection and reconfiguration method is proposed for a modular MLI by using the output phase voltages. The histogram analysis is used for feature extraction and these features have been used as input to the Neural Networks (NNs). After the detection of fault type and its location by the NNs, the faulty cell is bypassed and a reconfiguration method for this modulation strategy is used that guaranty continuous working. Simulation results are given for a cascade 7-level inverter at different modulation indices. These results show that the proposed diagnosis method is accurate for detection of fault types and their locations. This method works correctly under noisy condition and the classification performance for the noise with variance up to 1500 is 100%, whereas the other methods have not such accuracy. The proposed method is faster and less complicated because of using histogram analysis instead of using sophisticated methods such as wavelet.

**Keywords:** Multi Level Inverter, Pulse Width Modulation, fault detection, histogram analysis, Neural Network.



**Shahrood University of Technology**

Faculty of Electrical & Robotic Engineering

**Fault diagnosis of a modular multilevel drive with the aim of  
uninterruptable supply**

**By:**

Sedigheh Sedghi

**Supervisor:**

Dr. A. Dsatfan

**Advisor:**

Dr. A. Ahmadyfard

**July 2011**