

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



دانشگاه صنعتی شاهرود

دانشکده برق و رباتیک

پایان نامه دوره‌ی کارشناسی ارشد مهندسی برق - قدرت

عنوان پایان نامه:

بهینه‌سازی عملکرد میکروکنترلنده PWM تک فاز، طراحی و ساخت

تهیه کننده:

فرهاد جعفری

استاد راهنما:

دکتر علی دستفان

استاد مشاور:

دکتر علیرضا احمدی فرد

خرداد ۱۳۸۹

شماره: ۷۰۷.ت.ب  
تاریخ: ۱۳۸۹/۰۳/۲۴  
ویرایش: ----



مدیریت تحصیلات تکمیلی  
فرم شماره (۶)

### بسمه تعالی

فرم صورتجلسه دفاع پایان نامه تحصیلی دوره کارشناسی ارشد

با تأییدات خداوند متعال و با استعانت از حضرت ولی عصر (عج) جلسه دفاع از پایان نامه کارشناسی ارشد آقای / آقا خانم **فرهاد جعفری** رشته **برق** گرایش: **قدرت**  
تحت عنوان: **جهت سازی عملکرد یک سوکت کننده PWM تک فاز، طراحی و ساخت**  
که در تاریخ ۱۳۸۹/۰۳/۲۴ با حضور هیأت محترم داوران در دانشگاه صنعتی شاهرود برگزار گردید به شرح زیر است:

قبول (با درجه: عالی امتیاز: ۱۹.۵۵)  دفاع مجدد  مردود

۲- بسیار خوب (۱۸ - ۱۸/۹۹)

۱- عالی (۱۹ - ۲۰)

۴- قابل قبول (۱۴ - ۱۵/۹۹)

۳- خوب (۱۶ - ۱۷/۹۹)

امضاء	مرتبه علمی	نام و نام خانوادگی	عضو هیأت داوران
	استاد دبير	علی کتانی	۱- استاد راهنما
	استاديار	امیرحسین فرد	۲- استاد مشاور
	استاديار	امیرحسین موهبی	۳- نماینده شورای تحصیلات تکمیلی
	دانشيار	محمد مهدي کتانی	۴- استاد ممتحن
	استاديار	امیرحسین زاره	۵- استاد ممتحن

تأیید رئیس دانشکده:

تقدیم به

پدر و مادر عزیزم

## تشکر و قدردانی

در اینجا جا دارد از جناب آقای دکتر دستفان که با حمایت و تلاش های بی دریغ خود، اینجانب را در به پایان رسانیدن این پایان نامه یاری نموده اند، کمال تقدیر و تشکر را نمایم. همچنین از جناب آقای دکتر احمدی فرد به جهت راهنمایی های مفیدشان سپاسگذاری می نمایم.

## تعهد نامه

اینجانب .....  
دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه / رساله .....  
تحت راهنمایی استاد .....  
می‌باشد.

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

تاریخ :  
امضای دانشجوی

### مالکیت نتایج و حق نشر

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

\* متن این صفحه نیز باید در ابتدای نسخه های تکثیر شده پایان نامه / رساله وجود داشته باشد .

## چکیده

یکسوکننده تک فاز یکی از پرکاربردترین تجهیزات مورد استفاده در مدارات الکترونیک قدرت بوده و به همین دلیل طراحی بهینه آن مورد توجه محققان می‌باشد. ساده‌ترین و مرسوم‌ترین روش تهیه انرژی الکتریکی بصورت DC، استفاده از یکسوکننده‌های دیودی و تریستوری می‌باشند. با وجود اینکه یکسوکننده دیودی و تریستوری دارای ولتاژ ثابت در خروجی‌اند ولی به دلیل دارا بودن جریان ورودی سینوسی با THD بالا و ضریب قدرت پایین کاربرد این نوع یکسوکننده محدود می‌باشد. امروزه با ظهور نیمه‌هادیهای قدرت سریع از قبیل IGBT از یک طرف، و ظهور پردازشگرهای دیجیتال سریع (DSP) از طرف دیگر، به کارگیری روشهای PWM جهت بهبود عملکرد مبدل‌های قدرت را بیش از پیش امکان پذیر ساخته است. استفاده از یکسوکننده‌های PWM علاوه بر تنظیم مقدار جریان و ولتاژ با سرعت گذرای، با حذف هارمونیک‌های پایین در امر فیلتر کردن سهولت بوجود آورده و به تبع اندازه فیلتر را به طور چشم‌گیری پایین می‌آورد و علاوه از این ضریب قدرت مناسبی را نیز ارائه می‌نماید.

در این پایان‌نامه با استفاده از یک یکسوکننده PWM تک‌فاز ولتاژ DC ای با ریپل پایین همراه با جریان ورودی با THD پایین و ضریب قدرت واحد تولید شده است به طوری که به دلیل پایین بودن پهنای باند و سرعت این یکسوکننده از روشی جهت بهبود این مشکل استفاده شده است. در ادامه نیز به دلیل اینکه توابع هدف مد نظر در تضاد با یکدیگر بوده و به عبارتی بهبود یکی باعث خراب شدن دیگری می‌گردد از روش بهینه‌سازی الگوریتم ژنتیک استفاده شده است به طوری که با استفاده از این روش بهینه‌سازی، مقادیر بهینه جهت پارامترها بدست آمده است. جهت شبیه‌سازی این مبدل و بهینه‌سازی پارامترهای آن نیز از نرم افزار MATLAB استفاده شده و نتایج بدست آمده بیانگر بهبود عملکرد این یکسوکننده می‌باشد. در انتهای این پایان‌نامه نیز این یکسوکننده PWM تک فاز با استفاده از یک پردازشگر DSP به نام TMS320f2812 ساخته شده و نتایج بدست آمده از ساخت نیز در پایان آورده شده است.

واژگان کلیدی: یکسوکننده PWM تک‌فاز، الگوریتم ژنتیک، TMS320f2812

## لیست مقالات مستخرج از پایان نامه

- [1] F.Jafari, A.Dastfan, “Optimization of Single-phase PWM Rectifier Performance by Using the Genetic Algorithm”, ICREPQ’10, Granada, Spain, March, 2010
- [2] F.Jafari, A.Dastfan, R.Tahmasebi, m.Rahideh, “Single-phase PWM Rectifier Parameters Optimized by Using the Intelligent Method” IEEE R 8 international conferences , Russia, July 2010
- [3] Farhad Jafari, Ali Dastfan, Alireza Ahmadyfard, “Optimization of Single-Phase PWM Rectifier Parameters, Design and Simulation” international conference on computer, Mechatronics, Control and Electronic Engineering, Chuang Chun, China, August 2010



## فهرست مطالب

### عنوان

### صفحه

لیست شکل ها	م
لیست جدول ها	ع
<b>فصل ۱ مقدمه</b>	<b>۱</b>
۱-۱ مقدمه	۲
<b>فصل ۲ اصول عملکردی یکسوکننده ایده ال</b>	<b>۵</b>
۱-۲ مقدمه	۶
۲-۲ یکسوکننده دیودی با خازن	۶
۳-۲ یکسوکننده تصحیح ضریب قدرت (PFC)	۷
۱-۳-۲ یکسوکننده بوست CCM تک سوئیچه	۷
۲-۳-۲ یکسوکننده بوست DCM تک سوئیچه	۹
۳-۳-۲ یکسوکننده بوست تک سوئیچه جهت استفاده در رنج وسیعی از تغییرات بار	۱۰
۴-۲ یکسوکننده های PWM	۱۱
۵-۲ یکسوکننده های بوست PWM تک فاز	۱۴
۱-۵-۲ یکسوکننده های بوست PWM نیم پل و تمام پل	۱۴
۶-۲ معادل مقاومتی	۱۵
۱-۶-۲ قانون کنترل جهت یکسوکننده بوست CCM تک سوئیچه:	۱۷
۲-۶-۲ قانون کنترل جهت یکسوکننده بوست DCM تک سوئیچه	۱۷
۳-۶-۲ قانون کنترلی برای یکسوکننده بوست تمام پل	۱۷
۴-۶-۲ قانون کنترلی یکسوکننده بوست نیم پل	۱۸
۷-۲ خلاصه فصل	۲۰
<b>فصل ۳ روش های کنترل یکسوکننده های PWM</b>	<b>۲۱</b>
۱-۳ مقدمه	۲۲
۲-۳ روش مدولاسین پهنای پالس سینوسی (SIN PULSE WIDTH MODULATION)	۲۳
۱-۲-۳ روش یک جهته (UNI POLAR):	۲۵
۲-۲-۳ روش دوجته (BI POLAR)	۲۶
HYSTERESIS	۲۷
۱-۳-۳ باند هیستریزس	۲۸
۱-۱-۳-۳ باند هیستریزس مضرب یک	۲۸

۳۰	..... ۲-۱-۳-۳ باند هیستریزس شیفیت یافته
۳۱	..... ۴-۳ مدولاسیون پهناى پالس PWM
۳۴	..... ۵-۳ مدولاسیون پهناى پالس بردار فضایی (SPACE VECTOR PWM)
۳۶	..... ۱-۵-۳ تبدیل کلارک
۴۱	..... ۲-۵-۳ الگوریتم SVPWM
۴۴	<b>فصل ۴ الگوریتم ژنتیک</b>
۴۵	..... ۱-۴ مقدمه
۴۷	..... ۲-۴ تابع ارزیابی
۴۷	..... ۳-۴ عملگرهای ژنتیک
۴۷	..... ۱-۳-۴ عملگر تولید مثل
۴۸	..... ۲-۳-۴ انتخاب
۴۹	..... ۳-۳-۴ عملگر ضربدری (CROSSOVER)
۵۱	..... ۴-۳-۴ تغییر ناگهانی
۵۲	..... ۴-۴ مؤلفه های ژنتیک
۵۲	..... ۱-۴-۴ جمعیت
۵۳	..... ۲-۴-۴ نرخ عملگر ضربدری (C)
۵۳	..... ۳-۴-۴ نرخ جهش ناگهانی (M)
۵۴	..... ۵-۴ مزایای GA
۵۶	<b>فصل ۵ طراحی یکسوکونده PWM تک فاز</b>
۵۷	..... ۱-۵ مقدمه
۵۷	..... ۲-۵ طراحی سخت افزار
۵۷	..... ۱-۲-۵ نحوه انتخاب المان های پسیو برای یکسوکونده PWM تک فاز
۵۸	..... ۲-۲-۵ محاسبه سلف
۶۰	..... ۳-۲-۵ محاسبه خازن
۶۱	..... ۴-۲-۵ انتخاب پردازنده مناسب
۶۳	..... ۵-۲-۵ برد DSP
۶۵	..... ۱-۵-۲-۵ بلوک های نرم افزاری
۶۵	..... ۲-۵-۲-۵ بلوک PWM
۶۶	..... ۳-۵-۲-۵ بلوک ADC
۶۶	..... ۴-۵-۲-۵ بلوک F2812 eZdsp
۶۷	..... ۵-۵-۲-۵ بلوک ورودی دیجیتال (Digital Input)
۶۷	..... ۶-۵-۲-۵ بلوک خروجی دیجیتال (Digital Output)
۶۸	..... ۶-۲-۵ طراحی مدار نمونه گیر ولتاژ

۶۹	..... ۷-۲-۵ انتخاب درایو سوئیچ
۷۱	..... ۸-۲-۵ سوئیچ
۷۲	..... ۹-۲-۵ سلف
۷۲	..... ۱۰-۲-۵ تعداد سنسورهای مورد نیاز
۷۳	..... ۱۱-۲-۵ سنسور جریان
۷۳	..... ۱-۱۱-۲-۵ سنسور جریان PE-5310-2C
۷۴	..... ۲-۱۱-۲-۵ سنسور LTS 25-NP
۷۵	..... ۱۲-۲-۵ فرکانس سوئیچینگ متغیر
۷۶	..... ۳-۵ طراحی مدار کنترلی بر مبنای مدل فرکانسی
۷۷	..... ۱-۳-۵ پاسخ دینامیکی ضعیف سیستم:
۷۸	..... ۱-۱-۳-۵ روش پیشنهادی جهت جبران ریبیل ولتاژ خروجی
۷۹	..... ۲-۱-۳-۵ آنالیز ریبیل ولتاژ خروجی
۸۱	..... ۳-۱-۳-۵ تخمین پیک ولتاژ و جریان منبع
۸۲	..... ۲-۳-۵ تأثیر تغییر در پارامترهای متغیر بر روی توابع هدف
۸۵	..... ۳-۳-۵ بهینه سازی یکسوکنده PWM تک فاز با استفاده از الگوریتم ژنتیک
۸۷	..... ۴-۵ خلاصه فصل
۸۸	..... <b>فصل ۶ نتایج شبیه سازی و ساخت پروژه</b>
۸۹	..... ۱-۶ مقدمه
۸۹	..... ۲-۶ نتایج شبیه سازی
۸۹	..... ۱-۲-۶ نتایج شبیه سازی برای کنترلر طراحی شده بر مبنای مدل فرکانسی
۹۱	..... ۲-۲-۶ تغییر پله در ولتاژ مرجع
۹۴	..... ۳-۲-۶ تغییر پله در ولتاژ ورودی
۹۷	..... ۴-۲-۶ تغییر در بار خروجی
۹۹	..... ۳-۶ نتایج ساخت
۹۹	..... ۱۱-۳-۶ اینورتر تک فاز حلقه باز
۱۰۰	..... ۲-۳-۶ یکسوکنده دیودی ساده بدون سوئیچینگ
۱۰۲	..... ۳-۳-۶ یکسوکنده PWM تک فاز با استفاده از پارامترهای بدست آمده
۱۰۵	..... ۴-۳-۶ شکل موج ها به ازای تغییر در ولتاژ مرجع
۱۰۷	..... ۴-۶ خلاصه فصل
۱۰۸	..... <b>فصل ۷ نتیجه گیری و پیشنهادات</b>
۱۰۹	..... ۱-۷ نتیجه گیری
۱۱۰	..... ۲-۷ پیشنهادات
۱۱۱	..... منابع



## لیست شکل ها

- شکل (۱-۱): یکسوکننده تک فاز دیودی با خازن [۵]..... ۲
- شکل (۲-۱): یکسوکننده تک فاز تریستوری ..... ۳
- شکل (۱-۲): یکسوکننده بوست CCM تک سوئیچ ..... ۸
- شکل (۲-۲): جریان سلف در طول پریود سوئیچینگ TS برای یکسوکننده بوست CCM تک سوئیچ ..... ۸
- شکل (۳-۲): یکسوکننده بوست DCM تک سوئیچ ..... ۹
- شکل (۴-۲): جریان سلف در طول پریود سوئیچینگ TS برای یکسوکننده بوست DCM تک سوئیچ ..... ۹
- شکل (۵-۲): یکسوکننده بوست CCM-DCM تک سوئیچ ..... ۱۰
- شکل (۶-۲): بلوک دیاگرام یک سیستم یکسوکننده بوست PWM ..... ۱۳
- شکل (۷-۲): یکسوکننده بوست تک فاز، الف) یکسوکننده بوست نیم پل ب) یکسوکننده بوست تمام پل ..... ۱۴
- شکل (۸-۲): مدل متوسط طرف ورودی یکسوکننده بوست تک فاز ..... ۱۵
- شکل (۹-۲): مدار معادل مقاومتی ..... ۱۵
- شکل (۱۰-۲): دیاگرام برداری ..... ۱۶
- شکل (۱۱-۲): کنترل یکسوکننده بوست نیم پل (طرح یک) ..... ۱۹
- شکل (۱۲-۲): کنترل یکسوکننده بوست نیم پل (طرح دوم) ..... ۱۹
- شکل (۱-۳): پالس های تولید شده جهت یکسوکننده (الف) شکل موج حامل دندان ارهای و ورودی سینوسی (ب) پالس های تولید شده جهت اعمال به سوئیچ های S1 تا S2 (ج) پالس های تولید شده جهت اعمال به سوئیچ های S3 تا S4 ..... ۲۴
- شکل (۲-۳): یکسوکننده تک فاز ..... ۲۵
- شکل (۳-۳): پالسهای تولید شده در روش یک جهته ..... ۲۶
- شکل (۴-۳): پالسهای تولید شده در روش یک جهته ..... ۲۶
- شکل (۵-۳): باند هیستریزس مضربی از یک ..... ۲۸
- شکل (۶-۳): جریان تولید شده با در نظر گرفتن این باند ..... ۲۹
- شکل (۷-۳): پالسهای تولید شده در روش هیستریزس ..... ۲۹
- شکل (۸-۳): باند هیستریزس شیفته داده شده ..... ۳۰
- شکل (۹-۳): جریان تولید شده با در نظر گرفتن این باند شیفته یافته ..... ۳۱
- شکل (۱۰-۳): بلوک کنترلر PWM ..... ۳۳
- شکل (۱۱-۳): سیستم اصلی و حلقه کنترلی ..... ۳۳
- شکل (۱۲-۳): طریقه تولید پالس در یکسوکننده تک فاز ..... ۳۴
- شکل (۱۳-۳): اینورتر سه فاز ..... ۳۵
- شکل (۱۴-۳): حالت های مختلف سوئیچ زنی ..... ۳۶
- شکل (۱۵-۳): جهت سوئیچ زنی ..... ۳۷
- شکل (۱۶-۳): سیگنال های PWM برای هر فاز ..... ۳۸
- شکل (۱۷-۳): یکسوکننده سه فاز PWM ..... ۳۹
- شکل (۱۸-۳): گراف بردار فضایی ولتاژ ..... ۴۰
- شکل (۱۹-۳): تجزیه بردار ولتاژ ..... ۴۰

۴۲.....	شکل (۳-۲۰): شکل موج های $V_A^*$ و $V_B^*$ و $V_C^*$ و $V^*$ .....
۴۸.....	شکل (۴-۱): چرخ گردان خطی.....
۵۰.....	شکل (۴-۲): الف) فرزند (ب) والد (و).....
۵۰.....	شکل (۴-۳): الف) والدین (ب) فرزندان.....
۵۱.....	شکل (۴-۴): الف) والدین (ب) فرزندان.....
۵۱.....	شکل (۴-۵): الف) ماسک الگو (ب) والدین (ج) فرزندان.....
۵۴.....	شکل (۴-۶): سیکل پایه ی الگوریتم ژنتیک.....
۵۸.....	شکل (۵-۱): یکسوکننده PWM تک فاز.....
۶۴.....	شکل (۵-۲): شماتیک DSP ، TMS320F2812 و بورد EZDSPTM F2812.....
۶۴.....	شکل (۵-۳): موقعیت هر رابط در EZDSPTM F2812.....
۶۵.....	شکل (۵-۴): بلوک پالس PWM.....
۶۶.....	شکل (۵-۵): بلوک ADC.....
۶۶.....	شکل (۵-۶): بلوک EZDSP F2812.....
۶۷.....	شکل (۵-۷): بلوک ورودی دیجیتال.....
۶۷.....	شکل (۵-۸): بلوک خروجی دیجیتال.....
۶۸.....	شکل (۵-۹): مدار کنترلی یکسوکننده PWM تک فاز به منظور نشان دادن مدار نمونه گیر ولتاژ.....
۷۰.....	شکل (۵-۱۰): درایو ماسفت و IGBT (PC923).....
۷۰.....	شکل (۵-۱۱): مدار کاربردی درایو سوئیچ (PC923).....
۷۱.....	شکل (۵-۱۲): ماسفت IXFM 11 N80.....
۷۲.....	شکل (۵-۱۳): شماتیک سلف مورد استفاده در پروژه.....
۷۴.....	شکل (۵-۱۴): سنسور جریان PE-5310-2C.....
۷۵.....	شکل (۵-۱۵): سنسور جریان LTS 25-NP.....
۷۶.....	شکل (۵-۱۶): مدل فرکانسی یکسوکننده PWM تک فاز برای حلقه کنترل ولتاژ.....
۷۹.....	شکل (۵-۱۷): طرح کنترلی پیشنهادی.....
۸۱.....	شکل (۵-۱۸): مقدار پیک بدست آمده برای یک موج.....
۸۵.....	شکل (۵-۱۹): فلوچارت الگوریتم ژنتیک.....
۹۰.....	شکل (۶-۱): جریان ورودی یکسوکننده PWM تک فاز با T برابر با ۴۵ میلی ثانیه و KP برابر با ۴ ، مقدار THD جریان ورودی، ۳/۱۹ درصد.....
۹۱.....	شکل (۶-۲): پاسخ راه اندازی یکسوکننده PWM تک فاز با ضرایب PI طراحی شده زمان نشست برابر با ۱۳۴ میلی ثانیه.....
۹۲.....	شکل (۶-۳): تغییر از ۴۰۰ به ۴۴۰ ولت در ولتاژ مرجع در لحظه ۰/۵ ثانیه و برگشت به حالت اولیه در ثانیه ۰/۹.....
۹۲.....	شکل (۶-۴): شکل موج ولتاژ خروجی به تغییر در ولتاژ مرجع.....
۹۲.....	شکل (۶-۵): افزایش جریان ورودی در ۰/۵ ثانیه و بازگشت به حالت اولیه در ثانیه ۰/۹.....
۹۳.....	شکل (۶-۶): جریان عبوری از یکی از سوئیچ ها و تغییرات آن در اثر تغییر در ولتاژ مرجع.....
۹۳.....	شکل (۶-۷): ولتاژ دو سر یکی از سوئیچ ها و تغییرات آن در اثر تغییر در ولتاژ مرجع.....
۹۴.....	شکل (۶-۸): تغییرات در ضریب قدرت در اثر تغییر در ولتاژ مرجع.....
۹۴.....	شکل (۶-۹): تغییر در ولتاژ ورودی از ۲۲۰ ولت به ۱۸۰ ولت.....
۹۵.....	شکل (۶-۱۰): شکل موج ولتاژ خروجی به تغییر در ولتاژ ورودی از ۲۲۰ به ۱۸۰ ولت.....

- شکل (۶-۱۱): افزایش در جریان ورودی در لحظه ۰/۵ ثانیه و برگشت به حالت اولیه در ۰/۹ ثانیه ..... ۹۵
- شکل (۶-۱۲): شکل موج جریان عبوری از سوئیچ به تغییر در ولتاژ ورودی ..... ۹۶
- شکل (۶-۱۳): تغییر در ولتاژ دو سوئیچ ..... ۹۶
- شکل (۶-۱۴): شکل موج ضریب قدرت ورودی ..... ۹۶
- شکل (۶-۱۵): تغییر پله در بار از ۸۰۰ وات به ۱۲۵۰ وات ..... ۹۷
- شکل (۶-۱۶): تغییرات ولتاژ خروجی به ازای تغییر پله در بار ..... ۹۷
- شکل (۶-۱۷): شکل موج جریان ورودی ..... ۹۸
- شکل (۶-۱۸): شکل موج جریان عبوری از یک سوئیچ ..... ۹۹
- شکل (۶-۱۹): ضریب قدرت ورودی و تغییرات بوجود آمده در آن ..... ۹۹
- شکل (۶-۲۰): مدار کنترلی آن در حالت نرم افزاری جهت تولید پالس TMS320F2812 ..... ۱۰۰
- شکل (۶-۲۱): خروجی ولتاژ اینورتر در حالت نرم افزاری و سخت افزاری ..... ۱۰۰
- شکل (۶-۲۲): ولتاژ خروجی یکسوکننده پل کامل دیودی، حالت نرم افزاری و سخت افزاری به ترتیب از راست به چپ ..... ۱۰۱
- شکل (۶-۲۳): جریان ورودی یکسوکننده پل کامل دیودی، حالت نرم افزاری و سخت افزاری به ترتیب از راست به چپ ..... ۱۰۱
- شکل (۶-۲۴): نمودار THD جریان ورودی یکسوکننده پل کامل بدون سوئیچینگ در حالت نرم افزاری و نمودار FFT آن در حالت سخت افزاری ..... ۱۰۲
- شکل (۶-۲۵): شماتیک یکسوکننده PWM تک فاز ساخته شده ..... ۱۰۳
- شکل (۶-۲۶): مدار کنترلی آن در حالت نرم افزاری جهت تولید پالس با TMS320F2812 ..... ۱۰۳
- شکل (۶-۲۷): شکل موج جریان ورودی در حالت نرم افزاری و ساخت ..... ۱۰۴
- شکل (۶-۲۸): THD جریان ورودی در حالت نرم افزاری و FFT آن در حالت سخت افزاری ..... ۱۰۴
- شکل (۶-۲۹): شکل موج ولتاژ خروجی با در نظر گرفتن ولتاژ ۶۰ ولت برای مرجع ..... ۱۰۵
- شکل (۶-۳۰): شکل موج ولتاژ در حالت نرم و سخت افزاری به ازای تغییر از ۶۰ به ۷۰ ولت در ولتاژ مرجع ..... ۱۰۵
- شکل (۶-۳۱): شکل موج ولتاژ در حالت نرم و سخت افزاری به ازای تغییر از ۷۰ به ۶۰ ولت در ولتاژ مرجع ..... ۱۰۶
- شکل (۶-۳۲): شکل موج جریان ورودی و نمودار FFT آن ..... ۱۰۶

## لیست جدول ها

- جدول (۱-۲) مشخصه هارمونیک‌های مرتبه‌های مختلف یکسوکننده دیودی با خازن ..... ۶
- جدول (۱-۳): ولتاژهای مربوطه برای هر حالت کلیدزنی ..... ۳۵
- جدول (۱-۴): نمونه‌های از یک چرخ گردان خطی ..... ۴۸
- جدول (۱-۵): مشخصات یکسوکننده مورد نظر جهت طراحی ..... ۶۱
- جدول (۲-۵): مقدار امان‌های پسیو انتخاب شده برای یکسو کننده PWM تک فاز ..... ۶۱
- جدول (۳-۵): طریقه بستن و ضرایب مورد نظر در سنسور LTS 25-NP ..... ۷۵
- جدول (۴-۵): چگونگی تغییر در توابع هدف با تغییر در پارامتر C ..... ۸۲
- جدول (۵-۵): چگونگی تغییر در توابع هدف با تغییر در پارامتر KP ..... ۸۳
- جدول (۶-۵): چگونگی تغییر در توابع هدف با تغییر در پارامتر T ..... ۸۴
- جدول (۷-۵): چگونگی تغییر توابع هدف با تغییر پارامترهای مدل ..... ۸۴
- جدول (۸-۵): مقادیر بدست آمده برای متغیرها با استفاده از بهینه سازی ..... ۸۶
- جدول (۹-۵): مقادیر مطلوب با استفاده از بهینه سازی ..... ۸۷

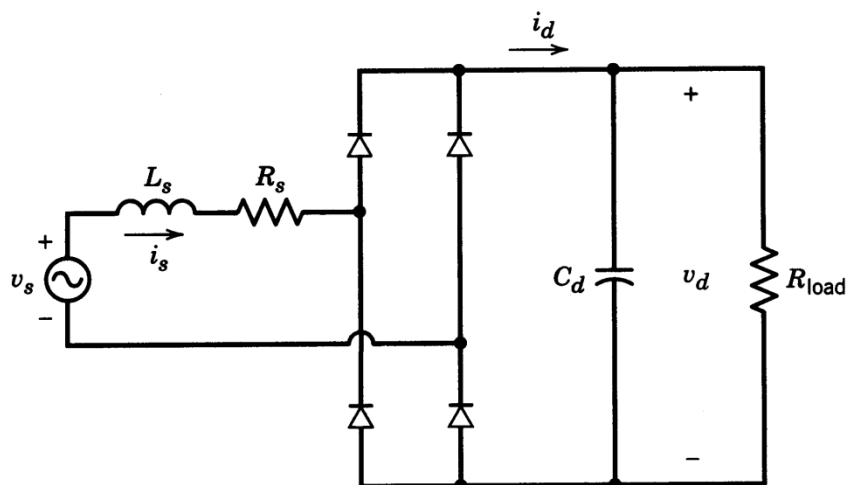


## فصل ۱

## مقدمه

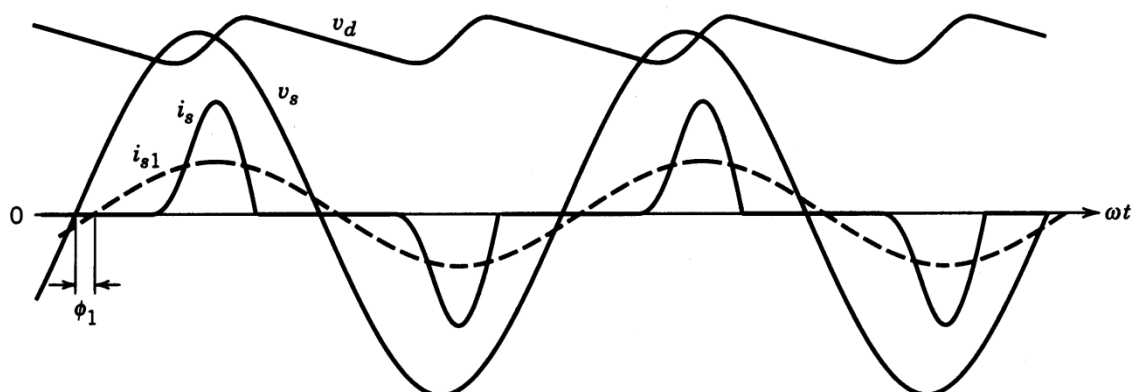
## ۱-۱ مقدمه

یکسوکننده<sup>۱</sup> تک فاز یکی از پرکاربردترین تجهیزات مورد استفاده در مدارات الکترونیک قدرت از قبیل موتورهای الکتریکی و ذخیره‌سازی الکتریکی بوده و به همین دلیل طراحی بهینه آن مورد توجه محققان می‌باشد. ساده‌ترین و مرسوم‌ترین روش تهیه انرژی الکتریکی بصورت DC، استفاده از یکسوکننده‌های دیودی همراه با فیلتر خازنی می‌باشد که به ترتیب شکل این مبدل و شکل موج ولتاژ خروجی و جریان ورودی آن به ترتیب در شکل‌های (۱-۱) و (۲-۱) نشان داده شده اند [۵].



شکل (۱-۱): یکسوکننده تک فاز دیودی با خازن [۵]

<sup>۱</sup> rectifier



شکل (۱-۲): یکسوکننده تک فاز تریستوری [۵]

با وجود اینکه یکسوکننده دیودی با خازن موازی در خروجی نشان داده شده در شکل (۱-۱) دارای ولتاژ ثابت در خروجی بوده ولی همان طور که در شکل (۱-۲) نشان داده شده است به دلیل دارا بودن جریان ورودی سینوسی با THD<sup>۱</sup> بالا و ضریب قدرت<sup>۲</sup> پایین از این نوع یکسوکننده استفاده نمی‌گردد.

امروزه با ظهور نیمه‌هادیهای<sup>۳</sup> قدرت سریع از قبیل IGBT از یک طرف، و ظهور ریزپردازنده‌ها و پردازشگرهای دیجیتال سریع (DSP<sup>۴</sup>) از طرف دیگر، یکسوکننده‌های دیودی دیگر مورد استفاده قرار نمی‌گیرند. جهت رفع این مشکلات ناشی از یکسوکننده دیودی با خازن، یکسوکننده‌های PFC<sup>۵</sup> که تک سوئیچ می‌باشند، معرفی شده‌اند که علاوه بر دارا بودن ولتاژ DC با ریبیل کم در خروجی توانایی تولید جریان سینوسی با THD پایین و ضریب قدرت واحد در سمت ورودی را داشتند. از ایراداتی که این نوع یکسوکننده دارا می‌باشد، یک طرفه بودن آن‌ها می‌باشد.

برای رفع مشکل یک طرفه بودن یکسوکننده PFC، یکسوکننده‌های PWM پدید آمدند که علاوه بر دارا بودن خاصیت‌های موجود در این یکسوکننده مشکل یکطرفه بودن را نیز رفع کرده‌اند.

در این پروژه به بهینه‌سازی یک یکسوکننده PWM تک فاز توسط الگوریتم ژنتیک پرداخته شده و این یکسوکننده توسط پردازشگر DSP. TMS320f2812 ساخته شده است. در فصل اول مقدمه‌ای از

<sup>۱</sup> Total Harmonic Distortion

<sup>۲</sup> Power Factor

<sup>۳</sup> Semi Conductors

<sup>۴</sup> Digital Signal Processing

<sup>۵</sup> Power Factor Correction

یکسوکننده‌ها گفته شده که در آن به معرفی یکسوکننده تک فاز دیودی با خازن خروجی پرداخته شده است. در فصل دوم ضرورت استفاده از یکسوکننده های دیگری جهت تهیه ولتاژ DC بیان شده و انواع یکسوکننده‌های موجود اعم از PFC و PWM پرداخته و اصول عملکرد این یکسوکننده ها مورد بررسی قرار گرفته شده است. در فصل سوم روش‌های مختلف جهت کنترل این مبدل و مزایا و معایب هر یک از این روش‌ها را گفته و دلایل استفاده از روش کنترلی PWM جهت این یکسوکننده PWM بیان شده است. در فصل چهارم به توضیح اجزای پیرامون الگوریتم ژنتیک که یکی از معروفترین و پرکاربردترین روش‌های بهینه سازی است پرداخته شده است. فصل پنجم نیز به شرح یکسوکننده PWM تک‌فاز مورد استفاده در این پایان نامه می‌پردازد و در ادامه آن المان‌های مورد نیاز جهت ساخت این یکسوکننده را به طور مجزا را معرفی می‌گردند و در انتهای این فصل نیز ضرورت استفاده از یک الگوریتم بهینه سازی بیان می‌گردد. در فصل ششم نیز نتایج بدست آمده از حالت نرم افزاری و ساخت این مبدل نشان داده است.

## فصل ۲

# اصول عملکردی یکسوکننده ایده ال

## ۱-۲ مقدمه

در ابتدای این فصل به بررسی یکسوکننده دیودی همراه با خازن خروجی پرداخته و در ادامه به بررسی توپولوژی‌هایی که قادر هستند یکسوکنندگی تقریباً ایده ال را به ارمغان بیاورند پرداخته شده و در ادامه این فصل به مقایسه این توپولوژی‌های مختلف که با استفاده از مبدل‌های مختلف بدست آمده‌اند پرداخته می‌شود. در انتها نیز به بررسی توپولوژی یکسوکننده PWM تک‌فاز که هدف اصلی این پروژه می‌باشد پرداخته شده و معایب و مزایای آن مطرح می‌گردد.

## ۲-۲ یکسوکننده دیودی با خازن

همانطور که در فصل قبل هم ذکر شد ساده‌ترین و مرسوم‌ترین روش تهیه انرژی الکتریکی بصورت DC، استفاده از یکسوکننده‌های دیودی با فیلتر خازنی در دو سر بار می‌باشد که در شکل (۱-۱) نشان داده شده است. حال اگر بخواهیم THD جریان ورودی را که در شکل (۲-۱) آورده شده است مورد بررسی قرار دهیم، مشخصه هارمونیک‌های مرتبه‌های مختلف این مبدل به صورت نشان داده در جدول (۱-۲) خواهد شد [۵].

جدول (۱-۲) مشخصه هارمونیک‌های مرتبه‌های مختلف یکسوکننده دیودی با خازن

مرتبه هارمونیک	DC	Fnd	h2	h3	h4	h5	h6	h7	h8	h9	h10	h11
(%) هارمونیک	0	100	0	66.64	0	25.88	0	8.55	0	7.1	0	3.65

همانطور که در جدول (۱-۲) نشان داده شده است هارمونیک‌های این یکسوکننده بالا بوده که این بالا بودن هارمونیک‌ها منجر به تلفات در سیستم قدرت خواهد شد و به همین دلیل از این مبدل جهت یکسوکننده‌گی استفاده چندانی نمی‌شود.

امروزه با ظهور نیمه‌هادیهای قدرت سریع از قبیل IGBT از یک طرف، و ظهور ریزپردازنده‌ها و پردازشگرهای دیجیتال سریع (DSP) از طرف دیگر، یکسوکننده‌های دیودی جای خود را به مبدل‌های جدید داده‌اند به طوری که جهت رفع مشکلات ناشی از یکسوکننده دیودی با خازن، یکسوکننده‌های PFC که تک سوئیچ می‌باشند، معرفی شده‌اند که علاوه بر دارا بودن ولتاژ DC با رپل قابل قبول در خروجی، توانایی تولید جریان سینوسی با THD پایین و ضریب قدرت واحد در سمت ورودی را داشتند که در ادامه به شرح این نوع یکسوکننده پرداخته شده است.

### ۳-۲ یکسوکننده تصحیح ضریب قدرت (PFC)

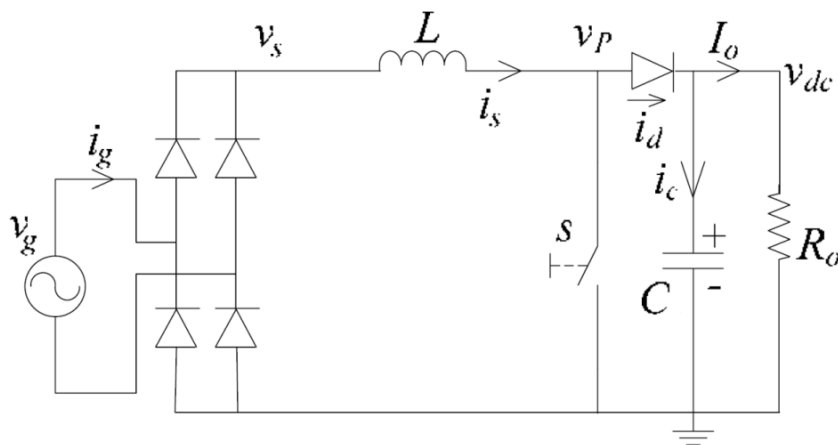
همان طوری که در بخش قبل دیدیم یکسوکننده‌های دیودی مبدل‌های کاربردی در مبدل‌های توان AC به DC می‌باشند. بهر حال، به خاطر وجود اغتشاش جدی در جریان ورودی که با توجه به استاندارد قابل قبول نیست، یکسوکننده‌های دیودی بایستی با یک نوع دیگر تعویض گردند تا تجهیزات قدرت از لحاظ هارمونیکی را آلوده ننمایند. بنابراین مبدل‌هایی که بر هم کنش کمتری در شبکه دارند مورد توجه می‌باشند. عموماً یکسوکننده تصحیح ضریب قدرت (PFC) مختلفی در کاربردهای تک فاز مورد استفاده قرار می‌گیرند که در ادامه به تشریح عملکرد و خصوصیات مداری هر یک از آن‌ها خواهیم پرداخت [۱۰].

### ۱-۳-۲ یکسوکننده بوست CCM تک سوئیچ

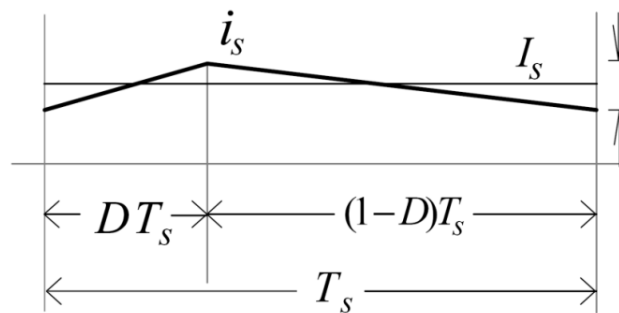
یکسوکننده بوست<sup>۱</sup> CCM تک سوئیچ نشان داده شده در شکل (۱-۲) ساده ترین یکسوکننده PWM، در حیطه تک فاز و تبدیل توان AC به DC می‌باشد [۱۱]. اصلی‌ترین مزیت این نوع

<sup>1</sup> continuous conduction mode

یکسوکننده دارا بودن جریان ورودی پیوسته می‌باشد. این جریان ورودی در طول  $T_s$  در شکل (۲-۲) نشان داده شده است که در آن  $D$ ، سیکل کاری جهت سوئیچ  $S$  می‌باشد. مقدار پیک تا پیک  $\Delta i_g$  جریان ورودی، اغتشاش فرکانس سوئیچینگ را در جریان ورودی محاسبه می‌نماید. THD جریان ورودی با کاهش بار افزایش می‌یابد. سلف مقدار بالا نیز جهت پایین نگه داشتن اغتشاشات جریان ورودی در بار کم ضروری می‌باشد. بنابراین، یکسوکننده بوست CCM برای بارهای زیاده‌تر مناسب می‌باشد [۱۷].



شکل (۲-۱): یکسوکننده بوست CCM تک سوئیچه [۱۱]

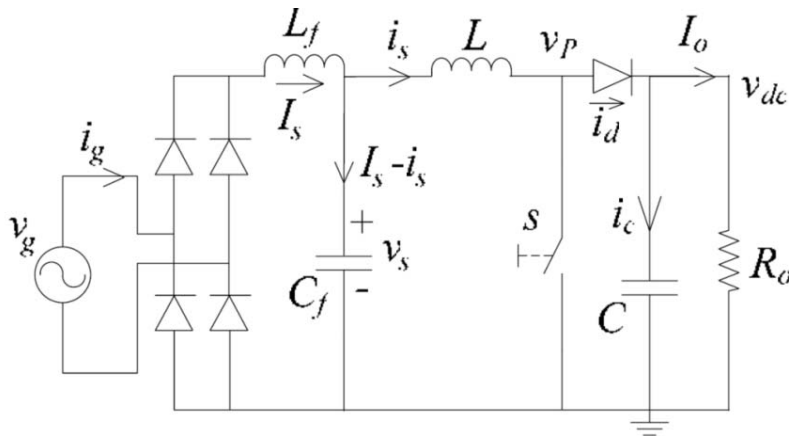


شکل (۲-۲): جریان سلف در طول پریود سوئیچینگ  $T_s$  برای یکسوکننده بوست CCM تک سوئیچه [۱۶]

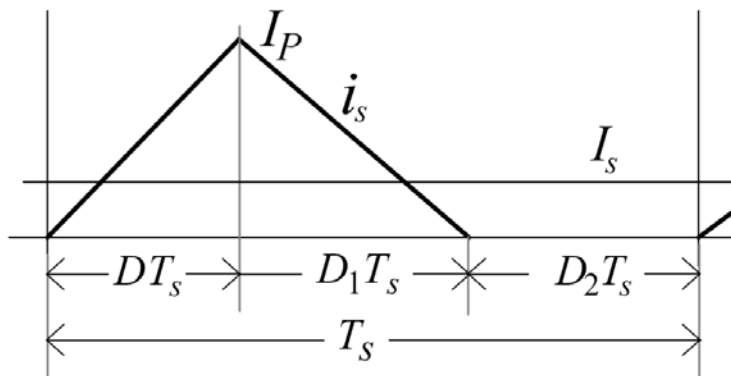


## ۲-۳-۲ یکسوکننده بوست DCM تک سوئیچ

در بارهای سبک از یکسوکننده بوست تک سوئیچ<sup>۱</sup> DCM به جای CCM استفاده می‌گردد که در شکل (۳-۲) نشان داده شده است. جریان لحظه‌ای سلف  $i_g$  این یکسوکننده در طول یک دوره تناوب  $T_s$  در شکل (۴-۲) نشان داده شده است که در آن  $D$ ، سیکل کاری جهت سوئیچ  $S$  می‌باشد. یک فیلتر  $L_f C_f$  پایین‌گذر نیز در طرف ورودی جهت فیلتر نمودن هارمونیک‌های فرکانس سوئیچینگ جریان که توسط یکسوکننده تولید شده است، بکار برده می‌شود. ایراد اصلی یکسوکننده بوست DCM دارا بودن جریان  $I_p$  با مقدار پیک زیاد می‌باشد که این نوع یکسوکننده را جهت استفاده در کاربردهای با توان بالا نامناسب می‌نماید. بنابراین یکسوکننده بالا فقط جهت کاربردهای با توان پایین که حجم، وزن و هزینه یکسوکننده بسیار دخیل می‌باشند مورد استفاده قرار می‌گیرد [۱۷].



شکل (۳-۲): یکسوکننده بوست DCM تک سوئیچ [۱۸]

شکل (۴-۲): جریان سلف در طول پریود سوئیچینگ  $T_s$  برای یکسوکننده بوست DCM تک سوئیچ [۱۶]<sup>۱</sup> discontinuous conduction mode

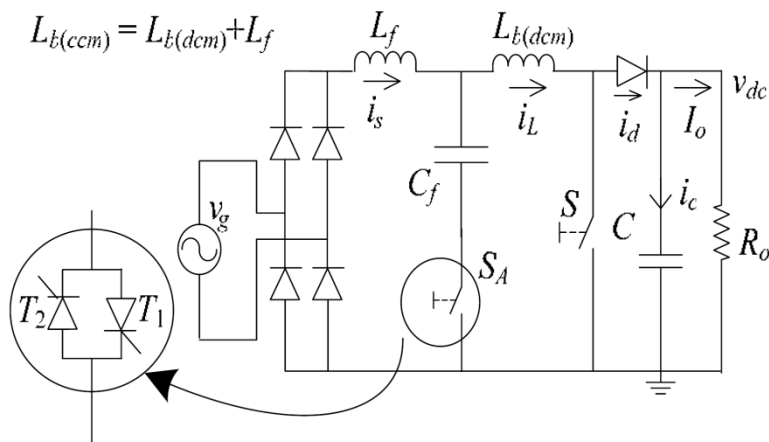
### ۳-۳-۲ یکسوکننده بوست تک سوئیچه جهت استفاده در رنج وسیعی از تغییرات بار

همانطور که قبلاً ذکر شد، مدارات یکسوکننده CCM و DCM به ترتیب جهت بارهای زیاد و کم مناسب می‌باشند با ترکیب این دو مدار یکسوکننده، یک نوع یکسوکننده بوست تک سوئیچه که در شکل (۵-۲) نشان داده شده است در این بخش ارائه می‌گردد. از این به بعد یکسوکننده تک سوئیچه، به عنوان یکسوکننده بوست DCM و CCM مورد استفاده قرار می‌گیرد.

سوئیچ  $S_A$  نیز به عنوان یک سوئیچ کمکی در این یکسوکننده مورد استفاده قرار می‌گیرد که در شکل (۵-۲) نشان داده شده است. هنگامی که سوئیچ  $S_A$  روشن است یکسوکننده بوست و DCM نشان داده شده در شکل (۳-۲) بدست می‌آید. در طول این مدت، سلف  $L_{b(dcm)}$  به عنوان سلف ( $L$ ) بوست مقدار کمی تاثیر می‌گذارد. ترکیب  $L_f C_f$  نیز به عنوان فیلتر پایین گذر ورودی جهت فیلتر نمودن هارمونیک‌های جریان فرکانس پایین تولید شده توسط یکسوکننده ارائه می‌گردد. با خاموش بودن  $S_A$  نیز یکسوکننده بوست، تک سوئیچه CCM که در شکل (۱-۲) نشان داده شده بدست می‌آید. فیلتر خازنی  $C_f$  نیز بی تاثیر در مدار باقی می‌ماند، مجموع  $L_{b(dcm)}$  و  $L_f$  نیز نقش سلف  $L=L_{b(ccm)}$  بوست با مقدار بالا را ایفا می‌کنند.

سوئیچ  $S_A$  ممکن است توسط ۲ ترستور که در شکل (۵-۲) نشان داده شده نمایش داده می‌شود.

این ساختار جداسازی مدهای عملکرد بین CCM و DCM را حتمی می‌سازد.



شکل (۵-۲): یکسوکننده بوست CCM-DCM تک سوئیچه [۶]

یکسوکننده بوست تک سوئیچ هم می‌تواند در حالت ناپیوسته (DCM) و هم در حالت پیوسته (CCM) اعمال گردد. عموماً در حالت اعمالی به یک مبدل بر پایه رنج توان آن مبدل تعیین می‌گردد. به طوری که CCM بر بارهای زیاد و در حالی که DCM برای بارهای توان پایین مورد استفاده قرار می‌گیرند. در بارهای زیاد، میزان پیک استرس وسایل تحت DCM بالاتر از آن تحت CCM می‌باشد، از طرف دیگر نتایج یکسوکننده بوست CCM در حالت بار سبک دارای اغتشاش جریان ورودی بالا است. از این رو، هیچ کدام از دو حالت اعمالی به تنهایی برای رنج بالایی از تغییرات بار کار آمد نمی‌باشند.

ترکیبی از دو حالت اعمالی، برای یک سیستم یکسوکننده بوست تک سوئیچ در [۱۷] ارائه شده است. به طوری که یکسوکننده بوست تک سوئیچ در حالت DCM و CCM برای توان‌های خروجی کمتر بیشتر از ۵۰٪ رنج بار به ترتیب اعمال شده‌اند.

از ایراداتی که این نوع یکسوکننده دارا می‌باشد، یک طرفه بودن آن است که برای رفع مشکل یک طرفه بودن یکسوکننده PFC، یکسوکننده‌های PWM پدید آمدند که علاوه بر دارا بودن خاصیت‌های موجود در این یکسوکننده مشکل یکطرفه بودن را نیز رفع کرده‌اند.

## ۲-۴ یکسوکننده‌های PWM

ساخت المان‌های نیمه‌هادی قابل کنترل در توان‌های بالا، تکنیک PWM را جهت بهبود شکل موج‌های ورودی و خروجی مبدل‌های AC-DC امکان پذیر ساخته است. استفاده از یکسوسازهای PWM ضمن اینکه خروجی را در مقدار دلخواه DC نگه می‌دارد، با کنترلی که بر روی کلیدها دارد، توانایی تولید جریان ورودی‌ای با هارمونیک پایین را دارا بوده به طوری که ضریب قدرت نزدیک به یک را نیز تحقق می‌بخشد. این امر باعث کوچک و ساده‌تر شدن فیلتر ورودی و خروجی در یکسوکننده‌های PWM می‌گردد. همچنین یکسوکننده‌های PWM مشکل یکطرفه بودن یکسوکننده‌های PFC را نیز بر طرف کرده و در تنظیم مقدار جریان و ولتاژ نیز دارای پاسخ بسیار سریعتر از مدارات تریستوری

می‌باشند. به همین دلیل امروزه استفاده از این روش بسیار مورد توجه قرار گرفته است. در زیر به شرح دو نمونه از آن می‌پردازیم.

مواردی که از یکسوکننده PWM انتظار می‌رود:

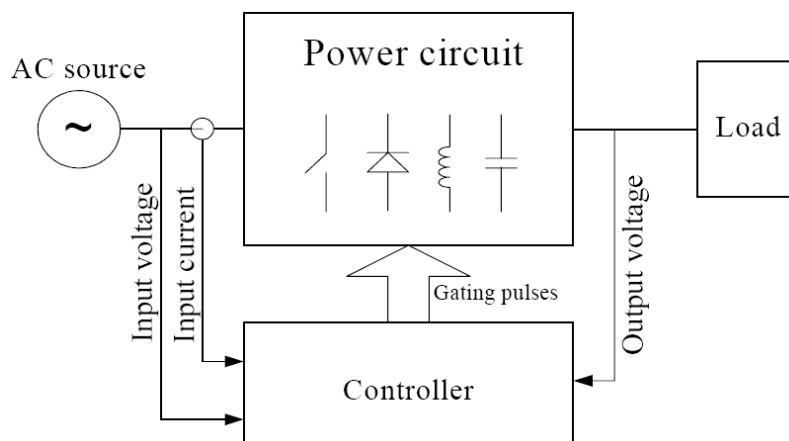
۱. توانایی تولید توان دو طرفه
۲. جریان ورودی سینوسی
۳. ضریب قدرت ورودی قابل تنظیم
۴. ولتاژ DC خروجی قابل تنظیم
۵. کاهش اندازه خازن فیلتر DC
۶. پاسخ دینامیکی خوب در قبال تغییرات سریع ولتاژ ورودی و جریان بار
۷. راندمان بالا این یکسوکننده‌ی قدرت

یکسوکننده‌هایی با اعمال هدایت بوسیله نیمه هادی‌ها ساخته شده‌اند که قابلیت خاموش و روشن شدن را دارند. این قابلیت اجازه کنترل کامل مبدل را می‌دهد زیرا سوئیچ می‌تواند هر وقت که لازم باشد روشن و خاموش گردد که این اجازه هر تعداد هدایت سوئیچ در یک پریود زمانی را می‌دهد در حالی که با استفاده از یکسوکننده‌های ترستوری سوئیچ تنها یک بار در هر پریود زمانی روشن و خاموش می‌گردد.

دو نوع از یکسوکننده‌های PWM در انواع مقالات نوشته و ارائه شده است که این دو نوع عبارتند از یکسوکننده نوع Buck و یکسوکننده‌های نوع Boost می‌باشند. یکسوکننده‌های Boost به دلیل کشیدن جریان پیوسته به طور گسترده‌تری نسبت به یکسوکننده‌های نوع Buck مورد استفاده قرار می‌گیرند.

بلوک دیاگرام سیستم یکسوکننده PWM تک فاز در شکل (۲-۶) نشان داده شده است. این سیستم شامل مدار قدرتی بوده که خود شامل تعدادی سوئیچ‌های نیمه هادی (IGBT, MOSFET)، دیودها، عناصر پسیو (سلف و خازن) و یک کنترلر جهت کنترل عملکرد یکسوکننده می‌باشد. این مدار

قدرت منبع AC ورودی را جهت تغذیه بار با ولتاژ DC تنظیم شده پردازش می‌کند، در حالی کنترل‌کننده پالس‌های مورد نیاز جهت درایو سوئیچ‌های یکسوکننده را تولید می‌نماید.



شکل (۲-۶): بلوک دیاگرام یک سیستم یکسوکننده بوست PWM [۶]

یکسوکننده بوست PWM مختلفی در کاربردهای تک فاز مورد استفاده قرار می‌گیرند، که این مدل‌ها شامل یکسوکننده بوست نیم پل [۸]، [۹] و در انتها یکسوکننده بوست پل کامل [۱۰] می‌باشند.

کنترل‌کننده نشان داده در شکل (۲-۶) مهم‌ترین نقش را در سیستم یکسوکننده بوست PWM دارا می‌باشد که این طرح کنترلی خاصی جهت کنترل موارد مطلوبی نظیر نگه داشتن ولتاژ خروجی در یک مقدار ثابت با جریان ورودی سینوسی کشیده شده که دارای ضریب قدرت واحد نسبت به ولتاژ منبع باشد ارائه می‌دهد. یک طرح کنترلی ویژه نیاز به اندازه‌گیری یک سری از کمیت‌ها نظیر ولتاژ و جریان دارد که این کمیت‌ها توسط کنترل‌کننده جهت تولید پالس‌های مورد نیاز برای گیت سوئیچ‌ها پردازش می‌گردند. تعدادی زیادی از تکنیک‌های کنترلی در مقاله‌ها جهت کنترل یکسوکننده‌های PWM گزارش شده‌اند [۸]، [۹] و [۱۱]-[۱۵] که بیشتر آنها با حلقه داخلی کنترل جریان داخلی و حلقه کنترل ولتاژ خارجی کار می‌کنند.

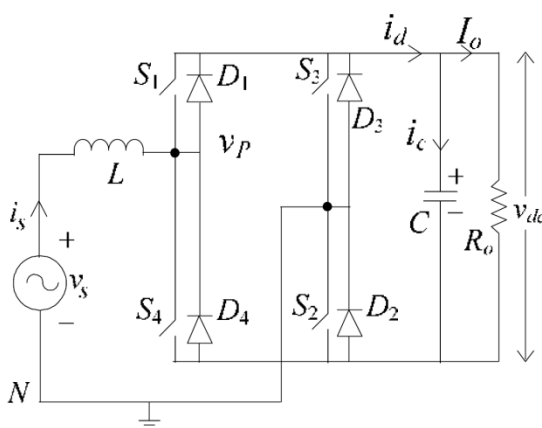
حلقه ولتاژ، ولتاژ باس DC را علارغم هر تغییری در ولتاژ و بار ورودی در مقدار مرجع‌اش نگه می‌دارد، در حالی که حلقه کنترلی یکسوکننده مجبور به کشیدن جریان سینوسی با ضریب قدرت

واحد نسبت به منبع اصلی می‌نماید. در ادامه و در بخش بعد به تشریح یکسوکننده‌های PWM می‌پردازیم.

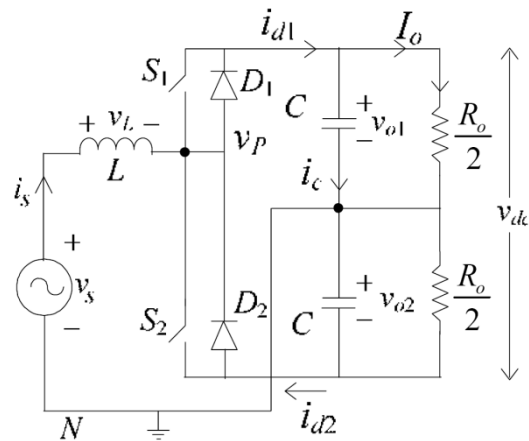
## ۲-۵ یکسوکننده های بوست PWM تک فاز

### ۲-۵-۱ یکسوکننده های بوست PWM نیم پل و تمام پل

از دیگر موارد در رابطه با یکسوکننده‌های بوست تک سوئیچ به طور خاص، تلفات هدایتی زیادی در کاربردهای توان بالا می‌باشد [۸]. برای مثال، در شکل (۲-۱) می‌توان دید که در هر زمانی، سه قطعه نیمه هادی درگیرند که باعث تلفات هدایتی می‌گردند. با استفاده از توپولوژی نیم‌پل که در شکل (۲-۷) نشان داده شده و یا توپولوژی پل کامل در شکل (۲-۷-ب) آمده است، تعداد نیمه‌های درگیر در هر پریود زمانی تنها یک یا دو عدد خواهد بود که بخش مربوط به این بحث در مرجع [۸] آمده است. علاوه بر فواید بالا، یکسوکننده‌های بوست نیم پل و تمام پل توانایی انتقال توان خروجی به صورت عکس را نیز دارا می‌باشند در حالی که یکسوکننده‌های بوست تک سوئیچ فاقد این توانایی هستند [۱۹]. یکسوکننده بوست نیم پل ممکن است در کاربردهای با ولتاژ DC بالا نظیر سیستم‌های UPS و تبدیل توان تک فاز به سه فاز مورد استفاده قرار گیرد [۸], [۹].



(ب)

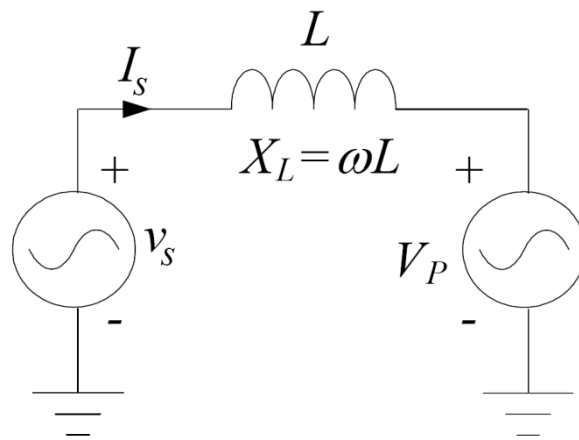


(الف)

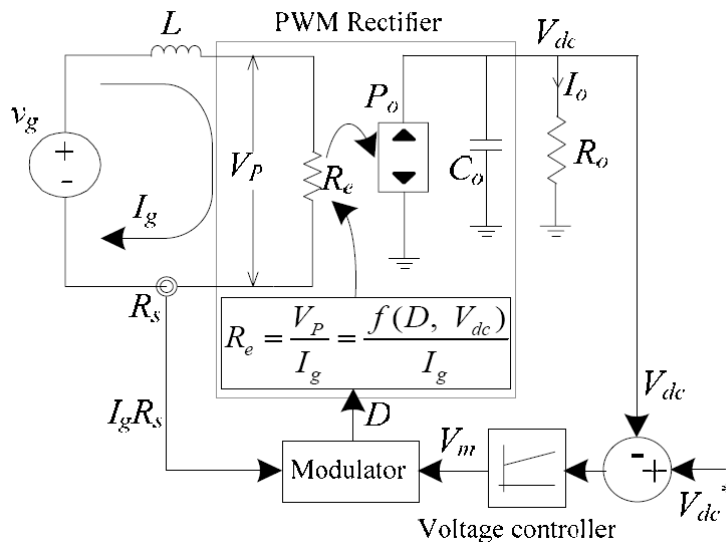
شکل (۲-۷): یکسوکننده بوست تک فاز، الف) یکسوکننده بوست نیم پل ب) یکسوکننده بوست تمام پل

## ۶-۲ معادل مقاومتی

طرف ورودی یکسوکننده‌های بوست تک فاز نشان داده شده در بخش های قبل، می‌تواند توسط مدار متوسط دوره سوئیچینگ به صورت نشان داده شده در شکل (۸-۲) درآید که در آن ولتاژ متوسط قطب و  $I_s$  جریان متوسط ورودی یکسوکننده می‌باشد. ولتاژ قطب  $V_p$  تابعی از  $V_{dc}$  ولتاژ خروجی و سیکل کاری (D) می‌باشد که در رابطه (۱-۲) نشان داده شده است. تابع  $f_1$  نیز از یک مبدل به مبدل دیگر متفاوت است.



شکل (۸-۲): مدل متوسط طرف ورودی یکسوکننده بوست تک فاز [۶]



شکل (۹-۲): مدار معادل مقاومتی [۱۹]

$$V_p = f_1(V_{dc}, D) \quad (1-2)$$

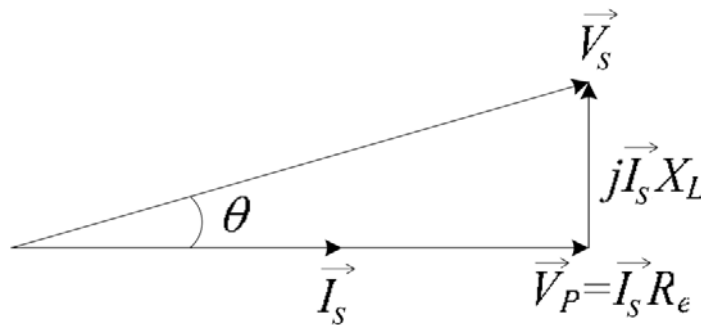
در این بخش رفتار سمت ورودی یکسوکننده بوست مشابه مقاومت تلفات مستقل  $R_e$  که در شکل

(۹-۲) و همچنین در رابطه (۲-۲) آمده است، نشان داده شده است [۱۹]. دیاگرام برداری  $V_s, I_s, V_p$

نیز در شکل (۱۰-۲) نشان داده شده است. ضریب قدرت نیز به صورت رابطه (۳-۲) خواهد شد.

$$V_p = I_s R_e \quad (۲-۲)$$

$$\cos \theta = \cos \left( \tan^{-1} \left( \frac{X_L}{R_e} \right) \right) \quad (۳-۲)$$



شکل (۱۰-۲): دیاگرام برداری [۶].

از آن جا که  $X_L$  بسیار کوچکتر از  $R_e$  است، ضریب قدرت ورودی نزدیک به یک می‌باشد. با این

منوال،  $V_p$  ولتاژ متوسط قطب تقریباً برابر ولتاژ منبع  $v_g$  خواهد شد.

$$V_p = I_s R_e \approx v_s \quad (۴-۲)$$

توان الکتریکی مصرف شده توسط  $R_e$  به طور داخلی به قسمت خروجی یکسوکننده به صورت

نشان داده شده در شکل (۹-۲) انتقال می‌یابد [۱۹]. یک کنترل کننده ولتاژ PI به صورت نشان داده

شده در شکل (۹-۲) نیز جهت نگه داشتن ولتاژ DC خروجی در مقدار مرجع  $V_{dc}^*$  در مقابل تمامی

بارهای ممکن و تغییرات ولتاژ ورودی مورد استفاده قرار می‌گیرد. حالت پایدار خروجی کنترل کننده

ولتاژ نیز با  $V_m$  نشان داده شده که در رابطه (۵-۲) تعریف گردیده است که در آن  $R_s$  بهره حسگر

جریان می‌باشد [۷].

$$V_m = \frac{V_{dc} R_s}{R_e} \quad (۵-۲)$$



سیکل کاری نیز تابعی از  $V_{dc}$ ،  $V_m$  و  $I_s$  بوده که در رابطه (۶-۲) آمده است که در آن  $f_2$  به ازای مبدل‌های مختلف، متفاوت می‌باشد.

$$D = f_2(V_{dc}, V_m, I_g) \quad (۶-۲)$$

### ۱-۶-۲ قانون کنترل جهت یکسوکننده بوست CCM تک سوئیچ:

در مورد یکسوکننده بوست CCM تک سوئیچ، ولتاژ قطب متوسط  $V_p$  در رابطه (۷-۲) آمده است.

$$V_p = f_1(V_{dc}, D) = (1 - D)V_{dc} \quad (۷-۲)$$

و سیکل کاری

$$D = 1 - \frac{I_s R_s}{V_m} \quad (۸-۲)$$

### ۲-۶-۲ قانون کنترل جهت یکسوکننده بوست DCM تک سوئیچ

فرض کنید که خازن  $C_f$  و سلف  $L_f$  فیلتر به ترتیب دارای جریان فرکانس سوئیچینگ  $(I_s - i_s)$  و جریان متوسط  $I_s$  می‌باشند.  $I_p$  پیک جریان سلف و متوسط جریان سلف  $I_g$  در رابطه (۹-۲) و (۱۰-۲) (۱۰) آمده اند. با استفاده از روابط (۴-۲) و (۵-۲) و (۹-۲) و (۱۰-۲)، سیکل کاری به صورت نشان داده شده در رابطه (۱۱-۲) بدست می‌آید [۶].

$$I_p = \frac{v_g D T_s}{L} = \frac{(V_{dc} - v_g) D_1 T_s}{L} \quad (۹-۲)$$

$$I_s = \frac{(D - D_1) I_p}{2} \quad (۱۰-۲)$$

$$D = \sqrt{\left(\frac{2L f_{sw}}{R_s}\right) \frac{V_m - I_s R_s}{V_{dc}}} \quad (۱۱-۲)$$

### ۳-۶-۲ قانون کنترلی برای یکسوکننده بوست تمام پل

در هر دوره سوئیچینگ  $T_s$ ، سوئیچ‌های  $S_3$  و  $S_4$  یکسوکننده بوست پل کامل توسط یک پالس مشترک با سیکل کاری  $D$  عمل می‌کنند. متمم این پالس‌ها درایوایا نیز همزمان به  $S_1$  و  $S_2$  اعمال

می‌گردد. ولتاژ  $V_P$  در رابطه (۱۲-۲) آمده است. با استفاده از روابط (۴-۲) و (۵-۲) و (۶-۲) و (۲-۲) (۱۲)، مقدار سیکل کاری به صورت (۱۳-۲) بدست می‌آید [۱۰].

$$V_P = f_1(V_{dc}, D) = (1 - 2D)V_{dc} \quad (12-2)$$

$$D = \frac{1}{2} \left[ 1 - \frac{I_S R_S}{V_m} \right] \quad (13-2)$$

#### ۴-۶-۲ قانون کنترلی یکسوکننده بوست نیم پل

در هر پریود سوئیچینگ  $T_S$ ، سوئیچ‌های  $S_1$  و  $S_2$  به ترتیب با سیکل کاری  $D$  و  $(1-D)$  عمل می‌کنند. در این یکسوکننده  $V_P$  نیز به صورت (۱۴-۲) بوده که در آن  $V_{o1}$  و  $V_{o2}$ ، ولتاژهای خروجی نشان داده شده در شکل (۲-۷-الف) می‌باشند.

$$V_P = V_{o1} - D(V_{o1} + V_{o2}) \quad (14-2)$$

در مورد یکسوکننده نیم‌پل، هر دو ولتاژ باس DC،  $V_{o1}$  و  $V_{o2}$ ، نیاز به کنترل شدن دارند. برای

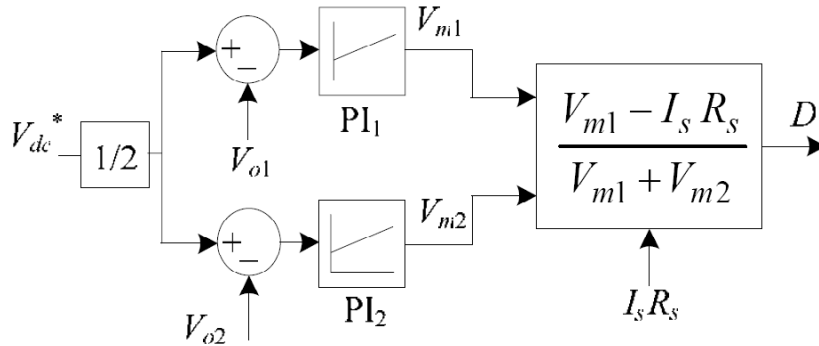
این کنترل دو روش زیر ارائه شده است:

در روش اول، دو کنترل‌کننده PI وجود دارد که به طور مستقل،  $V_{o1}$  و  $V_{o2}$  را کنترل می‌نمایند که در شکل (۱۱-۲) آمده است.  $V_{m1}$  و  $V_{m2}$  که در خروجی دو کنترل‌کننده PI ولتاژ می‌باشند نیز به ترتیب در رابطه‌های (۱۵-۲) و (۱۶-۲) آمده‌اند. با استفاده از (۴-۲) و (۱۴-۲) و (۱۵-۲) و (۱۶-۲) سیکل کاری به صورت رابطه (۱۷-۲) بدست می‌آید [۶].

$$V_{m1} = \frac{V_{o1} R_S}{R_e} \quad (15-2)$$

$$V_{m2} = \frac{V_{o2} R_S}{R_e} \quad (16-2)$$

$$D = \frac{V_{m1} - I_g R_S}{V_{m1} + V_{m2}} \quad (17-2)$$



شکل(۲-۱۱) : کنترل یکسوکننده بوست نیم پل (طرح یک)

در روش دوم، یک کنترل کننده ولتاژ جهت کنترل ولتاژ باس DC داخلی و دیگر کنترل کننده جهت نگه داشتن تغییرات بین  $V_{o1}$  و  $V_{o2}$  مورد استفاده قرار می‌گیرد که در شکل (۲-۱۲) آمده است. خروجی دو کنترل کننده  $V_m$  و  $\Delta V_m$  بوده که به ترتیب در روابط (۲-۱۸) و (۲-۱۹) تعریف شده است [۸]، به طوری که در آن  $V_{dc}$  و  $V_d$  به ترتیب در روابط (۲-۲۰) و (۲-۲۱) آمده است. با استفاده از (۲-۴) و (۲-۱۴) و (۲-۱۸) تا (۲-۲۱)، سیکل کاری به صورت (۲-۲۲) بدست می‌آید [۶].

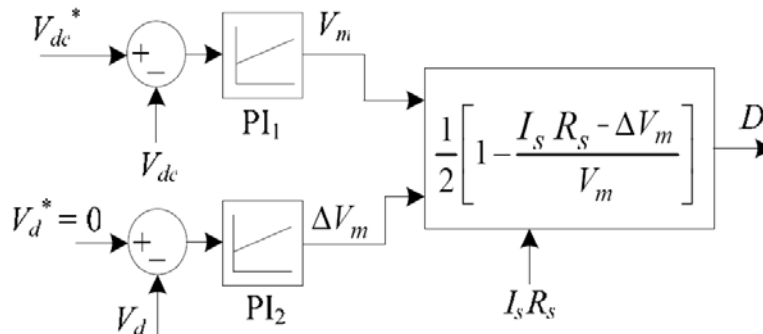
$$V_m = \frac{V_{dc} R_s}{2R_e} \quad (2-18)$$

$$\Delta V_m = \frac{V_d R_s}{2R_e} \quad (2-19)$$

$$V_{dc} = V_{o1} + V_{o2} \quad (2-20)$$

$$V_d = V_{o1} - V_{o2} \quad (2-21)$$

$$D = \frac{1}{2} \left[ 1 - \frac{I_g R_s - \Delta V_m}{V_m} \right] \quad (2-22)$$



شکل(۲-۱۲) : کنترل یکسوکننده بوست نیم پل (طرح دوم)

## ۷-۲ خلاصه فصل

در این فصل یکسوکننده‌های بوست PWM تک فاز مختلفی نظیر یکسوکننده‌های بوست تک سوئیچه، یکسوکننده بوست نیم پل، یکسوکننده بوست پل کامل بررسی و مرور گردید. در ادامه یک مدار قدرت اصلاح شده نیز جهت یکسوکننده بوست تک سوئیچه معرفی شد که این مدار قدرت جهت هر دو حالت DCM و CCM با تنها روشن و یا خاموش کردن یک سوئیچ کمکی امکان پذیر می‌باشد. در ادامه جهت یکسوکننده‌های مختلف مدل مقاومتی آن‌ها ارائه گردید که با استفاده از این روش، سیکل کاری جهت یکسوکننده بوست PWM مختلف بدست آورده شده است.

فصل ۳

**روش های کنترل یکسوکننده های**

**PWM**

## ۳-۱ مقدمه

در حالت کاربردی، از یکسوکننده دیودی یا تریستوری جهت تبدیل AC به DC استفاده می‌شود. این به دلیل نیازمندی این نوع یکسوکننده‌ها به فیلترهای بزرگ از یک طرف و فاقد بودن جریان سینوسی با THD پایین در این نوع یکسوکننده‌ها از سوی دیگر نیاز به یکسوکننده‌های PWM را افزایش داده است [۸]-[۱۲] و [۲۲]-[۲۶]. یکسوکننده‌های PWM بدین صورت عمل کرده که یک جریان ورودی سینوسی تحویل داده و یک خروجی ثابت DC با یک زاویه فاز اعمالی در دامنه ۰ تا ۳۶۰ را فراهم می‌آورند. سوئیچ IGBT یا MOSFET مبتنی بر یکسوکننده‌های PWM سه فاز برای کاربردهای با توان متوسط و یکسوکننده‌های PWM تک فاز برای کاربردهای توان پایین مورد استفاده قرار می‌گیرند. در بیشتر موارد ضریب توان واحد برای یکسوکننده ترجیح داده می‌شود. یکسوکننده‌های PWM به عنوان یک مبدل AC/DC به دلیل قابلیت regenerative جهت کاربردهای درایو به کار گرفته می‌شود. یکسوکننده PWM از نوع بوست در حلقه کنترلی خود جهت اعمال پالس به سوئیچ‌ها شامل یک حلقه کنترل جریان داخلی و یک حلقه کنترل ولتاژ خارجی می‌باشد. روش‌های کنترل جریان برای inverter و یکسوکننده PWM تقریباً یکسان بوده به طوری که یک کنترل کننده جریان خوب باید قابلیت کنترل شکل موج جریان را با دقت بالا داشته باشد. از روش‌های مختلف کنترل جریان، کنترل جریان هیستریزیس و تکنیک‌های کنترل جریان PWM است و مقایسه رمپ در هر دو چارچوب به طور گسترده‌ای مورد استفاده قرار می‌گیرد.

در بخش قبل این فصل به معرفی اجمالی انواع یکسوکنده‌ها پرداخته شد. در این بخش نیز انواع روش‌های کنترلی جهت کنترل یکسوکنده‌های PWM تک فاز مورد بررسی قرار خواهد گرفت و هر یک از این روش‌ها به طور اجمالی توضیح داده خواهد شد.

### ۲-۳ روش مدولاسیون پهنای پالس سینوسی (sin pulse width modulation)

در این روش که شاید قدیمی‌ترین روش پردازش سیگنال PWM باشد امواج مدوله کننده سینوسی با یک سیگنال حامل که معمولاً شکل مثلثی یا دندان اره‌ای دارد مقایسه می‌شوند [۱۳، ۲۲]. سیگنال‌های PWM مربوط به ساقها در یک مبدل جریان سه فاز، از همدیگر مستقل نبوده و لازم است با رعایت ضوابطی ساخته شوند. اعمال این ضوابط در روش SIN-PWM توجه خاصی را طلب می‌کند. از آنجا که روش SIN-PWM رامی‌توان صرفاً توسط سخت افزار پیاده سازی نمود سریعترین پاسخ گذرا را می‌توان از این روش انتظار داشت.

در این روش برای تغییر ولتاژ و جریان می‌توان مقدار موج مدوله کننده را تغییر داد و با تغییر آن مقدار زمان روشن شدن کلیدها افزایش یافته و در نتیجه ولتاژ خروجی زیاد می‌شود. خاصیت جالب در این روش خطی بودن مقدار ولتاژ با نسبت اندازه موج مدولاسیون به اندازه دامنه موج حامل می‌باشد. اندیس مدولاسیون که نشانگر این نسبت است بصورت زیر تعریف می‌شود:

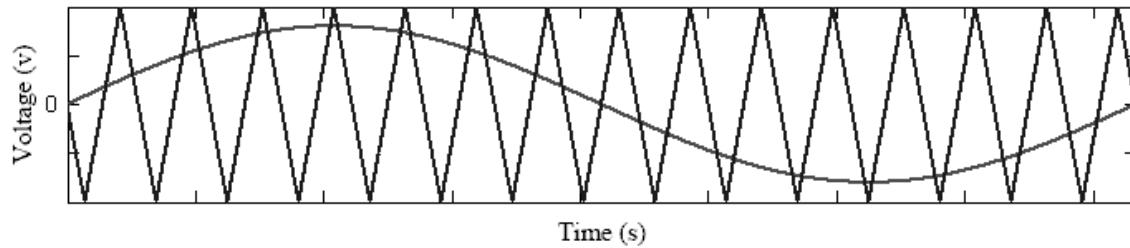
$$M = \frac{V_c}{V_m} \quad (۱-۳)$$

که در آن  $V_m$  حداکثر دامنه موج مدولاسیون و  $V_c$  حداکثر دامنه موج حامل می‌باشد.

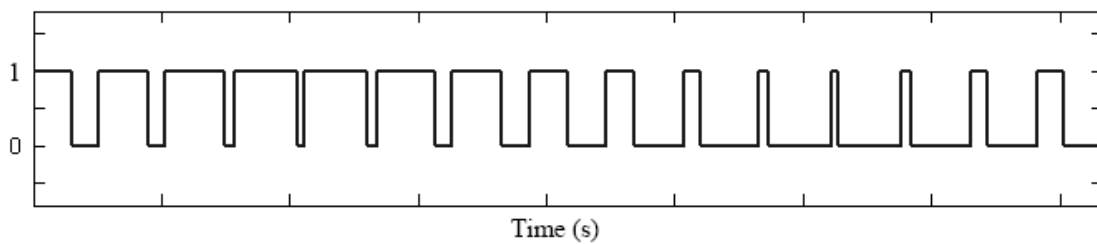
برای تولید سیگنال‌های  $S_1$  تا  $S_4$  از موج حامل و موج مدولاسیون استفاده می‌شود. یکی از مزیت‌های این روش online بودن آن است و می‌توان با تغییرات موج مدولاسیون، تغییراتی در نحوه سوئیچ کردن کلیدها ایجاد کرد.

در تولید پالسهای مدولاسیون دامنه، برای پل‌های تک فاز از روش‌های متعددی استفاده می‌شود.

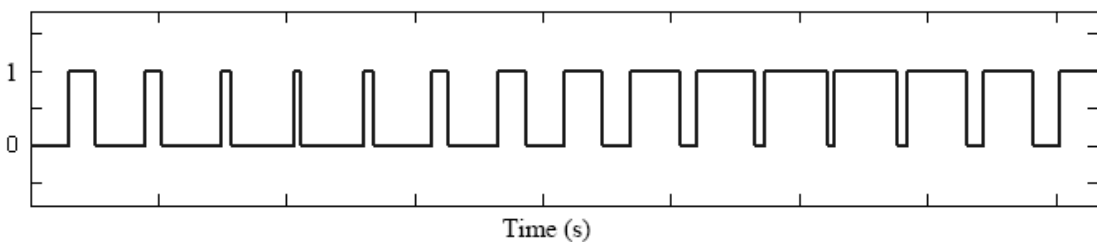
در شکل (۱-۳) پالس‌های تولید شده توسط حامل دندانه اره‌ای و ورودی سینوسی نشان داده شده است.



الف



ب



ج

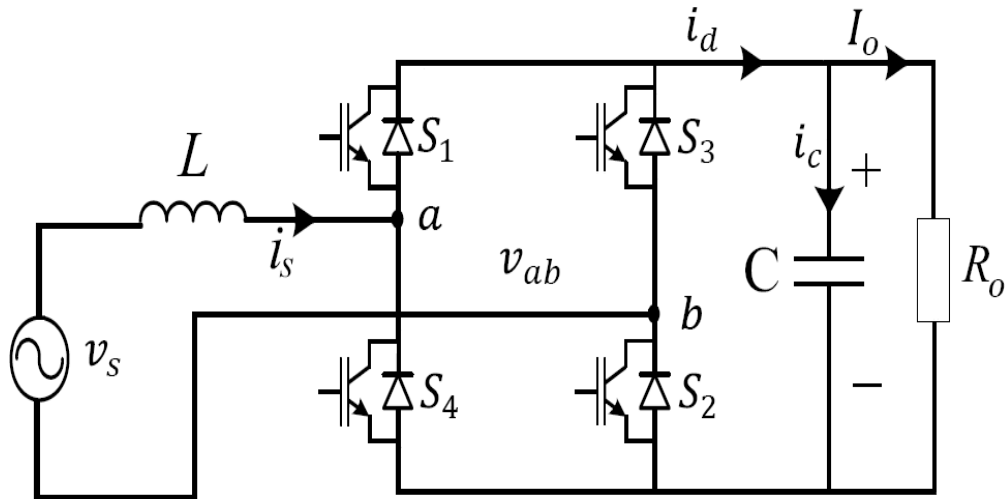
شکل (۱-۳): پالس‌های تولید شده جهت یکسوکننده (الف) شکل موج حامل دندانه اره‌ای و ورودی سینوسی (ب) پالس‌های تولید شده جهت اعمال به سوئیچ‌های  $S_1$  تا  $S_2$  (ج) پالس‌های تولید شده جهت اعمال به سوئیچ‌های  $S_3$  تا  $S_4$

[۲۲]

این پالس‌های تولید شده در بالا به کلیدهای شکل (۲-۳) متصل شده و بدین ترتیب ولتاژ طرف

AC را در بار بصورت یکسوشده تحویل می‌دهند.





شکل (۳-۲): یکسوکننده تک فاز

خود این روش را نیز می‌توان به دو روش مجزا تقسیم کرد.

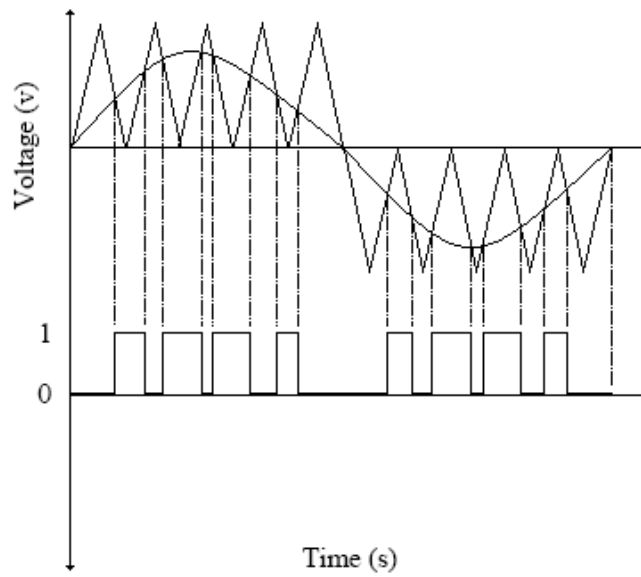
۱. روش یک جهته (Uni polar)

۲. روش دو جهته (Bi polar)

که در زیر به اختصار توضیح داده خواهند شد.

### ۱-۲-۳ روش یک جهته (Uni polar):

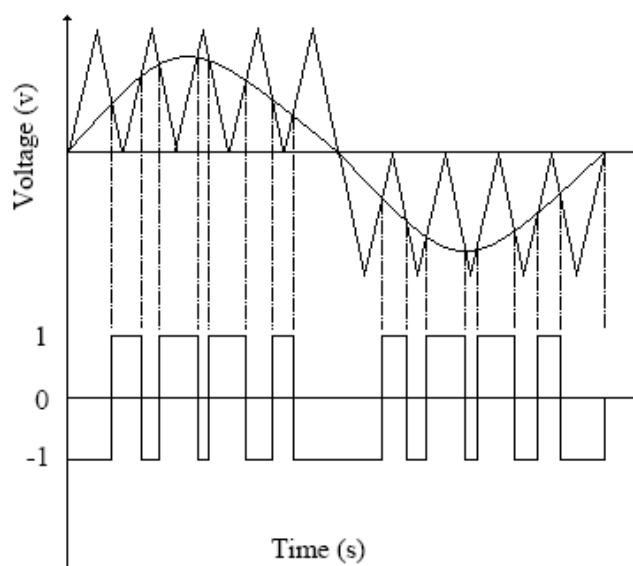
در این روش موج مثلثی‌ای را که فرکانس آن فرکانس سوئیچینگ است با موج سینوسی مرجع مقایسه می‌کنیم و هر گاه موج سینوسی بزرگتر از موج مثلثی باشد خروجی ۱ و در غیر این صورت خروجی صفر می‌باشد. که خروجی به صورت شکل زیر می‌باشد:



شکل (۳-۳): پالسهای تولید شده در روش یک جهته

### ۳-۲-۲ روش دوجتهه (Bi polar)

در این روش موج مثلثی‌ای را که فرکانس آن فرکانس سوئیچینگ است با موج سینوسی مرجع مقایسه می‌کنیم و هر گاه موج سینوسی بزرگتر از موج مثلثی باشد خروجی ۱ و در غیر این صورت خروجی -۱ می‌باشد. که خروجی به صورت شکل زیر می‌باشد:



شکل (۳-۴): پالسهای تولید شده در روش یک جهته

از معایب این دو روش این می‌باشد که حلقه باز بوده و نمی‌توانند یک حالت کنترلی مطلوبی را ایجاد نمایند زیرا در یکسوکننده ایده‌آل علاوه بر نیاز به یک ولتاژ DC ثابت و با Ripple کم نیاز به جریان ورودی سینوسی با THD کم و ضریب قدرت در حدود یک نیز مورد نظر می‌باشد. حال که در این دو روش بالا ما کنترلی جهت سینوسی نمودن جریان ورودی و نگه داشتن ضریب قدرت در حدود یک را نداریم و پالس‌ها به طور خودکار به سوئیچ‌ها اعمال می‌گردد.

### ۳-۳ Hysteresis

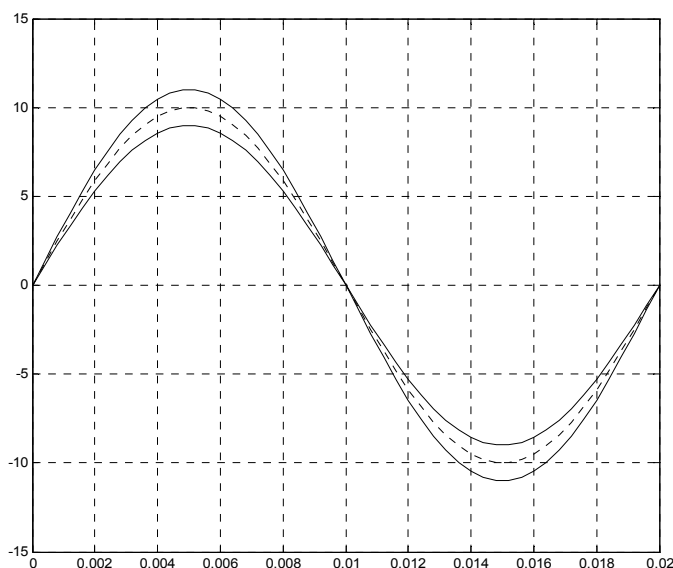
یکی روش‌های معروف و متداول در بدست آوردن جریان ورودی سینوسی در این یکسوکننده PWM روش Hysteresis می‌باشد که در این روش می‌توان ولتاژ خروجی را نیز در یک مقدار ثابت نگه داشت [۸],[۹] و [۲۳]-[۲۵].

برای این نوع روش کنترل جریان، اطلاعات در مورد پارامترهای سیستم مورد نیاز نیست. کنترل جریان در یک چهار چوب مرجع ایستا انجام شده است. روش کار این روش بدین صورت می‌باشد که جریان‌های خط هر فاز با جریانات مرجع مقایسه شده و خطاها به کنترل‌کننده جریان هیستریزس فرستاده می‌شود و کنترل‌کننده هیستریزس سیگنالهای سوئیچینگ برای سوئیچ‌ها تولید می‌کند. اگر خطاها کوچک‌تر از باند هیستریزس باشند، کنترل هیستریزس از دست می‌رود. این ممکن است در شرایط بی باری رخ دهد. این یک مورد شایع برای Inverter ها بوده ولی برای یکسوکننده‌های PWM حتی برای شرایط بدون بار نیز نوسان خطای جریان کافی است به طوری که همیشه بزرگتر از باند هیستریزس می‌باشد. پهنای این باند از طریق آزمایش و خطا تعیین می‌شود. عرض باند کوچک‌تر نیازمند فرکانس تغییر بزرگتر است. ابزارهای سوئیچینگ باید قابلیت کارکرد زیر فرکانس سوئیچینگ ماکزیمم و حداکثر جریان خط را داشته باشند.

## ۱-۳-۳ باند هیستریزس

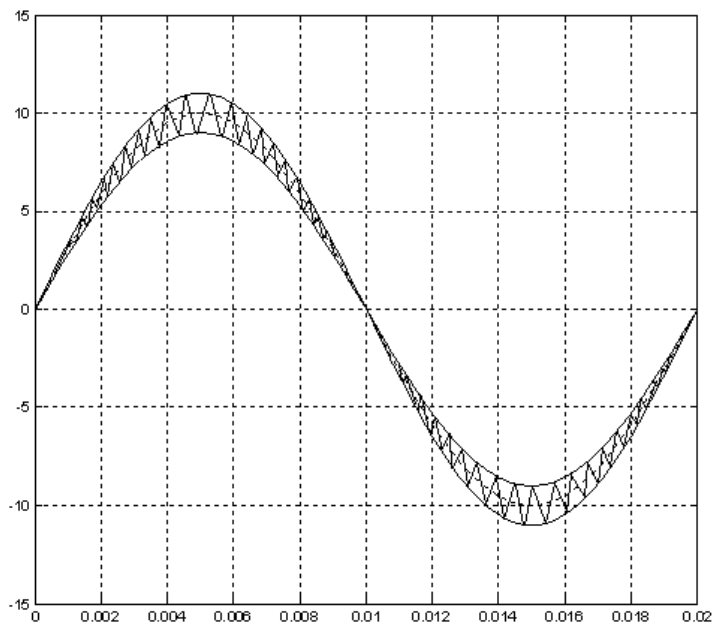
جریانی که به عنوان مرجع تعریف می‌گردد میتواند به دو صورت در نظر گرفته شود در روش اول اندازه جریان مرجع را در یک عدد ثابت کمتر و بیشتر از ۱ ضرب نموده و به عبارتی یک محدوده تعریف می‌نمایند که در شکل زیر نمایش داده شده است.

## ۱-۱-۳-۳ باند هیستریزس مضرب یک

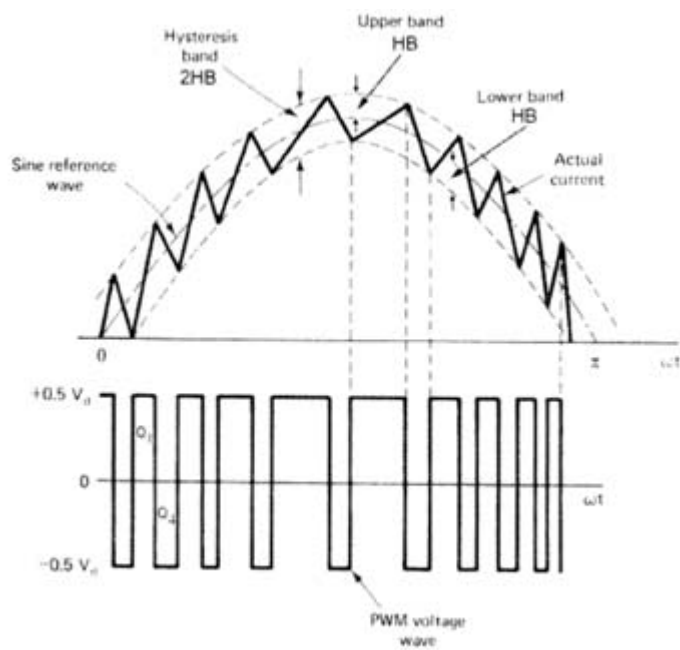


شکل (۳-۵): باند هیستریزس مضرب یک از یک

روند کار در این روش بدین صورت می‌باشد جریان ورودی نمونه گیری شده با این محدوده جریانی مقایسه می‌گردد و هر گاه جریان ورودی از محدوده ی بالایی بیشتر شد سوئیچها آتش شوند که سوئیچ زنی به نحوی انجام شود که مقدار جریان ورودی را کم نماید حال جریان ورودی آنقدر کاهش می‌یابد تا به محدوده پایینی نزول نماید در این لحظه دو سوئیچ دیگر روشن شده و جریان رو به افزایش می‌گذارد و همین روند ادامه پیدا می‌کند.



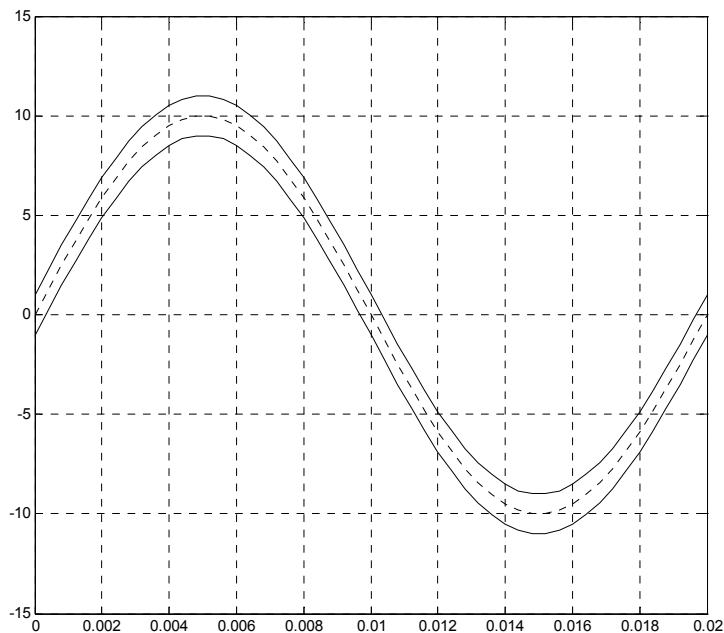
شکل (۳-۶): جریان تولید شده با در نظر گرفتن این باند



شکل (۳-۷): پالسهای تولید شده در روش هیستریزس [۹]

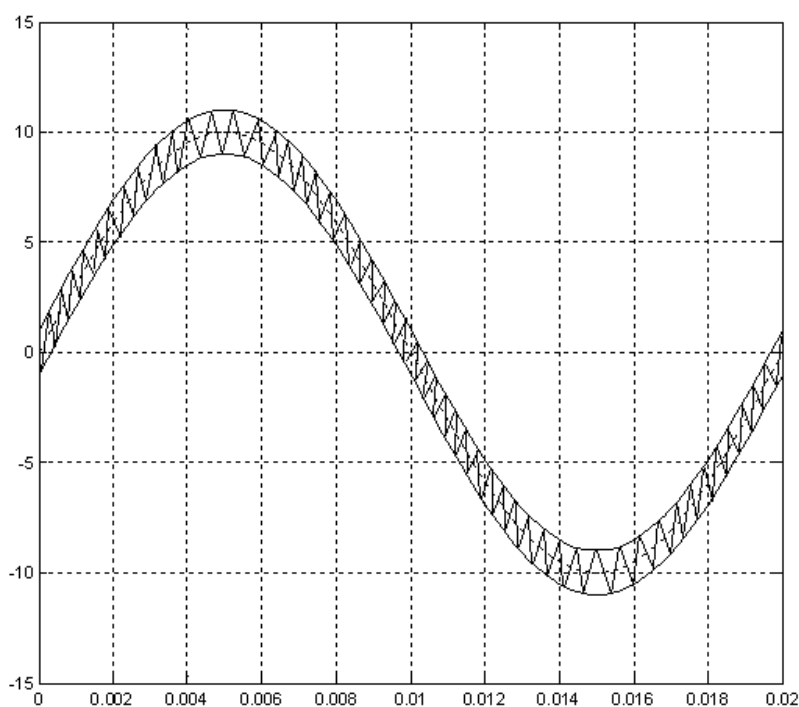
## ۳-۱-۳-۳ باند هیستریزس شیفته یافته

در روش دوم جریان مرجع که با نقطه چین نشان داده شده است را با یک اندازه ثابت جمع و تفریق می‌نماییم. به عبارت دیگر شکل موج جریان مرجع را به اندازه ثابتی به بالا و پایین شیفته می‌دهیم.



شکل (۳-۸): باند هیستریزس شیفته داده شده

در این روش نیز روند سوئیچ زنی همانند سری قبل می‌باشد با این تفاوت که در روش قبل Hysteresis این امکان وجود داشت که در هنگام مقایسه جریان ورودی با مرجع، در نقطه تلاقی صفر دچار مشکل شده و روند سوئیچینگ به نحوی پیش برود که جریان ورودی از محدوده تعیین شده خارج گردد و به عبارتی یکسوکنده درست عمل ننماید که اگر از روش Hysteresis استفاده نماییم خروجی جریان به صورت شکل زیر تبدیل خواهد شد.



شکل (۳-۹): جریان تولید شده با در نظر گرفتن این باند شیفیت یافته

از مزایای این روش این است که برای این نوع روش کنترل جریان، اطلاعات در مورد پارامترهای سیستم مورد نیاز نیست.

یکی از معایبی که روش Hysteresis داراست این است که پهنای این باند از طریق آزمایش و خطا تعیین می‌شود و در این روش فرکانس سوئیچینگ مشخصی وجود ندارد به همین دلیل جهت ساخت این مدار با این روش نمی‌توان سوئیچ معینی را جهت آن تعریف نمود و به عبارتی عرض باند کوچک‌تر نیازمند فرکانس تغییر بزرگتر است و در نتیجه نیاز به سوئیچ‌های با قابلیت فرکانس بالا بوده و به تبع آن هزینه افزایش خواهد یافت. ابزارهای سوئیچینگ باید قابلیت کارکرد زیر فرکانس سوئیچینگ ماکزیمم و حداکثر جریان خط را داشته باشند. در این روش THD جریان ورودی بالا می‌باشد.

### ۳-۴ مدولاسیون پهنای پالس PWM

یکی از متداولترین روش‌های موجود جهت بدست آوردن خروجی DC و با داشتن جریان تقریباً AC سینوسی با THD کم و قابل قبول، روش PWM generator می‌باشد [۱۰]-[۱۲] و [۲۶]-[۳۸]. ساخت

المان‌های نیمه‌هادی قابل کنترل در توان‌های بالا، تکنیک PWM را برای بهبود شکل موج‌های ورودی و خروجی مبدل‌های AC-DC امکان پذیر ساخته است. استفاده از یکسوسازهای PWM ضمن اینکه ضریب قدرت نزدیک به یک را تحقق می‌بخشد، با کنترلی که بر روی کلیدها قرار می‌دهد می‌تواند هارمونیک‌های مرتبه پایین را به صفر برساند و بقیه هارمونیک‌ها را در فرکانس بسیار بالا قرار دهد. این امر باعث کوچک و ساده‌تر شدن فیلتر ورودی و خروجی در یکسوکننده‌های PWM می‌گردد. همچنین یکسوکننده‌های PWM در تنظیم مقدار جریان و ولتاژ دارای پاسخ بسیار سریعتر از مدارات تریستوری می‌باشند. به همین دلیل امروزه استفاده از این روش بسیار مورد توجه قرار گرفته است.

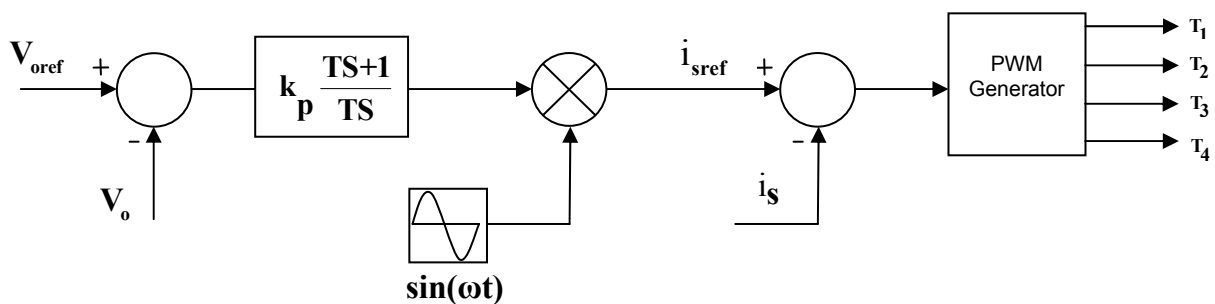
یکسوکننده‌های PWM بسته به ساختار و پارامتر کنترل شونده به دو گروه عمده تقسیم می‌گردند. در یکسوکننده PWM نوع ولتاژ، در طرف یکسوشده از خازن بزرگی جهت تثبیت ولتاژ استفاده می‌گردد و ولتاژ ثابتی تحویل بار می‌شود [۲۶]-[۳۳]. عملکرد این یکسوکننده‌ها کاملاً شبیه مبدل‌های DC افزایشده بوده و فیلتر طبقه ورودی آنها فقط از یک سلف تشکیل می‌دهد و در نتیجه در طرف یکسوشده ولتاژ خروجی نمی‌تواند از یک حداقل کمتر شود و به عبارتی ولتاژ خروجی باید از ماکزیمم ولتاژ ورودی بیشتر باشد. همچنین استفاده از این یکسوکننده‌ها باید به صورت مدار بسته بوده و اغتشاشات شبکه می‌تواند اثرات شدیدی بر روی ولتاژ عملکرد یکسوکننده داشته باشد. بر عکس در یکسوکننده‌های PWM نوع جریان در طرف یکسو شده از سلف بزرگی برای تثبیت جریان استفاده می‌شود و معمولاً برای حذف هارمونیک‌های بالا در ورودی آن از فیلتر پایین گذر LC استفاده می‌شود که مقدار خازن آن به مراتب بزرگتر از مقدار سلف می‌باشد. عملکرد این یکسوکننده‌ها بسیار شبیه مبدل‌های DC کاهشده می‌باشد [۳۴-۳۸]. در این یکسوکننده می‌توان ولتاژ خروجی را به صفر رسانیده و کنترل آن به صورت مدار باز نیز امکان پذیر می‌باشد. علاوه بر این اثر اغتشاشات شبکه بر روی عملکرد آنها کم می‌باشد.

در حالت متداول این روش، ولتاژ خروجی با یک ولتاژ DC مرجع مقایسه شده و خروجی مقایسه شده به عنوان ورودی به کنترلر اعمال می‌گردد. خروجی حاصل از کنترلر در یک جریان سینوسی



واحد و هم فاز با ولتاژ ورودی ضرب شده و حاصل به عنوان جریان ورودی مرجع مورد استفاده قرار می‌گیرد. جریان نمونه گیری شده از ورودی با جریان مرجع مقایسه شده و حاصل این فیدبک به بلوک PWM generator جهت تولید پالس‌های سوئیچ‌ها داده می‌شود.

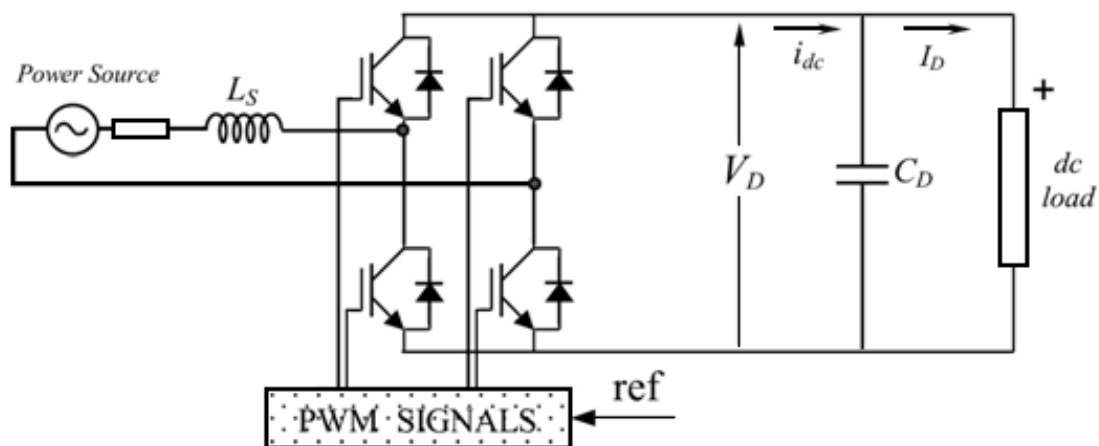
روند کار این روش به صورت شماتیک در شکل (۳-۱۰) نشان داده شده است.



شکل (۳-۱۰): بلوک کنترلر PWM [۲۶]

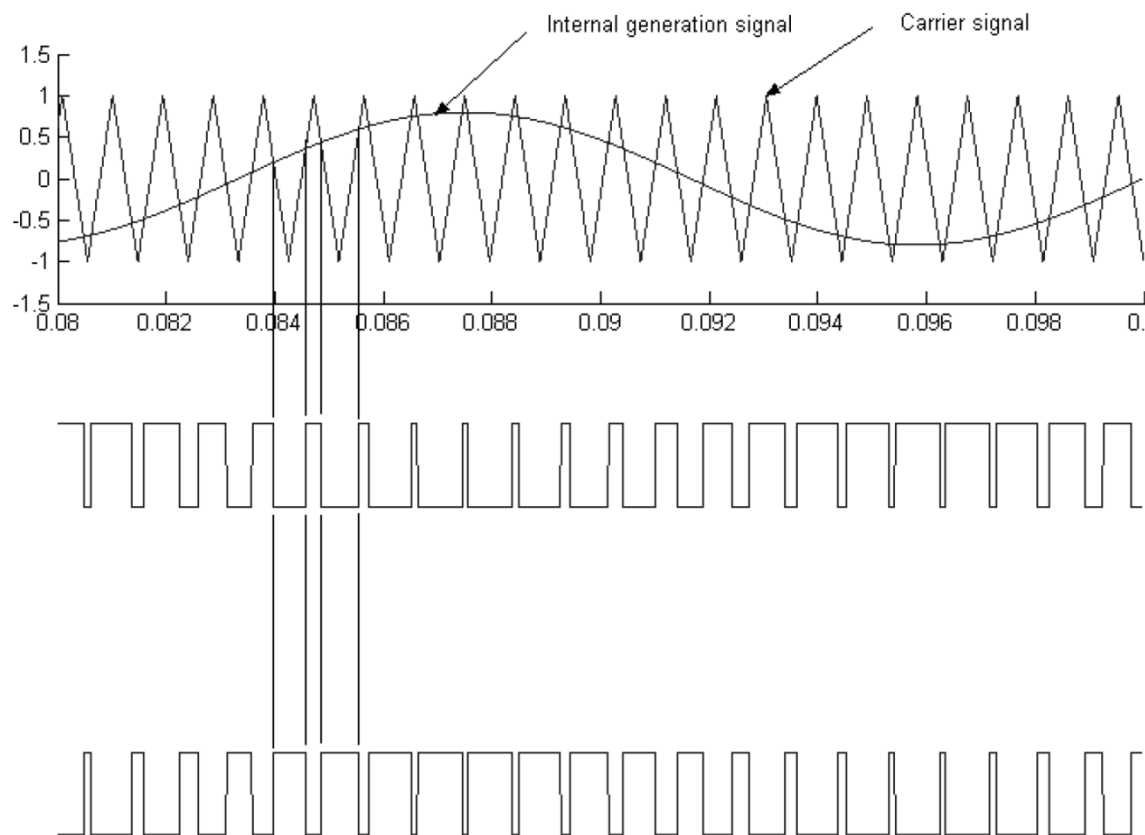
که در این حلقه کنترلی با تغییر  $k_p$  و  $T$  سرعت خروجی و مقدار THD جریان ورودی تغییر می‌کند.

شکل (۳-۱۱) یکسوکننده همراه با حلقه کنترلی (کنترل جریان) مورد بحث نشان داده شده است.



شکل (۳-۱۱): سیستم اصلی و حلقه کنترلی [۲۶]

طریقه عملکرد بلوک PWM Generator نیز در شکل (۳-۱۲) نمایش داده شده است.



شکل (۳-۱۲): طریقه تولید پالس در یکسوکننده تک فاز [۲۶]

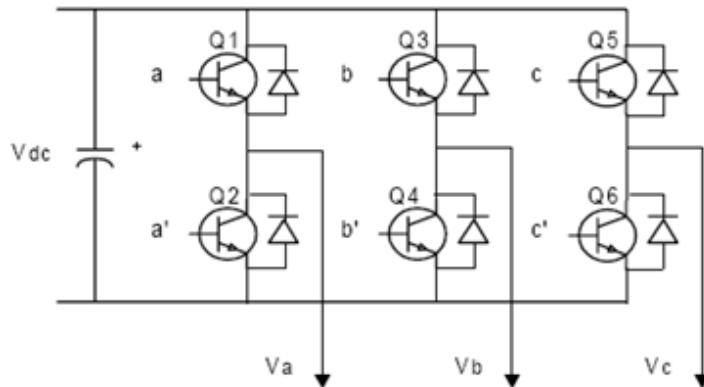
که با اعمال نمودن این پالس‌ها به سوئیچ‌ها خروجی ولتاژ با ریبیل قابل قبولی DC می‌باشد.

این روش کنترل نیازمند دانش دقیق ولتاژ منبع AC و امپدانس راکتور قرار گرفته بین منبع AC و مدار یکسوکننده می‌باشد. بنابراین اگر مقدار امپدانس راکتور مورد استفاده در کنترل شامل یک خطا باشد، جریان ورودی AC واقعی از مرجع آن منحرف می‌شود، در نتیجه خصوصیات ورودی حالت یکنواخت یکسوکننده از دست می‌رود. در این روش مقدار ضریب قدرت تقریباً یک بوده و مقدار THD جریان به طور قابل قبولی پایین می‌باشد.

### ۳-۵ مدولاسیون پهنای پالس بردار فضایی (Space Vector PWM)

یکی از روش‌های تبدیل یک موج AC به یک شکل موج DC دلخواه (SVPWM) (space vector pulse width modulation) می‌باشد [۱۴] و [۳۹-۴۰]. در زیر ابتدا ساختار این روش را در حالت اینورتری توضیح داده سپس در ادامه طریقه عملکرد این روش در یکسوکننده‌ها را شرح خواهیم داد:

طریقه عملکرد :



شکل (۳-۱۳): اینورتر سه فاز [۳۹]

همان طور که در شکل (۳-۱۳) مشاهده می‌کنید ۶ کلید وجود دارد که هر ۲ عدد آن به ولتاژ DC متصل شده اند که تشکیل فازهای a, b, c را می‌دهند و عدد صفر در فاز a یعنی کلید پایین ( $Q_A^N$ ) و عدد یک یعنی کلید بالا ( $Q_A^P$ ) وصل است. در این صورت برای سه کلید، ۸ حالت خاموش و روشن وجود خواهد داشت که در جدول (۳-۱) ولتاژهای مربوطه برای هر حالت کلیدزنی نشان داده شده است.

جدول (۳-۱): ولتاژهای مربوطه برای هر حالت کلیدزنی [۳۹]

a	b	c	$V_a$	$V_b$	$V_c$	$V_{ab}$	$V_{bc}$	$V_{ca}$
0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	0	$V_{dc}$	$V_{dc}$
0	1	0	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}$	$V_{dc}$	0
0	1	1	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$-V_{dc}$	0	$V_{dc}$
1	0	0	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$V_{dc}$	0	$-V_{dc}$
1	0	1	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}$	$-V_{dc}$	0
1	1	0	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	0	$V_{dc}$	$-V_{dc}$
1	1	1	0	0	0	0	0	0

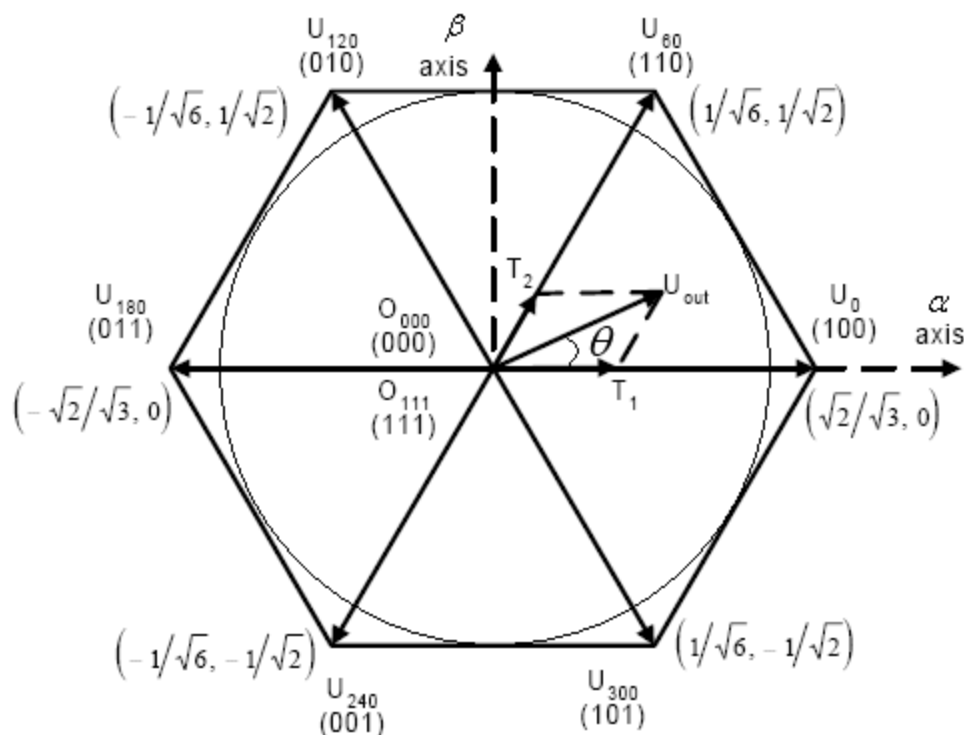
## ۳-۵-۱ تبدیل کلارک

برای تبدیل سیستم سه فاز به سیستم دو فاز ( $\alpha\beta$ ) از تبدیل کلارک به شکل زیر استفاده می‌کنیم.

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} \quad (2-3)$$

$$\vec{V} = V_\alpha + jV_\beta \quad (3-3)$$

که اگر  $V_\alpha$  و  $V_\beta$  را برای  $V$  های مختلف محاسبه نماییم، داریم:



شکل (۳-۱۴): حالت های مختلف سوئیچ زنی [۳۹]

در شکل (۳-۱۴) دامنه هیچ تغییری نمی‌کند و فقط موقعیت مکانی با تغییر  $\omega t$  تغییر می‌کند. حال اگر بخواهیم توسط یک ولتاژ DC یک ولتاژ AC مورد نظر را شبیه سازی کنیم مراحل زیر را به ترتیب انجام می‌دهیم:

۱- به ازای یک  $\omega t$  مشخص بردار فضایی برای مرجع مورد نظر را به دست می‌آوریم.

۲- سکتوری را که بردار فضایی مرجع در آن واقع است را مشخص می‌کنیم.

۳- مقدار  $\theta$  (که زاویه بین بردار فضایی مرجع و محور سمت راست) مربوطه را محاسبه می‌کنیم.

۴- با مشخص شدن  $\theta$  زمان‌های  $T_0$  و  $T_1$  و  $T_2$  را از رابطه زیر حساب می‌کنیم.

$$U_{out} = \sqrt{2} \times T_s \times \frac{|v_{\alpha\beta}|}{V_{dc}} \quad (4-3)$$

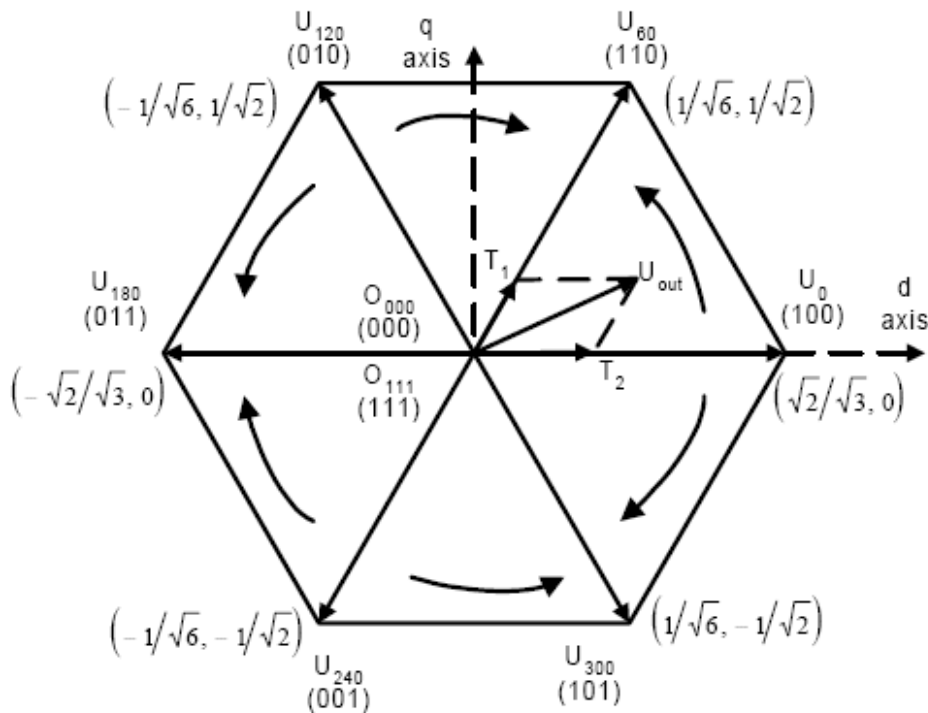
$$T_s = T_0 + T_1 + T_2 \quad (5-3)$$

$$\begin{cases} T_1 = U_{out} \times \cos(\theta + 30^\circ) \\ T_2 = U_{out} \times \sin(\theta) \end{cases} \quad (6-3)$$

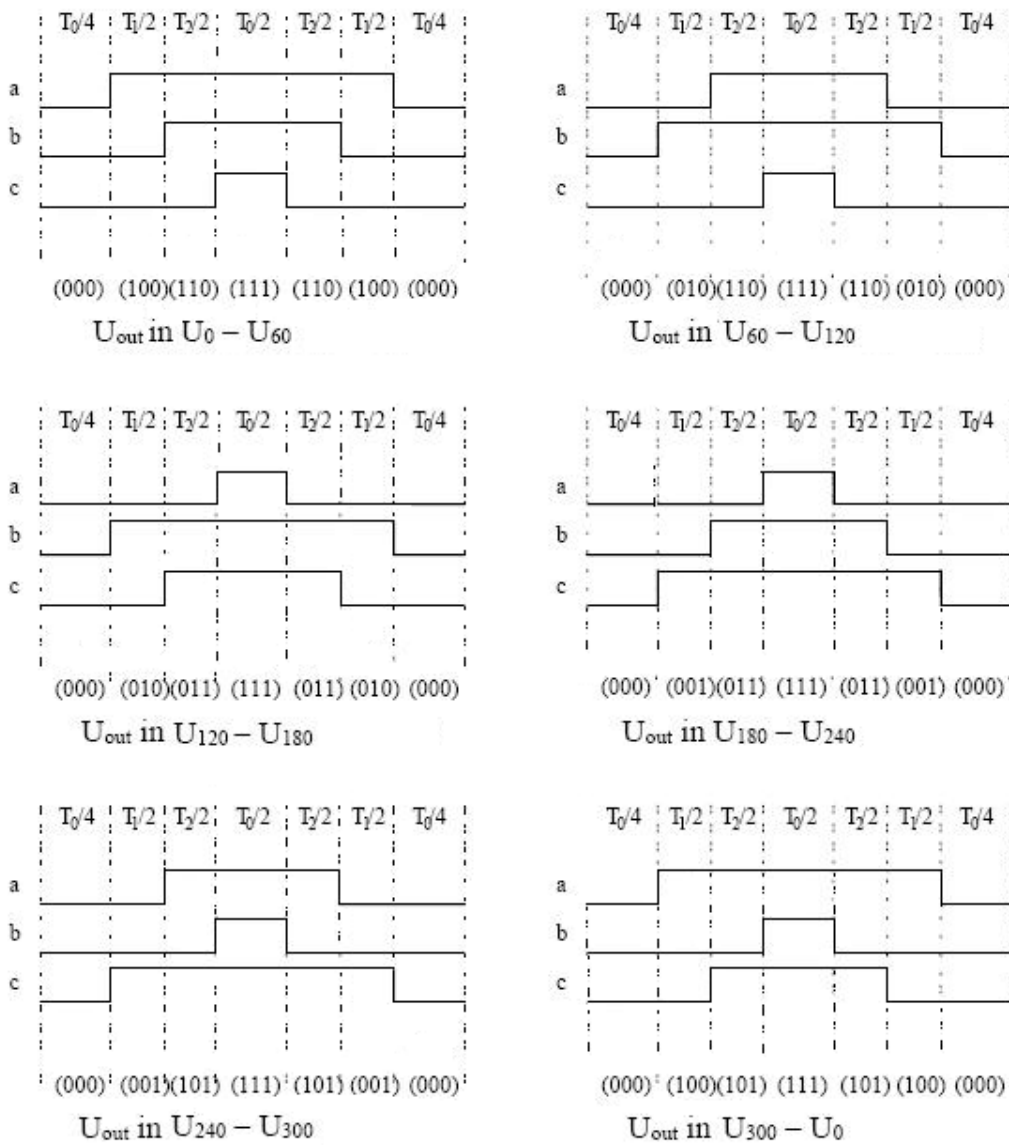
که  $T_0$  سهم زمانی سوئیچینگ مربوط به خروجی صفر و  $T_1$  سهم زمانی مربوط به سوئیچینگ مجاور سمت راست و  $T_2$  سهم زمانی مربوط به سوئیچینگ مجاور سمت چپ می‌باشد.  $\theta$  نیز زاویه بین سوئیچینگ و بردار سمت راست بوده و تغییرات آن حداکثر بین صفر و  $60^\circ$  درجه می‌باشد.

۵- با توجه به زمان‌های محاسبه شده سیگنال‌های PWM ایجاد می‌آوردیم

که در شکل (۳-۱۵) و شکل (۳-۱۶) برای سکتورهای مختلف رسم شده است.



شکل (۳-۱۵): جهت سوئیچ زنی [۳۹]



شکل (۳-۱۶): سیگنال‌های PWM برای هر فاز [۳۹]

۶- اعمال PWM به اینورتر

۷- افزایش زمان  $t$  در مرجع به اندازه  $(T_s)$

۸- تکرار از مرحله ۱ تا کامل شدن یک سیکل کامل خروجی

در زیر به توضیح این روش جهت کنترل یکسوکندنده‌های سه فاز می‌پردازیم.

یکسوکندنده‌های سه فاز PWM از قدیم به طور گسترده‌ای در یکسوکندنده‌ها و اینورترها و موارد

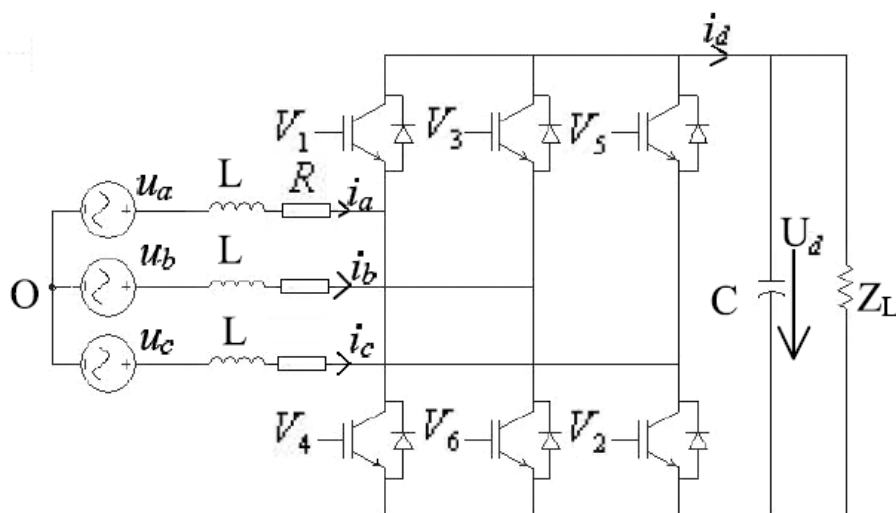
صنعتی دیگر مورد استفاده قرار گرفته‌اند. با کنترل کامل سوئیچ‌های الکترونیکی و تکنیک‌های کنترل

PWM شکل موج جریان ورودی سینوسی شده و ضریب قدرت به طور چشمگیری بهبود می‌یابد. به طوری که کاربرد این روش کنترلی تا حدود زیادی افزایش یافته است.

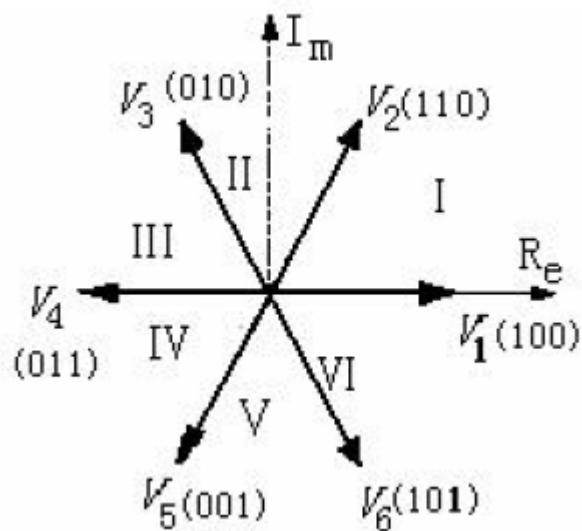
مدار یکسوکنده سه فازی که در شکل (۳-۱۷) نشان داده شده است شامل ۶ سوئیچ الکتریکی و الکترونیکی می‌باشد. در هر دوره سوئیچینگ در هر لحظه سه سوئیچ روشن می‌باشند. فرض نمایید که اگر سوئیچ‌های بالا وصل اند حالت ۱ و اگر سوئیچ‌های پایینی وصل اند حالت ۰ می‌باشد با این حساب ۸ حالت بوجود می‌آید که این ۸ حالت می‌توانند به صورت زیر تعریف شوند.

$$\begin{cases} V_k = \frac{2}{3} u_d e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \\ V_0 = V_7 = 0 \end{cases} \quad (۷-۳)$$

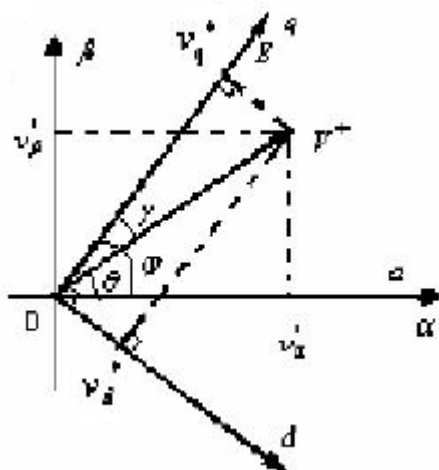
که در آن مقدار DC خروجی می‌باشد.



شکل (۳-۱۷): یکسوکنده سه فاز PWM [۴۰]



شکل (۳-۱۸): گراف بردار فضایی ولتاژ [۴۰]



شکل (۳-۱۹): تجزیه بردار ولتاژ [۴۰]

مدولاسیون پهنای پالس بردار فضایی (SVPWM) ولتاژ ورودی مورد انتظار یکسوکننده سه فاز که و ۸ بردار فضایی پایه یکسوکننده در حالت‌های مختلف سوئیچ تجزیه بردار ولتاژ در شکل (۳-۱۸) نشان داده شده است و  $\alpha$  و  $\beta$  مختصات قائم دو فاز استاتیکی می‌باشند. فرض کنید که در لحظه صفر سیستم مختصات چرخشی (qd) فرکانس زاویه ای  $\omega$  پادساعتگرد را دنبال می‌نماید.



فرض کنید محور  $q$  و محور  $\alpha$  منطبق شده‌اند و محور  $q$  و بردار  $E$  بر روی هم منطبق شده‌اند. اجزای بردار  $V^*$  بر روی محور  $d$  و  $q$  به ترتیب  $v_d^*$  و  $v_q^*$  می‌باشند. فرض نمایید زاویه بین بردار  $V^*$  و محور  $\alpha$ ،  $\theta$  می‌باشد و زاویه بین محور  $q$  و محور  $\alpha$ ،  $\varphi$  می‌باشد.

$$\begin{cases} \varphi = \int \omega dt \\ \theta = \int \omega dt - \gamma \\ |V^*| = \sqrt{v_q^{*2} + v_d^{*2}} \\ \gamma = \tan^{-1} \frac{v_d^*}{v_q^*} \end{cases} \quad (۸-۳)$$

از روی زوایای  $\gamma$  و  $\theta$  بردار  $V^*$  بدست می‌آید، واضح است که این عملیات غیر خطی می‌باشد که تشخیص آن در سیستم کنترل واقعی و تأثیر دینامیکی از سیستم دشوار می‌باشد.

### ۳-۵-۲ الگوریتم SVPWM

مولفه‌های بردار  $V^*$  بر روی محور  $d$  و  $q$  به ترتیب  $v_d^*$  و  $v_q^*$  می‌باشند که به مختصات دو فاز دوار و مختصات استاتیکی دو فاز تبدیل می‌گردد. سپس مولفه‌های  $v_\alpha^*$  و  $v_\beta^*$  در مختصات دو فاز استاتیکی بدست آورده شده است. مولفه‌های  $v_a^*$  و  $v_b^*$  و  $v_c^*$  در مختصات استاتیکی سه فاز از طریق  $\frac{2s}{3s}$  بدست آمده است. سپس بر طبق پلاریته  $v_a^*$  و  $v_b^*$  و  $v_c^*$  و شکل (۳-۱۸) سکتور بردار  $V^*$  می‌تواند بدست آورده شود.

بواسطه تبدیل  $\frac{2s}{3s}$  داریم:

$$\begin{cases} v_a^* = v_\alpha^* \\ v_b^* = -\frac{1}{2}v_\alpha^* + \frac{\sqrt{3}}{2}v_\beta^* \\ v_c^* = -\frac{1}{2}v_\alpha^* - \frac{\sqrt{3}}{2}v_\beta^* \end{cases} \quad (۹-۳)$$

برطبق شکل موج‌های  $v_a^*$  و  $v_b^*$  و  $v_c^*$  و  $v_\alpha^*$  داریم:

۱. در سکتور I و VI،  $v_\alpha^* > 0$  و  $v_a^* > 0$

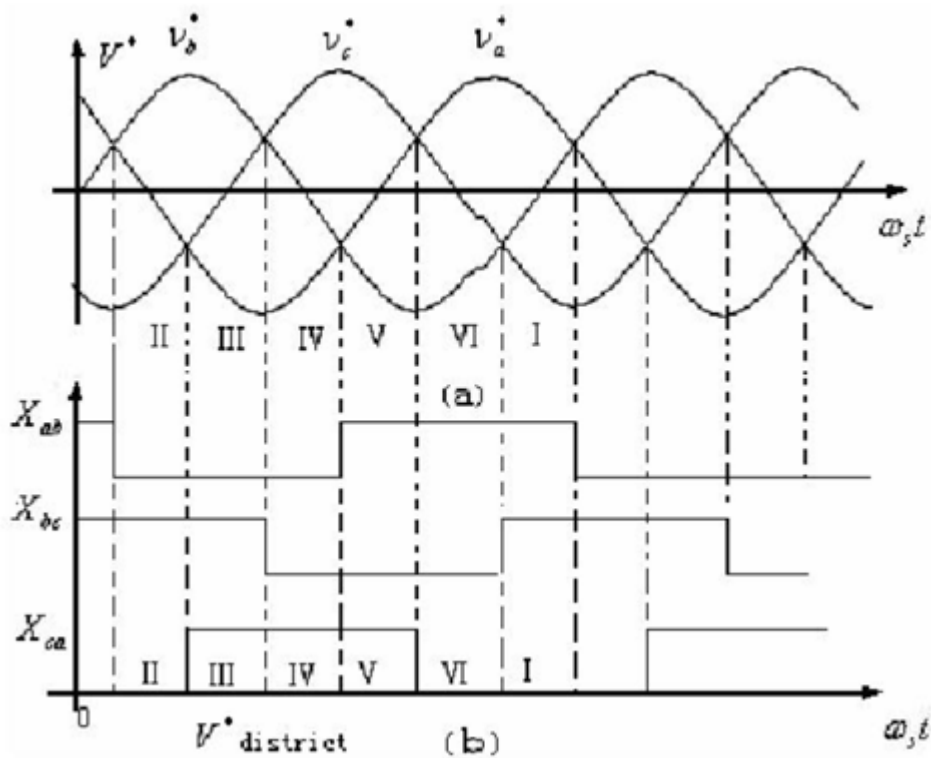
۲. در سکتور III و IV،  $v_\alpha^* < 0$  و سپس  $v_a^* < 0$

۳. در سکتور II،  $v_\alpha^*$  از مثبت به منفی می‌رود سپس  $v_a^*$  مثبت به منفی می‌رود.

۴. در سکتور V،  $v_\alpha^*$  از منفی به مثبت می‌رود سپس  $v_a^*$  منفی به مثبت می‌رود.

بر طبق آنالیز قبلی، توزیع شش بردار در شکل (۳-۲۰) نشان داده شده است. سپس رابطه

منطقی از بردارها در شکل (۳-۲۰) نتیجه گرفته شده است.



شکل (۳-۲۰): شکل موج های  $v_a^*$  و  $v_b^*$  و  $v_c^*$  و  $V^*$  [۴۰]

اگر

$$\begin{cases} X_{ab} = \text{sign}(v_a^* - v_b^*) \\ X_{bc} = \text{sign}(v_b^* - v_c^*) \\ X_{ca} = \text{sign}(v_c^* - v_a^*) \end{cases} \quad (۳-۱۰)$$

که

$$\text{sign}(x) = \begin{cases} 1 & (x > 0) \\ 0 & (x < 0) \end{cases} \quad (۳-۱۱)$$

رابطه ای به (۹-۳) بر می‌گردد در شکل (۳-۲۰) نشان داده شده است. ارتباط عملکرد منطقی

$V^*$  از روابط زیر می‌تواند بدست آید.

$$\begin{aligned} Q_V(I) &= X_{ab} \cdot X_{bc} \cdot \bar{X}_{ca} \\ Q_V(II) &= \bar{X}_{ab} \cdot X_{bc} \cdot \bar{X}_{ca} \\ Q_V(III) &= \bar{X}_{ab} \cdot X_{bc} \cdot X_{ca} \\ Q_V(IV) &= \bar{X}_{ab} \cdot \bar{X}_{bc} \cdot X_{ca} \\ Q_V(V) &= X_{ab} \cdot \bar{X}_{bc} \cdot X_{ca} \\ Q_V(VI) &= X_{ab} \cdot \bar{X}_{bc} \cdot \bar{X}_{ca} \end{aligned} \quad (۱۲-۳)$$

با توجه به فرمول‌های بالا وقتی بردار  $V^*$  در سکتور  $i$  قرار گیرد  $Q_V(V) = 1$  و گرنه  $Q_V(V) = 0$  و

$i \in [I \sim VI]$  بر طبق روابط منطقی قبل سکتور بردار ولتاژ مورد انتظار تعیین می‌گردد.

$$\Delta T \cdot V = T_0 V_0 + T_1 V_1 + T_2 V_2 + T_7 V_7 \quad (۱۳-۳)$$

$$T_0 + T_7 = \Delta T - T_1 - T_2 \quad (۱۴-۳)$$

که

$$\frac{T_1}{\Delta T} = \frac{\sqrt{3}|V| \sin(\pi/3 - \theta)}{U_d} \quad (۱۵-۳)$$

$$\frac{T_2}{\Delta T} = \frac{\sqrt{3}|V| \sin(\theta)}{U_d} \quad (۱۶-۳)$$

که در آن  $U_d$  مقدار ولتاژ طرف DC می‌باشد.

روش مدولاسیون پهنای پالس فضای برداری SVPWM، در کاهش هارمونیک‌های مرتبه پائین

نسبت به انواع دیگر مدولاسیون از قبیل مدولاسیون پهنای پالس ذوزنقه ای، سینوسی، سینوسی

تعدیل شده، پله ای، گام به گام، تزریق هارمونیک، دلتا و جابجائی فاز موثرتر است.

فصل ۴

# الگوریتم ژنتیک

## ۴-۱ مقدمه

اصول الگوریتم ژنتیک اولین بار توسط جی.اچ هالند<sup>۱</sup> (هالند، ۱۹۷۵) ارائه شدند [۱]. الگوریتم ژنتیک الگوریتم جستجوی بهینه‌یاب با کاربردی عمومی است که از اصول تکامل زیستی بشر و اصول تکاملی ژن‌های زیستی الهام گرفته است (گومز، ۱۹۹۹). این روش به تکامل راه حل تا دستیابی به بهینه‌ی نهایی می‌پردازد. از جمله مزایای این الگوریتم فهم آسان، مجزا بودن، پشتیبانی از بهینه‌سازی چند تابعی، دارا بودن یک جواب که با گذشت زمان بهتر می‌شود، امکان استفاده به صورت موازی، بهره‌برداری آسان از جواب قبلی، انعطاف‌پذیری برای کاربردهای ترکیبی، و وجود روش‌های مختلف برای افزایش سرعت و پیشرفت الگوریتم است [۱-۴].

یکی از سازه‌های اصلی و مهم زیست ژنتیکی کروموزوم‌ها<sup>۲</sup> هستند. کروموزوم‌ها با یکدیگر تلاقی<sup>۳</sup> دارند، جهش<sup>۴</sup> می‌کنند و مجموعه‌ی جدیدی از کروموزوم‌ها را به وجود می‌آورند. بر اساس الزام و نیاز برخی از کروموزوم‌ها بقا می‌یابند و برخی از بین می‌روند. از نقطه نظر علم زیست ژنتیکی این چرخه‌ی زایش و نسل‌هاست. این روند در نسل‌های متعدد و زیادی مرتباً تکرار می‌شود تا این‌که در نهایت بهترین مجموعه‌ی کروموزوم‌ها از نظر ویژگی‌های خاصی ایجاد می‌شود. الگوریتم ریاضیاتی معادل روند فوق، با نام الگوریتم مصنوعی ژنتیک و یا به اختصار الگوریتم ژنتیک شناخته شده، برای بهینه‌سازی به کار می‌رود (گوپی، ۲۰۰۷). ایده‌ی اصلی این الگوریتم حفظ و نگهداری جمعیتی از کروموزوم‌هایی است که طی زمان از طریق روند رقابت و تغییری کنترل شده، مرتباً تکامل می‌یابند. پیاده‌سازی

<sup>1</sup> J.H. Holland

<sup>2</sup> Chromosomes

<sup>3</sup> Crossover

<sup>4</sup> Mutate

الگوریتم ژنتیک با تولید جامعه‌ای تصادفی از کروموزوم‌ها کار خود را آغاز می‌کند. این جامعه مرتباً به سمت و سوی کروموزوم‌های بهتر پیشرفت می‌کند. ابزار این پیشرفت عملگرهای ریاضیاتی طراحی شده برای الگوریتم است که این عملگرها بر اساس روند تکامل ژنتیکی و زیستی طبیعی مدل شده‌اند. جمعیت هر نسل دستخوش تکامل طبیعی می‌شود. متغیرهای هر طرح یا همان مجموعه ژن‌ها به صورت یک رشته متغیر با مفهوم کروموزوم در سیستم حیات طبیعی مطابقت دارند. یعنی ژن‌ها کوچک‌ترین عناصر تشکیل دهنده‌ی کروموزوم‌ها هستند و هر کروموزوم نماینده یک فرد در جمعیت است (گریفنسته، ۱۹۸۶). حال در دنیای اعداد و محاسبات هر عدد یک عضو از جمعیت است و کوچک‌ترین اعضای که می‌توانند یک عدد را تشکیل دهند، دسته‌های ۰ و ۱ (بیت‌ها) هستند. رشته‌های ۰ و ۱ طوری پیدا می‌شوند که بیانگر پهنای تغییرات اطلاعات در دامنه‌ی حل مسئله و ابزار ارزیابی توسط تابع بهینه‌سازی هستند. طی تکرارهای موفق الگوریتم، که نسل نامیده می‌شوند، کروموزوم‌های هر نسل بر اساس سازگاریشان به عنوان پاسخ بهینه رده‌بندی می‌شوند، و بر اساس این ارزیابی و نیز با استفاده از عملگرهای الگوریتم همانند عملگر ضربدری<sup>۱</sup> یا عملگر تغییر ناگهانی<sup>۲</sup> و مکانیزم‌های انتخابی الگوریتم جامعه‌ی جدیدی از کروموزوم‌ها تشکیل می‌شود (پورزینالی، ۲۰۰۶).

برای حل هر مسئله‌ای با این الگوریتم می‌بایستی در ابتدا یک تابع ارزیابی یا شایستگی<sup>۳</sup> را متناسب با پارامترها و معادلات مسئله تعریف نماییم. با تعریف این تابع می‌توانیم شایستگی کروموزوم‌های تولید شده را محاسبه کرده، آن‌ها را برای انتقال به نسل‌های بعدی یا ترکیب با یکدیگر اولویت بندی نماییم.

اگرچه که انواع مختلفی از الگوریتم ژنتیک برای بهینه‌سازی‌های مختلف وجود دارد، اما ساز و کار اصلی همه‌ی آن‌ها از سه عملیات تشکیل شده است: ارزیابی شایستگی هر کروموزوم منحصر به فرد، تشکیل مجموعه‌ای از ژن‌ها (جوامع واسطه) از طریق سامانه‌ی انتخابی مختص الگوریتم و بالأخره

<sup>۱</sup> Crossover

<sup>۲</sup> Mutate

<sup>۳</sup> Evaluation or Fitness function

باز ترکیب کروموزوم‌ها از طریق عملگرهای ضربداری و تغییر ناگهانی. پس به طور خلاصه الگوریتم شامل طراحی افراد جوامع اولیه (کروموزوم‌ها)، انتخاب از بین بهترین افراد (بقای شایسته‌ترین‌ها) و تلاقی افراد نسل‌ها (ازدواج زوج‌های برتر با یکدیگر) برای ایجاد بچه‌هایی که به نوبه‌ی خود نسل آتی را می‌سازند، است. در ادامه توضیح مختصری در خصوص عملگرها و مؤلفه‌های ژنتیک ارائه می‌شود:

#### ۴-۲ تابع ارزیابی

تابع ارزیابی، رویه‌ای برای تعیین بهترین‌ها در هر رشته یا جمعیت است که در عملکرد منظم کردن رشته‌ها کاربرد فراوان دارد. زمانی که GA برای ارزیابی مقادیر برتر در هر رشته (Fitness) پیش می‌رود اطلاعات فقط برای GA قابل دسترسی هستند و عملکرد الگوریتم بر اساس حساسیت روی مقادیر مناسب‌تر و برتر استوار است. زمانی الگوریتم بهینه‌سازی به ثمر می‌رسد که مقدار تابع هدف برای بهینه‌سازی همان مقدار مطلوب باشد. هر قیدی در ارتباط با مسئله بهینه‌سازی می‌تواند در تابع هدف گنجانده شود.

#### ۴-۳ عملگرهای ژنتیک

قضایای تحول اتفاقی که به وسیله‌ی الگوریتم ژنتیک به کار گرفته می‌شوند، عملگرهای ژنتیک می‌گویند. این عملگرها در حین انجام تولید نسلی جدید از نسل‌های گذشته در هر رشته به کار می‌آید.

#### ۴-۳-۱ عملگر تولید مثل

تولید مثل یک برنامه تولید احتمالی است که در رشته‌ها برای زاد و ولد مبنی بر مقدار مناسب و برترشان انتخاب شده است. این روش تضمین می‌کند که دفعات مورد انتظار انتخاب هر رشته به طور نسبی وابسته به مقادیر برتر رشته نسبت به سایر جمعیت می‌باشد. رشته‌های با مقادیر برتر و یا اندازه بزرگ‌تر دارای سهم احتمال بیشتری در تکثیر هستند و به طور ساده در تولید بعدی سهم هستند. در الگوریتم ژنتیک تولید مثل معمولاً سه عملگر زیر را انجام می‌دهد:

۱. انتخاب
۲. عملگر ضربداری (Crossover)
۳. عملگر تغییر ناگهانی (Mutation)

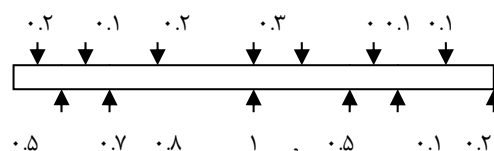
#### ۲-۳-۴ انتخاب

در GA با مجموعه‌ای از رشته‌ها به جای یک رشته کار می‌شود. این مجموعه یا جمعیت از رشته‌ها از طریق انجام ارزیابی جهت تولید رشته‌های منحصربه‌فرد و جدید ساخته می‌شود. برای شروع، جمعیت ابتدایی با انتخاب رشته‌ها به طور ابتکاری یا تصادفی در پهنای تغییرات دامنه مسئله تولید می‌شود. به عبارتی رشته‌هایی برای تولید مثل انتخاب می‌شوند که نقش مؤثرتری در بهبود جمعیت تولید شده و نهایی را دارا باشند.

یکی از روش‌های مرسوم برای انتخاب، روش چرخ گردان می‌باشد. برای روشن شدن موضوع در زیر مثالی از چرخ گردان می‌زنیم.

جدول (۴-۱): نمونه‌ای از یک چرخ گردان خطی

P	۰/۱	۰/۱	۰/۳	۰	۰/۲	۰/۱	۰/۲
Ap	۰/۱	۰/۲	۰/۵	۰/۵	۰/۷	۰/۸	۱



شکل (۴-۱): چرخ گردان خطی



برای  $N$  بار این چرخ گردان را به حرکت در می‌آوریم تا  $N$  کروموزوم به عنوان کروموزوم‌های والد انتخاب شوند. در استفاده از چرخ گردان روشی دیگر نیز وجود دارد و آن اینکه به جای یک نشانگر از  $n$  نشانگر با فاصله  $n/360$  استفاده کنیم. در عوض به جای چرخاندن  $n$  بار یکبار چرخ را بچرخانیم.

#### ۳-۳-۴ عملگر ضربدردی (Crossover)

عملگر ضربدردی برنامه انتخاب وضعیت اتفاقی در یک رشته است و تعدادی از بیت‌های چپ یا راست این رشته را از یک محل مشخص با رشته دیگر معاوضه می‌کند. به عنوان مثال اگر  $X1$  و  $X2$  دو رشته باشند:

$X1=0100:00$

$X2=1001:10$

و اگر محل عملگر ضربدردی به صورت نشان داده شده باشد و عملکرد تعویض از سمت راست این

محل انجام شود آنگاه نتیجه تولید به صورت زیر خواهد شد:

$Y1=0100:10$

$Y2=1001:00$

انواع همبری

برای تعیین نوع ترکیب والدین از یکی از روش‌های همبری استفاده می‌کنیم. همبری انواعی دارد از

آن جمله:

الف) همبری تک نقطه‌ای<sup>۱</sup>

ب) همبری دو نقطه‌ای<sup>۲</sup>

ج) همبری  $n$  نقطه‌ای<sup>۳</sup>

د) همبری یکنواخت<sup>۴</sup>

ه) همبری مبتنی بر شایستگی

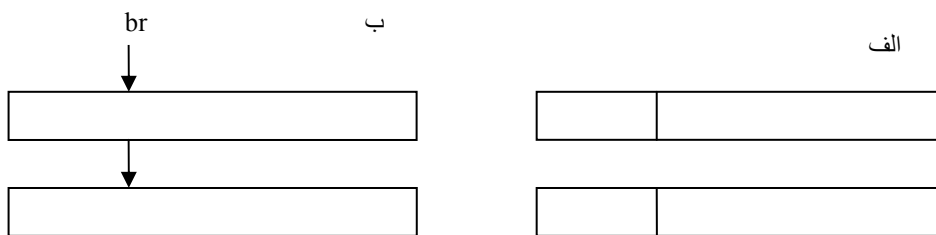
<sup>۱</sup>- one-point crossover

<sup>۲</sup>- two-point crossover

<sup>۳</sup>- n-point crossover

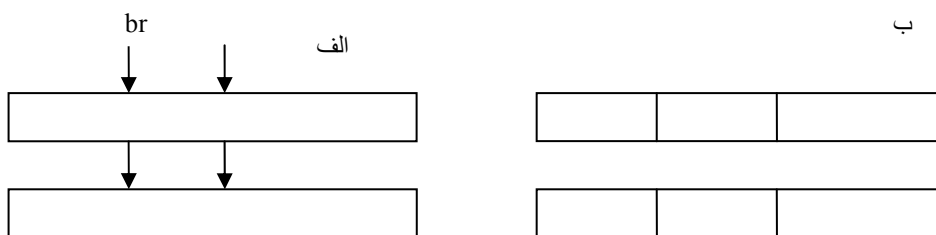
<sup>۴</sup>- uniform-point crossover

الف) همبندی تک نقطه‌ای: در این نوع همبندی یک نقطه با توجه به طول رشته انتخاب می‌شود (بصورت رندوم و کاملاً تصادفی). اگر مقدار این نقطه ۰ و یا  $L$  (طول رشته) بود انتقال بصورت کامل انجام می‌شود در غیر این صورت، برای تولید فرزند اول از ابتدا تا نقطه مورد نظر را از والد اول و بقیه-اش را از والد دوم می‌گیریم و فرزند دوم عکس این صورت است که این رو در شکل (۲-۴) به وضوح نشان داده شده است.



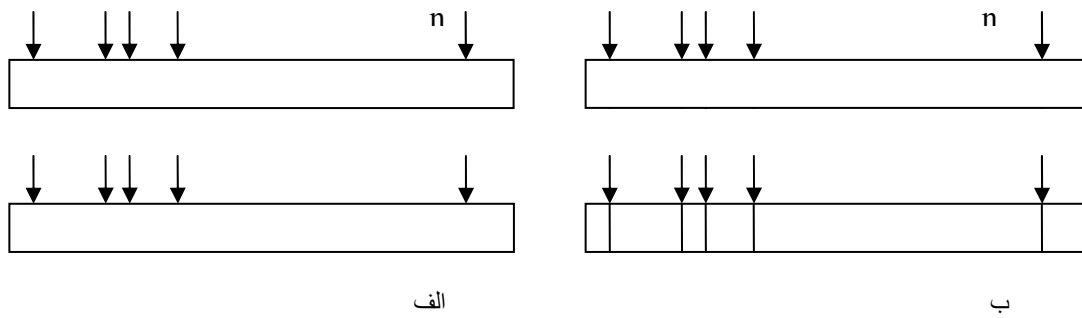
شکل (۲-۴): الف) فرزند ۱ و ب) والد ۱

ب) همبندی دو نقطه‌ای: در اینجا دو نقطه‌ای بصورت رندوم و تصادفی انتخاب می‌شود. یعنی هر کروموزوم به سه قسمت تقسیم می‌شود. فرزند اول قسمت‌های اول و آخر را از یک والد و قسمت میانی را از والد دیگر می‌گیرد که در شکل (۳-۴) نشان داده شده است.



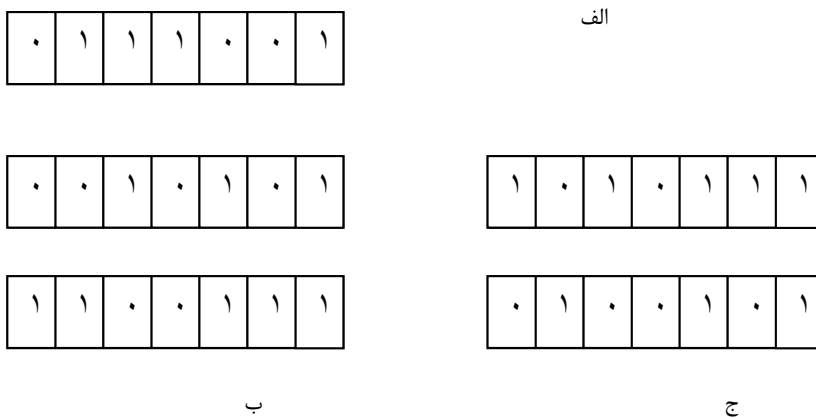
شکل (۳-۴): الف) والدین ب) فرزندان

ج) همبندی  $n$  نقطه‌ای: شکل (۴-۴) همبندی  $n$  نقطه‌ای را نشان می‌دهد که در این همبندی  $n$  نقطه بصورت رندوم انتخاب می‌شود و برای ایجاد فرزندان بصورت یک در میان از بین نقاط انتخاب شده به فرزندان می‌رسد.



شکل (۴-۴): الف) والدین ب) فرزندان

د) همبندی یکنواخت: این نوع همبندی تعمیم یافته حالت  $n$  نقطه‌ای می‌باشد. در اینجا از یک ماسک الگو استفاده می‌کنیم. طول این ماسک مساوی با طول کروموزوم‌ها در نظر گرفته می‌شود. به طول  $L$  یک  $\text{rand}$  می‌اندازیم داخل این ماسک با مقادیر صفر و یک پر می‌شود و چون احتمال یکنواخت است احتمال وجود صفر و یک یکسان می‌باشد. در این روش فرزندها بیت به بیت ساخته می‌شوند و شرط می‌شود مثلاً اگر بیت‌ها ۱ بود از والد ۱ برای فرزند ۱ و اگر صفر بود فرزند ۱ بیت‌ها را از والد ۲ می‌گیرد. شکل (۴-۵) روند بالا را به وضوح توضیح خواهد داد.



شکل (۴-۵): الف) ماسک الگو ب) والدین ج) فرزندان

#### ۴-۳-۴ تغییر ناگهانی

تغییر ناگهانی برنامه‌ای از اصلاح اتفاقی مقادیر در وضعیت هر رشته با احتمال حداقل است. این عملگر به عنوان نخستین عملگر نمی‌باشد ولی احتمال تحقیق و جستجو در تمام فضای غیر صفر مسئله را

تضمین می‌کند و از طریق عملگر تولید مثل و ضربدری به طور کامل از ضایعات مواد ژنتیک جلوگیری می‌کند.

برای جلوگیری از همگرایی زودرس یک سری تغییرات جزئی در بیت‌های فرزندان می‌دهیم. نوعی از جهش به این صورت است که بیت هر چه بود آن را ۰ یا ۱ می‌کنیم. برای تعیین تعداد بیت‌های جهش یافته لازم است که عدد ثابتی بعنوان ضریب جهش تعیین شود (pm).

$$N \times L \times P_m = \text{تعداد کل بیت‌هایی که باید جهش پیدا کند.}$$

باید ماتریس رندوم  $N \times L$  تولید شود. در این ماتریس آن‌هایی که کوچک‌تر یا مساوی  $P_m$  هستند یک و بقیه صفر گذاشته می‌شوند، و این، ماتریسی است که در آن تعداد زیادی صفر و کمی یک داریم، در جاهایی که یک داریم باید جهش اعمال شود.

روش دیگری برای تغییر بیت‌هایی که باید جهش پیدا کنند، وجود دارد و آن این است که مکان‌هایی که ماتریس بالا برابر یک است پیدا کرده و در برداری مانند  $B$  بگذاریم.

$$B = \text{find}(A == 1)$$

حال سایز  $B$  را اندازه‌گیری می‌کنیم.

#### ۴-۴ مؤلفه‌های ژنتیک

مؤلفه‌های ژنتیک موجودیت‌هایی هستند که به تنظیم عملکرد  $GA$  و انجام بهتر و حساب شده آن کمک کنند و عبارت اند از: تعداد جمعیت، نرخ عملگر ضربدری و نرخ عملگر جهش ناگهانی.

#### ۴-۴-۱ جمعیت

اندازه‌ی جمعیت در کارایی الگوریتم موثر است. اگر یک جمعیت کوچک داشته باشیم در یک عملکرد ضعیف نمی‌توان تمام نتایج فضای ممکن یک مسئله را پوشش داد و بررسی کرد. انتخاب یک جمعیت بزرگ سبب پوشش فضای بیشتری شده و از حل و همگرایی زود هنگام در نقاط محدود و محلی

جلوگیری می‌کند. ضمن آنکه جمعیت بزرگ نیاز به ارزیابی بیشتری در هر تولید دارد و به طبع سرعت نرخ همگرایی را آهسته‌تر می‌کند.

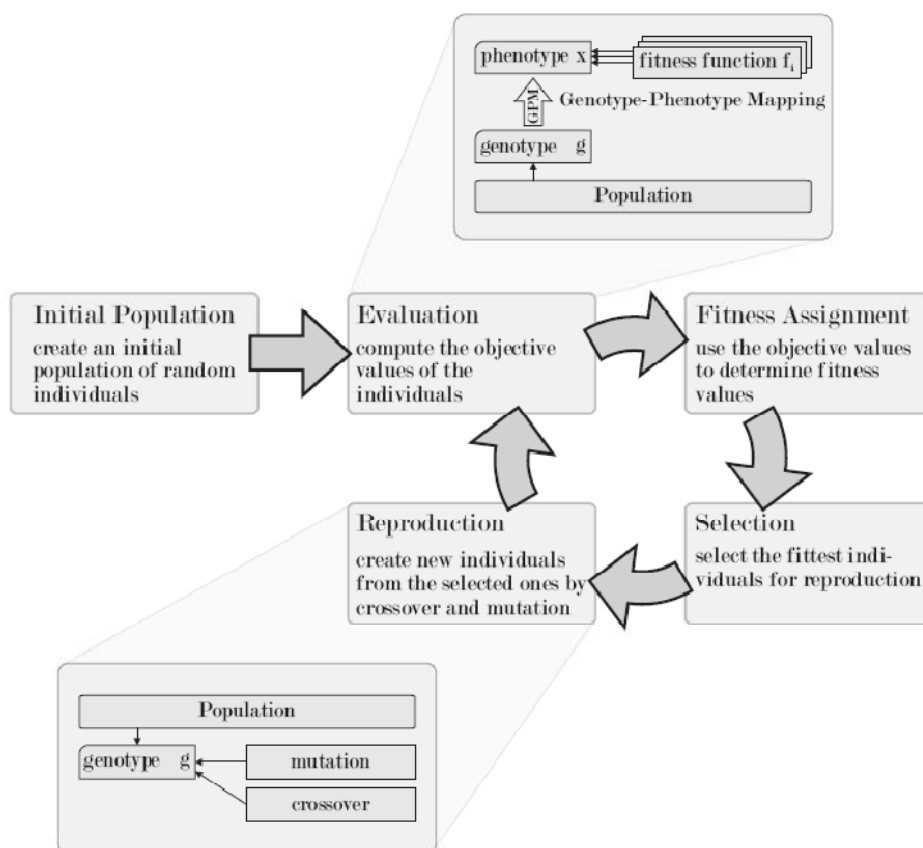
#### ۴-۲-۴ نرخ عملگر ضربداری (C)

نرخ عملگر ضربداری جزء تعیین کننده‌ای در عملکرد ضربداری است. در هر تولید جمعیت جدید، تعداد  $C*N$  رشته در عملکرد ضربداری دستخوش تغییر می‌شود. نرخ بالاتر عملگر ضربداری به این معناست که رشته‌های جدیدی با سرعت بیشتر وارد جمعیت می‌شوند. اگر نرخ عملگر ضربداری خیلی زیاد باشد، حذف رشته‌ها سریع‌تر از گزینش آن‌ها برای بهبودی انجام می‌پذیرد و برعکس کم بودن این مقدار سبب یک حالت سکون می‌شود که مسبب کاهش نرخ شناسایی است.

#### ۴-۳-۴ نرخ جهش ناگهانی (M)

نرخ جهش ناگهانی عبارت است از احتمال تغییر اتفاقی است که وضعیت هر بیت از هر رشته در یک جمعیت جدید پس از انجام هر مرحله انتخاب ممکن است به خود بگیرد. اساساً این مرحله دوم عملگر جستجو است که تنوع در جمعیت را افزایش می‌دهد. تقریباً جهش‌های ناگهانی به مقدار  $M*N*L$  در هر تولید وجود دارد که  $L$  طول رشته است. مقدار کم  $M$  برای جلوگیری از اینکه هر وضعیت بیت در مقدار مشخصی باقی بماند کمک می‌کند در حالی که افزایش آن سبب جستجوی اتفاقی به طور مؤثرتری خواهد شد.

شکل (۴-۶) سیکل پایه ی الگوریتم ژنتیک را نشان می‌دهد.



شکل (۴-۶): سیکل پایه ی الگوریتم ژنتیک

#### ۵-۴ مزایای GA

- (۱) فهم آسان
- (۲) مجزا بودن
- (۳) پشتیبانی از بهینه‌سازی چند تابعی
- (۴) همیشه یک جواب داریم که با گذشت زمان بهتر می‌شود
- (۵) امکان استفاده به صورت موازی
- (۶) روش‌های مختلفی برای افزایش سرعت و پیشرفت الگوریتم وجود دارد
- (۷) بهره برداری ساده از جواب قبلی

## ۸) انعطاف پذیر برای کاربردهای ترکیب

## فصل ۵

# طراحی یکسوکننده PWM تک فاز



### ۵-۱ مقدمه

این فصل از دو قسمت تشکیل شده است، در قسمت اول که طراحی سخت افزار می‌باشد، ابتدا به بیان نحوه انتخاب المان‌های پسیو برای یکسوکننده PWM تک فاز پرداخته می‌شود و سپس در مورد انتخاب پردازنده مناسب برای اجرای مدار کنترلی دیجیتال یکسوکننده صحبت شده و نحوه عملکرد این پردازنده و برد آن به صورت کامل توضیح داده خواهد شد.

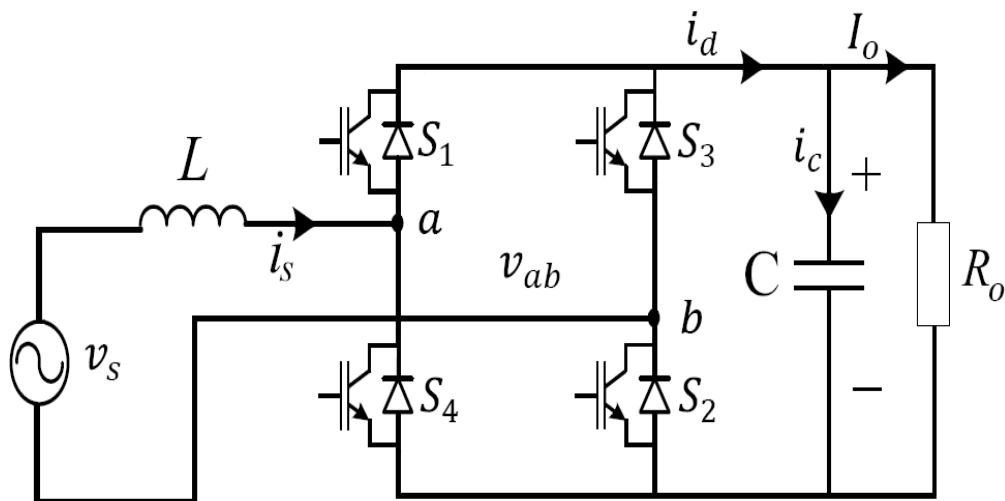
در ادامه این فصل و در قسمت دوم که طراحی مدار کنترلی برای یکسوکننده PWM تک فاز می‌باشد در ابتدا روش معمولی در طراحی جبران‌کننده PI برای این مبدل ارائه می‌شود و در ادامه مدلی جهت بهبود سرعت پاسخ دینامیکی معرفی شده و در انتهای این قسمت نیز لزوم استفاده از یک الگوریتم بهینه‌سازی ذکر شده و به بهینه‌سازی جبران‌کننده پرداخته شده است.

### ۵-۲ طراحی سخت افزار

#### ۵-۲-۱ نحوه انتخاب المان‌های پسیو برای یکسوکننده PWM تک فاز

همانطور که در شکل (۵-۱) مشخص است یکسوکننده PWM تک فاز دارای ۲ عنصر پسیو است، که عبارت هستند از سلف مبدل Boost و خازنی که علت و اهمیت آن در ادامه فصل به طور کامل بررسی خواهد شد. انتخاب المان‌های پسیو با توجه به مقدار تغییرات مجاز ولتاژ خازن و جریان سلف،

با استفاده از معادلات اساسی ولتاژ خازن و جریان سلف، صورت می‌گیرد که طریقه محاسبه هر یک از این المان‌ها در ادامه آمده است.



شکل (۵-۱): یکسوکننده PWM تک فاز

#### ۵-۲-۲ محاسبه سلف

در این بخش به بحث در مورد انتخاب سلف جهت یکسوکننده بوست تمام پل می‌پردازیم که در آن فرض می‌کنیم  $v_s$  ولتاژ ورودی و  $I_s$  متوسط جریان ورودی که به ترتیب در روابط (۵-۱) و (۵-۲) آمده‌اند، می‌باشند که در آنها  $\omega = 2\pi f$  است.  $M_s$  نیز نومالیزه شده ولتاژ ورودی بوده و  $M_s = V_{sm}/V_{dc}$  می‌باشد. معادله موازنه ولتاژ ورودی و خروجی نیز در رابطه (۵-۴) داده شده که در آن از تلفات داخلی مدار صرف‌نظر شده است. روابط (۵-۱) و (۵-۲) جهت آنالیز، طراحی و مدل‌سازی این یکسوکننده به کار برده می‌شود.

$$v_s = V_{sm} \sin \omega t \quad (۵-۱)$$

$$I_s = v_s / R_e = I_{sm} \sin \omega t \quad (۵-۲)$$

$$m_s = v_s / V_{dc} = M_s \sin \omega t \quad (۵-۳)$$

$$P_o = \frac{V_{sm}^2}{2R_e} = V_o I_o = \frac{V_o^2}{R_o} \quad (۵-۴)$$

$$\Delta i_{s(max)} = \frac{V_o}{2Lf_{sw}} \quad (۵-۵)$$

فرض کنیم جریان سلف  $i_s$  در هر دوره سوئیچینگ  $T_S$  با تابع  $f_1(V_o, m_s, L)$  در طول یک دوره داخلی  $DT_S$  افزایش پیدا می کند که این تابع به صورت (۶-۵) تعریف می گردد که مقدار پیک تا پیک ریپل  $\Delta i_s$  جریان ورودی  $i_s$  در (۶-۵) آمده است. به وضوح می توان دید که  $\Delta i_s$  هنگامی که  $m_s$  در طول یک دوره به صورت سینوسی تغییر می کند، به  $m_s$  بستگی دارد.

$$\Delta i_s = f_1(V_o, m_s, L)DT_S \quad (۶-۵)$$

از رابطه (۴-۵) داریم:

$$P_o = \frac{V_{sm}^2}{2R_e} \quad (۷-۵)$$

حال با جایگذاری از (۱-۵) در (۷-۵) داریم:

$$P_o = \frac{V_s^2}{2R_e \sin^2 \omega t^2} \frac{V_o}{V_o} \quad (۸-۵)$$

و با جایگذاری (۲-۵) و (۳-۵) در (۸-۵) بدست می آید

$$P_o = \frac{M_s I_{sm} V_o}{2} \quad (۹-۵)$$

حال طرفین معادله را در یک  $\Delta i_{s(max)}$  ضرب نمود

$$2P_o \left( \frac{\Delta i_{s(max)}}{I_{sm}} \right) = M_s V_o \Delta i_{s(max)} \quad (۱۰-۵)$$

و مقدار  $\Delta i_{s(max)}$  را در سمت راست از معادله (۱۰-۵) جایگذاری کرد و داریم:

$$2P_o \left( \frac{\Delta i_{s(max)}}{I_{sm}} \right) = \frac{M_s V_o^2}{2Lf_{sw}} \quad (۱۱-۵)$$

با جایگذاری از ۵ داریم:

$$L = \frac{M_s V_o^2}{4P_o f_{sw} \left( \frac{\Delta i_{s(max)}}{I_{sm}} \right)} \quad (۱۲-۵)$$

## ۵-۲-۳ محاسبه خازن

خازن‌های باس DC،  $C$ ، مولفه‌های فرکانس پایین جریان را به خوبی مولفه‌های فرکانس بالا حمل می‌کنند. جهت انتخاب مقدار  $C$  و مولفه‌های فرکانس بالای جریان به دلیل ناچیز بودن مقدار آن‌ها نادیده گرفته می‌شوند و خازن بر اساس ماکزیمم مقدار قابل عبور ریپل ولتاژ خروجی فرکانس پایین انتخاب می‌گردد [۱۹].

مقدار متوسط جریان خازن  $I_c$  برای یکسوکننده بوست در شکل (۵-۱) نشان داده شده را می‌توان با رابطه (۵-۱۳) نشان داد.

$$I_c = f_2(M_s, \omega t) I_o \quad (۵-۱۳)$$

که در آن

$$\frac{I_c}{I_o} = f_2(M_s, \omega t) = -\cos(2\omega t) \quad (۵-۱۴)$$

همانطور که ملاحظه می‌گردد خازن  $C$  در حالت پایدار تنها هارمونیک دوم ریپل جریان را حمل می‌نماید. ریپل ولتاژ خروجی نیز بر این اساس در رابطه (۵-۱۵) آمده است.

$$\tilde{v}_{dc} = \frac{1}{\omega C} \int I_c d\omega t = \left( \frac{-V_o}{2\omega C R_o} \right) \sin 2\omega t \quad (۵-۱۵)$$

مقدار پیک تا پیک ریپل  $\Delta V_{dc}$  در ولتاژ خروجی  $V_{dc}$  در رابطه (۵-۱۶) آمده است. ماکزیمم مقدار پیک تا پیک  $\Delta V_{dc(max)}$  نیز بر اساس توان خروجی  $P_o$  تغییر می‌گردد.

$$\Delta v_o = \frac{V_o}{\omega C R_o} \quad (۵-۱۶)$$

با جایگذاری (۵-۴) در معادله (۵-۱۶) داریم که :

$$\Delta V_{(max)} = \frac{P_o}{\omega C V_o} \Rightarrow C = \frac{P_o}{\omega V_o^2 \left( \frac{\Delta V_{o(max)}}{V_o} \right)} \quad (۵-۱۷)$$

که در این رابطه‌ها  $M_s$  از رابطه (۵-۳) بدست می‌آید.

همانطور که این رابطه‌ها مشخص می‌کنند مقادیر المان‌های پسیو به مشخصات یکسوکننده بستگی دارند، که مشخصات یکسوکننده ای برای شبیه سازی و ساخت مورد نظر، در جدول (۵-۱) آمده است.

جدول (۵-۱): مشخصات یکسوکننده مورد نظر جهت طراحی

$P_o$	800W	$R_s$	0.2 $\Omega$
$V_{sm}$	311v	$R_o$	200 $\Omega$
$V_o$	400 v	$f_{sw}$	50 kHz
$\Delta I_s(max)/I_{sm}$	< 7.5%	$\Delta V_o(max)/V_o$	< 4%

یکی از پارامترهای موثر در بهینه سازی مقدار ریپل ولتاژ خروجی می باشد. در اینجا فرض شده است که این ریپل بین ۱/۵ تا ۴ درصد تغییر نماید به طوری که با جایگذاری آن ها در رابطه (۵-۱۷) مقدار خازن بین  $390 \times 10^{-6} F$  و  $1200 \times 10^{-6} F$  خواهد شد که در بخش بهینه سازی، بهینه ترین مقدار را برای مقدار خازن محاسبه خواهیم نمود. با توجه به مشخصات یکسوکننده مورد نظر و جایگذاری آن در رابطه (۵-۱۲) نیز مقدار سلف مورد نظر نیز محاسبه می گردد که این دو مقدار در جدول (۵-۲) آورده شده اند.

جدول (۵-۲): مقدار المان های پسیو انتخاب شده برای یکسو کننده PWM تک فاز

$L$	10mH
$C$	$390 \times 10^{-6} - 1200 \times 10^{-6} F$

#### ۵-۲-۴ انتخاب پردازنده مناسب

برنامه های MATLAB و SIMULINK که یکی از قوی ترین و در عین حال ساده ترین روش های شبیه سازی مدارات الکتریکی است، به مهندس ها این اجازه را داده است تا نوشتن الگوریتم ها را آسان تر کنند و از اقدام های اضافی برای پیاده کردن این الگوریتم ها بر روی سخت افزار جلوگیری نمایند. در این قسمت به معرفی ویژگی خاص و مهم MATLAB و SIMULINK در اتصال به سخت افزارهای مختلف پرداخته می شود. کل مرحله طراحی و پیاد سازی برنامه مورد نظر بر روی سخت افزار، وقت و تلاش بسیار کمتری نسبت به سایر روش های دیگر نیاز دارد. مراحل طراحی و اجرای مدار کنترلی و همچنین نحوه اعمال آن به DSP مورد بررسی قرار خواهد گرفت.

مزایای برنامه MATLAB:

- ۱- این برنامه به استفاده کننده این اجازه را می دهد که از یک زبان برنامه نویسی سطح بالا استفاده کند، که مشابه C++ است که به عنوان m-code شناخته می شود.
  - ۲- این برنامه صدها بلوک از پیش آماده دارد که می توان با آنها بسیاری از کارهای مربوطه را به سادگی انجام داد.
- برنامه SIMULINK بسیاری از توانایی های MATLAB را دارا می باشد به طوری که به مهندسها این اجازه را می دهد تا سیستم را با کمک بلوک دیاگرامها به صورت گرافیکی طراحی کنند. یک قسمت از برنامه SIMULINK، مربوط به C2000 DSPs می باشد که با استفاده از این قسمت می توان هر نوع سیستمی را شبیه سازی نموده و بر روی DSP مورد نظر از سری 2000 انتقال داد. در این روش هنگامی که از برنامه MATLAB استفاده می شود باید از یکی از سخت افزارهایی که قابلیت خواندن کدهای تولیدی توسط برنامه MATLAB را دارد به کارگیری شود. از جمله مزایای این روش آن است که، هنگامی که از SIMULINK استفاده می شود تمامی کسانی که با پروژه در ارتباط هستند به راحتی می توانند مدل را فهمیده و آن را تغییر داده و به کار برند، در واقع به صورت یک زبان ساده است که قابل فهم برای همه اعضای گروه می باشد.

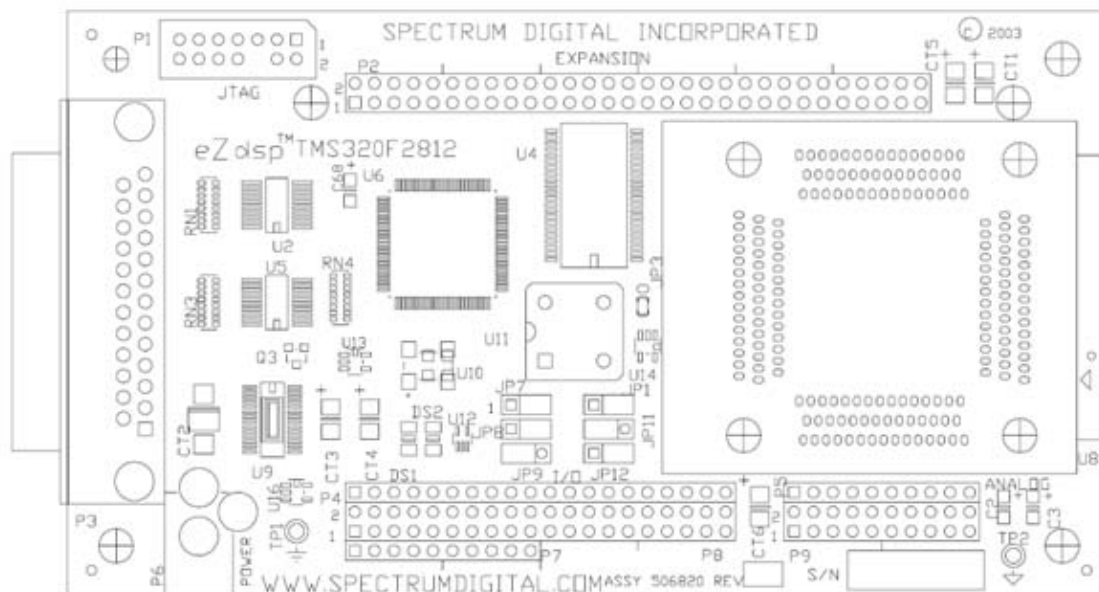
اعمال برنامه توسط SIMULINK بر روی برد DSP از چندین گام ساده بیشتر تشکیل نشده است. استفاده کننده ابتدا یک مدل را در SIMULINK با استفاده از بلوکهای معمولی و بلوکهای دستگاههای جانبی C2000 طراحی کرده در کامپیوتر مورد نظر ذخیره می کند و بعد با فشردن کلید Ctrl به همراه کلید B (CTRL-B) برنامه MATLAB کد زبان C مدل مورد نظر را که قابل اعمال به DSP می باشد، می سازد. MATLAB باعث شده که برنامه TI's Code Composer Studio IDE باز شده و پروژه مربوطه را تبدیل کرده و بر روی DSP بریزد. کامپیوتر از طریق یک پرت موازی به برد F2812 eZdsp متصل می شود. این کابل برنامه ریزی کردن DSP و ارتباط همزمان آن با کامپیوتر در هنگام اجرای برنامه را (RTDX) فراهم می کند. که از این ویژگی برای اشکال زدایی DSP بدون

متوقف کردن آن می‌توان استفاده کرد. مدل مورد نظر می‌تواند طوری برنامه ریزی شده که در زمان نا محدود و یا در یک زمان مشخص اجرا شود. که در ادامه توضیحی اجمالی در مورد DSP TMS320F2812 و کاربرد آن در محیط نرم‌افزاری MATLAB خواهیم داد که به طور کامل‌تر در پیوست آورده شده است.

همانطور که گفته شد یکی از قطعاتی که جهت ساخت این یکسوکننده مورد استفاده قرار گرفته شده است، پردازشگر DSP (Digital Signal Processing) می‌باشد [۴۱],[۴۲]. که وظیفه آن نمونه‌گیری از جریان ورودی و ولتاژ خروجی و تولید پالس‌های مناسب جهت اعمال به سوئیچ‌ها می‌باشد. مدل DSP به کار برده شده در این مدار TMS320F2812 می‌باشد، که در ۲ بخش به شرح آن خواهیم پرداخت:

#### ۵-۲-۵ برد DSP

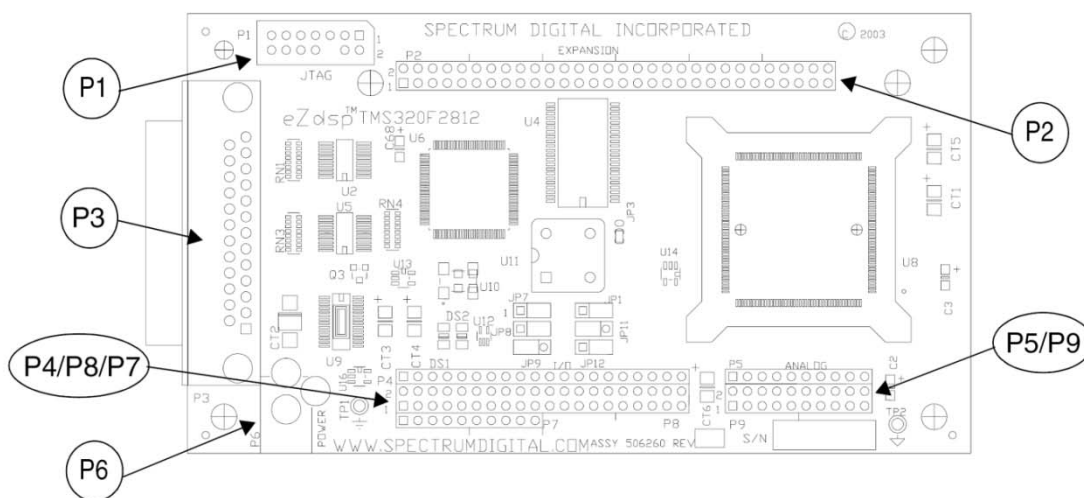
در این بخش به توضیح مختصری منوال بخش‌های کلیدی DSP استفاده شده و طریقه عملکرد آن می‌پردازیم. شماتیک برد eZdsp™ F2812DSP موردنظر در شکل (۵-۲) نشان داده شده است که دارای بخش‌های مختلفی می‌باشد.



شکل (۵-۲): شماتیک DSP ، TMS320F2812 و برد eZdsp™ F2812 [۴۱]

eZdsp™ F2812 دارای ۵ رابط می‌باشد که در شکل (۵-۳) با دواپری به دور آنها نشان داده شده

است. توابع هر کدام از این رابط‌ها در پیوست آورده شده است:



شکل (۵-۳): موقعیت هر رابط در eZdsp™ F2812 [۴۱]

در روی برد eZdsp™ F2812 دو ولتاژ ۳.۳ ولت و ۵ ولت موجود می‌باشد ولی TMS320F2812

تنها سطح ورودی/خروجی ۳.۳ ولت را حمایت می‌نماید و به عبارتی توانایی تحمل ولتاژ ۵ ولت را دارا

نمی‌باشد و اتصال ۵ ولت eZdsp™ F2812 باعث آسیب رساندن به TMS320F2812 خواهد شد. به



این نکته نیز باید توجه کرد که در صورتی که بورد eZdsp™ F2812 بخواید به بخش دیگری جهت آزمایش وصل شود بورد eZdsp™ F2812 باید قبل از آن روشن شده و بعد از آن خاموش گردد.

### ۵-۲-۵-۱ بلوک های نرم افزاری

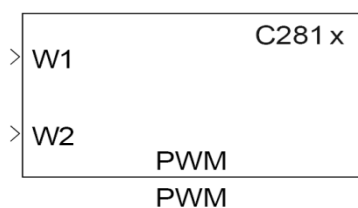
یکی از قابلیت های محیط شبیه سازی نرم افزار MATLAB که به تازگی بر روی آن اضافه شده است بلوک های انواع مختلف DSPها می باشد که با استفاده از این قابلیت بدون نیاز به نوشتن برنامه مورد نظر به زبان برنامه نویسی اسمبلی یا زبان برنامه نویسی C، می توان با شبیه سازی این مدار در محیط Simulink و Compile آن بر روی DSP مورد بالا را انجام داد.

بدین منظور بر آن آمدم بلوک های محیط Simulink MATLAB را که در این پروژه استفاده شده را به طور مختصر شرح دهیم.

### ۵-۲-۵-۲ بلوک PWM

از این بلوک جهت تولید پالس های مورد نظر جهت اعمال به سوئیچ ها استفاده می گردد که در شکل (۴-۵) نشان داده شده است.

این بلوک می تواند در دو حالت مدول A یا B قرار گرفته و با تنظیم آن می توان شکل موج های دلخواه را تولید نمود. این بلوک توانایی تولید ۱۲ PWM در دو ۶ جفت، با ۳ جفت در هر مدول ایجاد نماید.

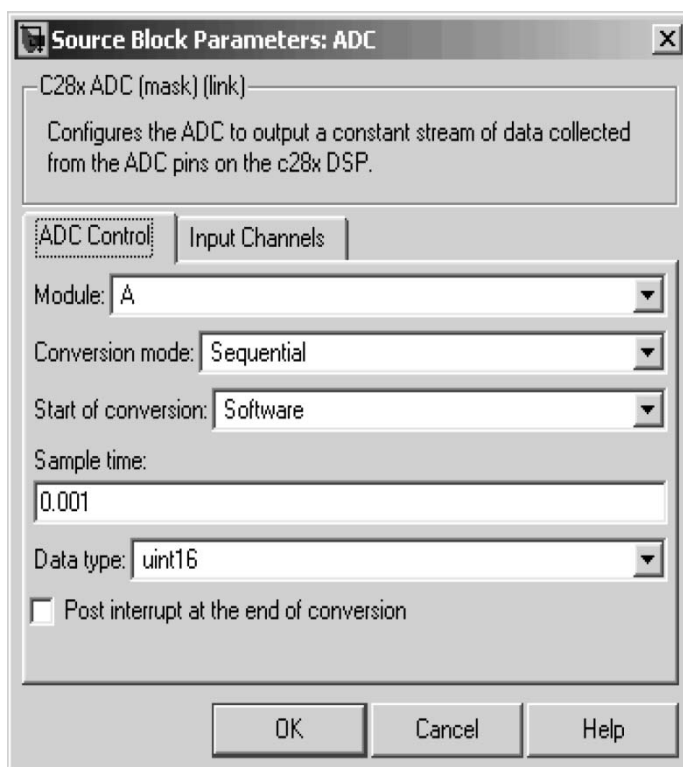


شکل (۴-۵): بلوک پالس PWM [۴۲]

خود بلوک PWM دارای یک سری تنظیمات بوده و شامل ۵ سربرگ می باشد که در پیوست یک به یک آن ها شرح داده شده است.

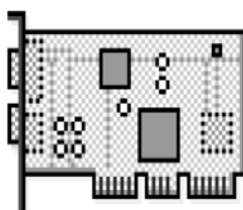
### ۳-۵-۲-۵ بلوک ADC

بلوک بعدی که مورد بررسی و شرح قرار می‌گیرد بلوک ADC می‌باشد که در شکل (۵-۵) نشان داده شده است. این بلوک جهت تبدیل سیگنال انتخاب شده جهت ورودی به پورت ADC از مبدل آنالوگ به دیجیتال مورد استفاده قرار می‌گیرد که در پیوست به طور کامل شرح داده شده است.



شکل (۵-۵): بلوک ADC [۴۲]

### ۴-۵-۲-۵ بلوک F2812 eZdsp



F2812 eZdsp

شکل (۶-۵): بلوک F2812 eZdsp [۴۲]

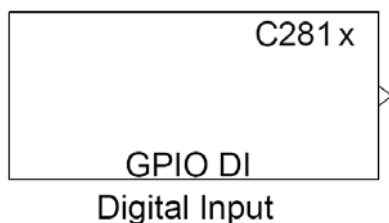
همان طور که در شکل (۶-۵) نشان داده شده، این بلوک جهت ست کردن و انتقال برنامه نوشته شده در نرم افزار MATLAB بر روی F2812، وجود این بلوک الزامی می‌باشد. موارد موجود داخل این بلوک به شما این امکان را می‌دهد که تنظیمات لازم بر روی F2812eZdsp جهت کار مربوطه

انجام دهید به طوری که با اضافه کردن این بلوک به شبیه سازی امکان تغییرات در ساخت و اتصال و فرستادن مطالب مورد نیاز امکان پذیر می گردد.

باید توجه داشت که این بلوک باید در صفحه اصلی مدل شبیه سازی باشد و یا به عبارتی اگر در داخل زیر سیستمی قرار گیرد مدار مربوطه بر روی DSP اجرا نمی گردد. نکته دیگر اینکه این بلوک به هیچ بلوک دیگری اتصال پیدا نمی کند و به تنهایی در مدل شبیه سازی قرار می گیرد.

#### ۵-۵-۲-۵ بلوک ورودی دیجیتال (Digital Input)

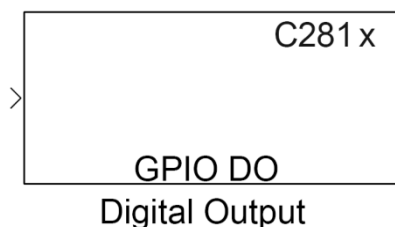
بلوک نشان داده شده در شکل (۷-۵) در شبیه سازی ها در صورت نیاز به ورودی دیجیتال مورد استفاده قرار می گیرد به طوری که با فعال نمودن هر یک از پایه های آن یک ورودی فعال می گردد.



شکل (۷-۵): بلوک ورودی دیجیتال [۴۲]

#### ۵-۵-۲-۶ بلوک خروجی دیجیتال (Digital Output)

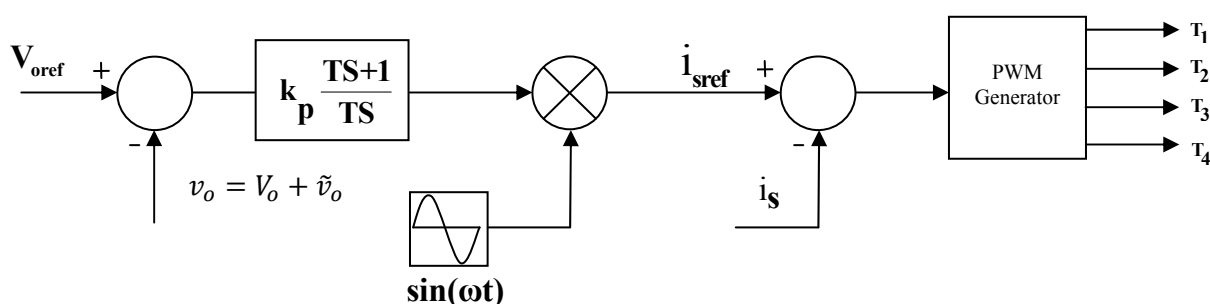
این بلوک که در شکل (۸-۵) نشان داده شده به منظور فرستادن خروجی ها بر روی پایه های DSP به صورت دیجیتال مورد استفاده قرار می گیرد به طوری که با انتخاب پایه ها در تنظیمات آن، پایه مورد نظر بر روی DSP به عنوان خروجی مورد استفاده قرار می گیرد.



شکل (۸-۵): بلوک خروجی دیجیتال [۴۲]

## ۵-۲-۶ طراحی مدار نمونه گیر ولتاژ

همانطور که در شکل (۵-۹) مشخص است برای فیدبک کردن ولتاژ خروجی به حلقه کنترل ولتاژ، نیاز به نمونه‌گیری کردن از ولتاژ خروجی می‌باشد. همانطور که گفته شد DSP دارای ۱۸ عدد ورودی ADC به منظور نمونه‌گیری کردن از سیگنال آنالوگ است. اما به علت اینکه باعث آسیب دیدگی DSP می‌شود، نمی‌توان ولتاژ قدرت را مستقیماً به پرت ADC، DSP متصل کرد.



شکل (۵-۹): مدار کنترلی یکسوکننده PWM تک فاز به منظور نشان دادن مدار نمونه‌گیر ولتاژ [۲۶]

با توجه به اینکه ورودی ADC ولتاژ تا رنج ۳ ولت را نمونه‌گیری می‌کند، ولتاژ نمونه‌گیری شده نیز باید به مقیاس ۰ تا ۳ ولت تبدیل گردد. برای این منظور هم می‌توان از سنسور ولتاژ استفاده کرد و هم می‌توان از تقسیم مقاومتی استفاده کرد. در این پروژه یکسوکننده PWM تک فاز به دلیل اینکه بار موجود در خروجی یک بار مقاومتی خالص است از سنسور جریان استفاده شده است که عملکرد آن به دلیل بار مقاومتی خالص مسابه سنسور ولتاژ می‌باشد که در ادامه طریقه کارکرد این سنسور به طور کامل توضیح داده خواهد شد. نکته دیگری که باید مورد توجه قرار گیرد این است که در اتصال ولتاژ نمونه‌گیری به ADC باید به مسئله ایزولاسیون توجه داشت به طوری که زمین قسمت ADC از زمین سنسور ولتاژ مورد نظر جدا باشد.

### ۵-۲-۷ انتخاب درایو سوئیچ

پالسی که توسط پایه PWM پردازنده DSP یا هر پردازنده و کنترلر دیگر ایجاد می‌شود نمی‌تواند به طور مستقیم به پایه گیت سوئیچ متصل شود، در ادامه به بیان دلایل لازم برای استفاده از مدار درایو به عنوان واسط بین پایه PWM برد DSP و گیت سوئیچ پرداخته می‌شود.

۱- پایه PWM برد DSP قابلیت فراهم کردن جریان تا مقدار چهار میلی آمپر را دارا می‌باشد و اگر از آن بیشتر جریان کشیده شود DSP آسیب می‌بیند به همین منظور از درایو برای سوئیچ استفاده می‌شود تا جریان اضافی که توسط سوئیچ کشیده می‌شود توسط منبع تغذیه درایو فراهم شده و هیچ آسیبی به DSP وارد نشود.

۲- خروجی پایه PWM برد DSP قادر به تولید پالس با دامنه  $3/2$  ولت است که این دامنه قادر به روشن کردن اکثر سوئیچ‌ها نمی‌باشد و با توجه به مشخصات سوئیچ این دامنه باید افزایش پیدا کند، برای مثال ممکن است برای یک ماسفت این دامنه ۲۵ ولت باشد. با استفاده از ولتاژ منبع تغذیه درایو می‌توان مقدار دامنه پالس خروجی درایو را تنظیم کرد.

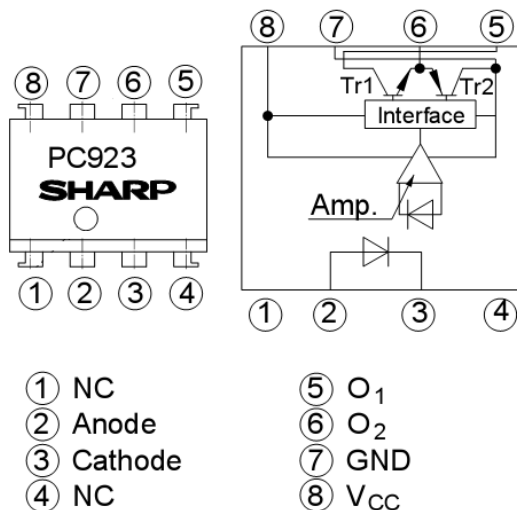
برای انجام پروژه یکسوکننده PWM تک فاز از درایو با نام PC923 استفاده شد. مدار این درایو در شکل ۵-۳ نشان داده شده است.

از جمله مزایای این IC درایو که باعث انتخاب آن برای انجام این پروژه شد می‌توان به موارد زیر اشاره کرد.

- ۱- این IC به صورت تخصصی برای درایو کردن ماسفت طراحی شده است
- ۲- دارای سرعت پاسخ بالایی است که می‌تواند برای فرکانس‌های سوئیچینگ بالا استفاده شود
- ۳- ولتاژ تغذیه آن قابلیت تغییر در رنج بالایی را دارد که باعث می‌شود برای سوئیچ‌های متنوع قابل استفاده باشد

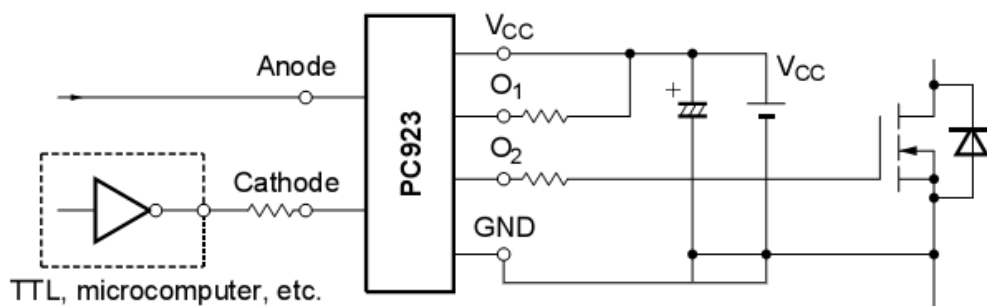
۴- دارای قابلیت جلوگیری از نویز بالایی است

۵- قابلیت ایزولاسیون بالا بین ورودی و خروجی را دارا می‌باشد



شکل (۵-۱۰): درایو ماسفت و IGBT (PC923) [۴۳]

نحوه قرارگیری این IC در مدار قدرت در شکل (۵-۱۱) نشان داده شده است. همانطور که مشخص است پالس خروجی باید بر روی پایه‌های گیت و سورس سوئیچ بیافتد. مقدار مقاومت بین خروجی درایو و گیت سوئیچ از روی مشخصات سوئیچ مشخص می‌شود. اتصال پایه O<sub>1</sub> به منبع تغذیه نیز نقش محافظتی برای خود درایو را دارد.



شکل (۵-۱۱): مدار کاربردی درایو سوئیچ (PC923) [۴۳]

## ۵-۲-۸ سوئیچ

سوئیچ مبدل‌های قدرت با توجه به توان و فرکانس سوئیچینگ انتخاب می‌شوند. معمولاً برای فرکانس‌های زیر ۴۰ کیلو هرتز از IGBT و برای فرکانس‌های بالاتر از آن، از ماسفت استفاده می‌شود. IGBT در ولتاژ و جریان‌های بالاتر بسیار ارزانتر از ماسفت می‌باشد. این سوئیچ اضافه ولتاژهای ناگهانی را بهتر از ماسفت تحمل می‌کند و دیرتر آسیب می‌بیند. ولی در اینجا به دلیل بالا بودن فرکانس سوئیچینگ از ماسفت استفاده شده است.

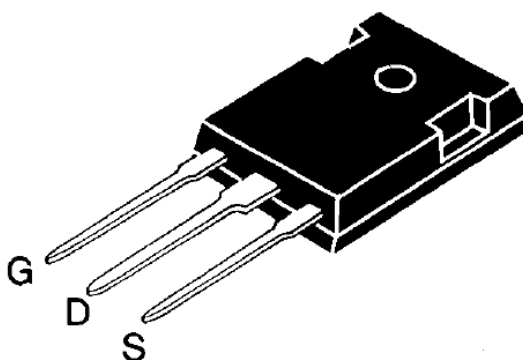
برای انجام پروژه یکسو کننده PWM تک فاز که فرکانس سوئیچینگ ۵۰ کیلو هرتز است از یک ماسفت با شماره IXFM 11 N80 استفاده شده که در شکل (۵-۱۲) نشان داده شده است [۴۴]. از دلایل انتخاب این ماسفت می‌توان به موارد زیر اشاره کرد.

۱- طراحی تخصصی برای کاربرد در منابع تغذیه DC و مبدل‌های با سوئیچینگ و

یکسوکنندگی همزمان

۲- کاربرد در فرکانس‌های بسیار بالا

۳- ولتاژ ۸۰۰ ولت، جریان ۱۱ آمپر، با قیمت بسیار مناسب ۲۰۰۰ تومان در بازار ایران



شکل (۵-۱۲): ماسفت IXFM 11 N80 [۴۴]

## ۵-۲-۹ سلف

از آنجایی که جریان خاصی که از سلف یکسوکننده PWM تک فاز می‌گذرد یک جریان AC حدود ۴ آمپر است سیمی که جهت درست کردن این سلف مورد استفاده قرار می‌گیرد باید تحمل این جریان داشته باشد. هسته سلف نیز بزرگ انتخاب شده است تا از اشباع احتمالی آن جلوگیری شود. برای انجام پروژه یکسوکننده PWM تک فاز از هسته حلقوی برای سلف استفاده شد. شماتیک این سلف در شکل (۵-۱۳) نشان داده شده است.



شکل (۵-۱۳): شماتیک سلف مورد استفاده در پروژه

## ۵-۲-۱۰ تعداد سنسورهای مورد نیاز

سیستم یکسوکننده PWM متداول جهت کنترل فیدبک و سنکرونیزم خط، تعدادی سنسور جریان و ولتاژ استفاده را می‌نماید. برای مثال، یک یکسوکننده جهت کنترل پالس‌ها به یک سنسور ولتاژ جهت سنس ولتاژ ورودی و دو سنسور جریان جهت سنس جریان بار و جریان ورودی نیازمند می‌باشد. به طوری که اندازه‌گیری جریان ورودی جهت سنکرونیزم سیستم ارائه شده بوده و به طور مشابه سنسور جریان نیز جهت استفاده در فیدبک کنترلی مورد استفاده قرار می‌گیرند.

در یک یکسوکننده افزایش اهداف موجب استفاده از سنسورهای اضافی می‌گردد و در موارد کاربردهای آنالوگ مدارات آنالوگ اضافی نیز جهت پردازش این سیگنال‌ها مورد استفاده قرار



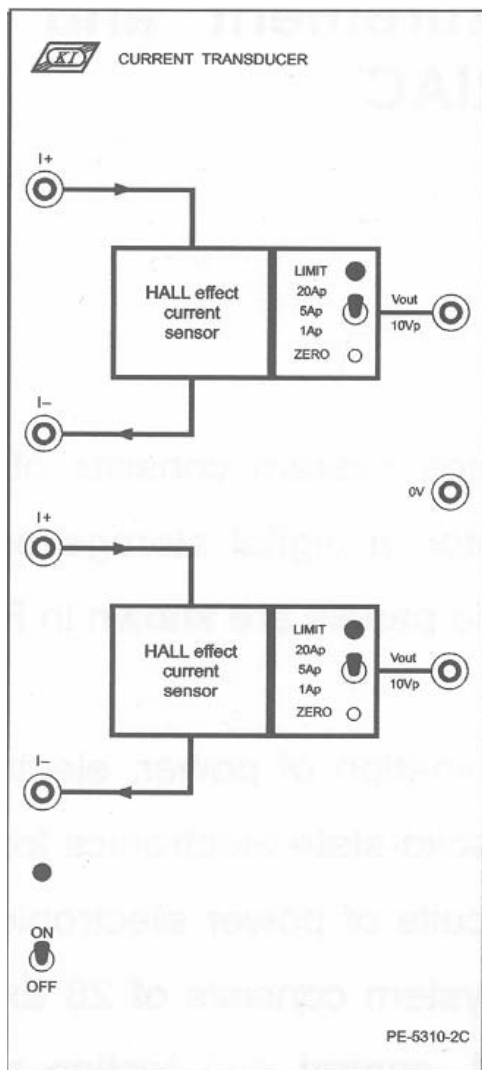
می‌گیرد. در کاربردهای دیجیتال نیز، مبدل آنالوگ به دیجیتال اضافی (ADC) نیاز می‌باشد. هزینه‌های اضافه شده در مبدل منوط به استفاده از سنسورهای بیشتر بوده و بعبارت دیگر با استفاده بیشتر سنسور، هزینه یک سیستم بالاتر خواهد رفت. اگر چه استفاده از سنسورهای بیشتر باعث افزایش دقت سیستم شده، در جایی هم ممکن است باعث افزایش اغتشاش سیستم گردد که جهت گرفتن جواب مطلوب بهتر است از تعداد مناسبی سنسور استفاده نمود.

### ۵-۲-۱۱ سنسور جریان

همان‌طور که گفته شد جهت نمونه‌گیری از ولتاژ و جریان از سنسور جریان استفاده می‌شود به طوری که در این پروژه از دو نوع سنسور جریان استفاده شده است که در ادامه به شرح مختصر خصوصیات هر یک خواهیم پرداخت.

#### ۵-۲-۱۱-۱ سنسور جریان PE-5310-2C

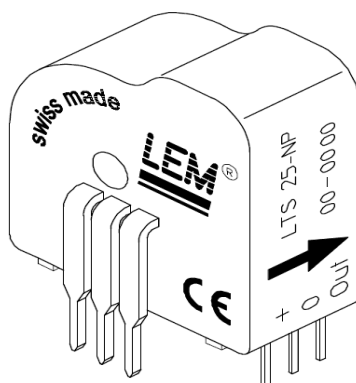
این سنسور که در شکل (۵-۱۴) نشان داده شده دارای فرکانس نمونه برداری ۲۰۰ کیلو هرتز می‌باشد، توانایی اندازه‌گیری جریان تا ۲۰ آمپر را دارا بوده و دارای سه رنج جریان در ورودی می‌باشد، به طوری که جریان‌های ۱، ۵ و ۲۰ آمپر در ورودی را به ۱۰ ولت در خروجی تبدیل می‌کند، به طوری اگر سنسور جریان به طور مثال روی ۵ آمپر بگذاریم خروجی سنسور ولتاژی ۲ برابر جریان نمونه‌گیری شده در ورودی را نشان می‌دهد [۴۵].



شکل (۵-۱۴): سنسور جریان PE-5310-2C [۴۵]

#### ۲-۱۱-۲-۵ سنسور LTS 25-NP

در نمونه گیری از جریان ورودی به دلیل اینکه این جریان به صورت سینوسی بوده از سنسوری که در بخش قبلی گفته شد نمی توان استفاده نمود. این مشکل ما را بر آن داشت تا از سنسور جریانی استفاده نمائیم که در خروجی آن قسمت منفی نداشته باشد که در شکل (۵-۱۵) شماتیک آن آمده است [۴۶].



شکل (۵-۱۵): سنسور جریان LTS 25-NP [۴۶]

این سنسور بدین صورت عمل می‌کند که هر جریانی نمونه‌گیری شده را در ضریب مشخصی ضرب نموده و آن را با  $2/5$  ولت DC جمع می‌نماید. این سنسور جریان را می‌توان در سه حالت بست که در هر حالت ضریب مورد نظر و دامنه جریان نمونه‌گیری در آن تغییر خواهد که طریقه بستن و ضرایب آن در جدول (۵-۳) داده شده است.

جدول (۵-۳): طریقه بستن و ضرایب مورد نظر در سنسور LTS 25-NP [۴۶]

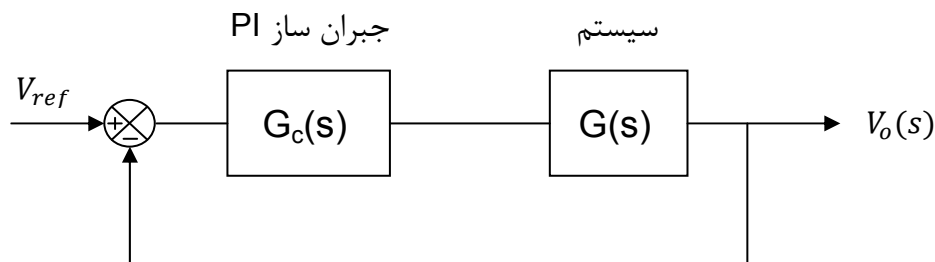
حالت	اولیه مقدار جریان	ولتاژ خروجی	طریقه اتصال
۱	$\pm 25$	$2.5 \pm 0.625$	
۲	$\pm 12$	$2.5 + 0.6$	
۳	$\pm 8$	$2.5 + 0.6$	

### ۵-۲-۱۲ فرکانس سوئیچینگ متغیر

سیستم یکسوکننده اعمالی در [۸],[۹] با فرکانس سوئیچینگ مختلف اعمال شده‌اند. که این رنج وسیعی از طیف فرکانسی تولید می‌نماید، که باعث تداخل محسوسی در ارتباطات و خطوط کنترلی می‌گردد. به طوری که اعمال فرکانس متغیر ترجیح داده می‌شود.

## ۳-۵ طراحی مدار کنترلی بر مبنای مدل فرکانسی

در روش‌های معمولی برای طراحی جبران کننده از مدل فرکانسی حلقه ولتاژ استفاده می‌شود. برای طراحی جبران کننده PI از مدل فرکانسی که در شکل (۵-۱۶) ارائه شده است، استفاده می‌شود.



شکل (۵-۱۶): مدل فرکانسی یکسوکننده PWM تک فاز برای حلقه کنترل ولتاژ

در  $G_c(s)$  تابع تبدیل جبران کننده PI و  $G(s)$  تابع تبدیل سیستم می باشد. این دو تابع تبدیل طبق معادلات (۵-۱۸) و (۵-۱۹) مشخص می‌شوند.

$$G(s) = \frac{\left( \frac{m_s^2 R_o / R_s}{1 + 2m_s^2 R_o / R_e} \right)}{1 + s \left( \frac{R_o C}{1 + 2m_s^2 R_o / R_e} \right)} \quad (5-18)$$

$$G_c(s) = K_p \frac{TS + 1}{TS} \quad (5-19)$$

همان‌طور که ملاحظه می‌گردد کنترل کننده استفاده شده یک جبران کننده PI می‌باشد که جهت ایجاد تضعیف در فرکانس‌های بالا مورد استفاده قرار می‌گیرد. جبران‌سازهای پسفاز در اساس فیلترهای پایین‌گذر هستند. بنابراین با این جبران‌سازها می‌توان در فرکانس‌های پایین بهره بزرگ داشت که این بهره بزرگ عملکرد حالت ماندگار را بهبود می‌بخشد و بهره را در فرکانس‌های بالا کاهش داد که باعث بهبود حاشیه فاز می‌شود. به خاطر کاهش پهنای باند سرعت پاسخ سیستم کم می‌شود. چون بهره در فرکانس‌های بالا کم می‌شود می‌توان بهره کل سیستم را افزایش داد به این ترتیب بهره فرکانس پایین بزرگ شده، دقت حالت ماندگار بهبود پیدا می‌یابد. بعلاوه نویزهای فرکانس بالا سیستم نیز تضعیف می‌شوند.

## ۵-۳-۱ پاسخ دینامیکی ضعیف سیستم:

همانطور که می‌دانیم فرکانس ریپل ولتاژ خروجی ۲ برابر فرکانس منبع ورودی می‌باشد که این ریپل باعث ایجاد اغتشاش در جریان ورودی می‌گردد. به منظور کم کردن اثر این مشکل، خازنی به سمت DC این یکسوکننده افزوده می‌گردد ولی ایراد این روش این است که باعث افزایش اندازه سیستم می‌گردد. دیگر روشی که می‌توان جهت رفع این مشکل اعمال نمود کم کردن پهنای باند سیستم می‌باشد، به طوری که یک سیستم یکسوکننده تک فاز طوری طراحی می‌گردد تا حلقه ولتاژ پهنای باند پایینی را داشته و بتواند اغتشاشات جریان ورودی ناشی از ریپل ولتاژ ورودی را کاهش دهد که در نتیجه، این روش باعث کاهش شدید سرعت در پاسخ ولتاژ خروجی می‌گردد و سیستم یکسوکننده پاسخ دینامیکی ضعیفی با Overshoot و Undershoot معینی در ولتاژ ورودی در طول تغییرات ناگهانی در ولتاژ و یا جریان بار از خود نشان می‌دهد. ولتاژ خروجی یک مبدل هنگامی که یک پالس در ولتاژ ورودی و خروجی که شامل بالا و پایین رفتن آن است اعمال می‌گردد، در رنج وسیعی تغییر می‌کند که باعث افزایش فرکانس‌های اضافی در محل تغذیه این سیستم می‌گردد. دیگر تاثیر ناسازگار، تلفات ناشی از تنظیم کردن می‌باشد که هزینه سیستم را بالا برده و راندمان این مبدل‌ها را کاهش می‌دهند.

در این میان روش‌های مختلفی از جمله notch فیلتر [۴۷, ۴۸]، جبران‌گر ریپل [۴۹] و Dead zone ADC [۵۰] و فیلتر مرکب [۵۱] جهت کاهش ریپل فرکانس پایین ولتاژ خروجی قبل از اندازه‌گیری و اعمال آن به حلقه کنترلی استفاده شده است که در تمامی این روش‌ها پهنای باند حلقه کنترلی افزایش پیدا می‌کند. اگر چه یک فیلتر notch یا یک جبران‌گر ریپل می‌تواند هارمونیک دوم را حذف نمایند، این روش‌ها توانایی حذف هارمونیک‌های چهارم و مرتبه‌های بالاتر ریپل ولتاژ و ولتاژ خروجی را ندارند. در نتیجه، استفاده از حلقه ولتاژ با پهنای باند بالا باعث به جود آمدن اغتشاشات هارمونیک در جریان ورودی خواهد شد [۵۰, ۵۱]. کنترل Dead zone ADC که در [۵۱] آورده شده است، جهت داشتن تناوب چرخشی کم در بارهای سبک مورد استفاده قرار می‌گیرد در حالی که

اعمال یک فیلتر مرکب نیاز به مخزن حافظه بزرگی دارد [۵۰]. روش تنظیم باند جهت تولید جریان ورودی سینوسی در حالت پایدار از حلقه ولتاژ با پهنای باند کم استفاده می‌نماید [۴۷, ۴۸]. در طول حالت گذرا جهت داشتن پاسخ دینامیکی خوب در سیستم پهنای باند حلقه ولتاژ افزایش پیدا کرده که در طول این زمان جریان ورودی حاوی ریپل فرکانس پایین خواهد شد [۵۰].

از روش های دیگری که در مورد استفاده قرار گرفته شده است، اعمال نمودن اطلاعات جریان بار به صورت پیش‌خوراند<sup>۲۰</sup> به حلقه کنترل ولتاژ جهت کاهش تغییرات ولتاژ خروجی در حال تغییر بار می‌باشد. حتی اگر این روش به طور خیلی خوب عمل نمایند، به دلیل نیاز به سنسورهای جریان بار، هزینه این سیستم ها افزایش می‌یابند.

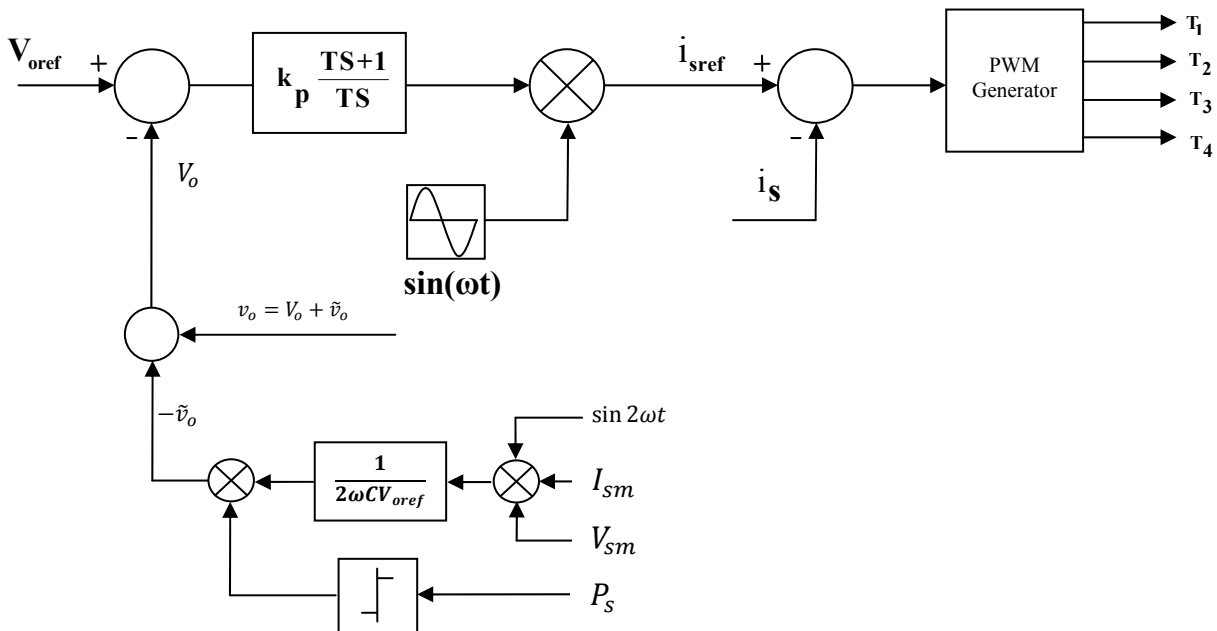
بنابراین، اگر ریپل ولتاژ خروجی قبل از وارد شدن به کنترل‌کننده حذف گردد، می‌توان پاسخ سیستم را مناسب‌تر نمود بدون اینکه اطلاعات جریان بار از دست داد در حالی که جریان ورودی نیز سینوسی می‌باشد.

در ادامه این فصل نیز روشی جهت بهبود بخشیدن سرعت پاسخ دینامیکی سیستم ارائه می‌گردد که با جبران ریپل ولتاژ خروجی باعث می‌شود این بهبود اتفاق بیافتد.

### ۵-۱-۳-۱ روش پیشنهادی جهت جبران ریپل ولتاژ خروجی

همانطور که در شکل (۵-۱۷) ملاحظه شد، ولتاژ خروجی تغذیه به کنترل‌کننده PI، از مقدار متوسط و مقدار ریپل تشکیل شده است. هدف از این کنترل حذف ریپل ولتاژ خروجی به گونه‌ای است که پهنای حلقه ولتاژ بالاتر از پهنای حلقه کنترل ولتاژ در حالت متداول باشد. جهت حذف ریپل ولتاژ خروجی در ابتدا نیاز به یافتن این ریپل در ولتاژ خروجی است که به همین دلیل تخمین‌گر ریپل ولتاژ خروجی معرفی می‌گردد. به طوری که این تخمین‌گر جهت پیدا کردن ریپل ولتاژ در خروجی نیاز به مقدار پیک ولتاژ و جریان منبع و جهت توان ورودی و همچنین یک تابع سینوسی به فرکانس ۲ برابر فرکانس ولتاژ منبع به عنوان متغیرهای ورودی دارد.

<sup>20</sup> Feed Forward



شکل (۵-۱۷): طرح کنترلی پیشنهادی

## ۵-۳-۱-۲ آنالیز ریپل ولتاژ خروجی

با توجه به رابطه (۵-۱)، جریان ورودی را می‌توان به صورت رابطه زیر تعریف نمود:

$$i_s(t) = I_{sm} \sin(\omega t - \varphi) \quad (۵-۲۰)$$

که در آن  $V_{sm}$  و  $I_{sm}$  به ترتیب مقدار پیک ولتاژ و جریان منبع می‌باشند. و  $\varphi$  زاویه مکانی می‌باشد. اگر فرض نمائیم که ضریب قدرت ورودی برابر یک است. زاویه  $\varphi$  برابر صفر است، اگر در حالت یکسوکنندگی بوده و  $\pi$  است، اگر در حالت بازگشت انرژی می‌باشد.

با استفاده از (۵-۱) و (۵-۲۰) توان لحظه‌ای طرف AC را می‌توان به صورت زیر بیان نمود.

$$P_s(t) = v_s(t)i_s(t) \quad (۵-۲۱)$$

$$P_s(t) = \frac{V_{sm}I_{sm}}{2} \cos\varphi - \frac{V_{sm}I_{sm}}{2} \cos\varphi \cos(2\omega t) \quad (۵-۲۲)$$

همان طوریکه در (۲۱-۵) مشاهده می‌شود، توان لحظه‌ای شامل توان متوسط  $P_s$  و توان نوسانی  $\tilde{p}_s$  می‌باشد. علامت توان منبع هنگامی که در حالت یکسوکنندگی کار می‌کند مثبت و هنگامی که در حالت بازگشت انرژی است منفی می‌باشد.

مشابه توان AC، توان طرف DC نیز شامل توان متوسط که توسط جریان بار تولید و توان ریپل ناشی از خازن خروجی می‌باشد، و داریم:

$$p_o(t) = V_o I_o + CV_o \frac{d\tilde{v}_o}{dt} \quad (23-5)$$

که در آن  $V_o$  و  $I_o$  به ترتیب متوسط ولتاژ و جریان خروجی،  $\tilde{v}_o$  ریپل ولتاژ خروجی می‌باشد. فرض می‌کنیم که، در مبدل و سلف توانی تلف نمی‌گردد. با این فرض، توان طرف DC با توان ناشی از طرف AC برابر می‌باشد که آن را می‌توان با رابطه (۲۴-۵) تعریف نمود.

$$p_s(t) = p_o(t) \quad (24-5)$$

با استفاده از رابطه (۲۳-۵) توان ریپل را می‌توان به صورت زیر نمایش داد:

$$CV_o \frac{d\tilde{v}_o}{dt} = -\frac{V_{sm} I_{sm}}{2} \cos \varphi \cos(2\omega t) \quad (25-5)$$

با استفاده از از رابطه (۲۵-۵)، ریپل ولتاژ خروجی به صورت نشان داده شده در رابطه (۲۶-۵) در می‌آید:

$$\tilde{v}_o = -\frac{V_{sm} \hat{I}_{sm}}{4\omega CV_{oref}} \cos \varphi \sin(2\omega t) \quad (26-5)$$

حال اگر ولتاژ متوسط خروجی کاملاً کنترل گردد، متوسط ولتاژ خروجی برابر با ولتاژ مرجع  $V_{oref}$  می‌گردد.  $\cos \varphi$  نیز با فرض اینکه در حالت با ضریب توان ۱ اعمال شده، می‌تواند علامت توان ورودی در حالت یکسوکنندگی یا بازگشت انرژی را نشان دهد. و داریم:

$$\tilde{v}_o = -\frac{V_{sm} \hat{I}_{sm}}{4\omega CV_{oref}} \text{sign}(p_s) \sin(2\omega t) \quad (27-5)$$



## ۳-۱-۳-۵ تخمین پیک ولتاژ و جریان منبع

همانطور که در شکل (۵-۱۰) نشان داده شد، متغیرهای ورودی جهت محاسبه ریپل ولتاژ خروجی، عبارتند از  $\sin(2\omega t)$ ، مقدار پیک ولتاژ و جریان ورودی که مقدار پیک ولتاژ و جریان ورودی توسط تکنیکی که در ادامه بیان می‌شود معرفی می‌گردند.

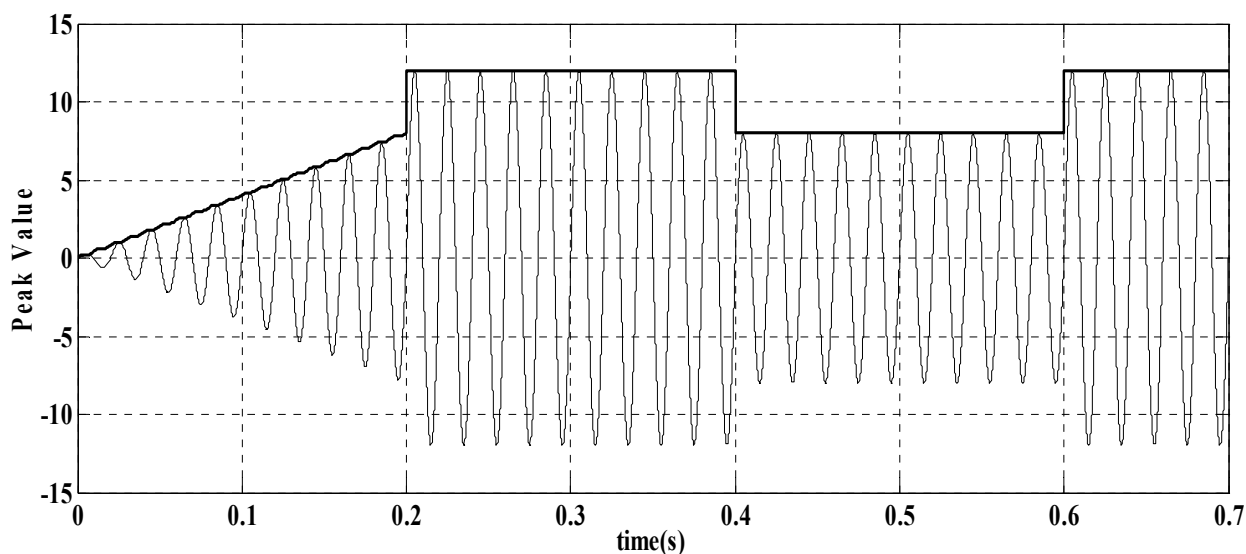
اگر ولتاژ ورودی سینوسی باشد مشتق اول آن به صورت زیر خواهد بود:

$$v_s'(t) = \omega V_{sm} \cos(\omega t) \quad (۲۸-۵)$$

بنابراین مقدار پیک ولتاژ ورودی به صورت زیر محاسبه می‌گردد.

$$V_{sm} = \sqrt{V_s^2(t) + \left(\frac{v_s'(t)}{\omega}\right)^2} \quad (۲۹-۵)$$

پیک جریان ورودی نیز به همین منوال محاسبه می‌گردد.



شکل (۵-۱۸): مقدار پیک بدست آمده برای یک موج

که در آن  $t_g$  ثابت زمانی فیلتر پایین گذر که جهت محدود نمودن نویزهای فرکانسی بالا است می‌باشد. شکل موج جریان به همراه مقدار پیک تخمین زده شده آن در شکل (۵-۱۸) نشان داده شده است.

اگر با اعمال نمودن این روش پهنای باند سیستم افزایش یافته و سرعت پاسخ دهی سیستم نیز افزایش می یابد ولی با این حال THD جریان ورودی بالا بوده به طوری که توابع هدف، تابع مقادیر کنترل کننده و خازن ورودی  $(C, K_p, T)$  می باشد که در زیر تاثیرات تغییر در هر یک از این سه پارامتر را بر روی توابع هدف در خروجی به طور مجزا بررسی خواهیم کرد.

### ۵-۳-۲ تأثیر تغییر در پارامترهای متغییر بر روی توابع هدف

در این بخش با تغییر یک پارامتر و با فرض ثابت ماندن بقیه پارامترها تأثیر تک تک آن‌ها را بر روی توابع هدف مورد بررسی قرار خواهیم داد.

#### ۱. تأثیر تغییر در پارامتر C بر روی توابع هدف

جدول (۴-۵): چگونگی تغییر در توابع هدف با تغییر در پارامتر C

C( $\mu$ F)	$K_p$	T (s)	Settling time (s)	Ripple (%)	THD	Power Factor
390	4	0.04	0.2	2.71457	8.65	0.9983
470	4	0.04	0.22	2.26987	7.6	0.9988
560	4	0.04	0.2345	1.90392	6.88	0.9992
680	4	0.04	0.25	1.56347	6.62	0.9995
820	4	0.04	0.29	1.29272	6.31	0.9996
1000	4	0.04	0.3489	1.05232	4.88	0.9998
1200	4	0.04	0.4	0.89007	5.38	0.9999

همانطور که در جدول (۴-۵) ملاحظه می گردد با افزایش مقدار خازن مقدار ریبیل ولتاژ خروجی و THD جریان ورودی کاهش پیدا می کند ولی از طرف دیگر Settling time افزایش یافته و نیز باید توجه داشت که افزایش خازن سبب حجیم شدن سیستم و به تبع افزایش قیمت این سیستم خواهد شد.

۲. تأثیر تغییر در پارامتر  $K_p$  بر روی توابع هدفجدول (۵-۵): چگونگی تغییر در توابع هدف با تغییر در پارامتر  $K_p$ 

C( $\mu$ F)	$K_p$	T (s)	Settling time (s)	Ripple (%)	THD	Power Factor
820	2	0.04	0.35	1.30512	5.22	1
820	2.2	0.04	0.3464	1.29507	5.4	0.9999
820	2.4	0.04	0.3412	1.30037	5.36	0.9999
820	2.6	0.04	0.3387	1.29137	5.69	0.9999
820	2.8	0.04	0.3342	1.29017	5.69	0.9999
820	3	0.04	0.3282	1.2825	5.92	0.9998
820	3.2	0.04	0.3228	1.28947	6.17	0.9998
820	3.4	0.04	0.3162	1.29032	6.05	0.9997
820	3.6	0.04	0.3129	1.29315	5.94	0.9997
820	3.8	0.04	0.3065	1.28482	6.32	0.9996
820	4	0.04	0.3013	1.29272	6.31	0.9996
820	4.2	0.04	0.2952	1.29507	6.42	0.9996
820	4.4	0.04	0.2902	1.28405	6.69	0.9995
820	4.6	0.04	0.2842	1.27287	6.9	0.9995
820	4.8	0.04	0.2705	1.4131	6.36	0.9994
820	5	0.04	0.2635	1.30595	6.7	0.9994
820	5.1	0.04	0.2589	1.2947	6.64	0.9994

همان طور که از جدول (۵-۵) بر می آید افزایش  $k_p$  باعث افزایش THD جریان ورودی شده و از طرف دیگر باعث کاهش یافتن settling time خواهد شد. در این پروسه مقدار رپل ولتاژ ورودی نیز تقریباً بدون تغییر باقی خواهد ماند.

## ۳. تأثیر تغییر در پارامتر T بر روی توابع هدف

جدول (۶-۵): چگونگی تغییر در توابع هدف با تغییر در پارامتر T

C( $\mu$ F)	K <sub>p</sub>	T (s)	Settling time (s)	Ripple (%)	THD	Power Factor
820	3	0.01	0.55	1.28022	5.3	1
820	3	0.02	0.35	1.29317	5.18	1
820	3	0.03	0.31	1.2925	5.41	0.9999
820	3	0.04	0.26	1.2825	5.92	0.9998
820	3	0.05	0.36	1.2778	6.34	0.9997
820	3	0.06	0.4	1.27917	6.84	0.9996
820	3	0.07	0.4	1.3004	6.89	0.9994
820	3	0.08	0.46	1.29847	7.19	0.9992

همان طور که در جدول (۶-۵) نشان داده شده است افزایش پارامتر T سبب افزایش مقدار THD جریان ورودی شده و از طرف دیگر کاهش مقدار ضریب توان ورودی را در بر دارد. ضمناً Settling time نیز تغییراتی نوسانی را داشته و در این پروسه مقدار ریبیل ورودی تغییرات محسوسی را دارا نمی‌باشد.

جدول (۷-۵): چگونگی تغییر توابع هدف با تغییر پارامترهای مبدل

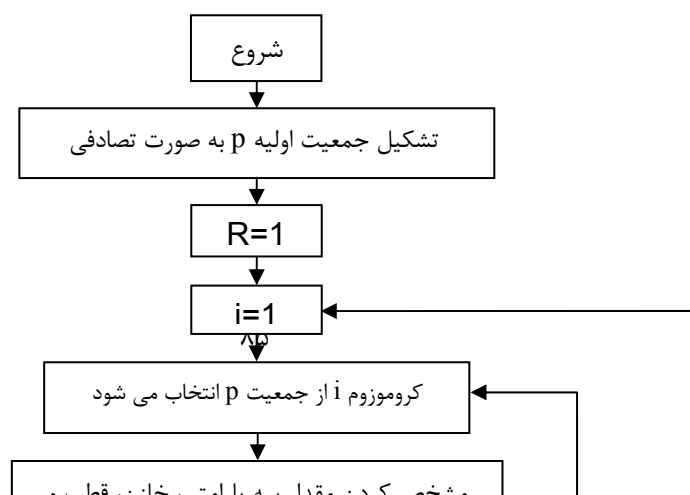
Power Factor	THD	Ripple (%)	Settling time (s)	
افزایش	کاهش	کاهش	افزایش	C( $\mu$ F)
کاهش	افزایش	افزایش	کاهش	K <sub>p</sub>
کاهش	افزایش	نامنظم	کاهش	T

همان طور که از جدول (۷-۵) بر می‌آید با تغییر یکی از پارامترها و ثابت نگه داشتن بقیه آن‌ها نمی‌توان جواب مطلوبی را بدست آورد و به عبارت دیگر تغییر تنها یک پارامتر سبب بهبود یک پارامتر از یک طرف و خراب شدن بقیه توابع هدف از طرف دیگر خواهد شد. به همین سبب جهت بدست

آوردن بهینه‌ترین جواب باید از روش‌های بهینه‌سازی استفاده نمود که در این پروژه از روش الگوریتم ژنتیک استفاده شده است که یکی از کاربردی‌ترین و قوی‌ترین روش‌های بهینه‌سازی می‌باشد [۵۲-۵۵].

### ۳-۳-۵ بهینه‌سازی یکسوکننده PWM تک فاز با استفاده از الگوریتم ژنتیک

همانطور که در بالا بحث شد، پارامترهای یکسوکننده PWM تک فاز که برای ما اهمیت دارند با یکدیگر در تضاد هستند و با بهبود یکی، دیگر پارامترها دچار افت می‌شوند. نکته قابل توجه در این روش آن است که برای بدست آوردن مقادیر محدوده پارامترها از برنامه SIMULINK MATLAB استفاده شده و طراحی بر مبنای آن‌ها صورت می‌گیرد. این الگوریتم بدین صورت می‌باشد که ابتدا یک جمعیت اولیه ۵۰ تایی تشکیل شده و برنامه با این جمعیت ۱۰۰ بار تکرار می‌گردد. در ضمن ضریب Crossover مربوط به الگوریتم ژنتیک برابر با ۰/۸ در نظر گرفته شده است. فلوچارت اجرای این برنامه بهینه‌سازی در شکل (۵-۱۹) آمده است.



با استفاده از این الگوریتم بهینه سازی، مقادیر بهینه سازی به صورت نشان داده شده در جدول (۸-۵) بدست می‌آید.

جدول (۸-۵): مقادیر بدست آمده برای متغیرها با استفاده از بهینه سازی

$K_p$	T (s)	C (F)
4	0.045	$1200 \times 10^{-6}$

که با این مقادیر بدست آمده از طریق بهینه سازی مقادیر مطلوب به صورت نشان داده شده در جدول (۹-۵) خواهند شد:

جدول (۹-۵): مقادیر مطلوب با استفاده از بهینه سازی

زمان نشست (S)	ریپل ولتاژ خروجی	$\cos \varphi$	THD (%) جریان ورودی
0.1334 s	1.022%	0.999	5.49

#### ۴-۵ خلاصه فصل

- ۱- برای یکسوکننده PWM تک فاز ابتدا باید به طراحی مقادیر پارامترهای پسیو پرداخت، سپس پردازنده مناسب را برای اعمال مدار کنترلی انتخاب کرد. انتخاب عناصر نیمه‌هادی مناسب برای به کار گیری در ساخت پروژه نیز از اهمیت برخوردار است.
- ۲- برای مدار کنترلی و فیدبک کردن ولتاژ و جریان نیاز به طراحی یک مدار نمونه‌گیری ولتاژ و جریان می‌باشد، سوئیچ اکتیو نیز برای جلوگیری از آسیب دیدن نیاز به هیت سینک دارد.
- ۳- در طراحی مدار کنترلی، مقادیر ضرایب جبران‌کننده کنترلر و خازن بر مبنای مقادیر مطلوب بدست می‌آیند.
- ۴- در طراحی کنترلر به روش الگوریتم ژنتیک، مشخصات متضاد یکسوکننده PWM تک فاز به عنوان توابع هدف در نظر گرفته شده و مقدار بهینه ضرایب جبران‌کننده و خازن بدست می‌آیند.

فصل ۶

# نتایج شبیه سازی و ساخت پروژه



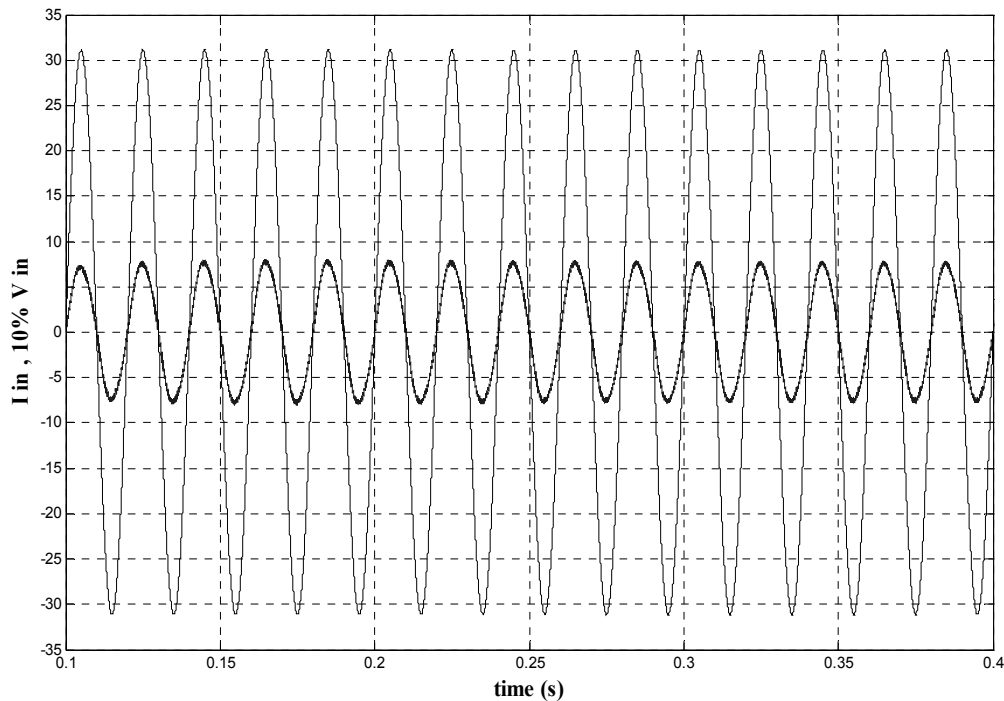
### ۱-۶ مقدمه

در این فصل در ابتدا پاسخ‌های یکسوکننده PWM تک فاز با استفاده از مدار کنترلی و خازن طراحی شده بر مبنای تابع مطلوب مورد بررسی قرار می‌گیرد و سپس با استفاده از نتایج شبیه‌سازی، صحت ضرایب بهینه ارائه شده در فصل قبل تایید می‌شود و مقایسه‌ای نیز بین این نتایج و نتایج حاصل از طراحی به روش معمول صورت می‌گیرد. در قسمت دوم این فصل، با استفاده از نتایج ساخت صحت ضرایب ارائه شده در قسمت بهینه‌سازی مورد بررسی قرار می‌گیرد.

### ۲-۶ نتایج شبیه سازی

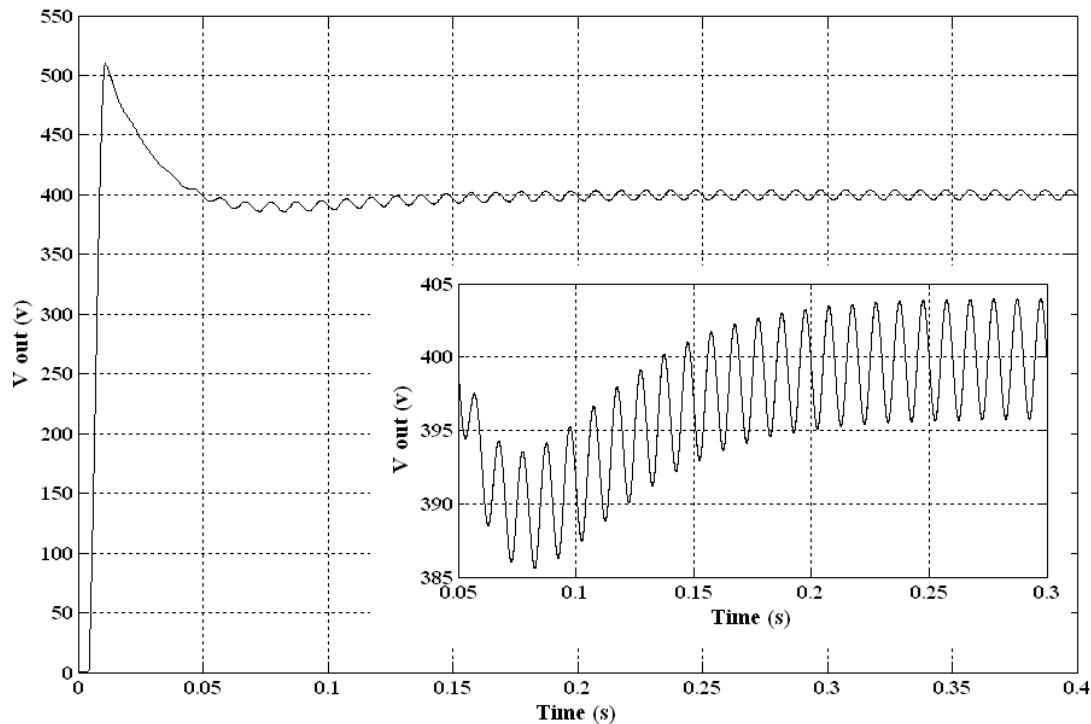
#### ۱-۲-۶ نتایج شبیه سازی برای کنترلر طراحی شده بر مبنای مدل فرکانسی

در فصل قبل طراحی کنترلر بر مبنای مقادیر مطلوب بررسی شده و مقدار ضرایب  $K_P$  برابر با ۴ و مقدار  $T$  برابر با ۴۵ میلی ثانیه بدست آمد. با این ضرایب جریان ورودی دارای THD برابر با ۳/۱۹ درصد می‌باشد. این جریان در شکل (۱-۶) نشان داده شده است. برای مشخص شدن ضریب توان، این شکل موج به همراه ۱۰ درصد ولتاژ ورودی نشان داده شده است.



شکل (۶-۱): جریان ورودی یکسوکننده PWM تک فاز با T برابر با ۴۵ میلی ثانیه و KP برابر با ۴، مقدار THD جریان ورودی، ۳/۱۹ درصد

در هنگام راه اندازی یکسوکننده PWM تک فاز پاسخ راه اندازی (زمان نشست) باید از سرعت مناسب در رسیدن به مقدار مطلوب برخوردار باشد، اما این همان طور که در جداول فصل قبل دیده شد سرعت پاسخ دهی با THD جریان ورودی متضاد است و به عبارتی با بهبود زمان نشست، THD جریان ورودی افزایش می یابد. برای ضرایب جبران کننده طراحی شده به روش معمول این پاسخ در شکل (۶-۱) نشان داده شده است و همانطور که مشخص است زمان نشست برابر با ۱۳۴ میلی ثانیه می باشد که در شکل (۶-۲) آمده است.

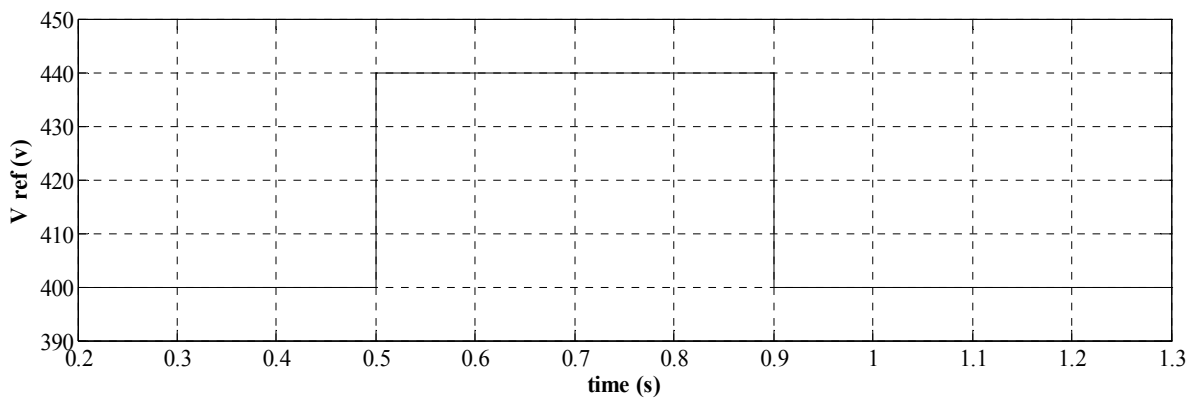


شکل (۲-۶): پاسخ راه اندازی یکسوکننده PWM تک فاز با ضرایب PI طراحی شده زمان نشست برابر با ۱۳۴ میلی ثانیه

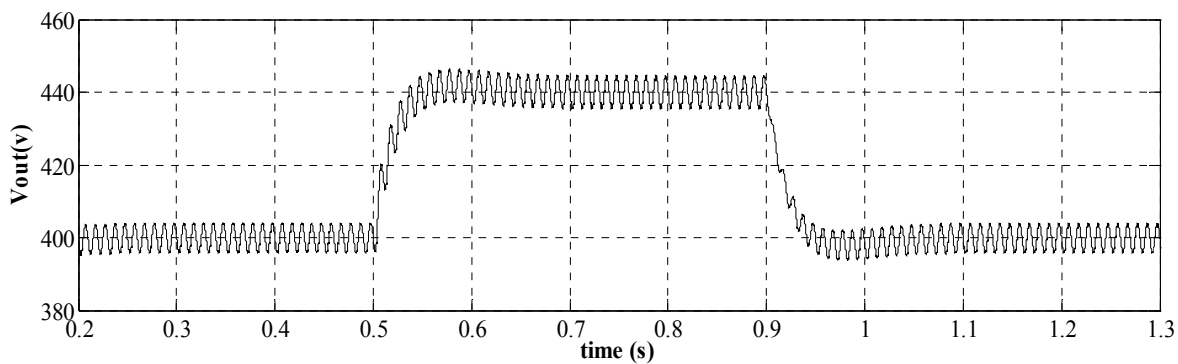
معمولاً برای بررسی پاسخ ولتاژ خروجی یکسوکننده‌ها، تغییرات در سه پارامتر عبارت از تغییر پله در ولتاژ ورودی، تغییر پله در بار و تغییر پله در ولتاژ مرجع در نظر گرفته می‌شود که این تغییرات در ادامه در سه بخش نشان داده خواهد شد.

### ۲-۲-۶ تغییر پله در ولتاژ مرجع

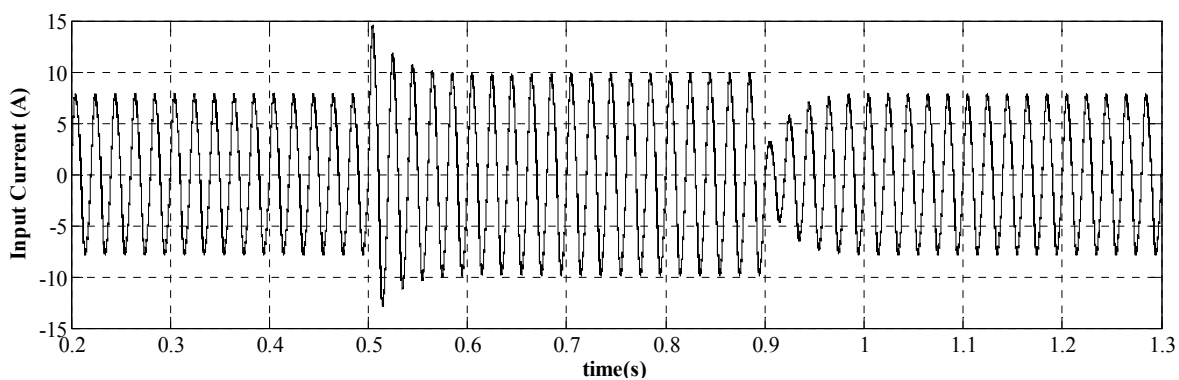
در هنگام کار یکسوکننده PWM تک فاز ممکن است که ولتاژ DC خروجی در یک مقدار جدید تنظیم شود بنابراین بررسی سرعت پاسخ ولتاژ خروجی به تغییر پله در ولتاژ مرجع اهمیت می‌یابد. برای ضرایب PI طراحی شده این پاسخ در شکل (۴-۶) نشان داده شده است. این پاسخ دینامیکی به ازای تغییر در ولتاژ مرجع، از ۴۰۰ ولت به ۴۴۰ ولت مطابق با شکل موج، شکل (۳-۶) است و نیز شکل موج‌های ولتاژ خروجی، جریان ورودی، ضریب قدرت، جریان عبوری و ولتاژ دو سر یکی از سوئیچ‌ها به تغییر در ولتاژ مرجع در شکل‌های (۴-۶) تا (۸-۶) به ترتیب نشان داده شده است.



شکل (۳-۶): تغییر از ۴۰۰ به ۴۴۰ ولت در ولتاژ مرجع در لحظه ۰/۵ ثانیه و برگشت به حالت اولیه در ثانیه ۰/۹



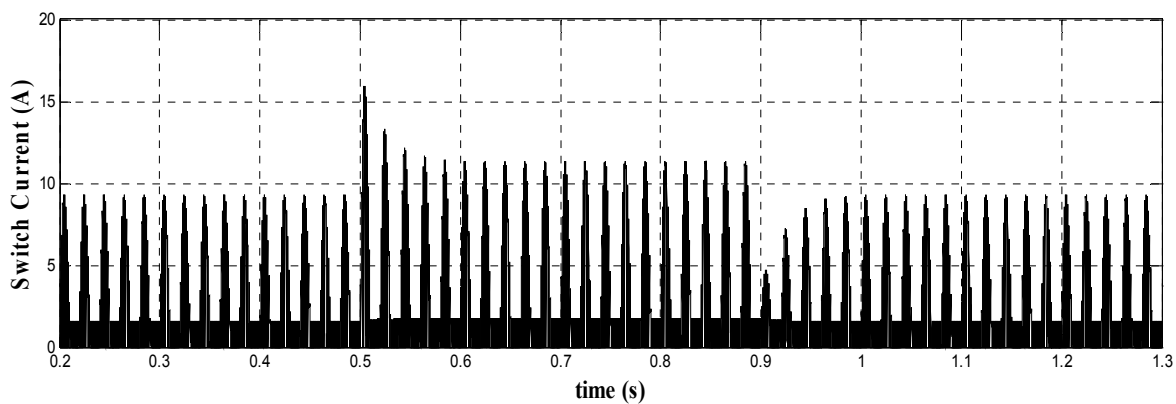
شکل (۴-۶): شکل موج ولتاژ خروجی به تغییر در ولتاژ مرجع



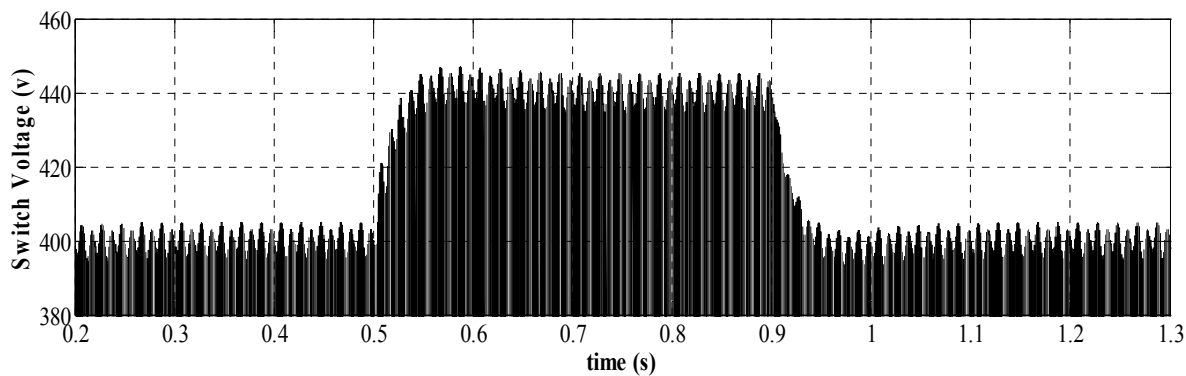
شکل (۵-۶): افزایش جریان ورودی در ۰/۵ ثانیه و بازگشت به حالت اولیه در ثانیه ۰/۹

همان طور که در شکل (۴-۶) مشاهده می‌کنید با افزایش در ولتاژ مرجع از ۴۰۰ به ۴۴۰ ولت در لحظه ۰/۵ ثانیه، ولتاژ خروجی نیز در ۰/۵ ثانیه به مقدار جدید یعنی ۴۴۰ ولت خود می‌رسد. در این لحظه (۰/۵ ثانیه) به دلیل افزایش در ولتاژ مرجع و با داشتن بار مقاومتی توان خروجی افزایش پیدا

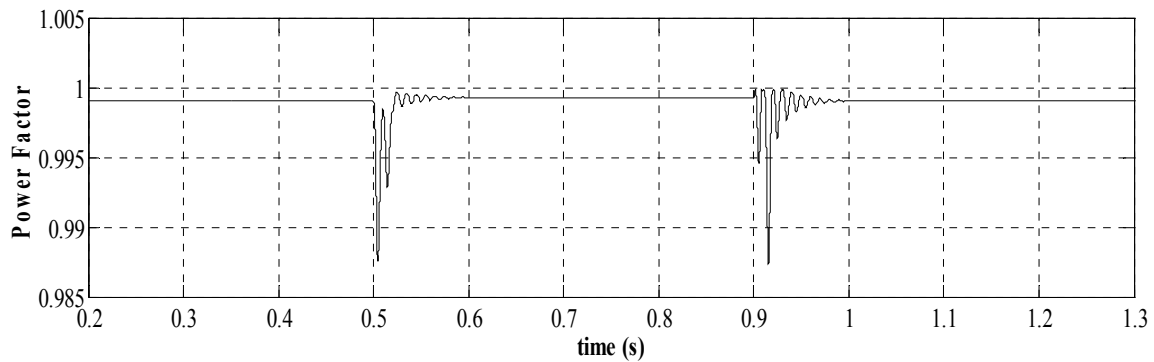
می‌کند و با توجه به اینکه با توان در ورودی و خروجی یکی باشد و با در نظر گرفتن اینکه ولتاژ ورودی ثابت است جریان در ورودی افزایش پیدا می‌کند. در لحظه ۰/۹ ثانیه نیز با کاهش ولتاژ مرجع از ۴۴۰ ولت به ۴۰۰ ولت نیز مدار به حالت اولیه خود باز می‌گردد و جریان ورودی کاهش پیدا خواهد کرد. این افزایش و کاهش لحظه‌ای جریان به ترتیب باعث افزایش در جریان و ولتاژ دو سر سوئیچ‌ها شده و در ضمن تغییر در ضریب قدرت ورودی را نیز در پی دارد که به ترتیب در شکل‌های (۶-۶) تا (۶-۸) به وضوح نشان داده شده است.



شکل (۶-۶): جریان عبوری از یکی از سوئیچ‌ها و تغییرات آن در اثر تغییر در ولتاژ مرجع



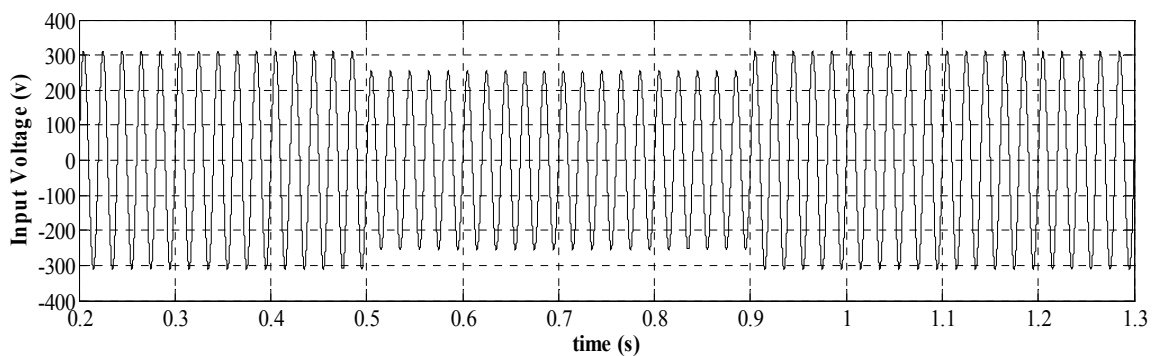
شکل (۶-۷): ولتاژ دو سر یکی از سوئیچ‌ها و تغییرات آن در اثر تغییر در ولتاژ مرجع



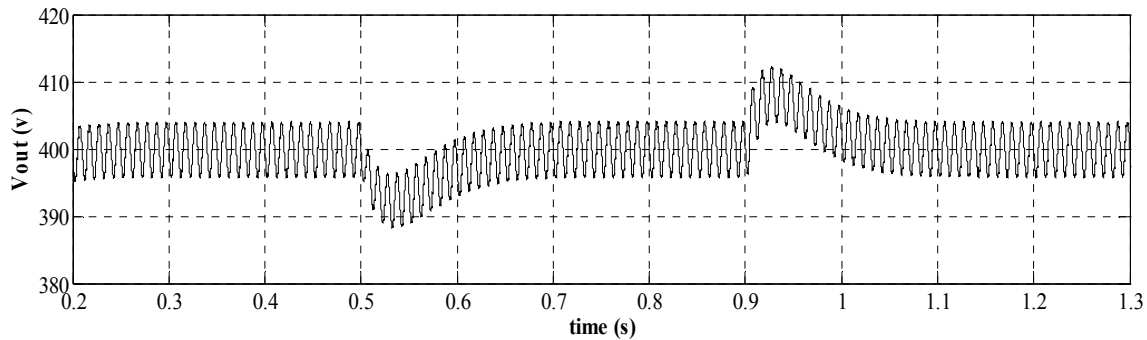
شکل (۶-۸): تغییرات در ضریب قدرت در اثر تغییر در ولتاژ مرجع

### ۶-۲-۳ تغییر پله در ولتاژ ورودی

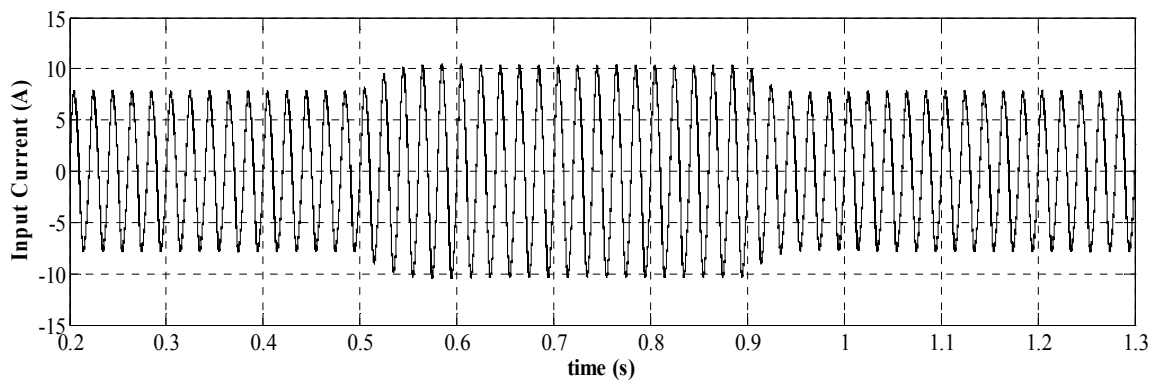
از آنجایی که در شبکه به علت اتصال بارهای دیگر احتمال افت ولتاژ وجود دارد پاسخ دینامیکی یکسوکننده PWM تک فاز به تغییرات پله در ولتاژ ورودی بسیار مهم بوده و باید بررسی گردد. این پاسخ برای تغییر در ولتاژ ورودی از ۲۲۰ ولت به ۱۸۰ ولت مطابق با شکل موج شکل (۶-۹) بوده و شکل موج‌های ولتاژ خروجی، جریان ورودی، ضریب قدرت، جریان عبوری و ولتاژ دو سر یکی از سوئیچ‌ها به تغییر در ولتاژ مرجع به ترتیب در شکل‌های (۶-۴) تا (۶-۸) نشان داده شده است.



شکل (۶-۹): تغییر در ولتاژ ورودی از ۲۲۰ ولت به ۱۸۰ ولت



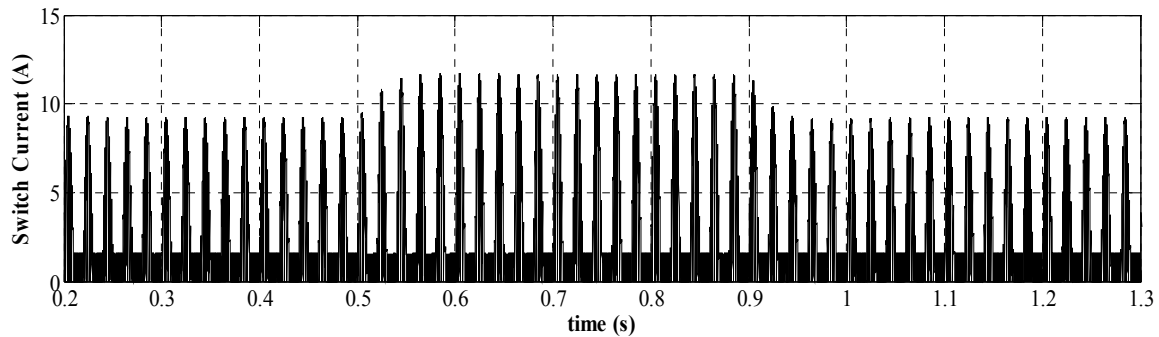
شکل (۶-۱۰): شکل موج ولتاژ خروجی به تغییر در ولتاژ ورودی از ۲۲۰ به ۱۸۰ ولت



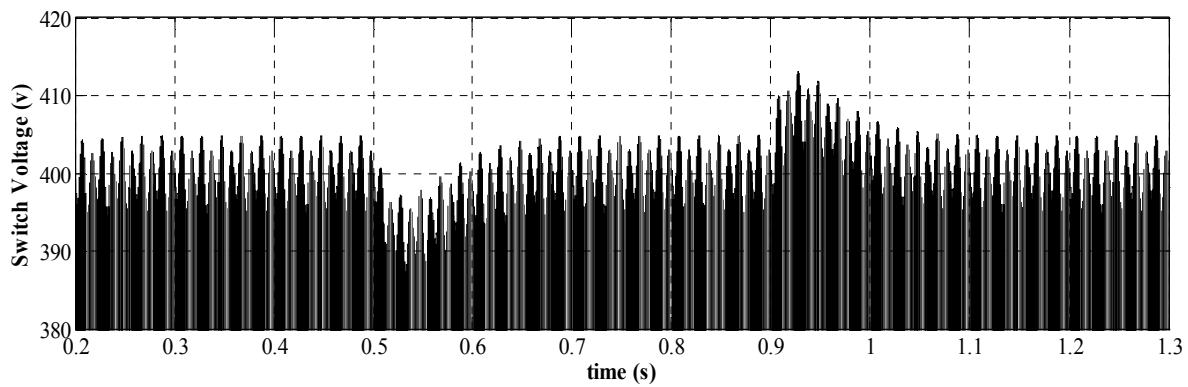
شکل (۶-۱۱): افزایش در جریان ورودی در لحظه ۰/۵ ثانیه و برگشت به حالت اولیه در ۰/۹ ثانیه

همان طور که در شکل (۶-۱۰) مشاهده می‌شود با تغییر در ولتاژ ورودی از ۲۲۰ ولت به ۱۸۰ ولت در لحظه ۰/۵ ثانیه و ثابت نگه داشتن ولتاژ مرجع در ۴۰۰ ولت به دلیل کاهش در ولتاژ ورودی، ولتاژ خروجی نیز کاهش پیدا کرده و در این لحظه با افزایش جریان ورودی، ولتاژ خروجی دوباره به ولتاژ مرجع مورد نظر می‌رسد که این زمان ۱/۵ ثانیه به طول می‌انجامد. در حالت برگشت ولتاژ ورودی به حالت اولیه نیز به طبع ولتاژ خروجی برای لحظه‌ای افزایش پیدا کرده، که این افزایش با کاهش جریان ورودی جبران شده و ولتاژ خروجی به مقداری که از قبل داشته باز می‌گردد. این افزایش لحظه‌ای و کاهش لحظه‌ای جریان به ترتیب باعث افزایش و کاهش در جریان سوئیچ‌ها و کاهش و افزایش در ولتاژ ورودی به ترتیب کاهش و افزایش در ولتاژ دو سر سوئیچ‌ها را به دنبال خواهد داشت و در ضمن این نوسانات در ولتاژ و جریان ورودی تغییر در ضریب قدرت ورودی را نیز در پی دارد که این تغییرات

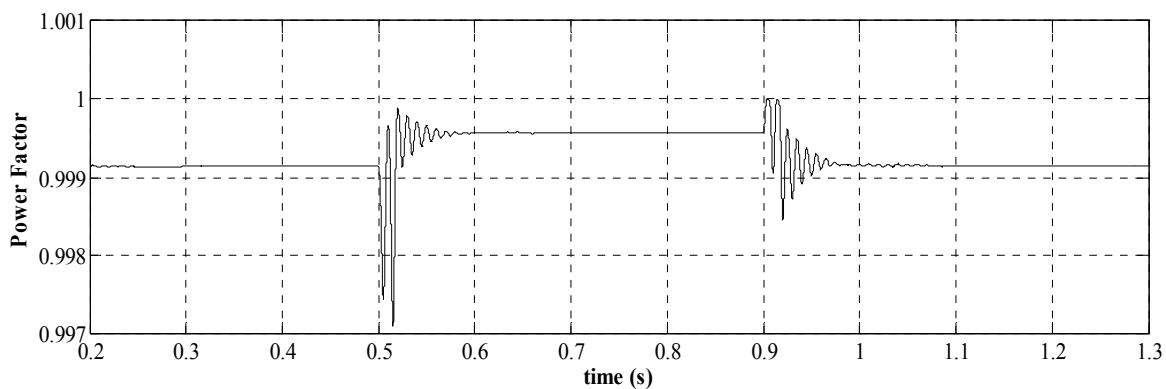
در ولتاژ و جریان سوئیچ‌ها و تغییر در ضریب قدرت ورودی به ترتیب در شکل‌های (۱۲-۶) تا (۱۴-۶) به وضوح نشان داده شده‌اند.



شکل (۱۲-۶): شکل موج جریان عبوری از سوئیچ به تغییر در ولتاژ ورودی



شکل (۱۳-۶): تغییر در ولتاژ دو سوئیچ

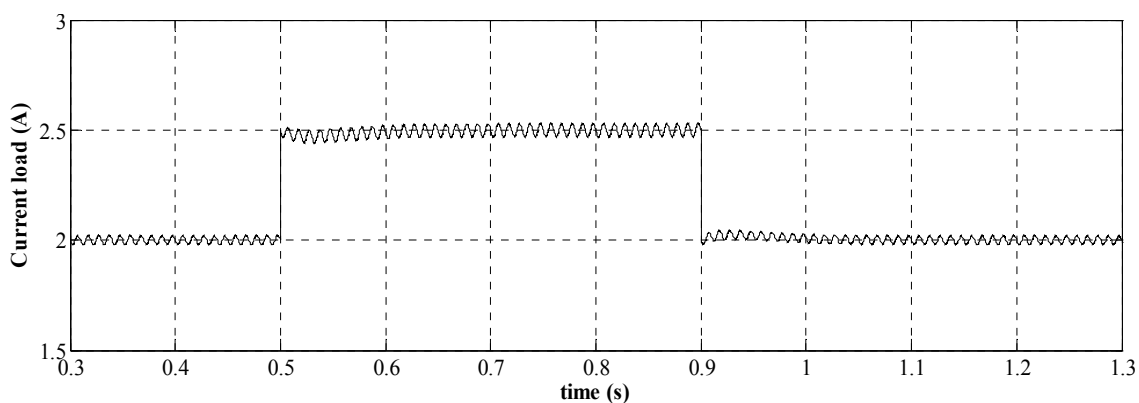


شکل (۱۴-۶): شکل موج ضریب قدرت ورودی

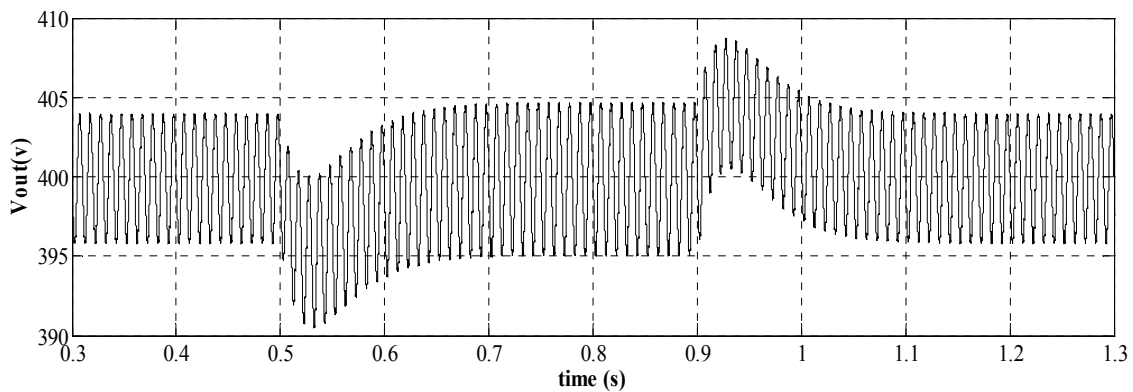


## ۴-۲-۶ تغییر در بار خروجی

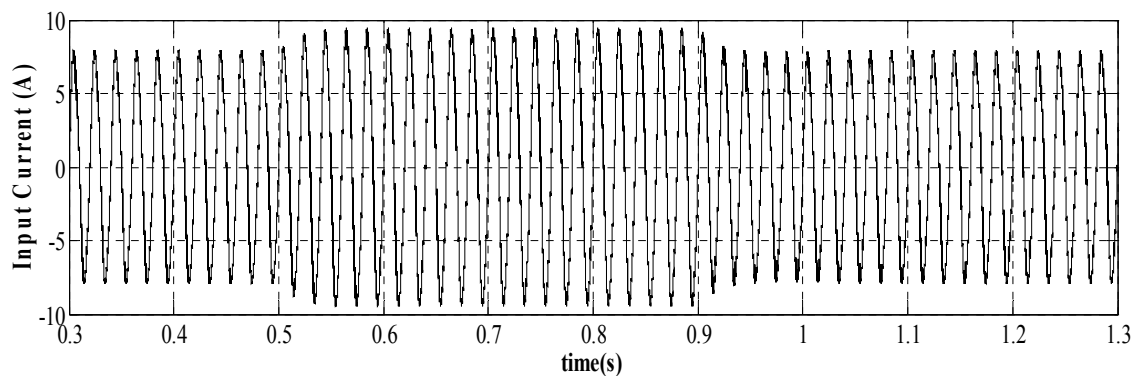
بار یکسوکننده PWM تک فاز می تواند دارای تغییرات باشد، یا حتی از نوع پالسی باشد، بنابراین باید تغییرات پالسی در بار نیز در نظر گرفته شود که این تغییر پله در بار از ۸۰۰ وات به ۱۲۵۰ وات مطابق با شکل موج شکل (۶-۱۵) است. تغییرات ناشی از آن بر روی شکل موجهای ولتاژ خروجی، جریان ورودی، جریان عبوری از سوئیچها و ضریب قدرت به تغییر در بار به ترتیب در شکل های (۶-۱۶) تا (۶-۱۹) نشان داده شده است.



شکل(۶-۱۵): تغییر پله در بار از ۸۰۰ وات به ۱۲۵۰ وات

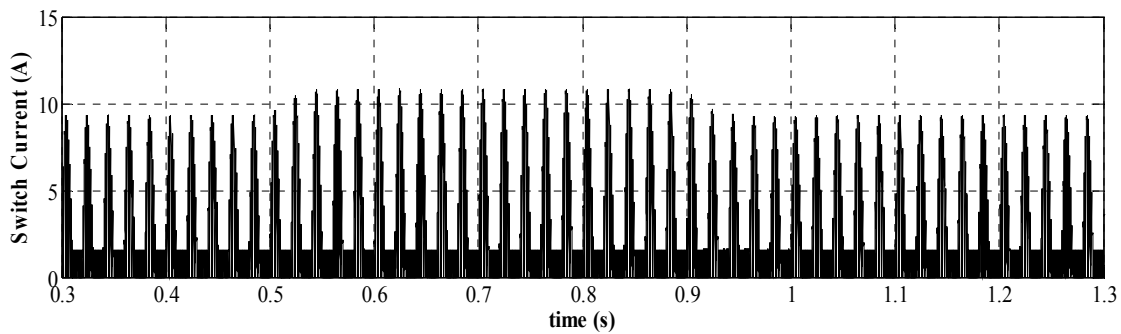


شکل(۶-۱۶): تغییرات ولتاژ خروجی به ازای تغییر پله در بار

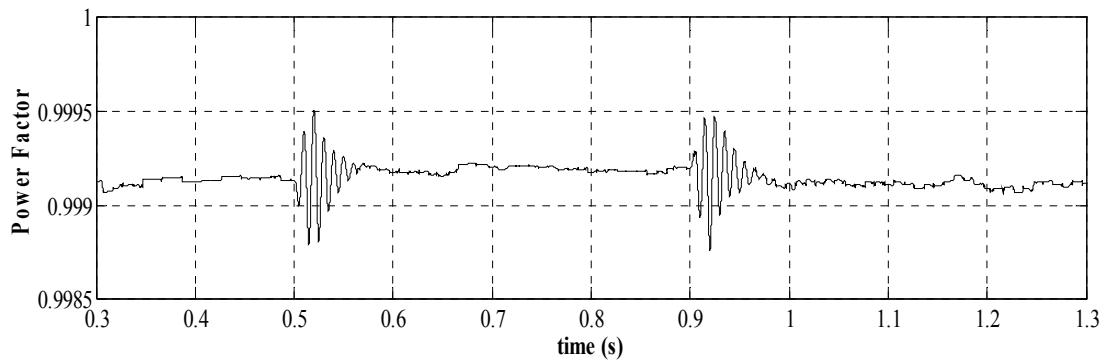


شکل (۶-۱۷): شکل موج جریان ورودی

با تغییر پله در بار از ۸۰۰ وات به ۱۲۵۰ وات در لحظه ۰/۵ ثانیه و به دلیل ثابت بودن جریان و ولتاژ در ورودی و با نظر به اینکه مقدار توان در خروجی و ورودی یکسوکننده بایستی یکی باشد و جریان خروجی افزایشی از ۲ به ۲/۵ آمپر داشته، ولتاژ خروجی دچار کاهش خواهد شد که این روند به وضوح در شکل (۶-۱۶) نشان داده شده است. در این لحظه به دلیل افزایش در بار خروجی و افزایش لحظه-ای در توان خروجی و ثابت بودن ولتاژ ورودی، جریان ورودی افزایشی لحظه‌ای خواهد داشت که این روند در شکل (۶-۱۷) نشان داده شده است. در لحظه ۰/۹ ثانیه نیز روند کار برعکس بوده و در این لحظه نیز پس از گذشت حالت گذرا یکسوکننده به حالت اولیه خود باز خواهد گشت. همان طور که در بالا هم گفته شد این افزایش و کاهش لحظه‌ای جریان به ترتیب باعث افزایش در جریان عبوری از سوئیچ‌ها شده که در شکل (۶-۱۸) نمایش داده شده است و همانند دفعات قبل تغییرات در جریان ورودی باعث تغییرات نوسانی در ضریب قدرت ورودی شده که در شکل (۶-۱۹) شماتیک این تغییرات آمده است.



شکل (۶-۱۸): شکل موج جریان عبوری از یک سوئیچ



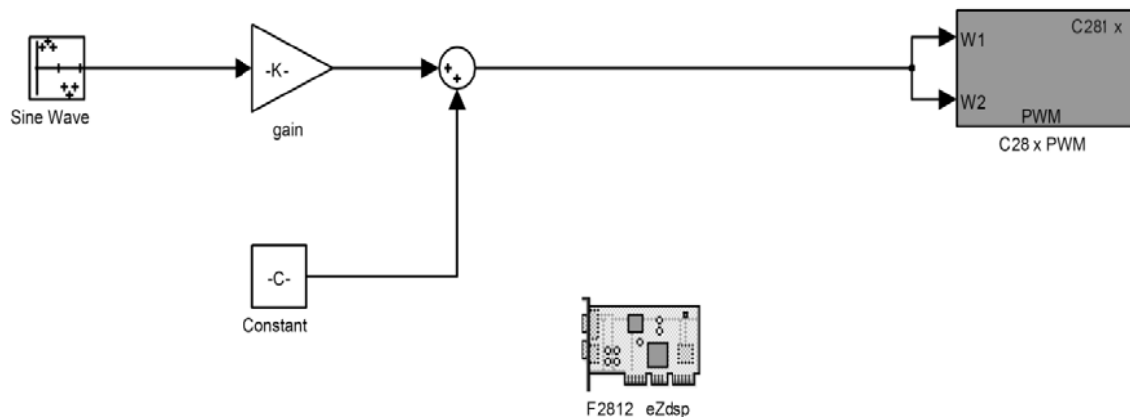
شکل (۶-۱۹): ضریب قدرت ورودی و تغییرات بوجود آمده در آن

### ۶-۳ نتایج ساخت

در این بخش نتایج ساخت به همراه برخی از نتایج شبیه‌سازی (صرفاً جهت مقایسه) برای یکسوکننده PWM تک فاز با که در فصل شش، سخت افزار و مدار کنترلی آن مورد طراحی قرار گرفت ارائه می‌گردد.

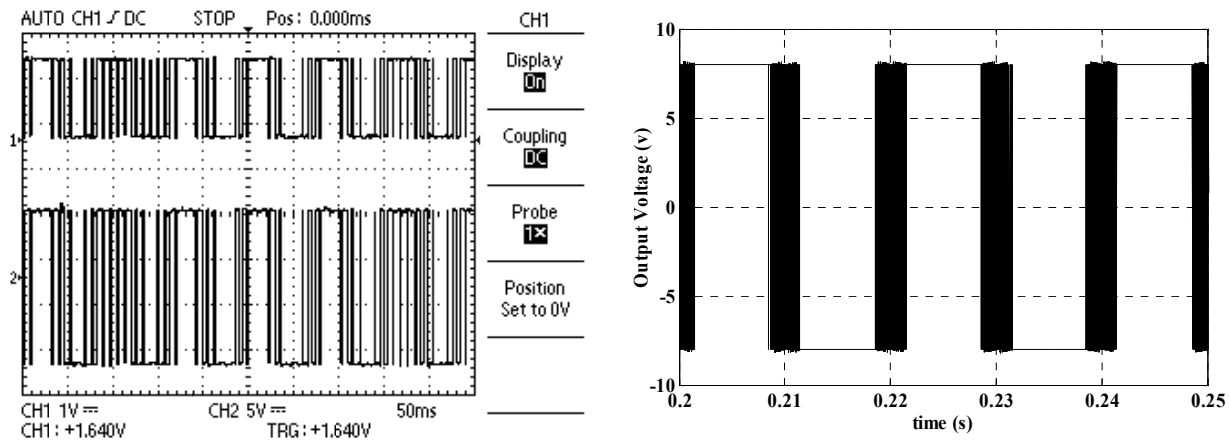
#### ۶-۳-۱ اینورتر تک فاز حلقه باز

در این قسمت جهت آزمایش مدار یکسوکننده در حالت سخت افزاری، این مدار را در حالت اینورتری و به صورت حلقه باز می‌بندیم تا صحت درست کار کردن المان‌های مدار از جمله درایور ها، سوئیچ ها و . . . را بررسی نمائیم به طوری که مدار کنترلی آن در حالت نرم افزاری جهت تولید پالس TMS320f2812 به صورت شکل (۶-۲۰) خواهد شد.



شکل (۶-۲۰): مدار کنترلی آن در حالت نرم افزاری جهت تولید پالس TMS320F2812

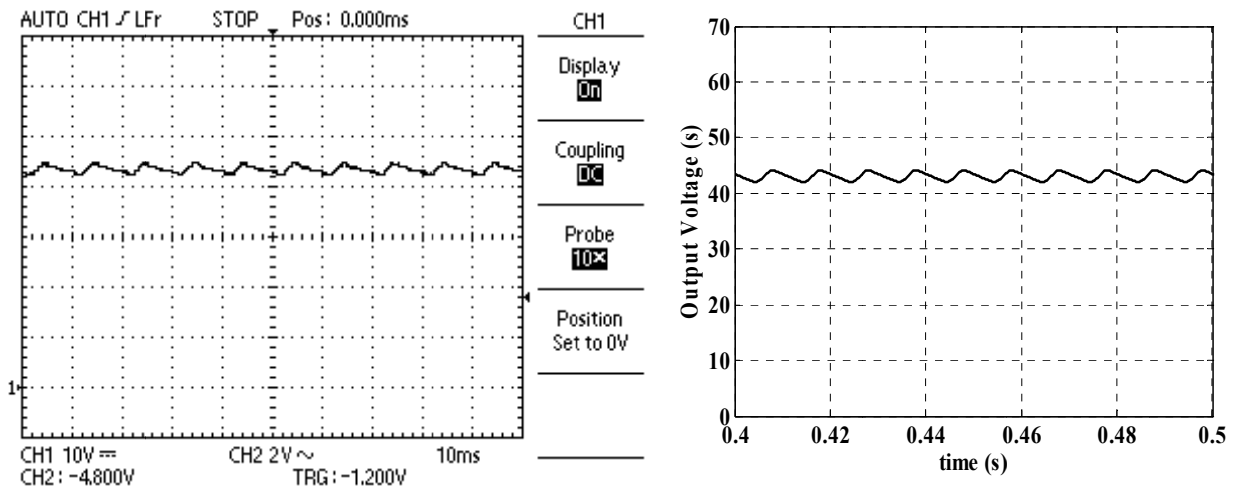
و خروجی ولتاژ آن به صورت شکل (۶-۲۱) خواهد شد که صحت سالم بودن قطعات مدار را می‌رساند.



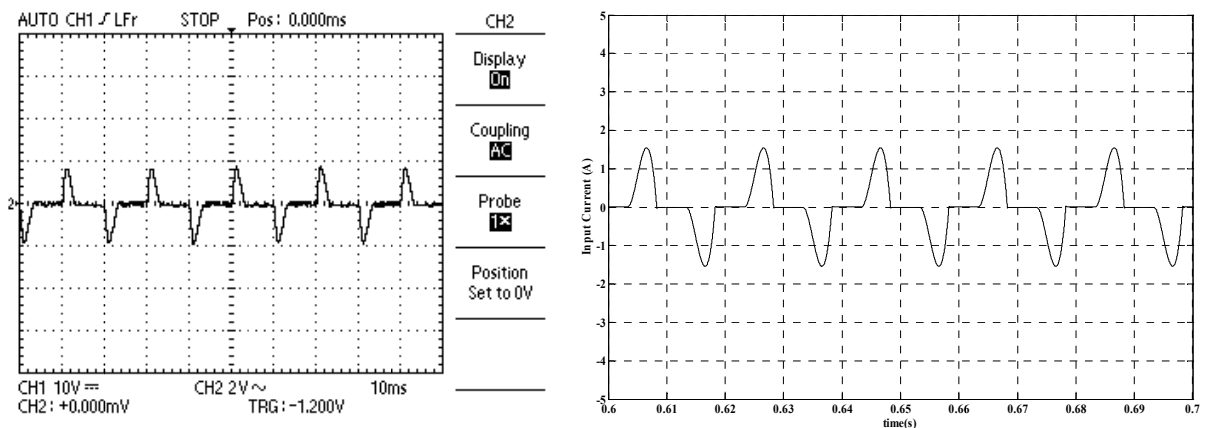
شکل (۶-۲۱): خروجی ولتاژ اینورتر در حالت نرم افزاری و سخت افزاری

### ۶-۳-۲ یکسوکننده دیودی ساده بدون سوئیچینگ

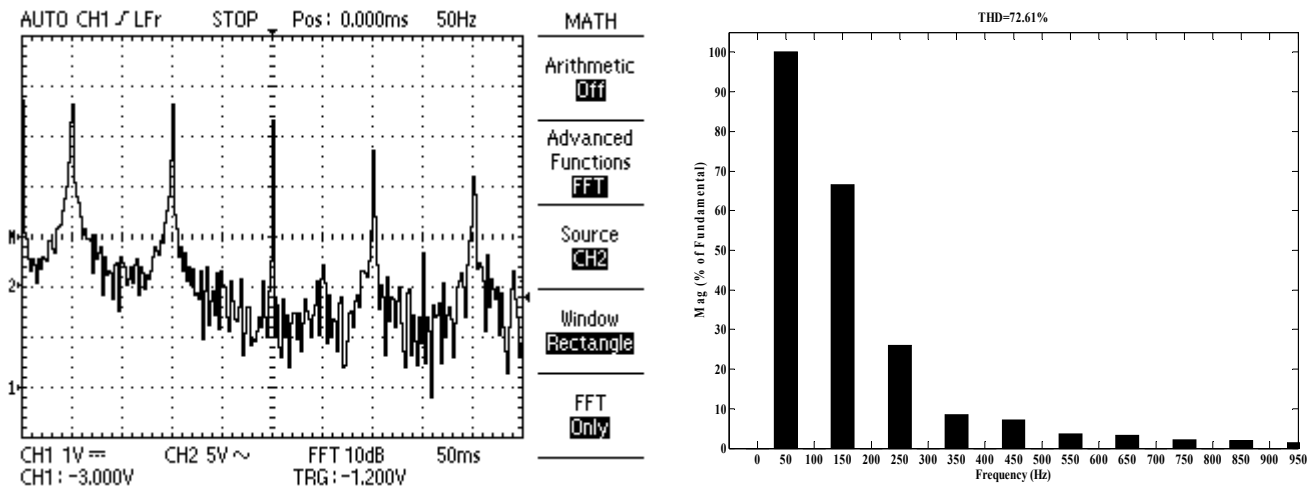
همانطور که مشخص است ولتاژ خروجی یکسوکننده‌های دیودی معمولی دارای ریبیل زیادی بوده و قابل تنظیم کردن در مقدار دلخواه نمی‌باشد که این ولتاژ در حالت نرم افزاری و سخت افزاری در شکل (۶-۲۲) آمده است.



شکل (۶-۲۲): ولتاژ خروجی یکسوکننده پل کامل دیودی، حالت نرم افزاری و سخت افزاری به ترتیب از راست به چپ جریان این نوع یکسوکننده نیز بدون سوئیچینگ از نوع پل کامل دیودی، دارای THD بالایی بوده و همچنین ضریب قدرت آن‌ها نیز مناسب نمی‌باشد. جریان ورودی یکسو کننده PWM تک فاز مورد نظر بدون سوئیچینگ در حالت نرم افزاری و سخت افزاری در شکل (۶-۲۳) نشان داده شده است.



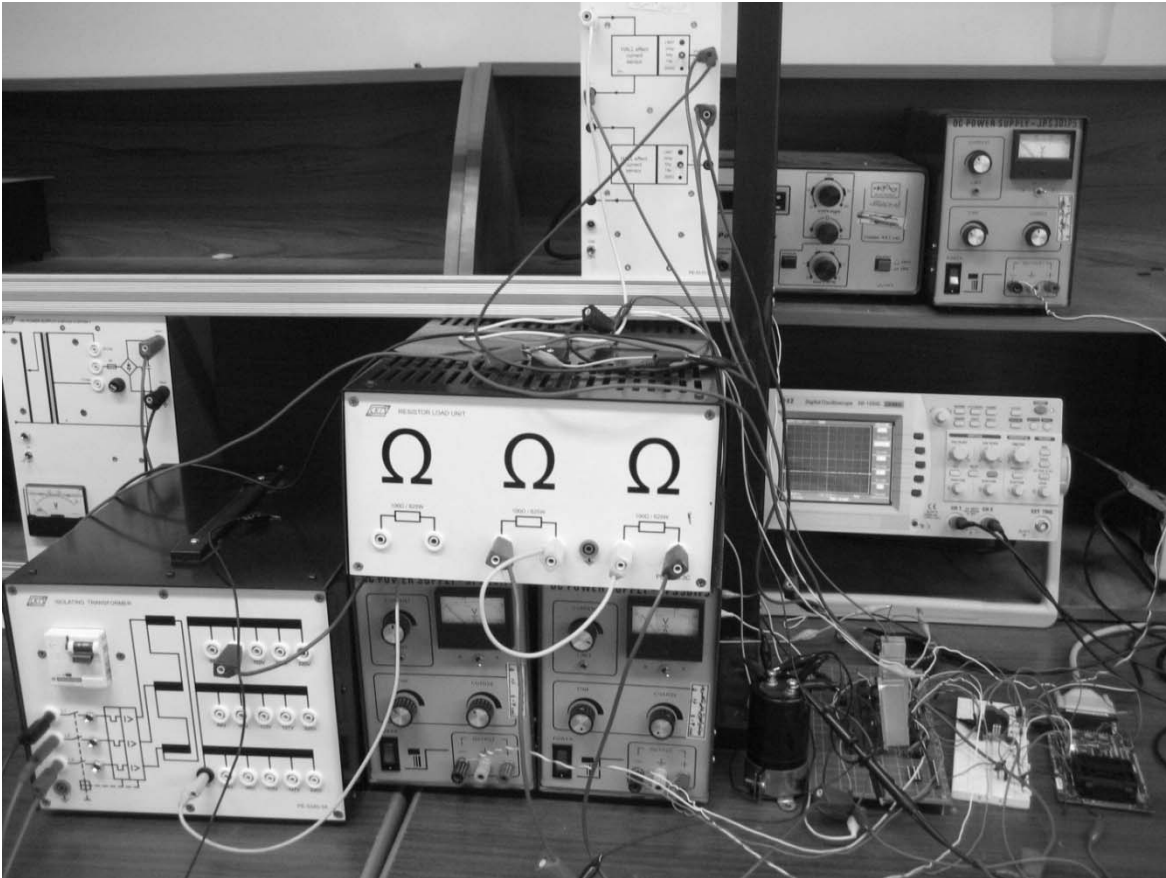
شکل (۶-۲۳): جریان ورودی یکسوکننده پل کامل دیودی، حالت نرم افزاری و سخت افزاری به ترتیب از راست به چپ نمودار FFT برای جریان ورودی این یکسوکننده در حالت نرم افزاری و سخت افزاری در شکل (۶-۲۴) آمده است، به طوری که همانطور که مشاهده می‌شود، جریان ورودی دارای مقادیر زیادی هارمونیک-های فرد منبع ولتاژ ورودی می‌باشد.



شکل (۶-۲۴): نمودار THD جریان ورودی یکسوکننده پل کامل بدون سوئیچینگ در حالت نرم افزاری و نمودار FFT آن در حالت سخت افزاری

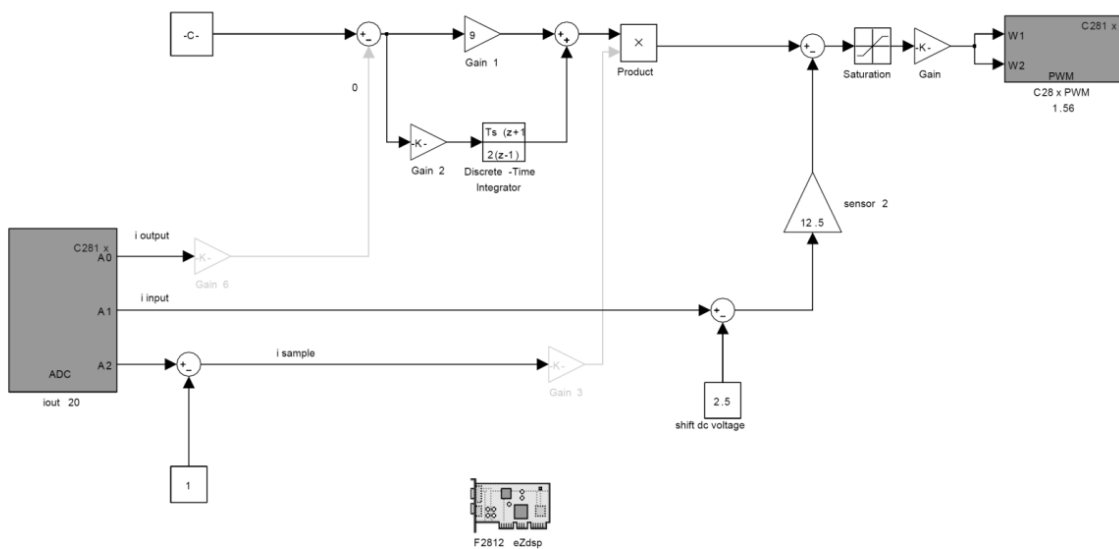
### ۳-۳-۶ یکسوکننده PWM تک فاز با استفاده از پارامترهای بدست آمده

در این بخش به بررسی نتایج سخت افزاری یکسوکننده PWM تک فاز خواهیم پرداخت و نتایج بدست آمده برای این یکسوکننده را نشان خواهیم داد. شکل (۶-۲۵) شماتیک یکسوکننده PWM تک فاز ساخته شده را نشان می‌دهد که در آن ۴ منبع تغذیه، یک سلف، یک خازن، دو سنسور جریان، یک پردازنده TMS320f2812 و یک مقاومت با توان بالا دیده می‌شود.



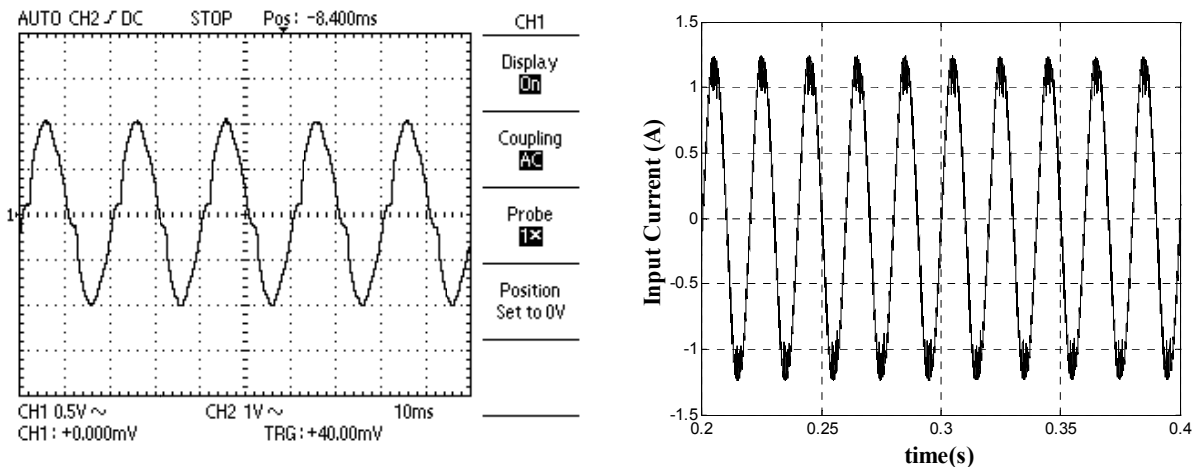
شکل (۶-۲۵): شماتیک یکسوکندنه PWM تک فاز ساخته شده

مدار کنترلی آن نیز در حالت نرم افزاری جهت تولید پالس به وسیله TMS320f2812 به صورت شکل (۶-۲۶) خواهد شد.

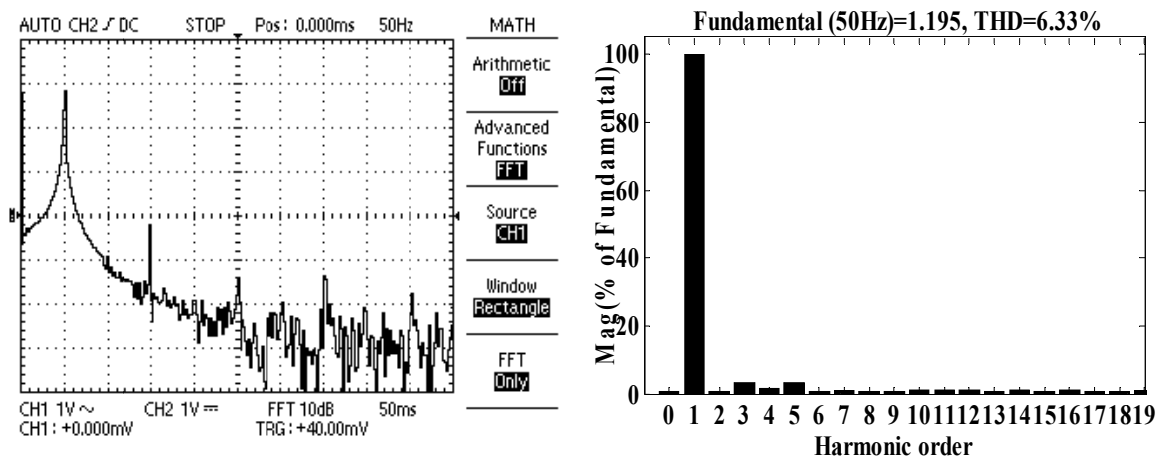


شکل (۶-۲۶): مدار کنترلی آن در حالت نرم افزاری جهت تولید پالس با TMS320f2812

در اینجا با اعمال ولتاژ ۴۵ ولت در ورودی و با نگه داشتن ولتاژ مرجع در روی ۶۰ ولت مقادیر زیر برای جریان ورودی و ولتاژ خروجی بدست می‌آید که به ترتیب در شکل‌های (۶-۲۷) و (۶-۲۸) نشان داده شده‌اند.



شکل (۶-۲۷): شکل موج جریان ورودی در حالت نرم افزاری و ساخت

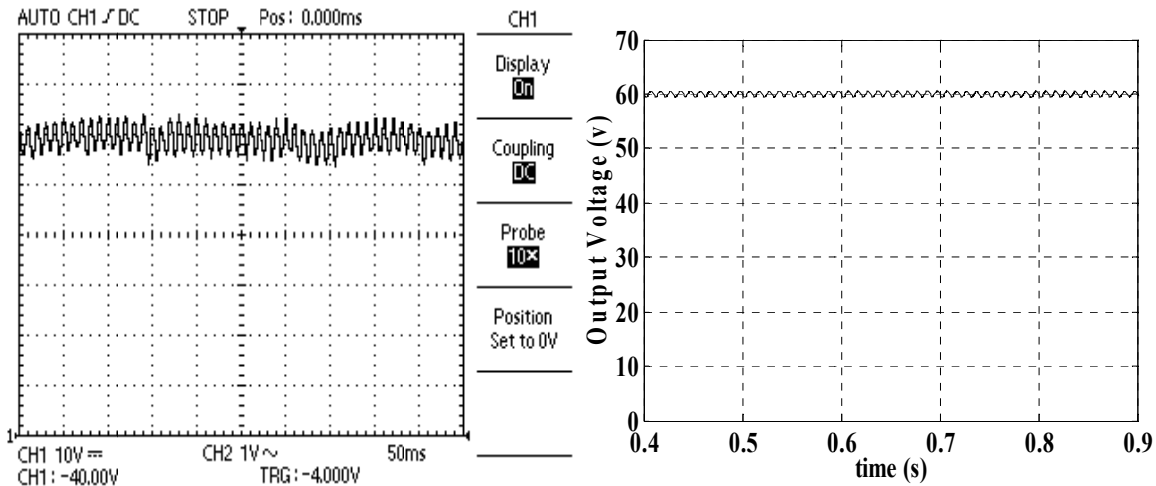


شکل (۶-۲۸): THD جریان ورودی در حالت نرم افزاری و FFT آن در حالت سخت افزاری

همانطور که در شکل (۶-۲۸) مشخص است نمودار FFT این جریان با وجود داشتن مقداری هارمونیک مرتبه سوم با نمودار FFT نشان داده شده در شکل (۶-۲۲) که برای یکسوکننده دیودی بدون سوئیچینگ می‌باشد قابل مقایسه نمی‌باشد و به عبارتی از لحاظ هارمونیک بهبود بسزایی پیدا کرده است.



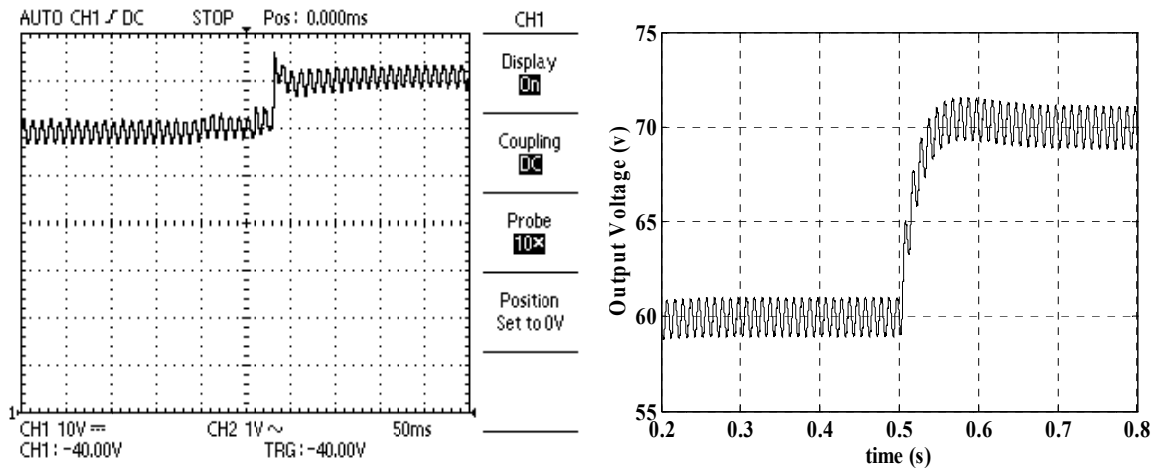
ولتاژ خروجی نیز که اندازه آن قابل کنترل می‌باشد و در مقدار ۶۰ ولت تنظیم شده است که در شکل (۶-۲۹) آورده شده است.



شکل (۶-۲۹): شکل موج ولتاژ خروجی با در نظر گرفتن ولتاژ ۶۰ ولت برای مرجع

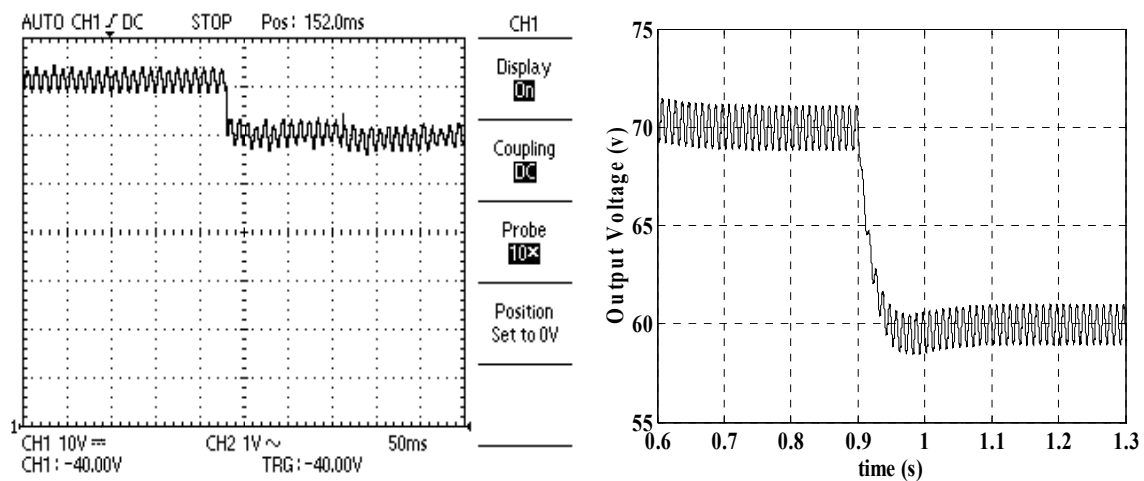
### ۶-۳-۴ شکل موج ها به ازای تغییر در ولتاژ مرجع

در می‌خواهیم تغییرات ولتاژ خروجی را نسبت به تغییر در ولتاژ مرجع از ۶۰ به ۷۰ ولت و بالعکس مشاهده نماییم.



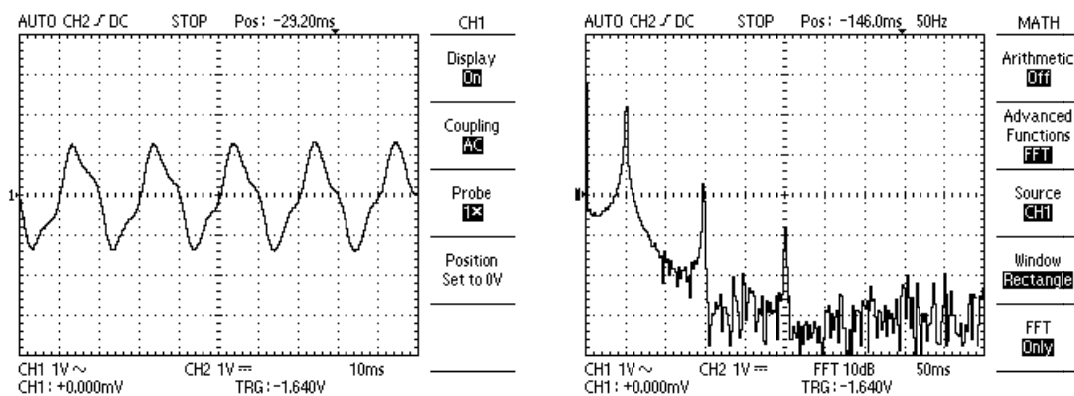
شکل (۶-۳۰): شکل موج ولتاژ در حالت نرم و سخت افزاری به ازای تغییر از ۶۰ به ۷۰ ولت در ولتاژ مرجع

همانطور که در (۶-۳۰) مشاهده می‌شود با تغییر ولتاژ مرجع از ۶۰ به ۷۰ ولت ولتاژ خروجی نیز به همین روال تغییر می‌نماید.



شکل (۳۱-۶): شکل موج ولتاژ در حالت نرم و سخت افزاری به ازای تغییر از ۷۰ به ۶۰ ولت در ولتاژ مرجع

این بار با تغییر ولتاژ مرجع از ۷۰ به ۶۰ ولت، ولتاژ خروجی نیز تحت تاثیر ولتاژ مرجع از ۷۰ ولت به ۶۰ ولت می‌کند که این روند به وضوح در شکل (۳۱-۶) نمایش داده شده است.



شکل (۳۲-۶): شکل موج جریان ورودی و نمودار آن FFT

همانطور که در شکل (۳۲-۶) نیز نمایش داده شده است شکل موج جریان ورودی در این حالت دارای

هارمونیک سوم و پنجم می‌باشد

## ۴-۶ خلاصه فصل

- ۱- در این فصل با استفاده از نتایج شبیه سازی توسط نرم افزار MATLAB صحت ضرایب بدست آورده شده توسط برنامه بهینه سازی الگوریتم ژنتیک بررسی شد و تأثیرات ناشی تغییر در بار خروجی و تغییر در مقدار مرجع و تغییر پله در ولتاژ ورودی توسط شبیه سازی نشان داده شد.
- ۲- با استفاده از نتایج ساخت پروژه نیز، صحت ضرایب ارائه شده برای بهینه سازی همزمان THD جریان ورودی و ریپل ولتاژ خروجی و ضریب قدرت ورودی و پاسخ دینامیکی به تغییر در ولتاژ مرجع، تایید شد.

فصل ۷

## نتیجه گیری و پیشنهادات

## ۷-۱ نتیجه‌گیری

یکسوکننده PWM تک فاز قادر به تامین ولتاژ DC با سطح مورد نظر در خروجی و کشیدن جریان سینوسی با کیفیت مطلوب در ورودی می‌باشد. در این پروژه از توپولوژی مبدل Boost به علت اینکه مدارهای کنترلی زیادی برای آن وجود دارد و استرس المان‌ها در آن نسبت به توپولوژی‌های دیگر کمتر است، برای این یکسوکننده استفاده شد. در واقع یکسوکننده PWM تک فاز با استفاده از چهار عنصر نیمه هادی اکتیو کار می‌کند. در زمینه کنترل این نوع یکسوکننده مدارهای کنترلی مختلفی در مقالات مورد بررسی قرار گرفته شده است، که در این پروژه از روش متداول آن به همراه روشی جهت حذف هارمونیک‌های مرتبه پایین خروجی قبل از اعمال به ورودی مورد استفاده قرار گردید که با استفاده از این روش پهنای باند سیستم افزایش پیدا کرده و در نتیجه میزان سرعت پاسخدهی در این مبدل افزایش یافته است. برای یکسوکننده PWM تک فاز توابع هدف پاسخ دینامیکی و ریپل ولتاژ خروجی، با کیفیت جریان ورودی با یکدیگر متضاد هستند و به عبارتی با بهبود یکی دیگری دچار افت می‌گردد. بنابراین جهت بهینه‌سازی عملکرد این یکسوکننده‌ها از روش بهینه‌سازی الگوریتم ژنتیک می‌توان استفاده کرد. این نکته نیز قابل ذکر است که یک مقدار مطلوب جهت پارامترها نمی‌توان پیدا نمود به طوری که تمامی توابع هدف مورد نظر را کاملاً تامین نماید و به عبارتی در این روش یک حالت بهینه برای پارامترهای طراحی بدست می‌آید. این پروژه به دلیل محدودیت عبور جریان عبوری از سیم‌ها و سوئیچ‌های مبدل با ولتاژ ورودی ۴۵ ولت بسته شده و ولتاژ مطلوب بر روی ۶۰ ولت تنظیم شده است و نتایج ناشی از ساخت با نتایج بدست آمده از شبیه‌سازی

مقایسه شده است به طوری که نتایج شبیه‌سازی و ساخت پروژه به صورت آزمایشگاهی، صحت ضرایب بدست آمده را ثابت می‌کنند.

## ۲-۷ پیشنهادات

- ۱- در صورتی که کامپیوترهای با سرعت بالا در دسترس می‌باشند، پیشنهاد می‌شود که علاوه بر ضرایب جبران‌کننده، بقیه پارامترهای طراحی یکسوکننده PWM تک فاز مانند اندازه سلف هزینه ساخت و فرکانس سوئیچینگ نیز به عنوان متغیرهای بهینه‌سازی در نظر گرفته شود.
- ۲- پیشنهاد می‌شود توابع هدفی دیگری که ممکن است برای استفاده‌کننده مهم باشد، مانند زمان خیز ولتاژ و راندمان یکسوکننده، یافت شده و به صورت همزمان با توابع هدفه بیان شده در این پروژه بهینه‌سازی شوند.

## منابع

- [1] Holland, J. H. "Adaptation in Natural and Artificial Systems", first MIT Pressed. The MIT Press, Cambridge, MA, 1992. First edition: University of Michigan Press, 1975.
- [2] J. J. Grefenstette, Optimization of Control Parameters for Genetic Algorithms, IEEE Transactions On Systems, Man, And Cybernetics, Vol. SMC-16, NO, 1, January/February 1986.
- [3] Randy L. Haupt, Sue Ellen Haupt, Practical Genetic Algorithms, Second Edition, A John Wiley & Sons, Inc., publication, 1998
- [4] Alexandre H. F. Dias and João A. de Vasconcelos, "Multiobjective Genetic Algorithms Applied to Solve Optimization Problems" IEEE Transactions On Magnetics, Vol. 38, NO. 2, March 2002
- [5] N. Mohan, "Power Electronics Converters, Applications, and Design" Departeman of Electrical Engineering, University of Minneso, Second Eddition
- [6] Rajesh. Ghosh, "Modeling, Analysis and Control of Single-Phase and Three-Phase PWM Rectifiers" A Thesis Submitted for the Degree of Doctor of Philosophy in the Faculty of Engineering, Department of Electrical Engineering Indian Institute of Science Bangalore, May 2007
- [7] D. Maksimovic, Y. Jang and R. Erickson, "Nonlinear-Carrier Control for High-Power-Factor Boost Rectifiers," IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 11, No. 4, July 1996.
- [8] R. Srinivasan and R. Oruganti, "A Unity Power Factor Converter Using Half-Bridge Topology" IEEE Transaction Power Electronics, Vol. 13. No. 3, pp. 487-500, May 1998.
- [9] J. T. Boys and A. W. Green, "Current-forced Single Phase Reversible Rectifier," IEE Procceding Electronics Power Application., Vol. 136, No. 5, pp. 205–211, 1989.
- [10] A. G. V. Anand, N. Gupta and V. Ramanarayanan, "Unity Power Factor Rectifier Using Scalar Control Technique," in Proc. IEEE Power Conference, Vol. 1, pp. 862 – 867, Nov. 2004.
- [11] Z. Lai and K. M. Smedley, "A Family of Continuous-Conduction-Mode Power-Factor-Correction Controllers Based on the General Pulse-Width Modulator," IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 13, No. 3, May 1998.
- [12] M. Dai, M. N. Marwali, Jin-Woo Jung and A. Keyhani, "A PWM Rectifier Control Technique for Three-Phase Double Conversion UPS under Unbalanced Load," in Procceding IEEE APEC, Mar. 2005.

- [13] Y. K. Lo and C. L. Chen, "Three-phase Four Wire Voltage Controlled AC Line Conditioner with Unity Input Power Factor and Minimized Output Voltage Harmonics," IEE Proceeding Electronics. Power Application, Vol. 142, No. 1, pp. 43-49, Jan. 1995.
- [14] M. P. Kazmierkowski and L. Malesani, "Current Control Techniques for Three-Phase Voltage-Source PWM Converters: A Survey," IEEE Transaction Ind. Electronics, Vol. 45, No. 5, Oct. 1998.
- [15] H. S. Kim, H. S. Mok, G. H. Choe, D. S. Hyun and S. Y. Choe, "Design of Current Controller for 3-Phase PWM Converter with Unbalanced Input Voltage," in Proceeding IEEE PESC, Vol. 1, pp. 503 – 509, May 1998.
- [16] R. Ghosh and G. Narayanan, "A Single-Phase Boost Rectifier System for Wide Range of Load Variation," IEEE Transaction Power Electronics, Vol. 22, No. 2, pp. 470-479, Mar. 2007.
- [17] R. K. Tripathi, S. P. Das, and G. K. Dubey, "Mixed-Mode Operation of Boost Switch-Mode Rectifier for Wide Range of Load Variations," IEEE Transaction Power Electronics, Vol. 17, No. 6, pp. 999–1009, Nov. 2002.
- [18] Y. K. Lo, S. Y. Ou and T. Song, "Varying Duty Cycle Control for Discontinuous Conduction Mode Boost Rectifiers," in Proceeding IEEE PEDS, Vol. 1, pp. 149-151, Oct 2001.
- [19] Robert W. Erickson, "Fundamentals of Power Electronics", First Edition, Chapman and Hall, New York, May 1997.
- [20] T. Uematsu, T. Ikeda, N. Hirao, S. Totsuka, T. Ninomiya and H. Kawamoto, "A study of the High Performance Single-Phase UPS" in Proc. IEEE PESC, Vol. 2, pp. 1872–1878, 1998
- [21] G. J. Su and T. Ohno, "A New Topology for Single Phase UPS Systems," in Proc. IEEE Power Conference, Vol. 2, pp. 913–918, August 1997
- [22] L. Zhou, "Evaluation And Dsp Based Implementation Of PWM Approaches For Single-Phase DC-AC Converters" Thesis submitted to the Department of Electrical and Computer Engineering, 2005
- [23] J. Salmon, H. Zhang, "A Hybrid Current Controller for a 1-Phase PWM Rectifier Combining Hysteresis and Carrier-based Schemes to Achieve a Zero Current Error and Unipolar PWM Waveforms" IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 1239-1245, Germany, 2004
- [24] A.N. Tiwari, P. Agawal and S.P. Srivastava, "Modified Hysteresis Controlled PWM Rectifier", IEE Proceeding.-Electronics Power Application, Vol. 150, No. 4 pp. 389-396, July 2003
- [25] A. W. Krieger, J. C. Salmon, "Hysteresis-Based Current Control At Fixed Frequency, With A Resonating Integrator To Eliminate The Steady State Error"



- Electrical and Computer Engineering. Canadian Conference on, pp, 512 – 516, May 2005
- [26] J. R. Rodriguez, J. W. Dixon, J. R. Espinoza, Jorge Pontt, and P. Lezana, “PWM Regenerative Rectifiers: State of the Art” IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 52, No. 1, pp, 5-22, February 2005
- [27] K. Zhou and D. Wang “Digital Repetitive Controlled Three-Phase PWM Rectifier” IEEE Transaction on Power Electronics, VOL. 18, NO. 1, pp, 309-316, January, 2003
- [28] T. Shimizu, Y. Jin, and G. Kimura, “DC Ripple Current Reduction on a Single-Phase PWM Voltage-Source Rectifier” IEEE Transactions on Industry Application, Vol. 36, No. 5, September/October 2000
- [29] J. Bauer, “Single-Phase Pulse Width Modulated Rectifier” Acta Polytechnica Vol. 48 No. 3, 2008
- [30] Mehjabeen A. Khan, Akeed A. Pavel, M. Rezwana Khan and M. A. Choudhury, “Design of a single phase rectifier with switching on AC side for high power factor and low total harmonic distortion” Region 5 Technical Conference, pp, 289 – 292, April, 2007
- [31] Sakda Somkun, Panarit Sethakul and Viboon Chunkag, “Novel Control Technique of Single-phase PWM Rectifier by Compensating Output Ripple Voltage” Industrial Technology, IEEE International Conference on, pp, 969-974, Dec. 2005
- [32] Saito, M, Matsui, N, “Modeling and Control Strategy for a Single-phase PWM Rectifier using a Single-phase Instantaneous Active Reactive Power Theory” Telecommunications Energy Conference, 2003. INTELEC '03. The 25th International, pp, 573 – 578, Oct. 2003
- [33] A. Dell'Aquila, , M. Liserre, , V. G. Monopoli, Student, M. Capurso, “An Unity Power Factor Front-End Rectifier for dc Power Systems” Power Tech Conference Proceedings, 6 pp. Vol.2, June 2003
- [34] Fen Li, Yunping Zou, Wei Chen, Jie Zhang, “Comparison of Current Control Techniques for Single-phase Voltage-source PWM Rectifiers” Industrial Electronics, IEEE Transactions on, pp, 722–729, Oct 1998
- [35] Ronilson Rocha and Luiz de Siqueira Martins Filho, “A Discrete Current Control for PWM Rectifier” IEEE ISIE, pp, 681-686 June 20-23, 2005,
- [36] Hong-Seok Song, Roger Keil, Peter Mutschler, Jürgen van der Weem, and Kwanghee Nam, “Advanced Control Scheme for a Single-Phase PWM Rectifier in Traction Applications” Industry Applications Conference, 2003. 38th IAS Annual Meeting. Conference Record of the, pp, 1558 - 1565 vol.3, Oct. 2003
- [37] Yasuyuki Nishida, Osamu Miyashita, , Toshimasa Haneyoshi, Hideo Tomita, and Akeshi Maeda, “A Predictive Instantaneous-Current PWM Controlled Rectifier

- with AC-Side Harmonic Current Reduction” IEEE Transactions on industrial Electronics , Vol. 44, No. 3, June 1997
- [38] T Kataoka, T Ishizuka, K Nezu, Y Sato, and H Yamaguchi, “CURRENT Control Of Voltage-Type PWM Rectifier Introducing Resonance-Based Controller” Power Electronics and Variable Speed Drives' No. 429, pp, 519-524, September 1996
- [39] Yong Wang, Miao Guan and Songhua Shen, “Study On the Control Strategy of Novel Voltage Space-vector for Three-phase Bipolar Mode Rectifier” Second IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, pp, 1740-1745, 2007
- [40] Zheng Zheng, Haijun Tao, “Fast Space Vector Algorithm of Pulse Width Modulation Rectifier” 2007 IEEE International Conference on Control and Automation Guangzhou, CHINA - May 30 to June 1, pp, 2183-2185, 2007
- [41] Texas Instrument, “eZdsp™ F2812, Technical References” DSP Develop Systems, 2003
- [42] The Mathworks, “Embedded Target for the TI TMS320C2000™ DSP Platform For Use with Simulink” 2003
- [43] “Datasheet Of PC923” High Speed Photocoupler for MOS-FET / IGBT Drive
- [44] “Datasheet Of IXFM 11 N80” HiPerFET™ Power MOSFETs
- [45] K&H MFG. CO., LTD. “Technical Training & Education” , PE 5000
- [46] “Datasheet Of LTS 25-NP Current Transducer” LEM Component
- [47] G. Spiazzi, P. Mattavelli, and L. Rossetto, “Methods to Improve Dynamic Response of Power Factor regulators: An Overview,” in Proc. EPE, 1995, Vol. 3, pp. 754–759.
- [48] J. B. Williams, “Design of Feedback Loop in Unity Power Factor AC to DC Converter,” in Proc. IEEE PESC, Vol. 2, pp. 959–967, Jun. 1989.
- [49] S. Wall and R. Jackson, “Fast Controller Design for Single-Phase Power Factor Correction Systems,” IEEE Transaction, Industrial Electronics, Vol. 44, No. 5, pp. 654–660, Oct. 1997.
- [50] A. Prodic, J. Chen, D. Maksimovic and R. W. Erickson, “Self-Tuning Digitally Controlled Low-Harmonic Rectifier Having Fast Dynamic Response,” IEEE Trans. Power Electron., Vol. 18, No. 1, pp. 420–428, Jan. 2003.
- [51] A. Prodic, D. Maksimovic and R. W. Erickson, “Dead-Zone Digital Controllers for Improved Dynamic Response of Low Harmonic Rectifiers,” IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 21, No. 1, pp. 173–181, Jan. 2006.
- [52] J. Zhang, H. Shu-Hung Chung, Wai-Lun Lo S. Y. (Ron) Hui, and Angus Kwok-Ming Wu “Implementation of a Decoupled Optimization Technique for Design of

---

Switching Regulators Using Genetic Algorithms” IEEE Transaction on Power Electronics, VOL. 16, NO. 6, November 2001

- [53] K. Tsuno and T. Shimizu, Keiji Wada, Ken-ichiro Ishii, “Optimization of the DC Ripple Energy Compensating Circuit on a Single-phase Voltage Source PWM Rectifier” IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp, 316-321 Vol.1, June, 2004
- [54] K.L. Shi, Hui Li, “Optimized Random PWM Strategy Based on Genetic Algorithms” Industrial Electronics Society, 2003. IECON '03. The 29th Annual Conference of the IEEE, pp, 7-11 vol.1, Nov. 2003
- [55] Ciro Attaianesi, Giuseppe Tomasso, “Optimized Modulation for PWM Rectifiers” Power Engineering Society Winter Meeting, pp, 1264-1269 vol.2, 2002

پیوست

#### ۱-۵ مقدمه

همانطور که گفته شد یکی از قطعاتی که جهت ساخت این یکسوکننده مورد استفاده قرار گرفته شده است پردازشگر (Digital Signal Processing) DSP می‌باشد [۲۶-۲۷]. که وظیفه آن نمونه‌گیری از جریان ورودی و ولتاژ خروجی و تولید پالس‌های مناسب جهت اعمال به سوئیچ‌ها می‌باشد. مدل DSP به کار برده شده در این مدار TMS320F2812 می‌باشد، که در ۲ بخش به شرح آن خواهیم پرداخت:

#### ۲-۵ DSP

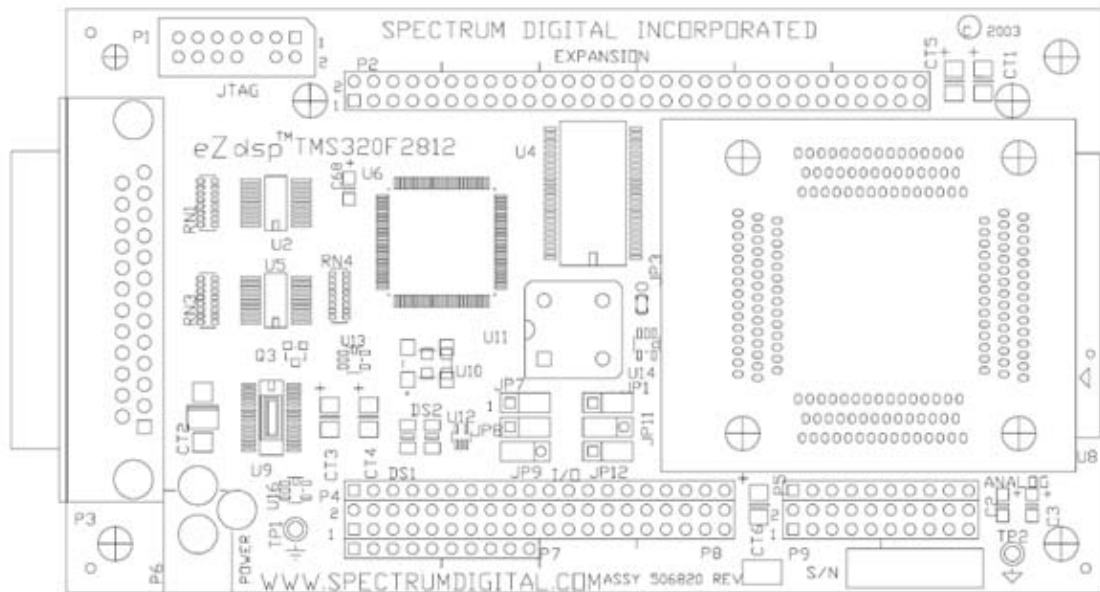
در این بخش به توضیح مختصری منوال بخش‌های کلیدی DSP استفاده شده و طریقه عملکرد آن می‌پردازیم.

TMS320F2812 eZdsp™ شامل ۴ بخش اساسی زیر می‌باشد:

- پورت آنالوگ
- پورت ورودی/خروجی
- پورت JTAG
- پورت موازی کنترل‌کننده JTAG

شماتیک DSP موردنظر در شکل (۱-۵) نشان داده شده است که دارای بخش‌های مختلفی می-

باشد.



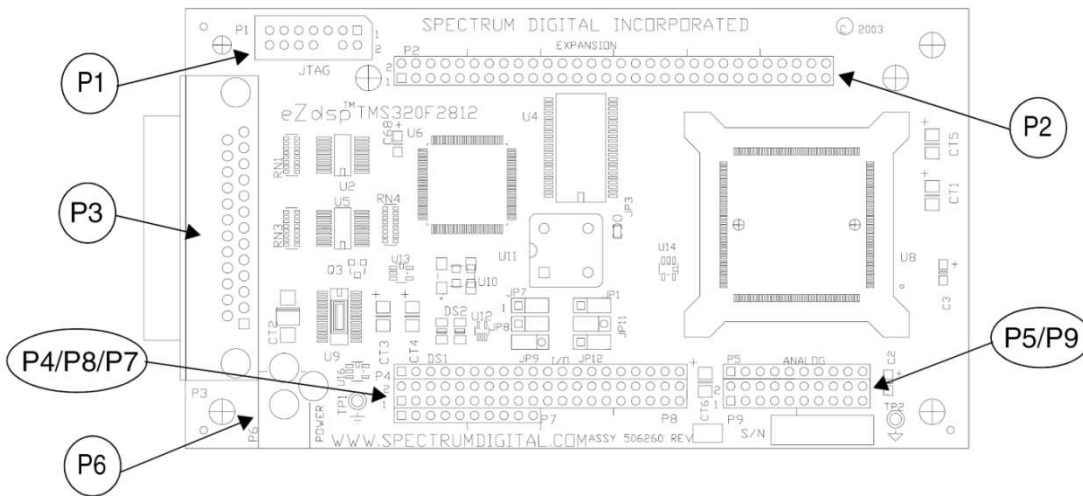
شکل (۵-۱): شماتیک DSP ، TMS320F2812 و بورد EZDSP™ F2812 [۲۶]

eZdsp™ F2812 دارای ۵ رابط می‌باشد که در شکل (۵-۲) با دوایری به دور آنها نشان داده شده

است. و توابع هر کدام از این رابط‌ها در جدول (۵-۱) آورده شده است:

جدول (۵-۱): ارتباطها در EZDSP™ F2812 [۲۶]

Connector	Function
P1	پورت JTAG
P2	گسترش
P3	پورت موازی کنترل کننده JTAG
P4/P8/P7	پورت ورودی/خروجی
P5/P9	پورت آنالوگ
P6	رابط برق



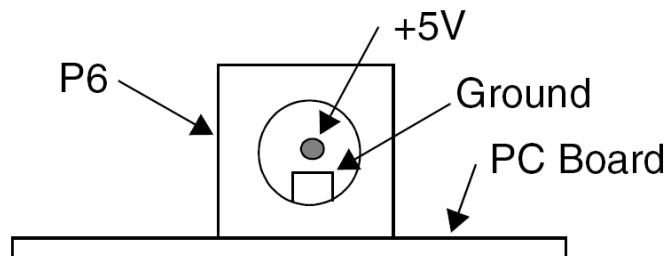
شکل (۵-۲): موقعیت هر رابط در EZDSP™ F2812 [۲۶]

در روی بورد EZdsp™ F2812 دوولتاژ ۳.۳ ولت و ۵ ولت موجود می‌باشد ولی TMS320F2812 تنها سطح ورودی/خروجی ۳.۳ ولت را حمایت می‌نماید و به عبارتی توانایی تحمل ولتاژ ۵ ولت را دارا نمی‌باشد و اتصال ۵ ولت EZdsp™ F2812 باعث آسیب رساندن به TMS320F2812 خواهد شد. به این نکته نیز باید توجه کرد که در صورتی که بورد EZdsp™ F2812 بخواهد به بخش دیگری جهت آزمایش وصل شود بورد EZdsp™ F2812 باید قبل از آن روشن شده و بعد از آن خاموش گردد.

در زیر به توضیح چند رابطی که در این پروژه استفاده شده است می‌پردازیم:

رابط برق: ساده‌ترین رابط، رابط P6 می‌باشد که POWER این مدار می‌باشد و شکل شماتیک آن

در زیر نشان داده شده است:



شکل (۳-۵): شماتیک رابط P6 [۲۶]

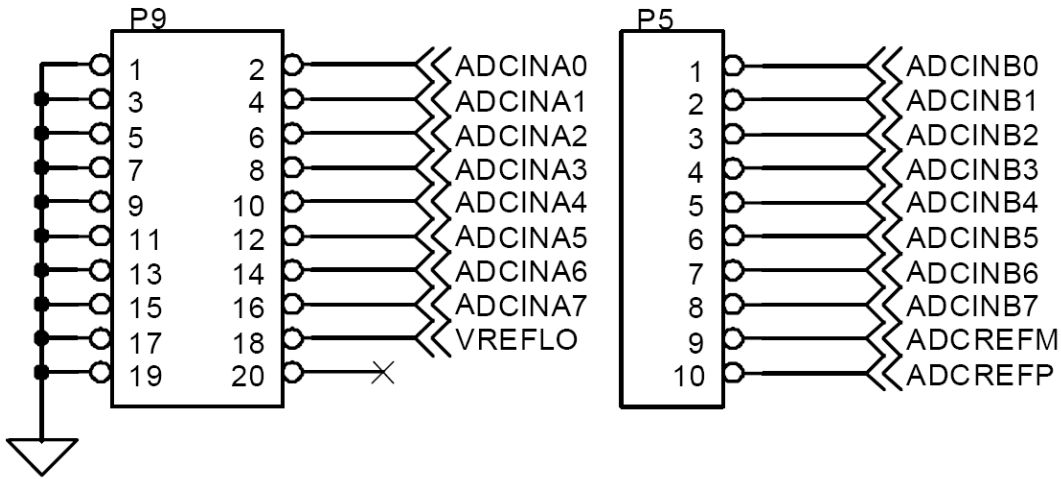
### ۱-۲-۵ پورت آنالوگ

این پورت که با P5 و P9 نشان داده می‌شود، ADC (مبدل آنالوگ به دیجیتال) بوده و نمونه-گیری‌ها به این پایه‌ها اعمال می‌گردد. موقعیت این دو رابط در روی بورد eZdsp™ F2812 در شکل (۴-۵) نشان داده شده است. ذکر این نکته که ADC فقط می‌تواند نمونه‌ای در محدوده ۰ تا ۳ ولت را بگیرد نیز ضروری می‌باشد. شماتیک این دو رابط و طریقه وصل نمودن به مدار موردنظر در شکل (۵-۵) نشان داده شده است.

P5		ANALOG							
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
2	4	6	8	10	12	14	16	18	20
1	3	5	7	9	11	13	15	17	19
P9									

شکل (۴-۵): موقعیت دو رابط P5 و P9 بر روی بورد EZDSP™ F2812 [۲۶]





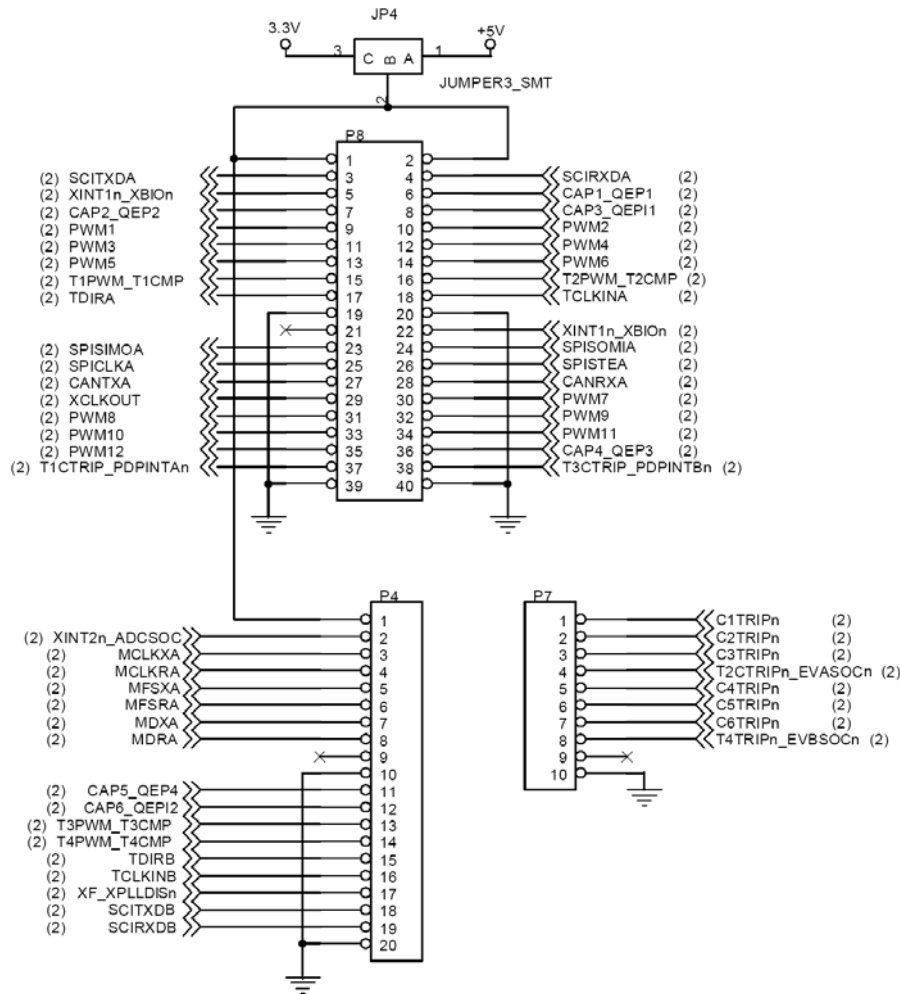
شکل (۵-۵): رابط های P5 و P9 [۲۶]

### ۲-۲-۵ پورت ورودی/خروجی

این پورت جهت گرفتن خروجی از DSP مورد استفاده قرار می‌گیرد. P4 و P7 و P8 در روی برد eZdsp™ F2812 جهت انجام این پروسه مورد استفاده قرار می‌گیرند که شماتیک موقعیت آن بر روی برد eZdsp™ F2812 در شکل (۵-۶) و طریقه اتصال به مدار آن در شکل (۵-۷) نشان داده شده است.

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	P4
2	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22	24	26	28	30	32	34	36	38	40	P8
1	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23	25	27	29	31	33	35	37	39	P8
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	P7										

شکل (۵-۶): موقعیت دو رابط P4 و P7 و P8 بر روی برد EZDSPTM F2812 [۲۶]



شکل (۵-۷): رابط های P4 و P7 و P8 [۲۶]

### ۳-۵ بلوک های نرم افزاری

یکی از قابلیت‌های محیط شبیه‌سازی نرم افزار MATLAB که به تازگی بر روی آن اضافه شده است بلوک‌های انواع مختلف DSPها می‌باشد که با استفاده از این قابلیت بدون نیاز به نوشتن برنامه مورد نظر به زبان برنامه‌نویسی اسمبلی یا زبان برنامه‌نویسی C، می‌توان با شبیه‌سازی این مدار در محیط Simulink و Compile آن بر روی DSP مورد بالا را انجام داد.

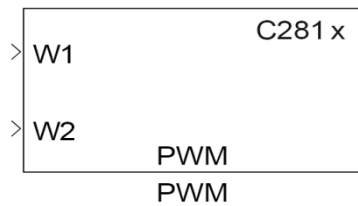
بدین منظور بر آن آمادیم بلوک‌های محیط Simulink MATLAB را که در این پروژه استفاده

شده را به طور مختصر شرح دهیم.

### ۵-۳-۱ بلوک PWM

از این بلوک جهت تولید پالس‌های مورد نظر جهت اعمال به سوئیچ‌ها استفاده می‌گردد که در شکل (۵-۸) نشان داده شده است.

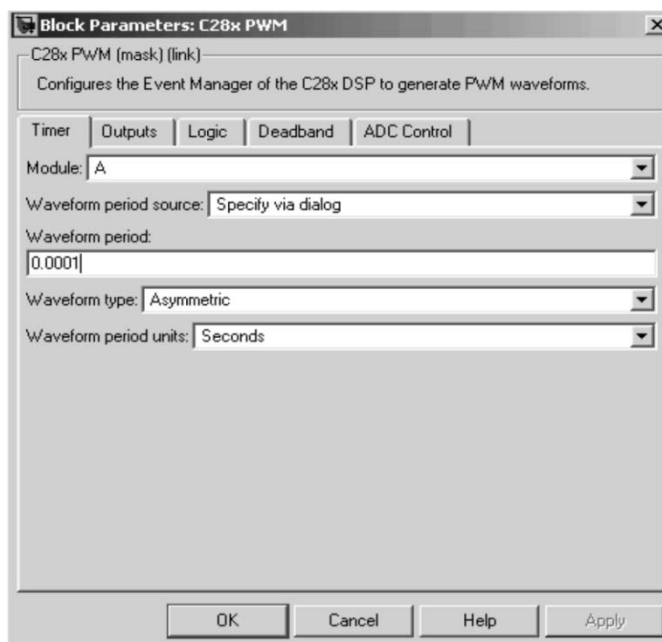
این بلوک می‌تواند در دو حالت مدول A یا B قرار گرفته و با تنظیم آن می‌توان شکل موج‌های دلخواه را تولید نمود. این بلوک توانایی تولید ۱۲ PWM در دو ۶ جفت، با ۳ جفت در هر مدول ایجاد نماید.



شکل (۵-۸): بلوک پالس PWM [۴۲]

خود بلوک PWM دارای یک سری تنظیمات بوده و شامل ۵ سر برگ می‌باشد که در ادامه یک به یک آن‌ها را شرح خواهیم داد.

### ۵-۳-۱-۱ سر برگ تایمر (Timer pane):



شکل (۵-۹): سر برگ تایمر [۴۲]

### ۱-۱-۳-۵-۳ (Module) مدول

که به طور خاص جهت جفت‌های PWM مرود نظر استفاده شده و به صورت زیر می‌باشد:

• A: مدول در حالت A، PWM1/PWM2، PWM3/PWM4 و PWM5/PWM6 را نشان می‌دهد.

• B: مدول در حالت B، PWM7/PWM8، PWM9/PWM10 و PWM11/PWM12 را نشان می‌دهد.

### ۲-۱-۳-۵-۳ (Waveform period source) منبع پریود شکل موج

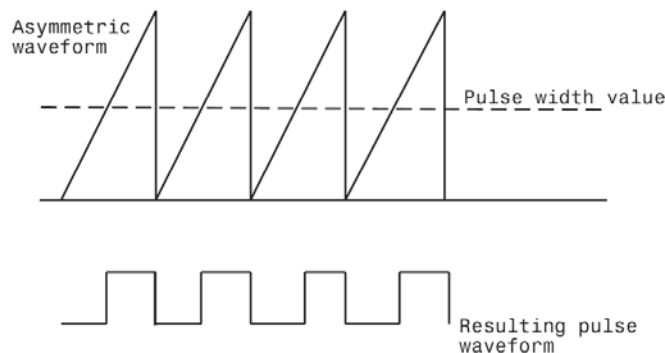
این گزینه دارای دو انتخاب می‌باشد که اگر آن را بر روی Specify via dialog بگذاریم می‌توانیم مقدار پریود شکل موج را خودمان تعیین نماییم و در صورت انتخاب گزینه Input port مقدار پریود از ورودی بلوک PWM می‌خواند.

### ۳-۱-۳-۵-۳ پریود شکل موج (Waveform period):

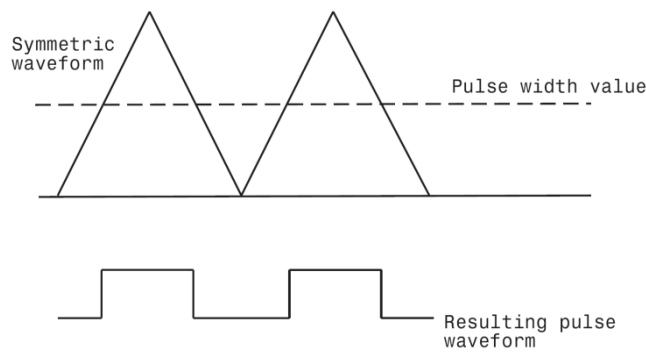
پریود شکل موج می‌تواند در دو حالت Clock cycle یا ثانیه تنظیم گردد. در حالت تنظیم با Clock cycle به این نکته باید توجه نمود که مقدار Clock cycle به Clock، F2812 بستگی دارد که مقدار این Clock در حالت از پیش تعیین شده 75MHz می‌باشد.

### ۴-۱-۳-۵-۳ نوع شکل موج (Waveform type):

F2812 PWM می‌تواند دو نوع شکل موج تولید نماید: نامتقارن و متقارن تفاوت‌های بین این دو نوع شکل موج در شکل‌های (۱۰-۵) و (۱۱-۵) به وضوح نشان داده شده است.



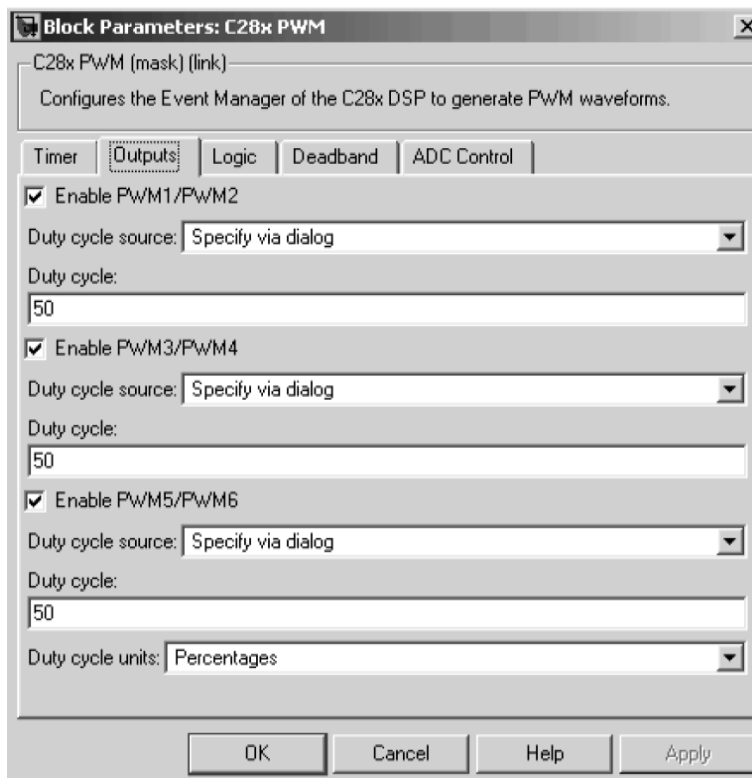
شکل (۱۰-۵): شکل موج نوع نامتقارن [۴۲]



شکل(۵-۱۱): شکل موج نوع متقارن [۴۲]

۵-۱-۱-۳-۵ واحدهای پریود شکل موج (Waveform period units) این قسمت با نام واحد پریود شکل موج جهت اندازه گیری پریود شکل موج بکار برده است. با انتخاب گزینه Clock cycle به DSP Clock مربوط بوده (75MHz) و با انتخاب ثانیه می توان آن را بر حسب ثانیه تنظیم نمود.

#### ۵-۱-۳-۲ سربرگ خروجی ها (Output pane)



شکل(۵-۱۲): سربرگ خروجی ها [۴۲]

### ۱-۲-۱-۳-۵ فعال نمودن PWM#/PWM#

در این قسمت تعداد PWMها بر حسب نیاز انتخاب می‌گردد.

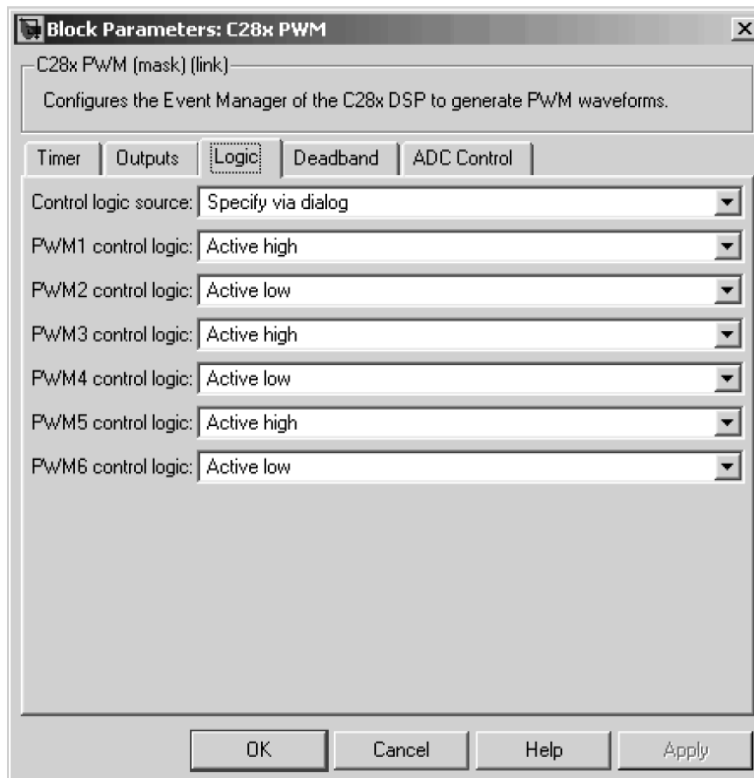
### ۲-۲-۱-۳-۵ منبع Duty cycle:

در این مرحله با انتخاب گزینه Specify via dialog می‌توان Duty cycle مورد نظر را به آن داد و با انتخاب Input port این مقدار توسط پورت ورودی تعیین می‌گردد.

### ۳-۲-۱-۳-۵ واحد Duty cycle:

انتخاب‌هایی که در این مرحله می‌توان انجام داد Clock cycle و Percentages می‌باشد. باید توجه داشت که با تغییر این قسمت مقدار Duty cycle، پریود شکل موج و واحد پریود شکل موج را نیز تغییر می‌دهد.

### ۳-۱-۳-۵ سربرگ منطقی (Logic pane):



شکل (۱۳-۵): سربرگ منطقی [۴۲]

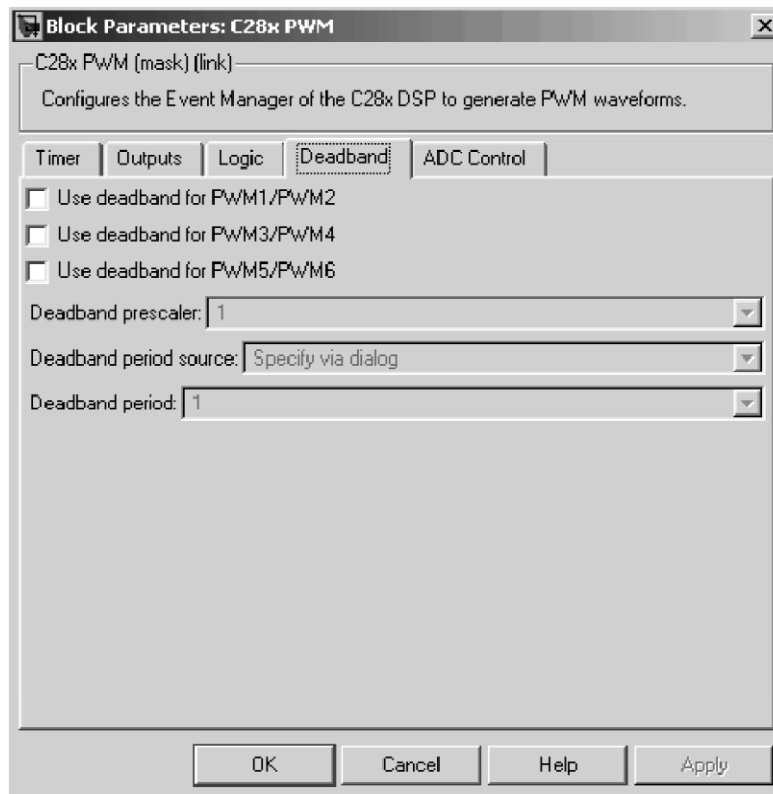
#### ۱-۳-۱-۳-۵ منبع کنترل منطقی (Control logic source) :

در این قسمت با انتخاب Specify via dialog می‌توان منطق کنترل PWMها را تنظیم نمود و یا با انتخاب Input port از مقدار پورت ورودی جهت تنظیم نمودن آنها استفاده نمود.

#### ۲-۳-۱-۳-۵ منطق کنترل PWM# (PWM# control logic) :

در این قسمت منطق کنترل تریگر برای PWMها استفاده می‌گردد. گزینه Forced high باعث می‌گردد مقدار پالس high باشد، Active high هنگامی که مقدار پالس از low به high می‌رود عمل می‌کند و Active low هنگامی که مقدار پالس از high به low می‌رود عمل می‌نماید.

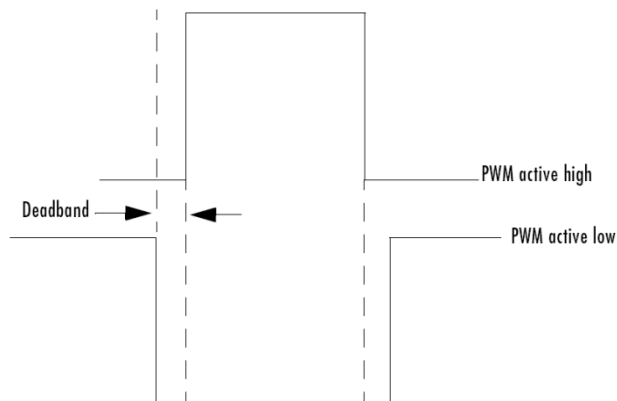
#### ۴-۱-۳-۵ سربرگ باند مرده (Deadband pane) :



شکل (۱۴-۵): سربرگ باند مرده [۴۲]

استفاده باند مرده جهت PWM#/PWM# (Use deadbane for PWM#/PWM#):

با فعال نمودن این قسمت یک باند مرده بوجود می‌آید به طوری که دو پالس اعمال شده در یک پایه هیچ گونه تداخلی بایکدیگر نخواهند داشت، که این فرایند در شکل (۱۵-۵) نشان داده شده است.

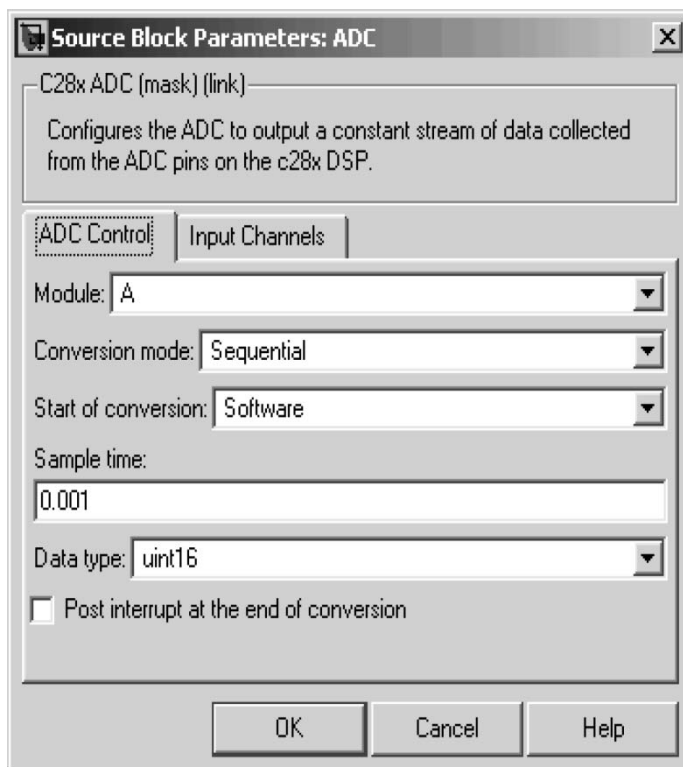


شکل (۵-۱۵): باند مرده بوجود آمده بین دو پالس یک پایه [۴۲]

مقدار این deadband با ضرب نمودن deadband prescaler در deadband period محاسبه می-گردد که deadband prescaler از ۱ تا ۳۲ و deadband period از ۱ تا ۱۵ می تواند تنظیم شوند.

### ۵-۱-۳-۵ بلوک ADC

بلوک بعدی که مورد بررسی و شرح قرار می گیرد بلوک ADC می باشد که در شکل (۵-۱۶) نشان داده شده است. این بلوک جهت تبدیل سیگنال انتخاب شده جهت ورودی به پورت ADC از آنالوگ به دیجیتال مورد استفاده قرار می گیرد.



شکل (۵-۱۶): بلوک ADC [۴۲]



### ۵-۳-۱-۵-۱ مدول ها (Module) :

A: کانال‌های ADC در مدول A نمایش داده می‌شوند (ADCINA0 through ADCINA7).

B: کانال‌های ADC در مدول B نمایش داده می‌شوند (ADCINB0 through ADCINB7).

A و B: کانال‌های ADC در هر مدول A و B نمایش داده می‌شوند

. (ADCINA0 through ADCINA7 and ADCINB0 through ADCINB7)

### ۵-۳-۱-۲ حالت تبدیل (Conversion mode) :

نوع نمونه‌گیری را در این قسمت انتخاب می‌نماییم.

Sequentially: نمونه‌گیری کانال‌های انتخابی به صورت یکی پس از دیگری می‌باشد

Simultaneously: کانال‌های منطبق از دو مدول A و B به همزمان نمونه‌گیری می‌شوند

### ۵-۳-۱-۳ شروع تبدیل (Start of conversion) :

در این قسمت نوع سیگنالی که تبدیل‌های تریگر شروع می‌شود نشان داده می‌شود.

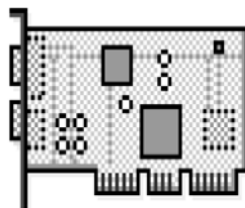
Software: سیگنال نرم افزاری

EVA: سیگنال Event manager A

EVB: سیگنال Event manager B

External: سیگنال سخت افزار خارجی

### ۵-۳-۲ بلوک F2812 eZdsp



F2812 eZdsp

شکل (۵-۱۷): بلوک F2812 EZDSP [۴۲]

همان طور که در شکل (۵-۱۷) نشان داده شده، این بلوک جهت ست کردن و انتقال برنامه نوشته

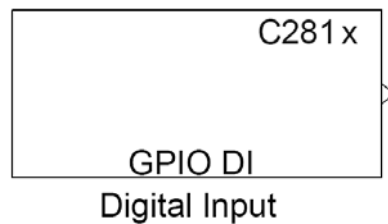
شده در نرم افزار MATLAB بر روی F2812، وجود این بلوک الزامی می‌باشد. موارد موجود داخل

این بلوک به شما این امکان را می‌دهد که تنظیمات لازم بر روی F2812eZdsp جهت کار مربوطه انجام دهید به طوری که با اضافه کردن این بلوک به شبیه سازی امکان تغییرات در ساخت و اتصال و فرستادن مطالب مورد نیاز امکان پذیر می‌گردد.

باید توجه داشت که این بلوک باید در صفحه اصلی مدل شبیه سازی باشد و یا به عبارتی اگر در داخل زیر سیستم ه قرار گیرد مدار مربوطه بر روی DSP کامپایل نمی‌گردد. نکته دیگر اینکه این بلوک به هیچ بلوک دیگری اتصال پیدا نمی‌کند و به تنهایی در مدل شبیه سازی قرار می‌گیرد.

### ۳-۳-۵ بلوک ورودی دیجیتال (Digital Input)

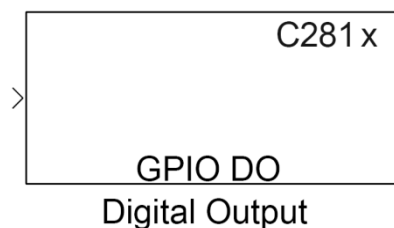
بلوک نشان داده شده در شکل (۵-۱۸) در شبیه سازی‌ها در صورت نیاز به ورودی دیجیتال مورد استفاده قرار می‌گیرد به طوری که با فعال نمودن هر یک از پایه‌های آن یک ورودی فعال می‌گردد.



شکل (۵-۱۸): بلوک ورودی دیجیتال [۴۲]

### ۴-۳-۵ بلوک خروجی دیجیتال (Digital Output)

این بلوک که در شکل (۵-۱۹) نشان داده شده به منظور فرستادن خروجی‌ها بر روی پایه‌های DSP به صورت دیجیتال مورد استفاده قرار می‌گیرد به طوری که با انتخاب پایه‌ها در تنظیمات آن، پایه مورد نظر بر روی DSP به عنوان خروجی مورد استفاده قرار می‌گیرد.



شکل (۵-۱۹): بلوک خروجی دیجیتال [۴۲]

## **Abstract**

One of the most commonly used equipment used in power electronic circuits are single-phase rectifier and therefore its optimized design researchers. The rectifiers with diode or thyristor are the simplest method of providing electrical energy as DC. In spite of fixed DC voltage in output of diode or thyristor rectifiers, because of existence input current with high THD and low power factor use of these kinds of rectifiers are limit. Nowadays with the advent of fast power semiconductors like IGBT from one hand and advent of fast digital processors from other hand use the PWM methods for improve performance of power converters are become more than ever possible. In addition of regulate the current and voltage with transient response, by using PWM rectifier can also eliminate low harmonic and make filtering easier and consequently the size of the filter also brings down and besides, good power factor provides.

In this thesis, by using a single phase PWM rectifier, DC voltage with low ripple, input current with low THD and unit power factor is manufactured so that, new way for improve the problem of low bandwidth and speed of this rectifier has been presented. More because the objective functions considered in conflict with each other and a way to improve one with cause detritions another, the genetic algorithm method is used so that by using this optimization method, optimized values for parameters have been obtained. For simulate this converter and optimization of its parameters the software MATLAB was used in which results indicated improve performance of rectifier. At the end of this thesis also single phase PWM rectifier using DSP processor called TMS320f2812 made and the results obtained from implementation is given in end.

**Keywords:** single phase PWM rectifier, Genetic Algorithm, TMS320f2812



Shahrood University of Technology  
Faculty of Electrical and Robotics Engineering

# **Performance Optimization of Single-Phase PWM Rectifier, Design and Implementation**

By:

**Farhad Jafari**

Under Supervision of:

**Dr. Ali Dastfan**

Consultant:

**Dr. Alireza Ahmady fard**

**June  
2010**