



دانشکده برق و رباتیک
گروه قدرت

طراحی و شبیه سازی اینورترهای سه فاز و تکفاز

گرد آورنده:

جواد برسلانی

زمستان ۹۵

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

چکیده

با توجه به مزایای استفاده از وسایل الکترونیک قدرت، تعداد این وسایل روز به روز در حال افزایش است. مبدل های الکترونیک قدرت جهت تبدیل ولتاژ DC و AC به یکدیگر با سطح ولتاژ مورد نظر و جریان ورودی مطلوب به کار گرفته می شوند. این نوشتار برآن است تا با معرفی اجمالی اینورتر و کاربرد های آن، با به کارگیری روش مطلوب برای رسیدن به پاسخ مورد نظر طرحی را در جهت ساخت این مبدل پر کاربرد ارائه دهد. اینورتر ها می توانند از یک ولتاژ DC ثابت یا متغییر ولتاژ های AC تکفاز یا سه فاز را تولید نمایند. روش های گوناگونی برای کنترل ولتاژ خروجی اینورتر وجود دارد که هر کدام هارمونیک هایی را در ولتاژ خروجی پدید می آورند. روش به کار گرفته شده جهت ساخت اینورتر می بایستی بتواند شرایط کارکرد در رنج وسیع، ایزولاسیون نوترال بار سه فاز و... را برآورد نماید. روش **Space – Vector** بر اساس مزیت های موجود و مقایسه ی صورت پذیرفته با دیگر روش های مدولاسیون جهت کنترل ولتاژ خروجی و بهینه سازی عملکرد اینورتر سه فاز شش پالسه برگزیده شده است. این روش سعی برآن دارد که با ایجاد بردارهای متغییر مناسب از ولتاژ مرجع خروجی و تطبیق آن بر الگوهای کلیدزنی خاص، تغذیه ی گیت سوئیچ های اینورتر سه فاز را فراهم سازد. با اعمال این روش می توان با داشتن تلفات کمتر و حداکثر ولتاژ خروجی بیشتر، به ولتاژ خروجی AC متقارن بادامنه و فرکانس دلخواه دسترسی پیدا کرد. مزایای این روش بهینه بودن آن را جهت به کارگیری در اینورتر سه فاز تضمین می کند. نتایج شبیه سازی ارائه شده توسط قسمت **Simulink** نرم افزار **MATLAB** صحت این ادعا را اثبات کرده و نشان می دهد که طراحی از روش های دیگر موجب برآورد نمودن شرایط مدنظر در اینورتر سه فاز را نخواهند داشت. همچنین در راستای ارائه راهکاری در جهت ساخت اینورتر مذکور، کنترلر دیجیتال به کار گرفته شده میکرو کنترلر **ATmega 128** می باشد.

کلید واژه - اینورتر سه فاز، مدولاسیون عرض پالس **PWM**، مدولاسیون پهنای پالس فضای برداری **SV**
PWM، میکروکنترلر

فهرست مطالب:

- ۱- فصل اول: مقدمه ۴
- ۲- فصل دوم: ساختارهای اینورترهای قدرت ۷
- ۲,۱- مقدمه فصل: ۸
- ۲,۲- اینورترهای ولتاژ ۹
- ۲,۲,۱- اینورترهای تکفاز با تغذیه ولتاژ ۹
- ۲,۲,۱,۱- اینورترهای نیم پل تکفاز ۹
- ۲,۲,۱,۲- اینورتر پل تکفاز ۱۱
- ۲,۲,۱,۳- بررسی ریپل جریان و ولتاژ خروجی اینورتر تک فاز با تغذیه ولتاژ. ۱۲
- ۲,۲,۲- اینورتر سه فاز ۱۴
- ۲,۲,۲,۱- بررسی ریپل ولتاژ خروجی اینورتر سه فاز ۱۶
- ۲,۳- اینورترهای جریان ۱۹
- ۲,۴- مدارکرد اینورترهای ولتاژ ۲۱
- ۲,۵- خلاصه فصل : ۲۴

- ۳- فصل سوم: روش های کنترل اینورترهای ولتاژ..... ۲۵
- ۳,۱- مقدمه فصل..... ۲۶
- ۳,۲- مدولاسیون مفرد عرض پالس..... ۲۷
- ۳,۳- مدولاسیون چند تایی عرض پالس..... ۲۹
- ۳,۴- مدولاسیون سینوسی عرض پالس..... ۳۰
- ۳,۴,۱- شاخص مدولاسیون در اینورتر تک فاز..... ۳۲
- ۳,۴,۲- جریان سمت DC در مدولاسیون سینوسی دو قطبی تکفاز..... ۳۸
- ۳,۵- نحوه اعمال PWM سینوسی به اینورتر سه فاز..... ۴۱
- ۳,۵,۱- حالات مختلف شاخص مدولاسیون در سه فاز..... ۴۲
- ۳,۵,۱,۱- مدولاسیون خطی..... ۴۳
- ۳,۵,۱,۲- مدولاسیون بالا..... ۴۴
- ۳,۵,۲- جریان سمت DC در روش مدولاسیون سینوسی سه فاز..... ۴۵
- ۳,۶- روش مدولاسیون عرض پالس فضای برداری..... ۴۷
- ۳,۶,۱- مدولاسیون خطی و بالا در روش SVM..... ۴۸
- ۳,۷- روش مدولاسیون حذف هارمونیک های انتخابی..... ۵۲

۵۴ ۳,۸- اثر زمان مرده
۵۷ ۳,۹- خلاصه فصل:
۵۸ ۴- فصل چهارم: شبیه سازی و نتایج آن
۵۹ ۴,۱- مقدمه فصل
۶۰ ۴,۲- شبیه سازی سیستم کنترلی مدولاسیون عرض پالس سینوسی
۶۴ ۴,۳- شبیه سازی سیستم کنترلی حذف هارمونیکهای انتخابی
۶۷ ۴,۴- شبیه سازی سیستم کنترلی مدولاسیون فضای برداری
۷۰ ۴,۵- روش مدولاسیون عرض پالس سینوسی تصحیح شده
۷۵ ۴,۶- مقایسه تکنیک های مدولاسیون
۷۸ ۵- فصل پنجم: نتیجه گیری و پیشنهادات
۷۹ ۵,۱- نتیجه گیری
۸۱ فهرست مراجع:

۱- فصل اول: مقدمه

هدف اصلی اینورترهای قدرت، تولید ولتاژ خروجی AC متقارن، در دامنه و فرکانس مورد نظر، از منبع ولتاژ ورودی DC است. کاربرد اینگونه از ولتاژهای تولید شده، در درایوهای سرعت قابل تنظیم (ASDs)^۲، منابع قدرت غیر قابل قطع (UPS)^۳، فیلترهای اکتیو، سیستمهای انتقال ac انعطاف پذیر (FACTS)^۴، جبران سازهای ولتاژ و ... می باشد. برای خروجی سینوسی، دامنه، فرکانس و فاز باید کنترل پذیر باشد. اگر ولتاژ ورودی، DC ثابت باشد می توان با تغییر ضریب تقویت اینورتر ولتاژ خروجی متغییری را بدست آورد؛ این امر به طور معمول با کنترل مدولاسیون عرض پالس (PWM)^۵ انجام می پذیرد. ایجاد خروجی AC به وسیله سوئیچهای قدرت توسط مقادیر گسسته انجام می پذیرد. لازم به ذکر است که تکنیکهای به کار گرفته شده سبب عدم ایجاد شکل موج گسسته ی AC خروجی خواهد شد. ضریب تقویت اینورتر نسبت ولتاژ خروجی AC به ورودی DC تعریف می شود. شکل موج ولتاژ خروجی اینورتر ایده آل باید سینوسی باشد؛ با این وجود شکل موج خروجی اینورتر عملی، غیر سینوسی و دارای هارمونیهای معینی است. گرچه خروجی اینورترها آنطوریکه انتظار می رود سینوسی نمی باشند ولی هارمونیک اصلی آن رفتار مدنظر ما را برآورده خواهد ساخت. در این بین تکنیک مدولاسیون به کار گرفته شده می بایستی توانایی تعیین مدت زمان و توالی روشن و خاموش شدن سوئیچها را داشته باشد و تضمین

¹ Directed Current

² Adjustable Speed Drives

³ Uninterruptible Power Supplies

⁴ Flexible Ac Transmission Systems

⁵ Pulse Width Modulation

لازمه را فراهم سازد. برای مصارف پایین و متوسط، ولتاژهای مربعی و یا شبه مربعی قابل قبول است و برای مصارف توان بالا، شکل موج سینوسی با نویز کم مورد نیاز است. ورودی اینورتر می تواند یک باتری، سلول اتمی، سلول خورشیدی و یا منابع دیگر باشد. خروجی های تکفاز معمولاً **60 Hz** در **120 V**، **50 Hz** در **220 V**، **400 Hz** در **115 V** است. اگر ورودی اینورتر ثابت باشد، آن اینورتر، اینورتر با تغذیه ی ولتاژ (VSI) نامیده می شود.

۲- فصل دوم: ساختارهای اینوترهای قدرت

۲.۱ مقدمه فصل:

به طور کلی اینورترها به دو دسته ی اینورترهای ولتاژ^۱ و اینورترهای جریان^۲ تقسیم می شوند ولی با توجه به کاربری بیشتر اینورترهای ولتاژ ، اغلب منظور و مقصود از به کار بردن لفظ اینورتر ، اینورتر های ولتاژ می باشد. این فصل با بررسی ساختار انواع اینورترهای ولتاژ تکفاز که خود به دو نوع نیم پل و پل تقسیم می شوند آغاز و با مطالعه ی ریپل ولتاژ خروجی در این مبدل ادامه می یابد. ادامه فصل با بررسی چگونگی کارکرد اینورترهای ولتاژ سه فاز همراه با مطالعه ی ریپل ولتاژ خروجی این مبدل ها خواهد بود. همچنین جهت پوشش تمامی مباحث مربوط به ساختارهای اینورتر به معرفی اجمالی ساختار کلی اینورتر های جریان پرداخته می شود و در انتهای فصل انواع مد کارکرد اینورتر های ولتاژ به صورت اجمالی توصیف خواهد شد.

^۱ VSI

^۲ CSI

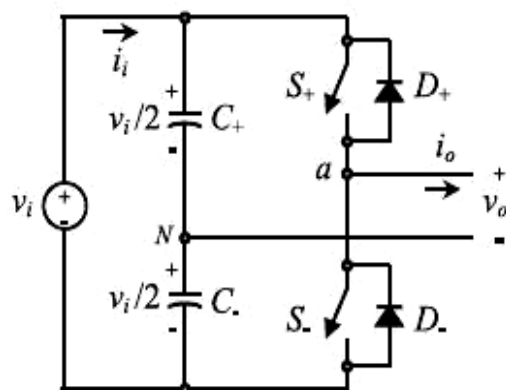
۲.۲ اینورترهای ولتاژ^۱

۲.۲.۱ اینورترهای تکفاز با تغذیه ولتاژ

اینورترهای تکفاز به دو صورت نیم پل و پل یافت می شوند؛ گرچه اینگونه از اینورترها محدوده قدرتی را که تحت پوشش قرار می دهند، پایین است ولی به صورت گسترده در منابع تغذیه قدرت، منابع قدرت غیر قابل قطع تکفاز و ... مورد استفاده قرار می گیرند.

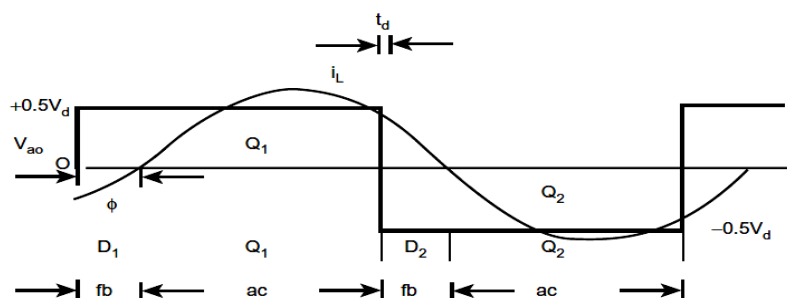
۲.۲.۱.۱ اینورترهای نیم پل تکفاز

ساده ترین ساختار اینورتری شامل یک مدار نیم پل تک فاز می باشد که شکل ۱-۲ نشان دهنده ساختار این پل است. همانطور که مشاهده می شود در این ساختار نیازه دو خازن با ظرفیت بالا برای بدست آوردن نقطه ی خنثی می باشد؛ به طوریکه هر یک از خازن ها دارای ولتاژ ثابت $\frac{V_i}{2}$ می باشند. مشخص است که سوئیچ های S_+ و S_- نمی توانند بطور همزمان روشن باشند و دلیل آن اتصال کوتاهی است که در دو سر منبع ولتاژ DC رخ می دهد. در شکل ۲-۲ هم می توان خروجی این ساختار را مشاهده کرد. [۲]



شکل ۱-۲: اینورتر نیم پل تکفاز [۱]

¹ Voltage source inverter (VSI)



شکل ۲-۲: نمایش خروجی اینورتر نیم پل تکفاز [۱]

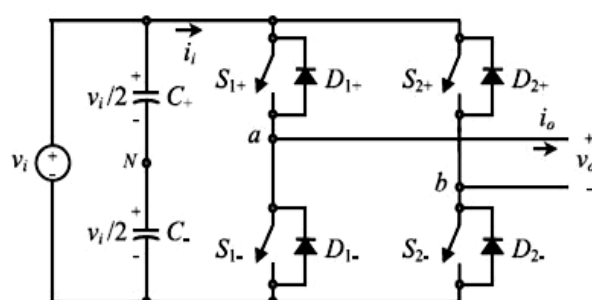
تمامی حالاتی که ممکن است برای روشن و یا خاموش بودن سوئیچ ها اتفاق بیفتد، در جدول ۱-۲ آورده شده است. دو حالت تعریف شده (حالت های ۱ و ۲) و یک حالت تعریف نشده (حالت ۳) برای سوئیچ ها وجود دارد. سوئیچ های S_+ و S_- طوری در مدار کنترل روشن و خاموش می شوند که یک موج مربعی با 180° درجه اختلاف فاز را دو سر بار پدید می آورند. وقتی فقط سوئیچ S_+ روشن باشد ولتاژ دو سر بار (V_o) برابر با $\frac{V_i}{2}$ می شود و اگر تنها S_- روشن باشد، ولتاژ دو سر بار برابر $-\frac{V_i}{2}$ می گردد. به منظور جلوگیری از بروز اتصال کوتاه در دو سر منبع ولتاژ DC و همچنین عدم به وجود آمدن حالتی که در آن خروجی تعریف نشده است (حالت ۳)، تکنیک مدولاسیون به کار گرفته شده باید این تضمین را بدهند که در هر لحظه، تنها یکی از سوئیچ های S_+ و S_- روشن باشند. [۲]

جدول ۱-۲: حالات ممکن در وضعیت روشن یا خاموش بودن سوئیچ ها در اینورتر نیم پل تکفاز

حالت	وضعیت سوئیچ ها	V_o
۱	S_+ روشن و S_- خاموش	$\frac{V_i}{2}$
۲	S_+ خاموش و S_- روشن	$-\frac{V_i}{2}$
۳	S_+ و S_- خاموش	$\frac{V_i}{2}$ $-\frac{V_i}{2}$

۲.۲.۱.۲ اینورتر پل تکفاز

شکل ۲-۳ ساختار یک اینورتر پل تکفاز را نشان می دهد. همانطور که از شکل مشخص است این پل از اتصال دو نیم پل حاصل گردیده است. عملکرد این اینورتر شبیه به اینورتر نیم پل است، با این تفاوت که نقطه ی خنثی برای بار، از دومین پایه^۱ گرفته می شود. همانند اینورتر نیم پل، سوئیچ های S_{1+} و S_{2-} (و یا S_{2+} و S_{1-}) نمی توانند به طور همزمان روشن باشند، زیرا اتصال کوتاه در دو سر منبع تغذیه DC رخ می دهد. [۲]



شکل ۲-۳: اینورتر پل تکفاز [۱]

برای وضعیت سوئیچ ها ، چهار حالت تعریف شده (حالت های ۱ ، ۲ ، ۳ ، و ۴) و یک حالت تعریف نشده (حالت ۵) وجود دارد. این حالت ها در جدول ۲-۲ نشان داده شده اند.

^۱ Leg

جدول ۲-۲: : حالات ممکن در وضعیت روشن یا خاموش بودن سوئیچ ها در اینورتر پل تکفاز

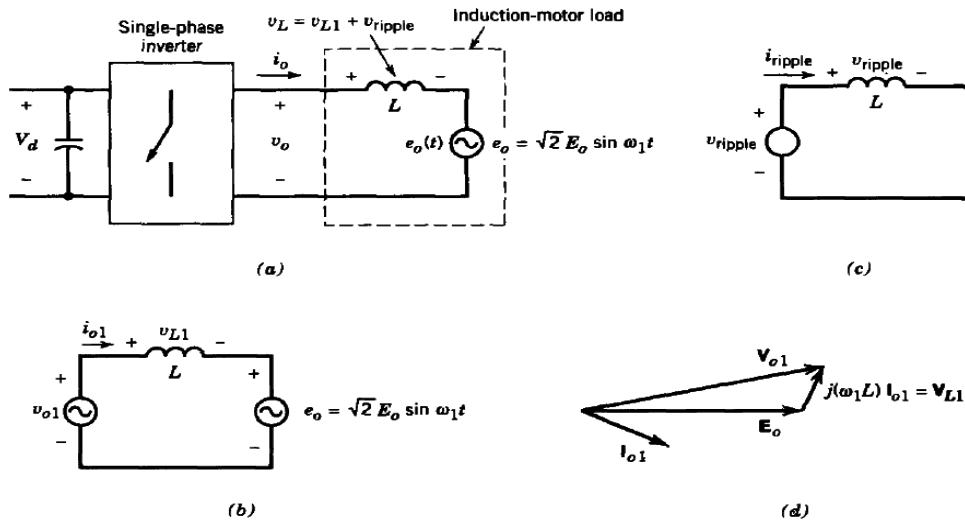
حالت	وضعیت سوئیچ ها	V_o
۱	S_{1+} و S_{2-} روشن و S_{1+} و S_{2+} خاموش	V_i
۲	S_{1-} و S_{2+} روشن و S_{1+} و S_{2-} خاموش	$-V_i$
۳	S_{1+} و S_{2+} روشن و S_{1-} و S_{2-} خاموش	۰
۴	S_{1-} و S_{2-} روشن و S_{1+} و S_{2+} خاموش	۰
۵	S_{1-} و S_{1+} و S_{2-} و S_{2+} خاموش	$-V_i$ V_i

در مورد این نوع اینورتر نیز برای جلوگیری از بروز اتصال کوتاه و همچنین عدم بروز حالت تعریف نشده تکنیک مدولاسیون به کار گرفته شده باید این تضمین را بدهد که سوئیچ های بالا و پایین هر پایه همزمان روشن نشوند.

۲.۲.۱.۳ بررسی ریپل جریان و ولتاژ خروجی اینورتر تک فاز با تغذیه ولتاژ

اصطلاح ریپل^۱ در یک موج متناوب به تفاوت مابین مقادیر لحظه ای آن و دامنه هارمونیک اصلی اطلاق می شود. شکل ۲-۴ یک اینورتر تک فاز را نشان می دهد که فرض شده این سیستم یک موتور القایی را تغذیه می کند. تا هنگامی که $e_o(t)$ سینوسی باشد، فقط مقادیر سینوسی ولتاژ و جریان خروجی اینورتر در توان انتقالی به بار موثر هستند. در اینجا می توان هارمونیک اصلی و مقادیر v_o و i_o را از یکدیگر جدا نمود به گونه ای که داریم: $v_o = v_{o1} + v_{ripple}$ و نیز $i_o = i_{o1} + i_{ripple}$. قسمت **a** و **b** از شکل ۲-۴ مدار های موجود در فرکانس هارمونیک اصلی و فرکانس ریپل را نشان می دهد که در آن فرکانس ریپل شامل هارمونیک های کناری و متفاوتی از ترادف ها می باشد. فرم فازوری در قسمت **d** از شکل ۲-۴ نشان داده شده است. [۴]

^۱ Ripple



شکل ۲-۴: ریبیل ولتاژ و جریان در اینورتر تکفاز [۴]

داریم:

$$V_{o1} = E_o + V_{L1} = E_o + j\omega_1 L I_{o1} \quad (1-2)$$

تا موقعی که شرایط مذکور برقرار باشد، کلیه ریبیل v_o روی L ظاهر می شود به طوریکه:

$$V_{ripple}(t) = v_o - V_{o1} \quad (2-2)$$

ریبیل جریان خروجی هم اینگونه محاسبه خواهد شد:

$$i_{ripple}(t) = \frac{1}{L} \int_0^t v_{ripple}(\zeta) d\zeta + k \quad (3-2)$$

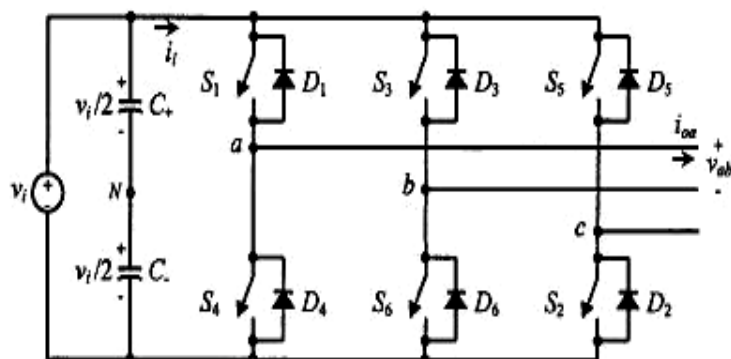
که در آن k ثابت و ζ متغیر انتگرال گیری است.

در ناحیه مناسبی از زمان ($t = 0$) ثابت k در رابطه (۳-۲) صفر خواهد شد. بنابراین، رابطه نشان می دهد که میزان ریبیل جریان خروجی به مقدار توان انتقالی به بار وابسته است. از این بحث می توان به فواید افزایش فرکانس هارمونیک ها تا جایی که امکان دارد پی برد که این مهم با افزایش فرکانس کلید زنی اینورتر ممکن است.

۲.۲.۲ اینورتر سه فاز

اینورترهای تکفاز کاربرد هایی با رنج کارکرد قدرت پایین و اینورترهای سه فاز کاربری قدرت متوسط و بالا را شامل می شوند. هدف اصلی این ساختار فراهم کردن منبع ولتاژ سه فاز با اندازه، فاز و فرکانس قابل کنترل می باشد. اگرچه اغلب کاربری های این شکل موج (از جمله **FACTS**، **UPSs**، **ASDs**) و جبران کننده ها) به ولتاژ سینوسی نیاز دارند ولی استفاده از ولتاژ قراردادی بعضاً در کاربری های اضطراری مانند جبران سازهای ولتاژ و فیلترهای فعال و ... نیز به کار گرفته شده است.

ساختار استاندارد اینورتر سه فاز در شکل ۲-۵ مشاهده می شود. شش سوئیچ S_1 تا S_6 برای ایجاد ولتاژ خروجی مورد نظر کنترل می شوند. V_a ، V_b ، V_c ولتاژهای خروجی اینورتر سه فاز جهت اعمال به سیم پیچ تجهیز مورد نظر برحسب مورد، مورد استفاده می باشد. سوئیچ های هر بازوی اینورتر (S_1 و S_4 ، S_2 و S_5 ، S_3 و S_6) نمی توانند به طور همزمان روشن باشند؛ چراکه سبب ایجاد اتصال کوتاه در منبع **DC** ورودی خواهد شد.



شکل ۲-۵: اینورتر پل سه فاز [۱]

سه بازوی اینورتر طوری کنترل می شوند که موج هایی با 120° درجه اختلاف فاز را پدید آورند. هنگامی که Q_1 روشن می شود ترمینال فاز V_a به ترمینال مثبت ولتاژ **DC** ورودی متصل می شود و هنگامی که سوئیچ Q_4 روشن می شود ترمینال فاز V_a به ترمینال منفی ولتاژ **DC** ورودی وصل خواهد شد. در هر سیکل شش مرحله ی کاری وجود دارد که مدت هر مرحله 60° درجه می باشد. سوئیچ ها برحسب توالی تحریکشان شماره گذاری شده اند (یعنی 123 ، 234 ، 345 ، 456 ، 561 ، 612) و هر سوئیچ

۱۸۰ درجه در حالت هدایت به سر می برد که با یکدیگر ۶۰ درجه اختلاف دارند، تا سبب ایجاد ولتاژهای متعادل سه فاز شوند. بار را می توان به صورت ستاره یا مثلث متصل نمود. نقطه نوترال ایزوله‌ی سر ستاره‌ی بار (مثلا برای ولتاژ فاز v_{an}) از طریق رابطه $v_{an} = \frac{2}{3} v_{a0} - \frac{1}{3} v_{b0} - \frac{1}{3} v_{c0}$ در غیاب هارمونیک سوم ایجاد خواهد شد. در بار متقارن، جریان‌های خط خروجی نیز متقارن خواهند بود که در آن‌ها نیز هارمونیک سوم حذف شده است. برای یافتن ولتاژهای فاز و خط در هر سیکل سه مرحله اجرایی وجود دارد که هر مرحله به طور مجزا مورد بررسی قرار گرفته است.

در مدت مرحله یک برای $0 < \omega t < \frac{\pi}{3}$ داریم:

$$R_{eq} = R + \frac{R}{2} = \frac{3R}{2} \quad (۴-۲)$$

$$i_1 = \frac{V_s}{R_{eq}} = \frac{2V_s}{3R} \quad (۵-۲)$$

$$V_{an} = V_{cn} = \frac{Ri_1}{2} = \frac{V_s}{3} \quad (۶-۲)$$

$$V_{bn} = -Ri_1 = -\frac{2V_s}{3} \quad (۷-۲)$$

در مدت مرحله دو برای $\frac{\pi}{3} < \omega t < \frac{2\pi}{3}$ داریم:

$$R_{eq} = R + \frac{R}{2} = \frac{3R}{2} \quad (۸-۲)$$

$$i_2 = \frac{V_s}{R_{eq}} = \frac{2V_s}{3R} \quad (۹-۲)$$

$$V_{bn} = V_{bn} = \frac{-Ri_2}{2} = \frac{-V_s}{3} \quad (۱۰-۲)$$

$$V_{an} = Ri_2 = \frac{2V_s}{3} \quad (۱۱-۲)$$

در مدت مرحله سه برای $\frac{2\pi}{3} < \omega t < \pi$ داریم:

$$R_{eq} = R + \frac{R}{2} = \frac{3R}{2} \quad (۱۲-۲)$$

$$i_3 = \frac{V_s}{R_{eq}} = \frac{2V_s}{3R} \quad (۱۳-۲)$$

$$V_{an} = V_{bn} = \frac{Ri_3}{2} = \frac{V_s}{3} \quad (14-2)$$

$$V_{cn} = -Ri_3 = -\frac{2V_s}{3} \quad (15-2)$$

ولتاژ خط V_{ab} ، در حالی که به اندازه $\frac{\pi}{6}$ جابه جا شده و هارمونیک های زوج صفر را داراست، بر حسب سری فوریه بیان می شود.

$$V_{ab} = \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \sin n(\omega t + \frac{\pi}{6}) \quad (16-2)$$

از معادله ی (۱۶-۲)، با جابه جا کردن V_{ab} به ترتیب به اندازه ی ۱۲۰ و ۲۴۰ درجه بدست می آید.

$$V_{bc} = \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \sin n(\omega t - \frac{\pi}{2}) \quad (17-2)$$

$$V_{ca} = \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \sin n(\omega t - \frac{7\pi}{6}) \quad (18-2)$$

از معادلات (۱۶-۲) تا (۱۸-۲) می توان دریافت که هارمونیک های مضرب سه ($n=3, 6, 9, \dots$)

در ولتاژ خط صفر خواهد بود. [۲]

ولتاژ موثر خط از رابطه ی زیر نتیجه می شود:

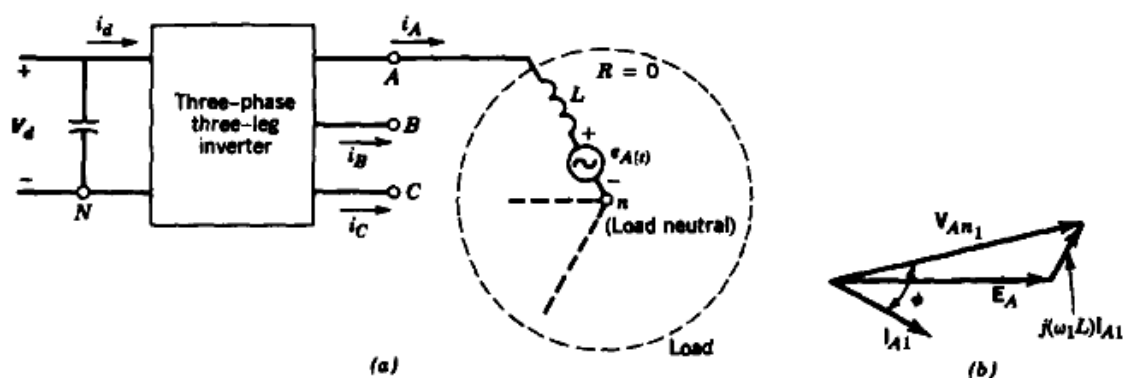
$$V_L = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_0^{2\pi/3} V_s^2 d(\omega t)} \quad (19-2)$$

۲.۲.۲.۱ بررسی ریپل ولتاژ خروجی اینورتر سه فاز

در شکل ۶-۲ اینورتر سه بازو به صورت بلوک دیاگرام نشان داده شده است. این اینورتر جهت تغذیه

ی بار موتوری به کار گرفته شده است. در این قسمت هر فاز از بار بصورت مدار ساده شده نسبت به نوترال

بار (n) نمایش داده شده است.



شکل ۲-۶: ریپل ولتاژ خروجی اینورتر سه فاز [۴]

در حالت بار متعادل می توان فاز خروجی اینورتر را به صورت V_{An} داشت :

$$V_{kn} = V_{kN} - V_{nN} \quad (20-2)$$

هر فاز ولتاژ را می توان به صورت زیر نوشت:

$$V_{kn} = L \frac{di_k}{dt} + e_{kn} \quad (21-2)$$

در سیستم سه فاز داریم:

$$i_A + i_B + i_C = 0 \quad (22-2)$$

$$\frac{d}{dt}(i_A + i_B + i_C) = 0 \quad (23-2)$$

به طور مشابه تحت شرایط بار متعادل سه emf متناظر نیز در حالت تعادل قرار دارند.

$$e_A + e_B + e_C = 0 \quad (24-2)$$

مطابق موارد ذکر شده می توان برای ولتاژهای اینورتر نوشت:

$$V_{An} + V_{Bn} + V_{Cn} = 0 \quad (25-2)$$

$$V_{nN} = \frac{1}{3}(V_{AN} + V_{BN} + V_{CN}) \quad (26-2)$$

با جایگزینی V_{nN} می توان ولتاژ فاز به نوترال را برای ولتاژ فاز A نوشت:

$$V_{An} = \frac{2}{3}V_{AN} - \frac{1}{3}(V_{BN} + V_{CN}) \quad (2-27)$$

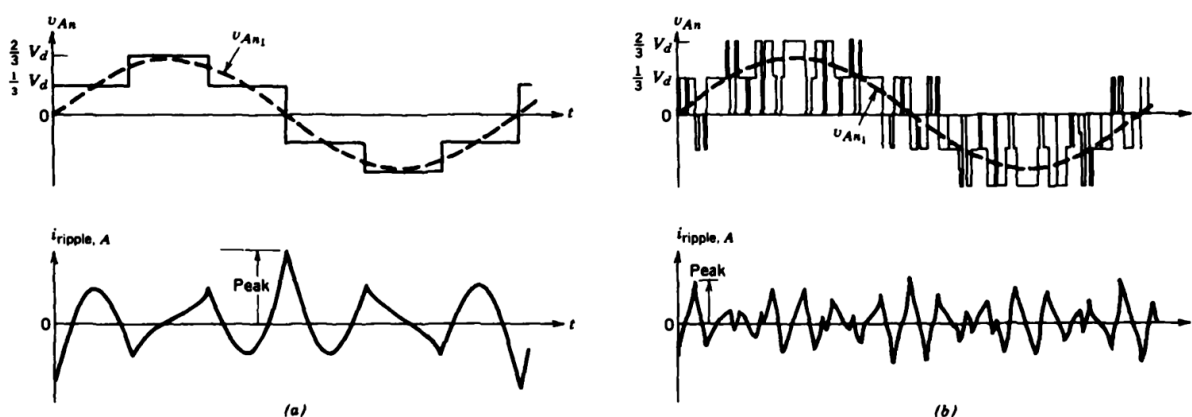
لازم به ذکر است که می توان برای ولتاژ فاز های **B** و **C** نیز این معادله را نوشت.

مطابق موارد ذکر شده در قسمت های قبلی در مورد ریپل ولتاژ اینورتر تک فاز ، تنها ، مولفه ی

اصلی فرکانس ولتاژ فاز V_{An1} و جریان خروجی i_{A1} در انتقال توان حقیقی نقش دارند. این حقیقت در شکل

۶-۲ قسمت **b** نشان داده شده است. ریپل جریان خروجی جدا از قدرت انتقال یافته به اندوکتانس بار نیز

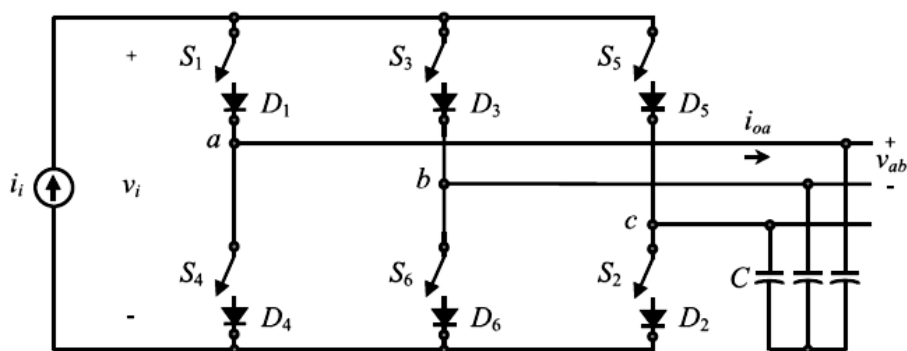
وابسته است. ریپل جریان خروجی در شکل ۷-۲ به نمایش درآمده است. [۴]



شکل ۷-۲: ریپل جریان خروجی در اینورتر سه فاز [۴]

۲.۳ اینورترهای جریان^۱

ماهیت واقعی این مبدل های قدرت تولید شکل موج جریان AC خروجی از منبع جریان DC است. برای خروجی AC جریان خروجی، اندازه، فرکانس و فاز می بایستی کنترل شود. به همین علت می بایست جریان AC خط خروجی i_{oa} ، i_{ob} و i_{oc} با مشخصه $\frac{di}{dt}$ بالا توسط فیلتر خازنی که در سمت ترمینال های AC با بار های اندکتیو قرار داده شود (مانند ASDs) که ولتاژ بار گرفته شده تقریباً سینوسی خواهد بود و کاربرد این ساختار را در کاربری های ولتاژ متوسط که نیاز به کیفیت بالای شکل موج ولتاژ می باشد توجیه می کند اگرچه CSI های تک فاز نیز مشابه با ساختار CSI های سه فاز می باشند ولی با توجه به کاربری اینورتر های منبع جریان سه فاز این ساختار توضیح داده شده است.



۲-۸: ساختار کلی یک اینورتر جریان [۲]

جهت کلید زنی مناسب در گیت سوئیچ های اینورتر منبع جریان سه فاز، دو شرط همواره می بایست مدنظر قرار گیرد: ۱- خازنی بودن سمت AC؛ بنابراین نبایستی اتصال کوتاهی رخ داده شود؛ این بدان معنا و مفهوم خواهد بود که نبایستی یکی از سوئیچ های بالا (۱ یا ۳ یا ۵) و یکی از سوئیچ های پایین (۲ یا ۴ یا ۶) همزمان بسته باشند. ۲- باس DC از نوع منبع جریان بوده و نبایست هیچ گاه مسیر

¹ Current source inverters (CSI)

جریان باز شود؛ بنابراین یکی از سوئیچ های بالا (۱ یا ۳ یا ۵) یا یکی از سه سوئیچ پایین (۲ یا ۴ یا ۶) بایستی حتما بسته باشند. دو شرط مذکور می بایست در تمامی حالات و زمان ها برقرار و جاری باشند.

در اینورتر منبع جریان ۹ حالت مختلف وجود دارد. در وضعیت ۷، ۸ و ۹ از جدول ۳-۲ جریان خط

AC صفر ایجاد می شود. در این حالت جریان DC در هیچ یک از سوئیچ های S_1 و S_4 ، S_3 و S_6 یا S_5 و

S_2 به طور همزمان جاری نخواهد شد. در ۶ حالت باقی مانده ی ۱ تا ۶ از جدول ۳-۲ مقادیر غیر صفر AC

از جریان خط خروجی بوجود می آید. بدین جهت برای ایجاد جریان AC خروجی، اینورتر می بایسا از یک

حالت به حالت دیگر تغییر وضعیت دهد که موجب ایجاد مقادیر گسسته ی جریان بصورت i_i ، 0 و $-i_i$

می شود. جهت چگونگی انتخاب حالاتی که شکل موج را می سازد از تکنیکی استفاده می شود که بایستی

تضمین لازم را برای استفاده از حالات معتبر ایجاد کند [۲]

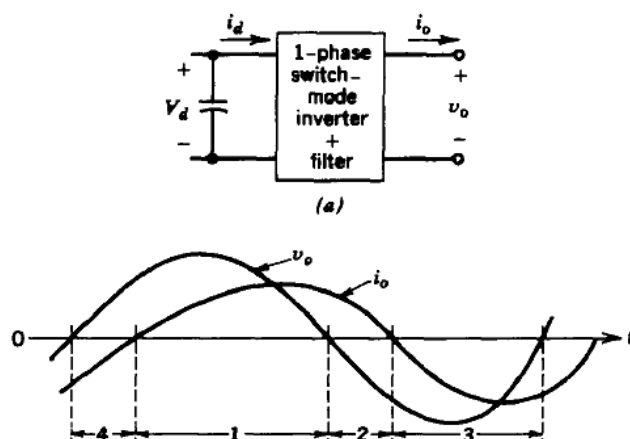
جدول ۳-۲: حالت های مختلف کلید زنی در اینورتر های جریان [۲]

State	State	a	b	Space Vector
1 and 2 are on and 3, 4, 5, and 6 are off	1		0	$I_1 = 1 + j0.5$
2 and 3 are on and 4, 5, 6, and 1 are off	2	0		$I_2 = j1.155$
3 and 4 are on and 5, 6, 1, and 2 are off	3	-	0	$I_3 = -1 + j0.5$
4 and 5 are on and 6, 1, 2, and 3 are off	4	-	0	$I_4 = -1 - j0.5$
5 and 6 are on and 1, 2, 3, and 4 are off	5	0	-	$I_5 = -j1.155$
6 and 1 are on and 2, 3, 4, and 5 are off	6		-	$I_6 = 1 - j0.5$
1 and 4 are on and 2, 3, 5, and 6 are off	7	0	0	$I_7 = 0$
3 and 6 are on and 1, 2, 4, and 5 are off	8	0	0	$I_8 = 0$
5 and 2 are on and 6, 1, 3, and 4 are off	9	0	0	$I_9 = 0$

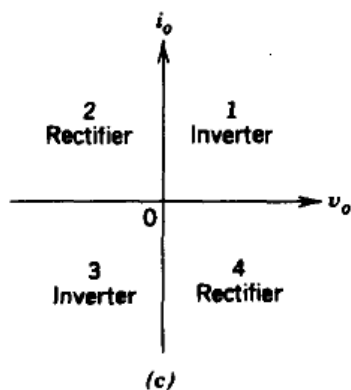
۲.۴ مدار کرد اینورترهای ولتاژ

در بسیاری از کاربرد های اینورتر نیاز است تا انرژی از سمت **ac** اینورتر گرفته و به سمت **DC** بازگردانده شود به طور مثال در **ASD** ها توسط ضامن یا کاهنده ی سرعت موتور انرژی جنبشی به سمت منبع **DC** انتقال داده می‌شود. در این قسمت، شرایط لازم برای مدهای مختلف کارکرد اینورتر را مورد بررسی قرار می‌دهیم.

برای سادگی کار اینورتر تک فاز مورد بررسی قرار می‌گیرد که به صورت بلوک دیاگرامی در شکل ۹-۲ نشان داده شده است. در این سیستم فرضی ولتاژ خروجی فیلتر شده (V_o) را می‌توان تقریباً سینوسی فرض کرد، تا هنگامی که اینورتر بار اندوکتیو را تغذیه می‌کند، جریان خروجی I_o نسبت به ولتاژ خروجی پس فاز خواهد بود. که در قسمت **b** از شکل ۹-۲ نشان داده شده است. از فرم ولتاژ خروجی می‌توان دریافت که در مدت زمان ۱، V_o و I_o هر دو مثبت است و این درحالیست که طی مدت زمان ۳ هر دو منفی خواهند بود؛ بنابراین در مدت زمان های ۱ و ۳ توان لحظه ای خروجی P_o (برابر $v_o i_o$) از سمت قسمت **DC** به طرف قسمت **AC** جاری خواهد شد که بیانگر همان عملکرد اینورتری سیستم خواهد بود. در عوض در مدت زمان های ۲ و ۴، V_o و I_o در جهت های مختلف خواهند بود، بنابراین توان خروجی از قسمت **AC** به سمت **DC** جاری می‌شود که به معنی حالت یکسوکنندگی سیستم است؛ در نتیجه اینورتر نشان داده شده در شکل ۹-۲ می‌تواند در هر سیکل ولتاژ **AC** خروجی، در ۴ ناحیه ی کارکرد صفحه ی $I_o - V_o$ ، که در شکل ۱۰-۲ نشان داده شده، عمل کند. [۴]



شکل ۲-۹: اینورتر تکفاز به همراه نمایش ولتاژ و جریان خروجی آن [۴]



شکل ۲-۱۰: مدهای کارکرد اینورتر [۴]

همان طور که پیش تر هم گفته شد، از میان ساختارهای مختلف اینورتری، در ساختار پل کامل^۱ جریان خروجی می تواند در دو جهت جاری شود و ولتاژ خروجی نیز بسته به جهت جریان هر پلاریته ای را داراست؛ پس ملاحظه می شود که این ساختار شرایط لازم جهت عملکرد به صورت **Switch-mode** را دارا می باشد. لازم به ذکر است که اگر خازنی به عنوان نگهدارنده ی ولتاژ **DC** مورد استفاده قرار گیرد می بایست انرژی به طور مناسب توزیع و یا به سیستم توزیع بازگردانده شود؛ در غیر اینصورت منبع **DC** بایستی به تدریج افزایش یابد. خازن به کار گرفته شده می بایستی با یک مقاومت به صورت موازی قرار

^۱ Full-bridge

گیرد تا تغییر وضعیت مناسب تنها در زمان هایی که نیاز به جاری شدن انرژی از بار موتور به سمت منبع DC است صورت پذیرد.

۲.۵ خلاصه فصل :

به طور کلی اینورترها به دو دسته ی اینورترهای ولتاژ و جریان تقسیم می شوند ولی با توجه به کاربری بیشتر اینورترهای ولتاژ ، اغلب منظور و مقصود از به کار بردن لفظ اینورتر ، اینورتر های ولتاژ می باشد. این فصل با بررسی ساختار انواع اینورترهای ولتاژ تکفاز که خود به دو نوع نیم پل و پل تقسیم می شوند آغاز و با مطالعه ی ریپل ولتاژ خروجی در این مبدل ادامه یافت. ادامه فصل به بررسی چگونگی کارکرد اینورترهای ولتاژ سه فاز همراه با مطالعه ی ریپل ولتاژ خروجی این مبدل ها پرداخت. همچنین جهت پوشش تمامی مباحث مربوط به ساختارهای اینورتر به معرفی اجمالی ساختار کلی اینورتر های جریان پرداخته شد و در انتهای فصل انواع مد کارکرد اینورتر های ولتاژ به صورت اجمالی توصیف گردید.

۳- فصل سوم: روش های کنترل اینورترهای

ولتاژ

۳.۱ مقدمه فصل

در بسیاری از کاربرد های صنعتی ، کنترل ولتاژ خروجی اینورترها برای انطباق با تغییرات ورودی DC ، رگولاسیون ولتاژ اینورتر و همچنین برای نسبت ولتاژ به فرکانس ثابت ، مورد نیاز است. روش های مختلفی برای تغییر بهره اینورتر وجود دارد که موثرترین روش کنترل بهره و در نتیجه کنترل ولتاژ خروجی در اینورترها که به طور معمول مورد استفاده قرار می گیرند عبارتند از:

- ۱- مدولاسیون مفرد عرض پالس^۱
- ۲- مدولاسیون چند تایی عرض پالس^۲
- ۳- مدولاسیون سینوسی عرض پالس^۳
- ۴- مدولاسیون پهنای پالس فضای برداری^۴
- ۵- مدولاسیون حذف هارمونیک های انتخابی^۵

در این فصل روش های به کار گرفته شده ی کنترلی اینورترها شامل اینورترهای تکفاز و سه فاز به صورت کلی مورد بررسی قرار خواهد گرفت.

¹ Single Pulse Modulation
² Multiple Pulse Modulation
³ Sinusoidal Pulse Modulation
⁴ Space-Vector Modulation
⁵ Selective-harmonics Elimination

۳.۲ مدولاسیون مفرد عرض پالس

در این تکنیک، تنها یک پالس در هر نیم سیکل وجود دارد و برای کنترل ولتاژ خروجی اینورتر، باید عرض پالس تغییر کند. سیگنال های گیت از مقایسه یک سیگنال مستطیلی با دامنه A_r و یک موج حامل^۱ مثلثی با دامنه A_c تولید می شوند. با تغییر A_r از صفر تا A_c ، عرض پالس δ از صفر تا 180° درجه تغییر می کند. مرکز پالس در $wt = \pi/2$ بوده و عرض پالس، δ می باشد. آغاز هر پالس در زاویه $\pi - \delta/2$ تکرار می گردد و کنترل ولتاژ خروجی AC توسط کنترل عرض پالس (δ) صورت می پذیرد. بسط فوریه موج ذکر شده در شکل ۱-۳ به قرار زیر است:

$$v_o(t) = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin n\omega t \quad (1-3)$$

که :

$$b_n = \begin{cases} \frac{4V_d}{n\pi} \sin \frac{n\delta}{2} & n = 1, 3, 5, \dots \\ 0 & n = 2, 4, 6, \dots \end{cases} \quad (2-3)$$

نسبت دامنه هارمونیک سوم به دامنه هارمونیک اول به صورت زیر خواهد بود.

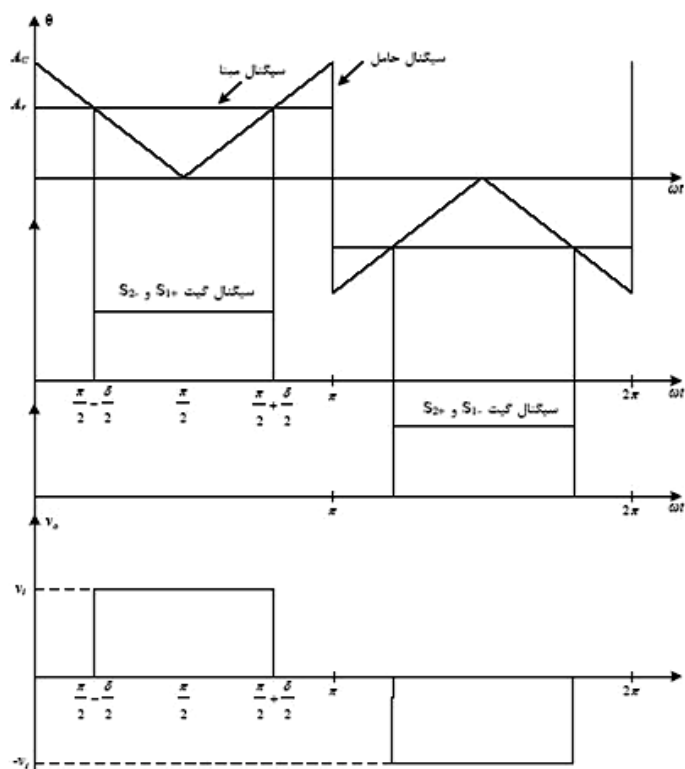
$$\frac{b_3}{b_1} = \frac{1}{3} \left(3 - 4 \sin^2 \frac{\delta}{2} \right), \quad 0 < \delta < \pi \quad (3-3)$$

از این رابطه در میابیم که با کاهش δ نسبت b_3/b_1 افزایش یافته و در نتیجه بطور کلی باعث افزایش هارمونیک های ولتاژ خروجی می گردد. نسبت A_r به A_c ، متغیر کنترل بوده و شاخص مدولاسیون نامیده می شود.

$$m = \frac{A_r}{A_c} \quad (4-3)$$

¹ Carrier Wave

این موضوع در شکل ۱-۳ نشان داده شده است. [۵]



شکل ۱-۳: تکنیک مدولاسیون مفرد عرض پالس [۴]

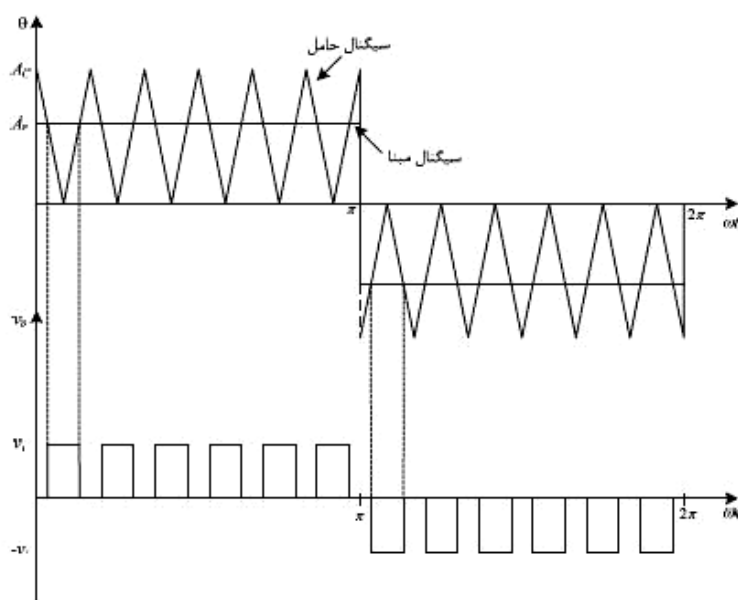
۳.۳ مدولاسیون چند تایی عرض پالس

در این تکنیک شکل موج ولتاژ خروجی در هر لحظه از زمان می تواند یکی از سه مقدار V_i و $-V_i$ و صفر را اختیار کند. با این تکنیک می توان هارمونی ها را در هر نیم سیکل ولتاژ خروجی ، کاهش داد. سیگنال های گیت که به سوئیچ ها اعمال می شوند، در شکل ۲-۳ نشان داده شده است. این سیگنال ها ، همانند تکنیک قبل، از مقایسه یک سیگنال مبنا و موج حامل مثلثی به وجود می آیند. شکل موج ولتاژ دارای N پالس با عرض مساوی در هر نیم سیکل^۱ از ولتاژ مورد نیاز بار می باشد. بنابراین فرکانس های پالس های فوق f_p بقرار زیر می باشد. [۴]

$$f_p = 2fN \quad (۵-۳)$$

اگر طول عرض پالس را δ بنامیم ؛ به طور کلی باید گفت:

$$\delta_n \leq \pi/N \quad (۶-۳)$$

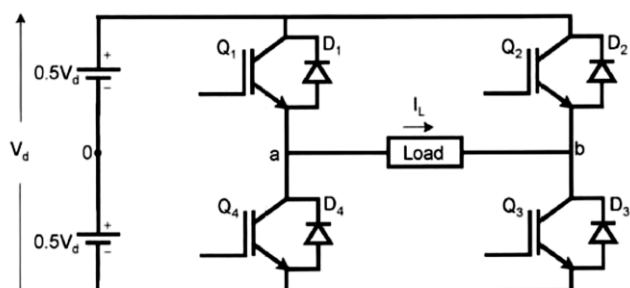


شکل ۲-۳ : تکنیک مدولاسیون چند تایی عرض پالس [۴]

^۱ Period

۳.۴ مدولاسیون سینوسی عرض پالس^۱

شکل ۳-۳ در مورد تکنیک مدولاسیون PWM سینوسی برای کنترل ولتاژ خروجی و تضعیف هارمونیک های اینورتر تک فاز پل کامل توضیح می دهد. اساس کار بدین ترتیب است که شکل موج مثلی حامل در فرکانس کلید زنی^۲ مدنظر (f_c) با شکل موج ولتاژ سینوسی مبنا (V_c) مقایسه شده و قسمت بالایی موج را ایجاد می کند. ر هنگامی که ولتاژ مدوله شده از اندازه ی موج حامل تجاوز کند زوج ترستور های Q_1 و Q_3 روشن می شوند و زوج Q_2 و Q_4 زمانی که موج حامل بیشتر شود روشن خواهند شد. در این روش ، عرض پالس گیت ها ، متناسب با دامنه یک موج سینوسی در مرکز همان پالس ، تغییر می کند. زمان کوتاه t_d زمانی است که بین کلید زنی حفظ می شود تا از رخداد خطا جلوگیری کند. کلید زنی همزمان هر جفت از ترستور ها منجر به ایجاد شکل موج ولتاژ دوقطبی^۳ ($\pm V_d$) خواهد شد که به همین علت این شیوه را دو قطبی می نامند. به سادگی می توان نشان داد که فرکانس پایه ی^۴ خروجی با فرکانس موج مبنا و اندازه ی ولتاژ پایه ی خروجی با اندازه ی موج مبنا برابر است. [۸]

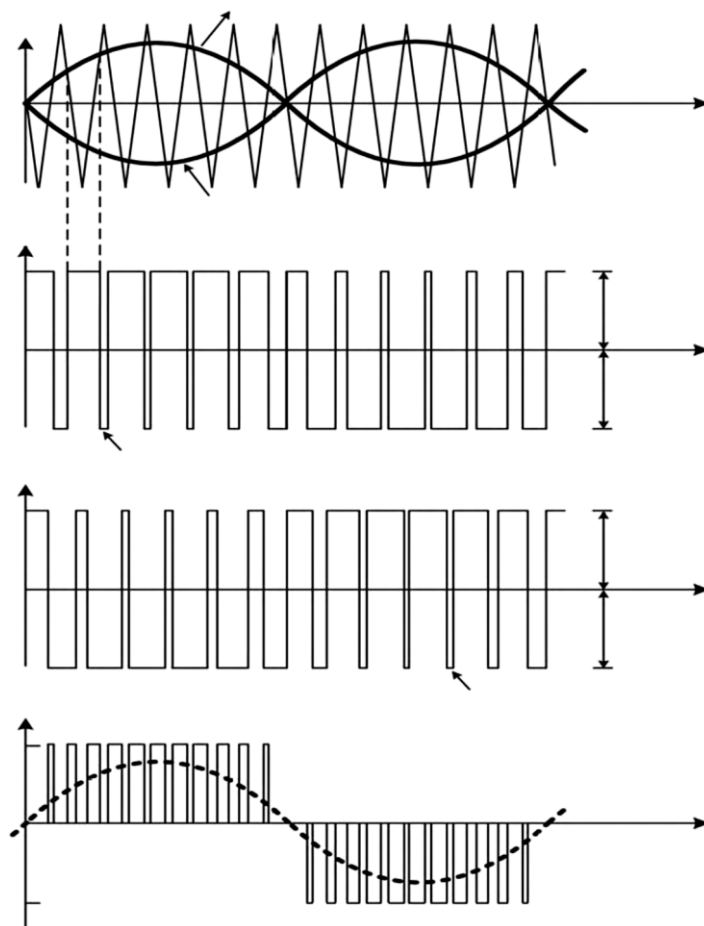


شکل ۳-۳: پل اینورتری تک فاز [۸]

در این فرآیند کاهش دامنه ولتاژ خروجی ، اثر خود را با افزایش نسبت سطح صفر به غیر صفر سیگنال ها و کاهش فرکانس موج سینوسی با افزایش تعداد پالس های موجود در هر نیم سیکل نشان می

¹ PWM
² Switching
³ bipolar
⁴ Fundamental
⁵ Reference

دهد. تعداد پالس بیشتر در یک سیکل منجر به افزایش بیشتر تعداد هارمونیک های مرتبه بالا خواهد شد. این نوع مدولاسیون عموماً در کاربرد های صنعتی به کار گرفته شده و به اختصار $SPWM^1$ نامیده می شود.



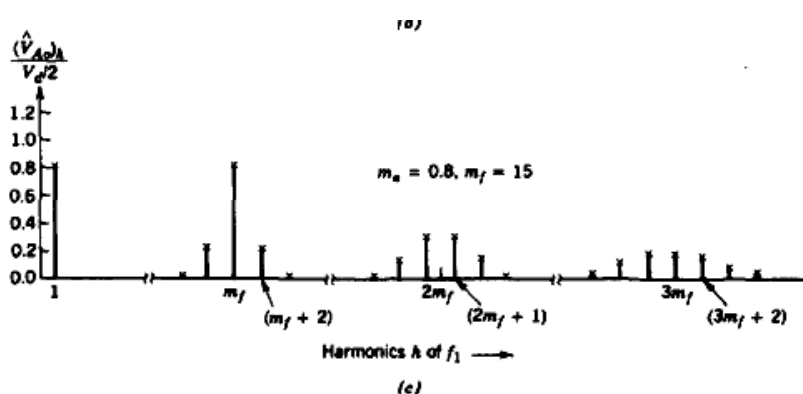
شکل ۳-۴: تکنیک مدولاسیون سینوسی عرض پالس [۱]

¹ Sinusoidal Pulse Width Modulation

۳.۴.۱ شاخص مدولاسیون در اینورتر تک فاز

در این قسمت به بررسی مقدار شاخص مدولاسیون در مدولاسیون سینوسی عرض پالس در اینورتر تکفاز می پردازیم. رنج شاخص مدولاسیون را می توان به دو قسمت کلی زیر تقسیم نمود و هر یک را به طور جداگانه مورد بررسی قرار داد: [۳]

۱- مدولاسیون خطی ($m_a \leq 1$):



شکل ۳-۵: طیف هارمونیک ولتاژ V_{Ao} [۳]

طیف هارمونیک ولتاژ V_{Ao} در شکل ۳-۵ نشان داده است. این نمودار سه پارامتر مهم را نشان می دهد.

۱- مقدار پیک هارمونیک اصلی ولتاژ خروجی برابر $\frac{1}{2}V_d$ خواهد بود که می توان گفت متوسط ولتاژ خروجی یا به طور خاص میزان متوسط ولتاژ خروجی به ازای مقدار زمانی یک سیکل کلید زنی ($T_s = 1/f_s$) به میزان نسبت ولتاژ مرجع خروجی و ولتاژ موج مثلثی V_{tri} به ازای یک V_d ثابت، وابسته است.

$$V_{Ao} = \frac{v_{ref} V_d}{V_{tri} 2} \quad v_{ref} \leq V_{tri} \quad (7-3)$$

فرض می کنیم که ولتاژ مرجع خروجی در یک پریود کلید زنی به آرامی تغییر می

کند و m_f نیز بزرگ باشد. پس می توان اینگونه فرض کرد که ولتاژ مرجع خروجی در این

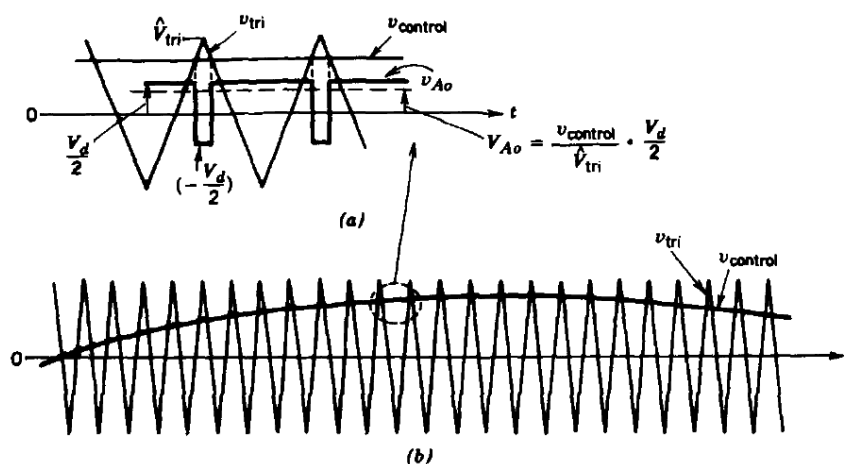
بازه ی زمانی تقریباً ثابت است، رابطه بالا چگونگی تغییر میزان میانگین لحظه ای v_{Ao} (میانگین در بازه زمانی یک سیکل فرکانس کلید زنی) را از یک سوئیچینگ تا سوئیچینگ بعدی نشان می دهد؛ این میزان معادل هارمونیک اصلی ولتاژ خواهد بود. [۳]

مطالب توضیح داده شده، نشان می دهند که چرا می بایستی شکل موج ولتاژ مرجع خروجی به فرم سینوسی باشد. حال این ولتاژ را به فرم زیر در نظر می گیریم که در آن

$$f_1 = \frac{\omega_1}{2\pi}$$

فرکانس مطلوب ولتاژ خروجی است:

$$v_{ref} = \hat{V}_{ref} \sin \omega_1 t \quad \text{و} \quad \hat{V}_{ref} \leq \hat{V}_{tri} \quad (۸-۳)$$



شکل ۳-۶: مدولاسیون خطی سینوسی عرض پالس [۳]

از روابط می توان اینگونه نتیجه گرفت که فرکانس اصلی ولتاژ خروجی $(v_{Ao})_1$ همفاز با ولتاژ مرجع به صورت سینوسی تغییر خواهد کرد، به گونه که خواهیم داشت:

$$(v_{Ao})_1 = \frac{\hat{V}_{ref}}{\hat{V}_{tri}} \sin \omega_1 t \frac{V_d}{2} = m_a \sin \omega_1 t \frac{V_d}{2} \quad \text{For } m_a \leq 1 \quad (۹-۳۳)$$

بنابراین:

$$(v_{Ao})_1 = m_a \frac{V_d}{2} \quad m_a \leq 1 \quad (۱۰-۳)$$

که نشان می دهد در روش PWM سینوسی دامنه هارمونیک اصلی ولتاژ خروجی نسبت به پارامتر m_a به صورت خطی تغییر می کند (به ازای شرط $m_a \leq 1$). بنابراین به مقادیر بین ۰ و ۱ برای m_a ناحیه کارکرد خطی گفته می شود. [۳]

۲- هارمونیک های موجود در طیف هارمونیکی ولتاژ خروجی اینورتر به صورت کنار-باند ظاهر می شوند که در اطراف فرکانس کلید زنی و ضرایب آن متمرکز شده اند. این الگوی کلی به ازای کلیه مقادیر m_a (بین صفر و یک) حفظ خواهد شد. برای رنج فرکانسی $m_f \leq 9$ که همیشه موجود است (بجز در توان های بالا)، مقدار دامنه ی هارمونیک ها تقریباً به مقدار m_f وابسته است؛ بنابراین m_f تعیین کننده فرکانس هایی است که در خروجی ظاهر خواهد شد. در مبنای تئوری، هارمونیک های ولتاژ خروجی دارای شکل کلی زیر هستند:

$$f_h = (jm_f \pm k)f_1 \quad (11-3)$$

که می توان گفت هارمونیک مرتبه h ام همان k امین کنار باند، j برابر نسبت فرکانسی مدولاسیون (m_f) است:

$$h = j(m_f) \pm k \quad (12-3)$$

به طوریکه به ازای $h = 1$ هارمونیک اصلی ولتاژ خروجی حاصل خواهد شد. به ازای مقادیر فرد j ، هارمونیک ها فقط به ازای مقادیر زوج k و نیز برای مقادیر زوج j ، هارمونیک ها فقط به ازای مقادیر فرد k وجود خواهند داشت.

در جدول ۱-۳، مقادیر استاندارد شده $\frac{(\hat{V}_{Ao})_h}{\frac{1}{2}V_d}$ به عنوان تابعی از ضریب مدولاسیون

دامنه m_a قرار داده شده، که در آن $m_f \geq 9$ فرض شده است. این جدول نشان می دهد که رابطه ی بالا تقریباً به طور دقیق رعایت شده و مقدار دامنه هارمونیک اصلی ولتاژ هم به صورت خطی با m_a تغییر کرده است. [۳]

جدول ۳-۱: هارمونیک های V_A0 با ضریب مدولاسیون فرکانس بالا [۳]

h	m_a				
	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
I	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
Fundamental					
m_f	1.242	1.15	1.006	0.818	0.601
$m_f \pm 2$	0.016	0.061	0.131	0.220	0.318
$m_f \pm 4$					0.018
$2m_f \pm 1$	0.190	0.326	0.370	0.314	0.181
$2m_f \pm 3$		0.024	0.071	0.139	0.212
$2m_f \pm 5$				0.013	0.033
$3m_f$	0.335	0.123	0.083	0.171	0.113
$3m_f \pm 2$	0.044	0.139	0.203	0.176	0.062
$3m_f \pm 4$		0.012	0.047	0.104	0.157
$3m_f \pm 6$				0.016	0.044
$4m_f \pm 1$	0.163	0.157	0.008	0.105	0.068
$4m_f \pm 3$	0.012	0.070	0.132	0.115	0.009
$4m_f \pm 5$			0.034	0.084	0.119
$4m_f \pm 7$				0.017	0.050

۳- ضریب مدولاسیون فرکانس m_f می بایست یک عدد صحیح فرد باشد. این کار سبب می شود تا تقارن فرد ($f(-t) = -f(t)$) در شکل موج ایجاد شود به گونه ای که یک تقارن نیم موج در شکل زمانی ولتاژ پدید آید. بنابراین فقط هارمونیک های فرد در طیف هارمونیکی ظاهر خواهند شد و هارمونیک های زوج حذف می شوند. علاوه بر این در بسط فوریه ی تابع نیز فقط ضرایب سینوسی موجود می باشند.

به علت فیلتر کردن راحت تر فرکانس های بالا، مطلوب تر آن است که فرکانس کلید زنی را بالا برد مگر به علت محدودیتی که در افزایش تلفات کلید زنی به علت زیاد شدن تعداد تغییر وضعیت سوئیچ ها رخ می دهد. بنابراین در اغلب کاربردها فرکانس کلید زنی محدوده ای بین 6 KHz تا 20KHz را داراست. معمولا اگر فرکانس کلید زنی از محدوده بهینه ی ۶ تا ۲۰ کیلو هرتز تجاوز کند، مضرات بیشتر از فواید خواهد بود. بنابراین در مصارف ۵۰-۶۰ هرتز خروجی اگر ضریب مدولاسیون فرکانس مثلا ۹ باشد، ممکن است فرکانس های کمتر از 2KHz در خروجی بروز پیدا کنند. از طرفی رابطه قابل کنترل میان شکل موج

مثلثی و ولتاژ مرجع این مطلب را می رساند که m_f چقدر باید بزرگ انتخاب شود؟ در اینجا $m_f = 21$ به عنوان مرز بین بزرگی و کوچکی ضریب مدولاسیون فرکانس انتخاب گردیده است؛ پس دو حالت بررسی وجود دارد که به صورت زیر خواهند بود. [۳]

۱. m_f کوچک ($m_f \leq 21$)

۱- PWM سنکرون. به ازای مقادیر کوچک m_f لازم است که سیگنال های کنترلی و موج مثلثی با یکدیگر سنکرون باشند. این سنکرون بودن ایجاب می کند که m_f یک عدد صحیح باشد. دلیل استفاده از PWM سنکرون این است که PWM آسنکرون (m_f غیر صحیح) سبب ایجاد هارمونیک های فرعی می شود که در اکثر کاربردها نامطلوب خواهد بود. در روش PWM سنکرون مقدار فرکانس کلید زنی با تغییر میزان فرکانس مطلوب خروجی اینورتر تغییر خواهد کرد.

۲- m_f باید یک عدد صحیح فرد باشد. همانطور که قبلا نیز اشاره شد، m_f باید عددی صحیح و فرد باشد بجز در اینورترهای ولتاژ تک فاز با PWM تک قطبی.

۲. m_f بزرگ ($m_f > 21$)

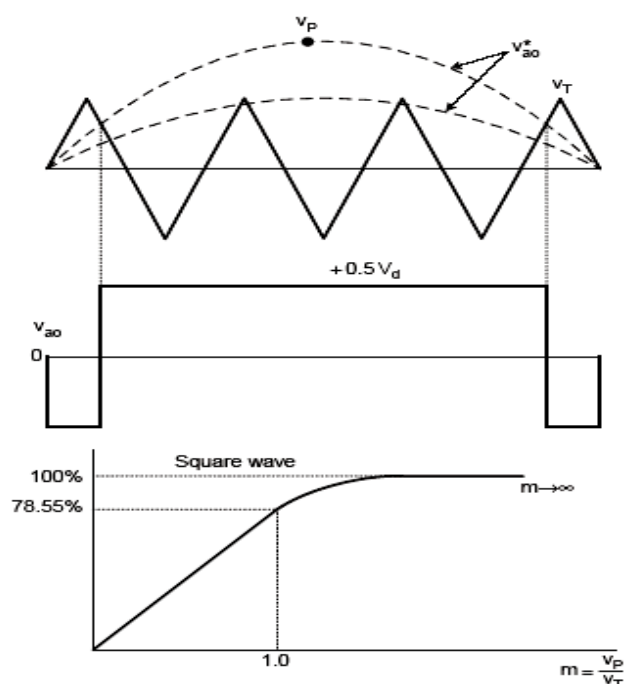
دامنه هارمونیک های فرعی بر طبق PWM آسنکرون به ازای مقادیر بزرگ m_f بسیار کوچک خواهند بود. بنابراین جایی که بخواهیم فرکانس کلیدزنی اینورتر ثابت نگه داشته شود و یا در مواردی که با تغییر فرکانس مطلوب خروجی m_f ناصحیح بدست آید؛ می توان از PWM آسنکرون با m_f بزرگ (تا جایی که امکان داشته باشد) استفاده نمود؛ بنابراین اگر اینورتربری مانند یک موتور AC را تغذیه می کند که در آن کاهش یا صفر شدن هارمونیک های فرعی سبب جاری شدن جریان زیادی می شود، نباید از PWM آسنکرون استفاده شود.

¹ Sub-harmonics

۲- مدولاسیون بالا ($m_a \geq 1$)^۱

در قسمت قبل فرض بر این بود که ضریب مدولاسیون دامنه $m_a < 1$ می باشد که به آن ناحیه عملکرد خطی PWM اطلاق می شد. این محدوده ی PWM سبب ایجاد هارمونیک هایی در محدوده فرکانس بالا (اطراف فرکانس کلید زنی و ضرایبش) می شود. یکی از مشکلات عملکرد در ناحیه خطی PWM سینوسی، آن است که ماکزیمم دامنه هارمونیک اصلی خروجی به آن میزان که مطلوب ما باشد، نیست. برای افزایش دامنه هارمونیک اصلی ولتاژ خروجی باید m_a افزایش یابد و از محدوده ی کمتر از ۱ عبور کند که به آن مدولاسیون بالا گفته می شود. این حالت سبب می شود که در طیف هارمونیکی ولتاژ خروجی تعداد بیشتری از هارمونیک ها در مقایسه با حالت خطی بروز کند و برخی از پالس ها و بریدگی ها تمایل به ناپدید شدن در نزدیکی اواسط موج V_{a0} پیدا خواهند کرد. برای هر موج PWM مقدار حداقل عرض پالس یا بریدگی بر اساس کموتاسیون موفق صورت می پذیرد، بنابراین اگر حداقل عرض پالس مقدار بزرگی باشد ولتاژ مشابه با جریان تغییرات ناگهانی گذرایی را تجربه خواهد کرد. بنابراین در اینورترهای قدرت بالا بخصوص با المان های کلید زنی کند، فرکانس کلید زنی پایین، سبب ایجاد چنین مشکلاتی خواهد شد. مطابق با موارد اشاره شده شاخص مدولاسیون m تا سقف دستیابی به موج مربعی قابل افزایش است ولی این عامل نامطلوب سبب ایجاد هارمونیک هایی در خروجی خواهد شد که فیلتر نمودن آن ها به سختی صورت می پذیرد. [۳]

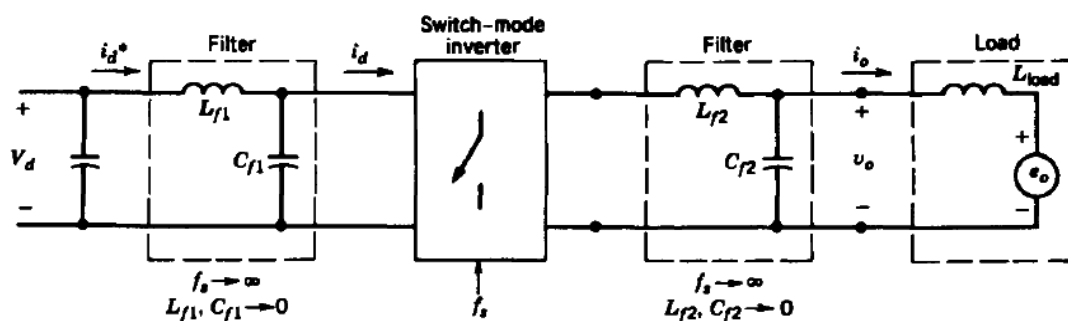
^۱ Over Modulation



شکل ۳-۷: مدولاسیون بالای سینوسی عرض پالس [۳]

۳.۴.۲ جریان سمت DC در مدولاسیون سینوسی دو قطبی تکفاز

همانطور که در شکل ۳-۸ مشاهده می شود به سادگی می توان با قرار دادن یک فیلتر LC فرضی که در دو سمت DC و AC مورد استفاده قرار می گیرد فرکانس های بالا را فیلتر نمود. فرکانس کلید زنی فرضی بسیار بالا (نزدیک به بی نهایت) فرض می شود و جهت فیلتر نمودن هارمونیک های بالا در V_o و i_d می بایستی فیلتر LC در هر دو سمت DC و AC مورد استفاده قرار گیرد. انرژی ذخیره شده در فیلترها قابل چشم پوشی است. از آنجایی که توان لحظه ای ورودی می بایستی با توان لحظه ای خروجی برابر باشد؛ بنابراین المان های به کار گرفته شده در فیلتر انرژی مصرف نمی کنند. [۹]



شکل ۸-۳: اینورتر با فیلتر فرضی [۹]

با داشتن چنین شرایطی فرکانس پایه ی شکل موج سینوسی خروجی ω_1 خواهد بود.

$$V_{o1} = \sqrt{2}I_o \sin(\omega_1 t - \Phi) \quad (13-3)$$

اگر بار نشان داده شده در شکل ۸-۳، e_o با فرکانس ω_1 باشد در اینصورت جریان خروجی در بارهای

اندوکتیو مانند موتور سینوسی و نسبت به V_o پس فاز خواهد بود.

$$i_o = \sqrt{2}I_o \sin(\omega_1 t - \Phi) \quad (14-3)$$

Φ زاویه ای است که i_o نسبت به V_o پس فاز می باشد.

فیلتر LC قرار گرفته شده در سمت DC، هارمونیک های بالای موجود در i_d را فیلتر خواهد کرد

و شکل موج i_d^* تنها فرکانس های پایین و مولفه ی DC را شامل خواهد شد.

یقینا در فیلتر ها هیچ گونه انرژی ذخیره نمی شود چراکه داریم:

$$V_d \ddot{i}_t(t) = \frac{V_o I_o}{V_d} \cos \Phi - \frac{V_o I_o}{V_d} \cos(2\omega_1 t - \Phi) = I_d + i_{d2} \quad (15-3)$$

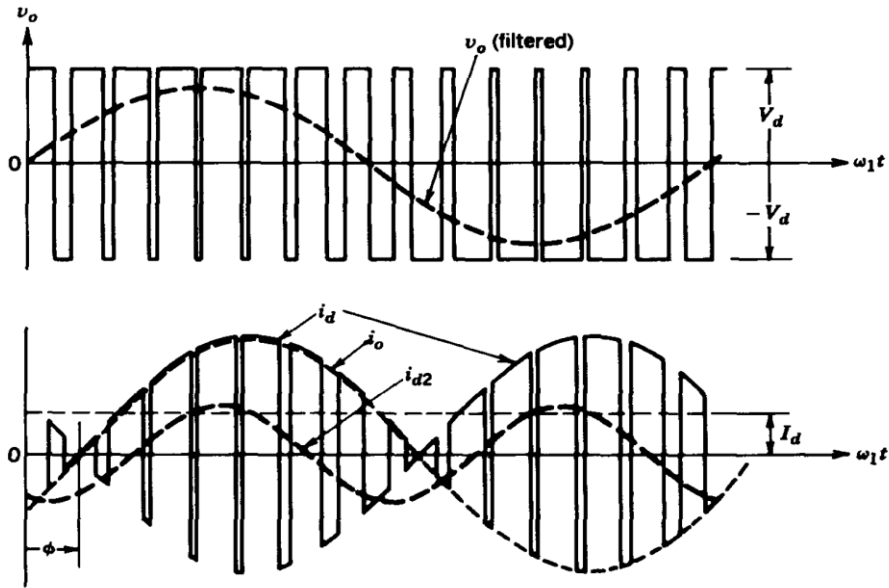
$$= i_d - \sqrt{2} I_{d2} \cos(2\omega_1 t - \Phi) \quad (16-3)$$

که

$$I_d = \frac{V_o I_o}{V_d} \cos \Phi \quad (17-3)$$

$$I_{d2} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{V_o I_o}{V_d} \quad (18-3)$$

معادلات نشان می دهند که i_d^* شامل مولفه ی DC (I_d) می باشد که مسئولیت انتقال توان از V_d در سمت DC اینورتر به سمت AC را بر عهده دارد. همچنین i_d^* شامل فرکانس دوم مولفه ی سینوسی می باشد. جریان ورودی اینورتر (i_d) شامل i_d^* و مولفه های فرکانس بالایی است که در طول کلید زنی اینورتر عمل می کنند؛ این فرآیند در شکل ۹-۳ نشان داده شده است. [۹]



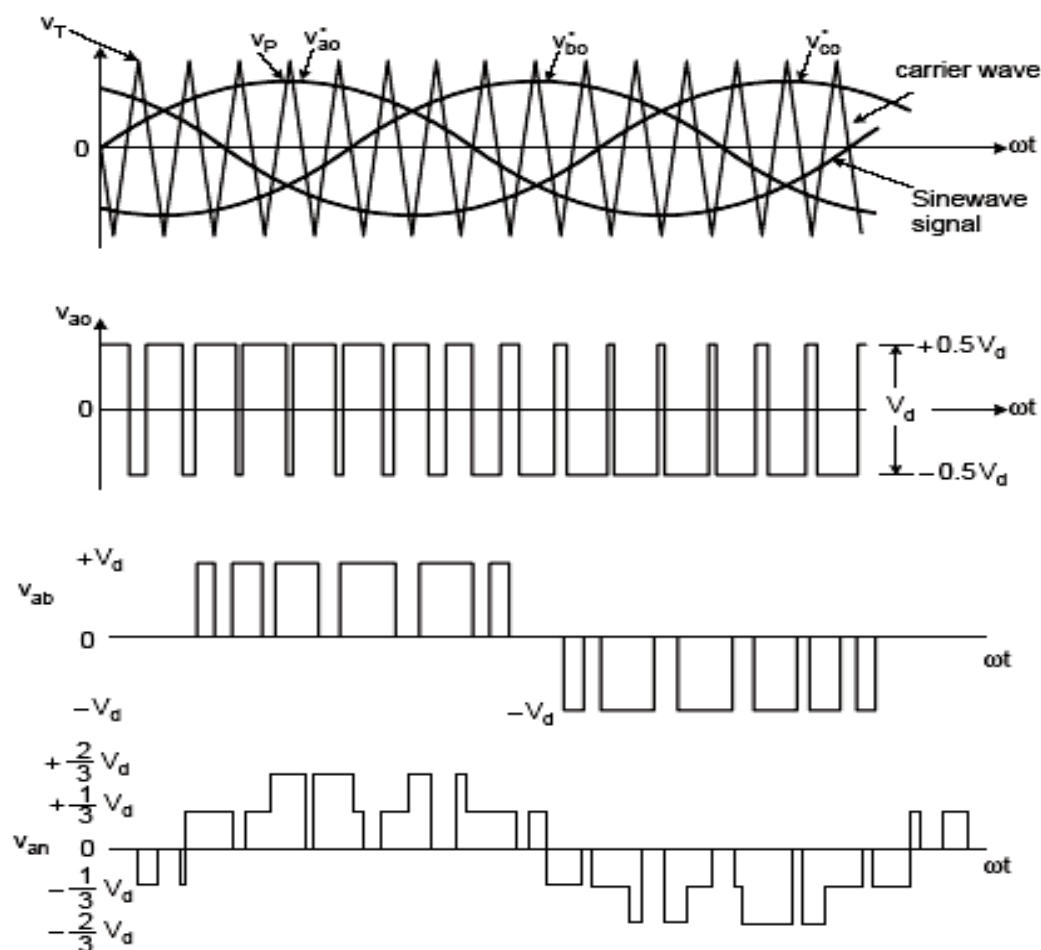
شکل ۹-۳: جریان سمت DC در اینورتر تکفاز به روش مدولاسیون سینوسی عرض پالس دوقطبی [۹]

۳.۵ نحوه اعمال PWM سینوسی به اینورتر سه فاز

نحوه ی ایجاد موج V_{a0} توسط مدولاسیون سینوسی از V_{a0}^* در شکل ۳-۱۰ نشان داده شده است. به طور مشابه می توان امواج V_{b0} و V_{c0} را با ایجاد ۱۲۰° درجه تاخیر فاز نسبت به موج مدولاسیون V_{b0}^* و V_{c0}^* ایجاد نمود. به طور مثال می توان ولتاژ خط V_{ab} را از طریق $V_{ab} = V_{a0} - V_{b0}$ و شکل موج ولتاژ خط به نوترال^۱ را به وسیله $V_{an} = \frac{2}{3} V_{a0} - \frac{1}{3} V_{b0} - \frac{1}{3} V_{c0}$ ایجاد نمود. ولتاژ خط دارای خصوصیت سه مرحله و ولتاژ فاز دارای خصوصیت پنج مرحله در یک سیکل کامل می باشد. سری فوریه ی موج V_{a0} خیلی پیچیده و شامل فرکانس پایه ی ولتاژ و فرکانس های مرتبط موج حامل است. شاخص مدولاسیون m به صورت $\frac{V_p}{V_T}$ تعریف می شود و در شکل قابل مشاهده است. در رنج تحت مدولاسیون ($V_p < V_T$) اینورتر مشخصه ی متقابل خطی دارد. این رنج می تواند توسط هارمونیک سوم و ضرایبش افزوده شود. روش PWM سینوسی که روش ناحیه بندی مثلثی نیز نامیده می شود در صنعت کاربرد زیادی دارد و از جمله روشی های رایج به شمار می رود. در اینورترهای قدرت بالا به علت افزایش تلفات کلید زنی در این حالت فرکانس کلید زنی را کاهش می دهند. بنابراین جهت جلوگیری از ایجاد هارمونیک های ناخواسته در فرکانس کلید زنی پایین می بایست بین امواج در حال مدولاسیون^۲، همزمانی وجود داشته باشد. [۱۰]

¹ Neutral

² Synchronization



شکل ۳-۱۰: مدولاسیون سینوسی عرض پالس در پل اینورتر سه فاز

۳.۵.۱ حالات مختلف شاخص مدولاسیون در سه فاز

در اینورترهای سه فاز، فقط هارمونیک های موجود در ولتاژهای خط خروجی دارای اهمیت هستند. هارمونیک های خروجی در هر یک از بازوها مثل v_{AN} ، مشابه هارمونیک های v_{AO} خواهند بود. ظهور هارمونیک های فرد به عنوان ترادف های کنارباند با مرکزیت ضرایب m_f در طیف هارمونیکی سبب می شود تا m_f همیشه عددی فرد باشد. در هارمونیک های m_f و ضرایب آن، اختلاف فاز بین ولتاژهای v_{AN} و v_{BN} 120° درجه خواهد بود. اگر m_f عدد فرد ضریب سه باشد این اختلاف فاز به صفر خواهد رسید؛ بنابراین این بعضی از ترادف های غالب در طیف هارمونیکی ولتاژ فاز ممکن است در ولتاژهای خط به خط خروجی حذف شوند. [۳]

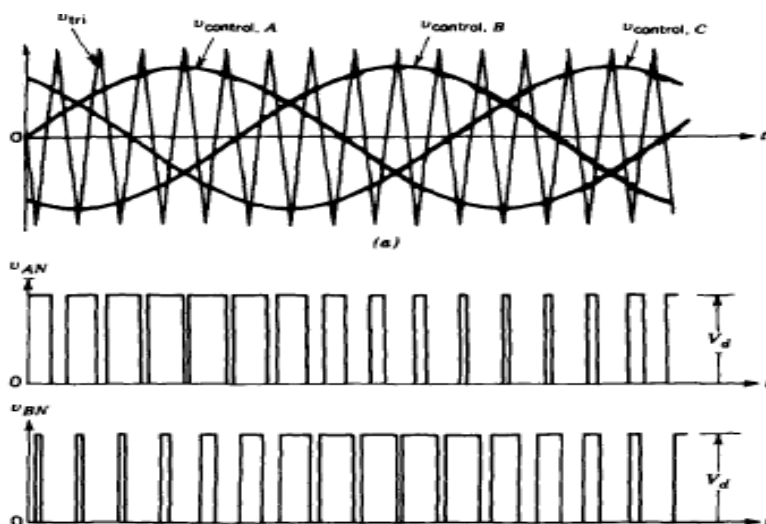
مفروضات در PWM به صورت زیر خلاصه می شوند:

- ۱- به ازای مقادیر کم m_f ، جهت حذف هارمونیک های زوج، یک PWM سنکرون باید مورد استفاده قرار گیرد و نیز m_f عدد صحیح فرد باشد. علاوه بر این m_f باید ضریب سه باشد تا بیشتر هارمونیک های غالب ولتاژ های خط خروجی حذف شوند.
- ۲- به ازای مقادیر بزرگ m_f ، مفروضات سیستم تک فاز پا برجاست.
- ۳- در حالت مدولاسیون بالا ($m_a > 1$)، صرف نظر از میزان m_f ، شرایط مربوط به m_f کوچک باید لحاظ گردد.

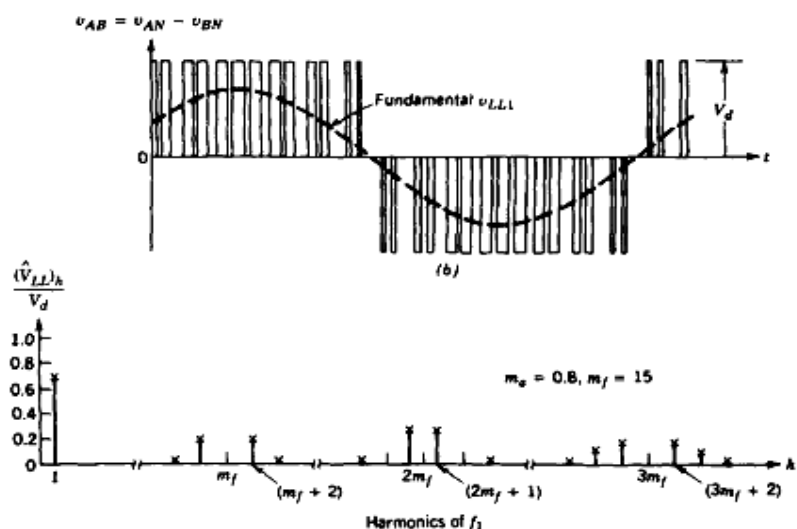
۳.۵.۱.۱ مدولاسیون خطی

در ناحیه مدولاسیون خطی ($m_a \leq 1$) میزان هارمونیک اصلی ولتاژ خروجی، با تغییر m_a به صورت خطی تغییر خواهد کرد. از شکل ۱۱-۳ میزان قله هارمونیک اصلی یکی از بازو های اینورتر عبارتست از:

$$(\hat{V}_{AN})_1 = m_a \frac{V_d}{2} \quad (۱۹-۳)$$



شکل ۱۱-۳: موج فاز به نوترال در مدولاسیون سینوسی سه فاز [۳]



شکل ۳-۱۲: موج خط ولتاژ خروجی در اینورتر سه فاز به همراه طیف هارمونیک آن [۳]

بنابراین میزان موثر ولتاژ خط خروجی به صورت زیر بدست خواهد آمد:

$$V_{LL1(\text{rms})} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} (\hat{V}_{AN})_1 = \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} m_a V_d \cong 0.612 m_a V_d \quad (\text{شکل ۳-۱۳})$$

مقادیر هارمونیک ولتاژ خط خروجی را می توان محاسبه کرد. مقدار موثر ترادف ها در جدول زیر

لیست شده اند:

جدول ۳-۲: هارمونیک های V_{L-L} با m_f بزرگ فرد [۳]

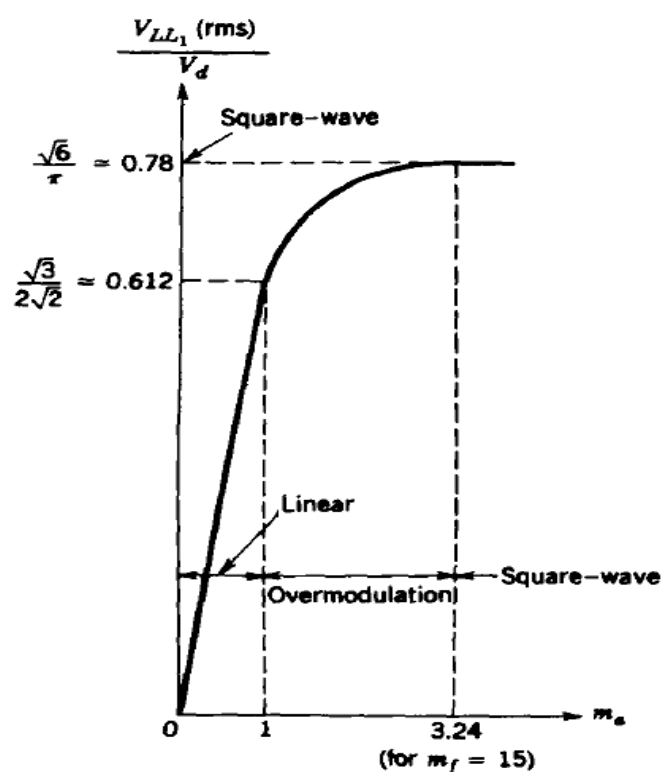
h \ m_a	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
1	0.122	0.245	0.367	0.490	0.612
$m_f \pm 2$	0.010	0.037	0.080	0.135	0.195
$m_f \pm 4$				0.005	0.011
$2m_f \pm 1$	0.116	0.200	0.227	0.192	0.111
$2m_f \pm 5$				0.008	0.020
$3m_f \pm 2$	0.027	0.085	0.124	0.108	0.038
$3m_f \pm 4$		0.007	0.029	0.064	0.096
$4m_f \pm 1$	0.100	0.096	0.005	0.064	0.042
$4m_f \pm 5$			0.021	0.051	0.073
$4m_f \pm 7$				0.010	0.030

۳.۵.۱.۲ مدولاسیون بالا

در PWM مدولاسیون بالا، مجاز است تا مقدار پیک ولتاژ کنترلی خروجی از پیک موج مثلثی

فراتر رود. بر خلاف ناحیه خطی، در این مد عملکرد، میزان دامنه هارمونیک اصلی ولتاژ خروجی

به صورت مستقیم با m_a تغییر نمی کند. شکل ۳-۱۴ تغییرات آن را نسبت به ضریب مدولاسیون دامنه نشان می دهد. همانند PWM تک فاز، به ازای مقادیر به اندازه کافی بزرگ از m_a ، PWM شبیه موج مربعی خواهد شد که سبب می شود ماکزیمم V_{LL1} به میزان $0.78V_d$ برسد. در ناحیه مدولاسیون بالا، تعداد هارمونیک های کناربند اطراف m_f و ضرایبش بیشتر مشاهده می شود. بسته به طبیعت بار و میزان فرکانس کلید زنی، تلفات این هارمونیک ها در مدولاسیون بالا ممکن است کمتر از ناحیه خطی PWM باشد. [۳]



شکل ۳-۱۴: تغییرات مقدار دامنه ی هارمونیک اصلی ولتاژ خط خروجی به ضریب مدولاسیون دامنه [۳]

۳.۵.۲ جریان سمت DC در روش مدولاسیون سینوسی سه فاز

در این قسمت شکل موج ولتاژ و جریان سمت DC اینورتر سه فازی که توسط مدولاسیون سینوسی عرض پالس مدوله شده است مورد بررسی قرار می گیرد. ولتاژ منبع DC ورودی بدون ریپل فرض می شود. اگر فرکانس کلید زنی شکل ۲-۵ به طور فرضی به بی نهایت میل کند مطابق شکل ۳-۸ فیلتری با انرژی ذخیره شده قابل اغماض می تواند در سمت AC اینورتر جهت ایجاد جریان خروجی سینوسی بدون ریپل

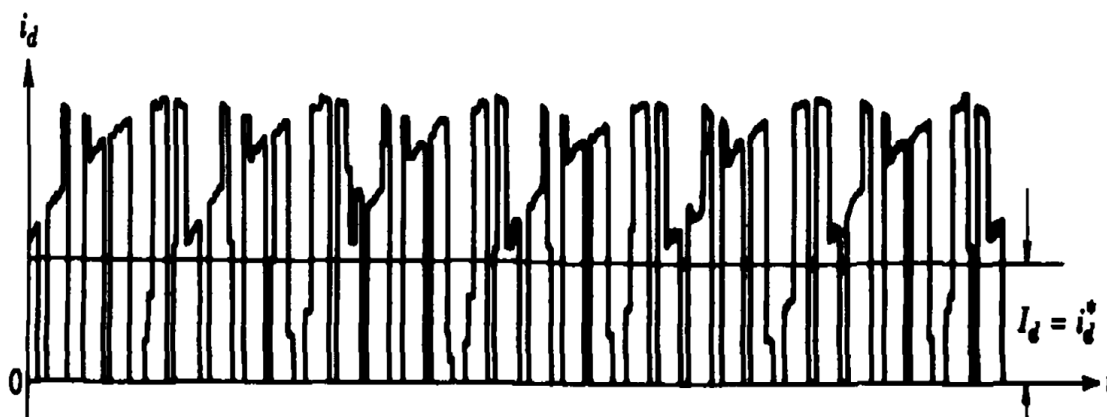
به کار گرفته شود. به علت ناچیز بودن انرژی ذخیره شده در فیلتر سمت AC اینورتر، توان لحظه ای AC خروجی می تواند در فرکانس پایه ولتاژ و جریان خروجی ظاهر شود. به طور مشابه فیلتر به کار گرفته شده در سمت DC اینورتر نیز هیچ گونه انرژی را در خود ذخیره نمی کند. بنابراین مولفه های فرکانس بالای کلید زنی در i_d فیلتر می شوند. معادل سازی توان لحظه ای ورودی و خروجی می دهد: [۹]

$$V_d \ddot{i}_d = V_{An1}(t)i_A(t) + V_{Bn1}(t)i_B(t) + V_{Cn1}(t)i_C(t) \quad (20-3)$$

در حالت ماندگار سه فاز با یکدیگر 120° درجه اختلاف فاز دارند. Φ زاویه ی تاخیر پسیو فاز جریان نسبت به فاز ولتاژ و $\sqrt{2}V_o$ و $\sqrt{2}I_o$ اندازه ولتاژ و جریان می باشند.

$$\begin{aligned} \ddot{i}_d &= \frac{2V_o I_o}{V_d} [\cos \omega_1 t \cos(\omega_1 t - \Phi) \\ &\quad + \cos(\omega_1 t - 120) \cos(\omega_1 t - 120 - \Phi) \\ &\quad + \cos(\omega_1 t + 120) \cos(\omega_1 t + 120 - \Phi)] \\ &= \frac{3V_o I_o}{V_d} \cos \Phi = I_d \quad (21-3) \end{aligned}$$

مطابق موارد ذکر شده محاسبات نشان می دهد که \ddot{i}_d که کمیتی DC ست غیر مشابه اینورتر تک فاز است؛ به طوری که i_d^* شامل فرکانس مرتبه دوم فرکانس پایه می باشد. با این وجود همانطور که در شکل ۳-۱۵ مشاهده می شود i_d شامل مولفه های فرکانس کلید زنی نیز می باشد که ممکن است اثرات ناچیزی بر روی ولتاژ V_d بگذارد.



شکل ۳-۱۵: جریان ورودی DC در اینورتر سه فاز [۹]

۳.۶ روش مدولاسیون عرض پالس فضای برداری^۱

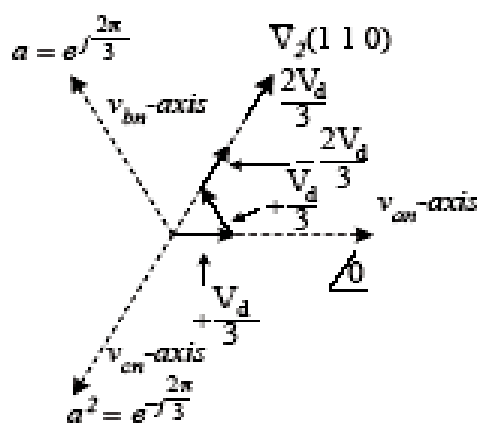
روش مدولاسیون عرض پالس فضای برداری قدری پیچیده بوده و نیاز به درکی درست از بردارهای فضایی ماشین AC و یا تئوری **d-q** دارد. این نوع از **PWM** بهترین عملکرد جهت ایزولاسیون نوترال بارها را فراهم می سازد. اینوتر دارای $2^3 = 8$ حالت کلید زنی می باشد که به طور خلاصه در جدول ۳-۳ به نمایش در آمده است. به عنوان مثال همانطور که ملاحظه می شود در حالت ۲ المان های Q_1 ، Q_2 و Q_3 در وضعیت بسته می باشند؛ در این حالت فاز **A** و **B** به پلاریته ی مثبت باس^۲ **DC** متصل است و فاز **C** به پلاریته ی منفی این باس متصل می باشد. به طور مشابه اندازه ی ولتاژ فاز نیز در شکل نشان داده شده است که در این شکل مشکل **n** (نوترال بار) به سادگی قابل حل می باشد. لازم به ذکر است که به ترتیب وضعیت صفر و هفت به طور مشابه برای مدیریت اتصال کوتاه در پلاریته ی مثبت و منفی باس **DC** اجرا می شوند. در هر یک از حالات برای ایجاد بردار ولتاژ فضایی از ولتاژ فاز، معادله مذکور و شکل ۳-۱۶ استفاده می شود. به عنوان مثال این شکل در مورد نحوه ی ایجاد بردار $(110)\overline{V}_2$ که دارای اندازه ی $\frac{2}{3}V_d$ و متمایل به زاویه ی ۶۰ درجه است توضیح می دهد. [۶]

^۱ Space Vector Modulation (SVM)

^۲ Bus

جدول ۳-۳: حالات مختلف سوئیچ ها در مدولاسیون فضای برداری [۶]

state	On devices	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	Space voltage vector
0	$Q_4Q_6Q_2$	0	0	0	$\bar{V}_0(000)$
1	$Q_1Q_6Q_2$	$2V_d/3$	$-V_d/3$	$-V_d/3$	$\bar{V}_1(100)$
2	$Q_1Q_3Q_2$	$V_d/3$	$V_d/3$	$-2V_d/3$	$\bar{V}_2(110)$
3	$Q_4Q_3Q_2$.	.	.	$\bar{V}_3(010)$
4	$Q_4Q_3Q_5$.	.	.	$\bar{V}_4(011)$
5	$Q_4Q_6Q_5$.	.	.	$\bar{V}_5(001)$
6	$Q_1Q_6Q_5$.	.	.	$\bar{V}_6(101)$
7	$Q_1Q_3Q_5$	0	0	0	$\bar{V}_7(111)$



$$\bar{V} = \frac{2}{3} [v_{cn} + av_{bn} + a^2v_{cn}]$$

شکل ۳-۱۶: وضعیت های سوئیچ های اینورتر سه فاز [۶]

۳.۶.۱ مدولاسیون خطی و بالا در روش SVM

شکل ۳-۱۷ روش SVM را در نواحی خطی در ساختار امواج PWM سه فاز تشریح می کند. در شکل

۳-۱۷ همه ی هشت بردار قابل رسم جهت ایجاد مرزهای شش ضلعی نشان داده شده است. بردار ولتاژ \mathbf{V}^*

به عنوان نماینده ی ولتاژ های سه فاز سینوسی اینورتر در خلاف جهت عقربه های ساعت می چرخد.

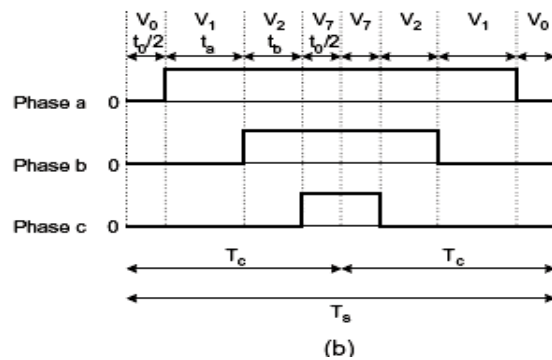
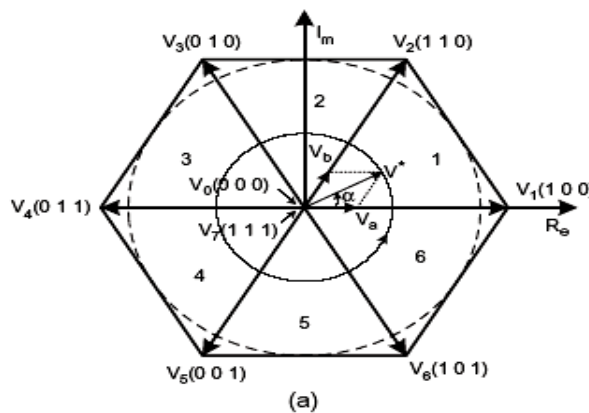
برای یک مکان مشخص از V^* ، نزدیک ترین سه بردار می توانند به طور همزمان مورد استفاده قرار گیرند که مقدار متوسط آنها منطبق بر مقدار V^* مرجع می باشد. [۷]

به طوری که

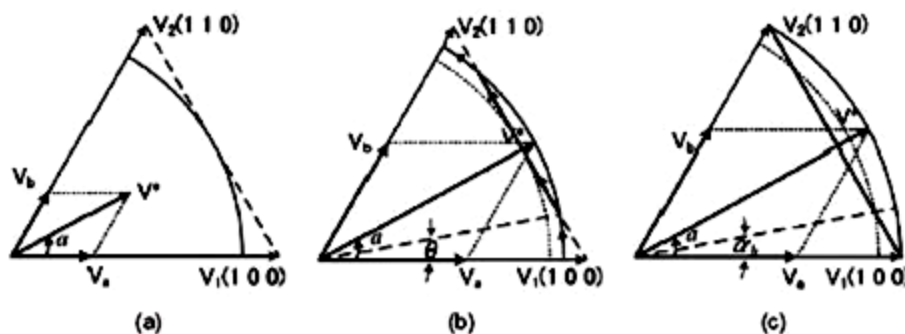
$$V^* T_c = V_1 t_a + V_2 t_b + (V_0 \text{ or } V_7) t_0 \text{ و } T_c = t_a + t_b + t_0 \quad (۲۲-۳)$$

$$T_s = 2T_c \quad (۲۳-۳)$$

موج PWM متقارن ایجاد شده به ترتیب به حالات V_0, V_1, V_2, V_7 و V_2, V_7 به کار گرفته شده در فاصله ی زمانی $t_0/2, t_b, t_a, t_0/2$ اشاره می کند و این توالی در فاصله ی زمانی T_c بعدی معکوس می شود. مطابق شکل تا مادامی که بردار مورد نظر به دایره ی شش ضلعی نرسد مدولاسیون نامعتبر خواهد بود. در این شرایط شاخص مدولاسیون \hat{m} (متفاوت از m می باشد) مربوط به موج مربعی 0.907 می باشد.



شکل ۳-۱۷: حالات مختلف بردار های ولتاژ اینورتر سه فاز [۷]

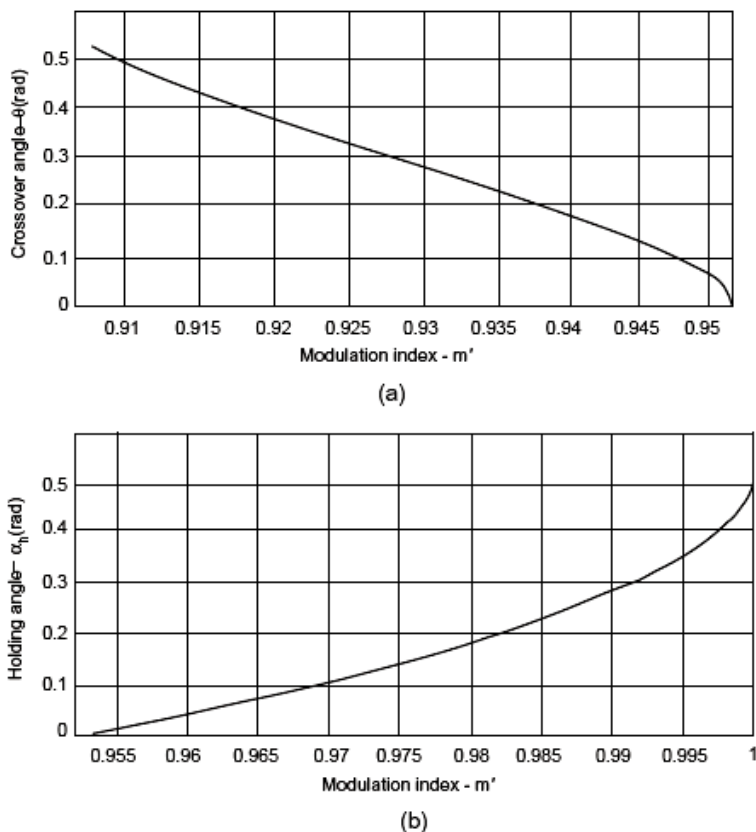


شکل ۳-۱۸: مدولاسیون SVM در حالت مدولاسیون خطی و مدولاسیون بالا [۱۲]

در شکل ۳-۱۸ آنچه که در روش SVM در حالت مدولاسیون بالا رخ می دهد شرح داده شده است و بین این حالت و حالت مدولاسیون خطی مقایسه ای صورت پذیرفته است. در ولتاژ بالا در ناحیه ی خطی اگر نیاز به کیفیت مناسب هارمونیک های پایین موج باشد ، آنچه که در ناحیه ی مدولاسیون بالا رخ می دهد اهمیت دو چندانی خواهد یافت ؛ زیرا بهره ی ولتاژ انتقال یافته در مدولاسیون خطی اندک است. بهره ی خطی شده از نقطه نظر عملکرد سیستم مطلوب است و آنچه که در شکل نشان داده شده است فقط بخش ۱ (یا A) از شش ضلعی می باشد ؛ چراکه عملیات جاری در دیگر بخش ها مشابهت زیادی در پیاده سازی روند موجود دارد. در ناحیه مدولاسیون خطی بردار مرجع V^* در راستای شعاعی و با محدودیت شرح داده شده ، داخل دایره ی شش ضلعی امتداد میابد که در قسمت a شرح داده شده است. اگر V^* از این محدودیت تجاوز کند ، عملیات پیاده سازی وارد مد ۱ از مدولاسیون بالا خواهد شد که در قسمت b از شکل نشان داده شده است. ولتاژ مرجع V^* حدواسط بین دو نقطه ی مرزی شش ضلعی قرار خواهد گرفت و در نتیجه تناسب آن با ولتاژ پایه از دست خواهد رفت. جهت جبران سازی این تلفات ، ولتاژ مرجع مطرح شده به وسیله ی بیشترین مقدار شعاعی حدواسط شش ضلعی در زاویه θ قرار خواهد گرفت. این عملیات قسمتی خطی در مسیر دایروی و قسمتی غیر خطی در مسیر شش ضلعی می باشد. در طول مسیر شش ضلعی بردار ها مقدار صفر نیز به خود می گیرند. زمانی که θ صفر و مسیر بر روی شش ضلعی کامل می شود مد ۱ به پایان می رسد. این روند در مد ۲ در بخشی از مسیر ولتاژ برای زاویه α_h و در بخشی

دیگر از مسیر شش ضلعی برای رسیدن به موج مربعی ادامه میابد تا به انتهای کار برسد. نمایشی از امواج

PWM به جز در مواردی که t_0 صفر می شود در شکل ۳-۱۷ نشان داده شده است. [۱۲]



شکل ۳-۱۹: مدولاسیون بالا به ترتیب در مد یک و دو [۱۲]

مدولاسیون خطی، زاویه θ در مد ۱ که به عنوان تابعی از شاخص مدولاسیون m' محاسبه شده

در قسمت a در شکل ۳-۱۹ نشان داده شده است. شروع این فرآیند در 30° درجه هنگامی که $m' =$

0.907 می باشد و صفر شدن آن در لبه ی بالایی به هنگام $m' = 0.952$ صورت می پذیرد و به طور

مشابه نگهداری زاویه ی α_h که در صفر شروع و در 30° درجه با $m' = 1$ (موج مربعی) به پایان می رسد

در قسمت b شکل ۳-۱۹ نشان داده شده است. این شکل نیازمندی های یک پروسسور جهت پیاده سازی

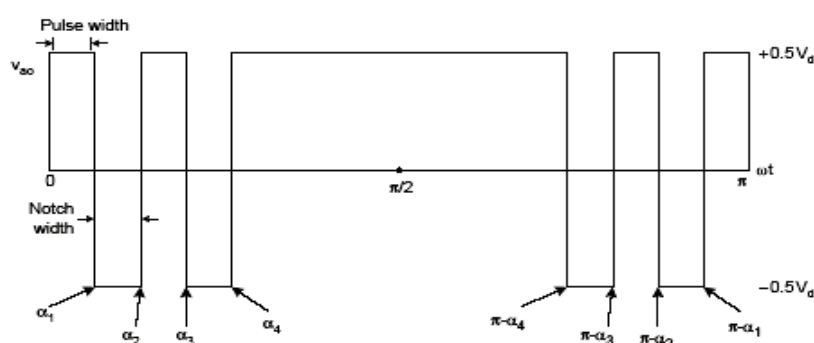
SVM در ناحیه ی تحت مدولاسیون را نشان می دهد. مراحل پیاده سازی روش SVM به صورت زیر می

باشد: تعیین V^* ، تعیین بخش ها، محاسبه ی m' ، تعیین مد کارکرد، محاسبه ی زمان حالت مورد نظر

اینورتری، ترکیب امواج PWM.

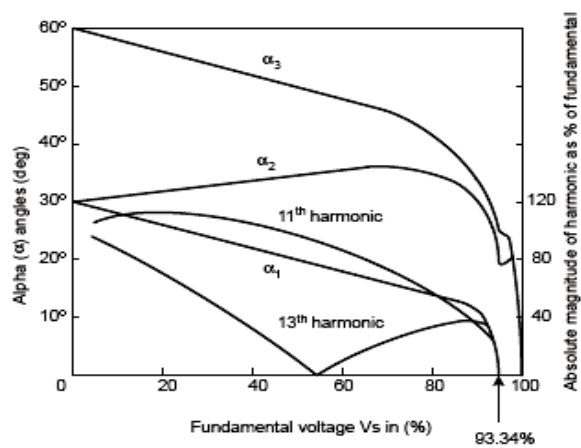
۳.۷ روش مدولاسیون حذف هارمونیک های انتخابی^۱

در این تکنیک مدولاسیون ، هارمونیک های پایین موج مربعی به دلخواه می توانند حذف شوند و ولتاژ اصلی می تواند به خوبی به وسیله ی بریدگی فازهای نشان داده شده در شکل ۳-۲۰ کنترل شود. در نیم سیکل مثبت شکل موج ولتاژ ، هر ربع سیکل دارای تقارن می باشد و به طور مشابه در نیم سیکل منفی نیز همانند نیم سیکل مثبت چنین شرایطی برقرار است. توسط بریدگی های زوایای α_1 ، α_2 ، α_3 و α_4 می توان هارمونیک عمده ی سوم (پنجم ، هفتم و یا یازدهم) را حذف نمود و مقدار پایه ی شکل موج ولتاژ V_{a0} را کنترل نمود. برای ایزولاسیون نوترال بار می بایستی ضرایب هارمونیک نیز حذف شوند. به عنوان مثال در شکل ۳-۲۱ نمایشی از زوایای α با ولتاژ متغییر همراه با حذف هارمونیک های پنجم و هفتم ترسیم شده است. لازم به ذکر است که مقدار ولتاژ پایه ی قابل کنترل ۹۳,۳۴٪ موج مربعی است. در نتیجه ی این شیوه ی کنترلی ضرایب هارمونیک های پایین (هارمونیک ۱۱ و ۱۳) افزایش می یابند ولی این افزایش نه چندان مطلوب اثرات زیان بار زیادی به همراه نخواهد داشت. در فرکانس های پایین می توان با ایجاد تعداد زیادی از زوایای α بسیاری از هارمونیک های پایین را حذف نمود. [۴]



شکل ۳-۲۰: مدولاسیون حذف هارمونیک های انتخابی [۴]

¹ Selective Harmonic Elimination (SHE)



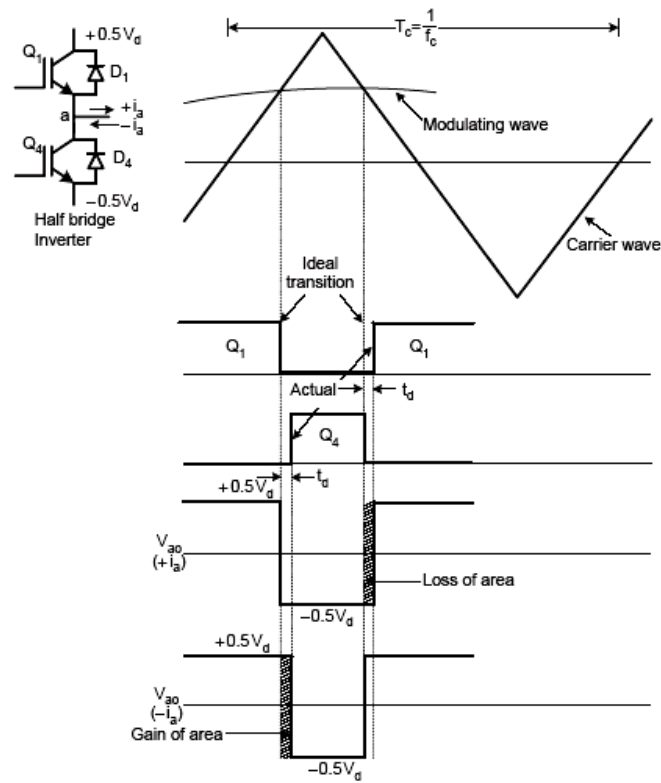
شکل ۳-۲۱: مقدار پایه ی ولتاژ بر حسب درصد [۴]

۳.۸ اثر زمان مرده^۱

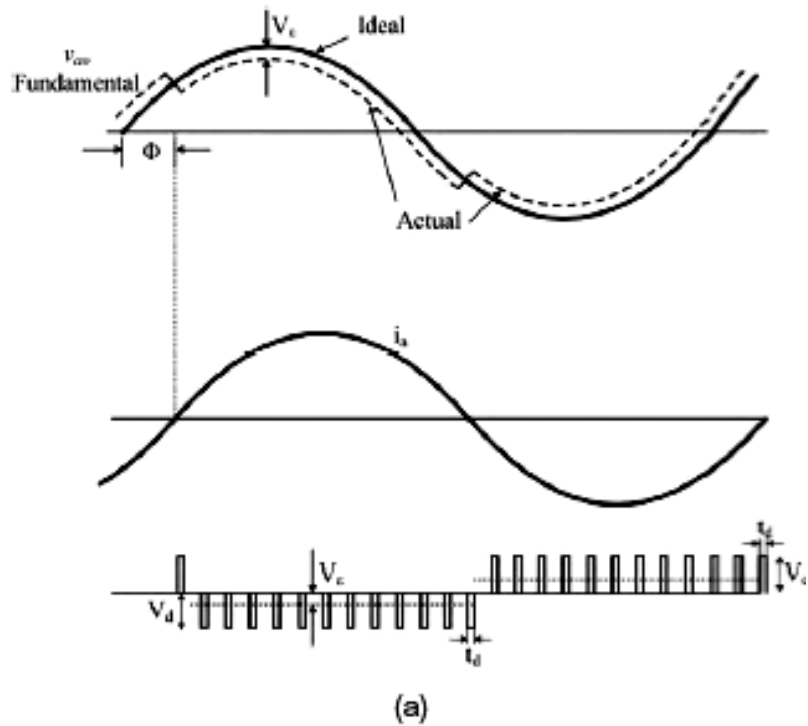
زمان نشان داده شده در شکل ۳-۲۲ که به زمان مرده یا زمان قفل شده (t_d) معروف است، می بایستی بین المان های یک بازو از اینورتر برای جلوگیری از وقوع خطای اتصال کوتاه اعمال گردد. این شکل اثر این زمان کوتاه را در یک اینورتر نیم پل توضیح می دهد. کلیدزنی ایده آل ترستور های Q_1 و Q_4 و کلید زنی واقعی آن ها با در نظر گرفتن t_d در شکل نمایش داده شده است. برای پلاریته ی مثبت جریان بار i_a هیچگونه اثری بر لبه اعمال نمی شود، اما در لبه ی پشتی، روشن شدن Q_1 با تاخیر انجام خواهد شد؛ زیرا جریان بار انتقال یافته از D_4 به Q_1 با تاخیر همراه است و موجب ایجاد ناحیه ی مشخص شده بر روی شکل (Loss of area) خواهد شد. از طرف دیگر در پلاریته ی منفی جریان، D_1 در حالیکه روشن است در حال هدایت به سر می برد. زمانیکه Q_1 و Q_4 هر دو خاموش باشند، این جریان پیوسته به سمت D_1 در حال جاری شدن است که این عامل نیز موجب ایجاد Loss of area خواهد شد. در حالت ایده آل، هنگامی که Q_4 خاموش می باشد در لبه ی پشتی جریان به سوی پلاریته ی مثبت بدون اعمال اثر زمان مرده جاری می شود. در مدارات پل کامل یا اینورتر سه فاز اثرات مشابهی در مورد زمان مرده در تمامی بازو ها خواهیم داشت. [۴]

¹ Dead Time

² Lock-out Time



شکل ۳-۲۲: اثر Dead Band در ولتاژ خروجی [۴]



شکل ۳-۲۳: اثر Dead Band بر روی ولتاژ فاز خروجی [۴]

وجود **Dead Time** در اینورتر باعث ایجاد دو اثر نامطلوب خواهد شد: ۱- کاهش مقدار ولتاژ پایه. ۲- برهم ریختگی هارمونیکی در فرکانس های پایین. در قسمت **a** از شکل ۳-۲۳ پس فاز بودن شکل موج ولتاژ فاز (V_{a0}) نسبت به شکل موج جریان فاز (i_a) به اندازه ی زاویه ی Φ قابل مشاهده است. در نیم سیکل مثبت جریان ، افزایش تلفات ولتاژ را در هر سیکل کلید زنی مستقل از اندازه ی جریان می باشد ؛ به طور مشابه در نیم سیکل منفی نیز افزایش اندازه ی ولتاژ را نیز شاهد خواهیم بود. مقدار متوسط این افزایش (V_e) در طول نیم سیکل های جریان منطبق با موج V_{a0} می باشد که به کاهش ناچیز مقدار پایه ی ولتاژ اشاره می کند. مقدار ولتاژ کاهش یافته به عواملی چون فرکانس کلید زنی ، زمان تاخیر ، ولتاژ **DC** و مقدار تاخیر فاز بستگی دارد. ظاهرا این امر موجب اعوجاج هایی که با هارمونیک های فرکانسی مرتبط است همراه خواهد شد. [۴]

۳.۹ خلاصه فصل:

در بسیاری از کاربرد های صنعتی ، کنترل ولتاژ خروجی اینورترها برای انطباق با تغییرات ورودی DC ، رگولاسیون ولتاژ اینورتر و همچنین برای نسبت ولتاژ به فرکانس ثابت ، مورد نیاز است. روش های مختلفی برای تغییر بهره اینورتر وجود دارد که موثرترین روش کنترل بهره و در نتیجه کنترل ولتاژ خروجی در اینورترها که به طور معمول مورد استفاده قرار می گیرند عبارتند از:

- ۱- مدولاسیون مفرد عرض پالس
- ۲- مدولاسیون چند تایی عرض پالس
- ۳- مدولاسیون سینوسی عرض پالس
- ۴- مدولاسیون پهنای پالس فضای برداری
- ۵- مدولاسیون حذف هارمونیک های انتخابی

در این فصل روش های به کار گرفته شده ی کنترلی اینورترها شامل اینورترهای تکفاز و سه فاز به

صورت کلی مورد بررسی قرار گرفت.

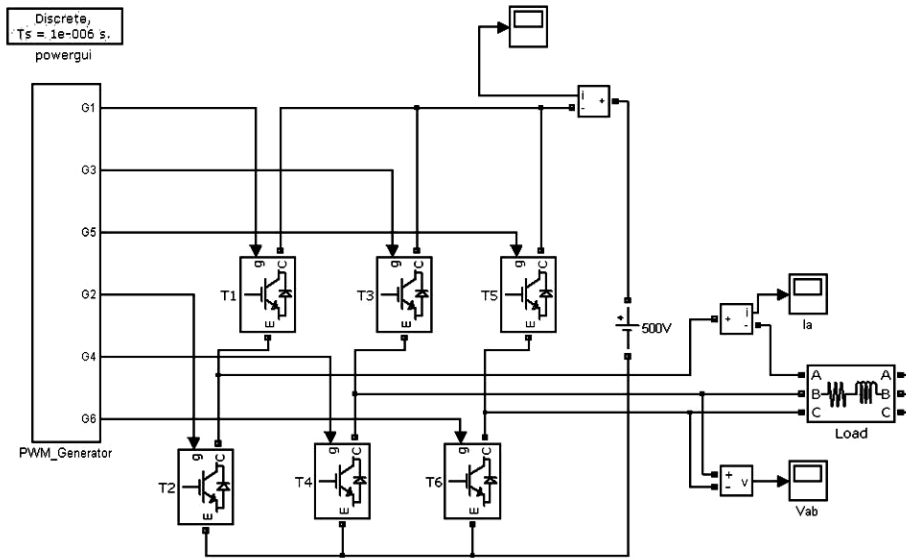
۴-فصل چهارم: شبیه سازی و نتایج آن

۴.۱ مقدمه فصل

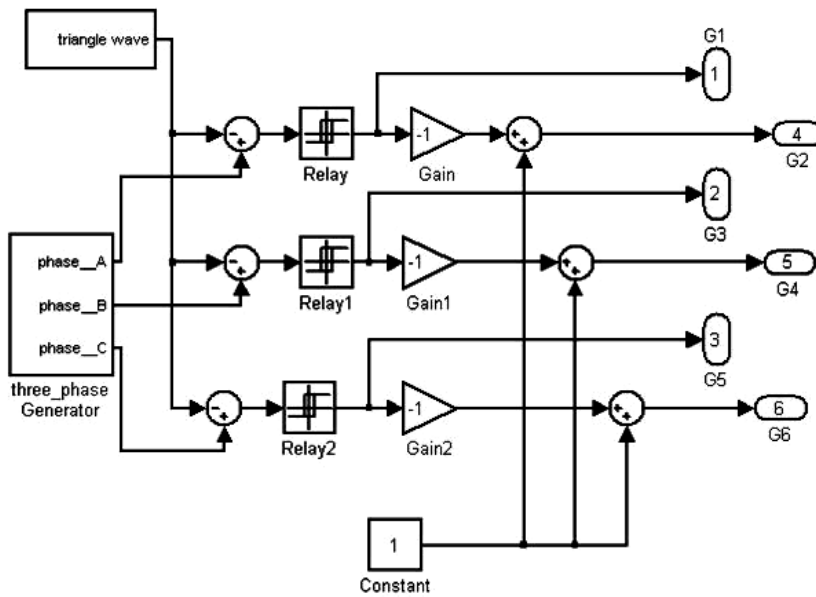
جهت انتخاب روش بهینه از سه روش اصلی مدولاسیون که در بخش های قبل در مورد آن ها به طور مفصل توضیح داده شد و نیز جهت مشاهده ی عینی مزایا و معایبی که هریک از تکنیک های مدولاسیون نسبت به دیگری دارا می باشند و سبب شده تا بنا بر کاربرد اینورتر از هر یک در مورد خاص استفاده شود ما را برآن داشت تا به هر سه روش شبیه سازی را انجام داده تا موارد مزیت و عیب هر یک را عینا مشاهده نماییم. شبیه سازی های انجام شده، در محیط سیمولینک و **S-Function** نرم افزار متلب انجام گرفته که این نرم افزار در فصل قبل به اجمال معرفی گردیده است.

این بخش به سه قسمت اصلی تقسیم می شود. در ابتدا شبیه سازی صورت پذیرفته به روش **SPWM** و نتایج حاصله را مورد بررسی قرار می دهیم و در قسمت دوم به شبیه سازی و بررسی نتایج حاصل از آن به روش **SHE** می پردازیم و در قسمت سوم نیز با انجام شبیه سازی و بررسی نتیجه حاصله از آن به روش **SVM**، این روش را به عنوان روشی بهینه جهت استفاده در اینورتر های سه فاز معرفی خواهیم نمود. در انتها در بحثی مجزا روش تصحیح شده **SPWM** ارائه گردیده تا به عنوان روشی پیشنهادی جهت کاهش تلفات کلیدزنی و کمتر کردن ترادف های موجود در ولتاژ خروجی، در نظر گرفته شود.

۴.۲ شبیه سازی سیستم کنترلی مدولاسین عرض پالس سینوسی

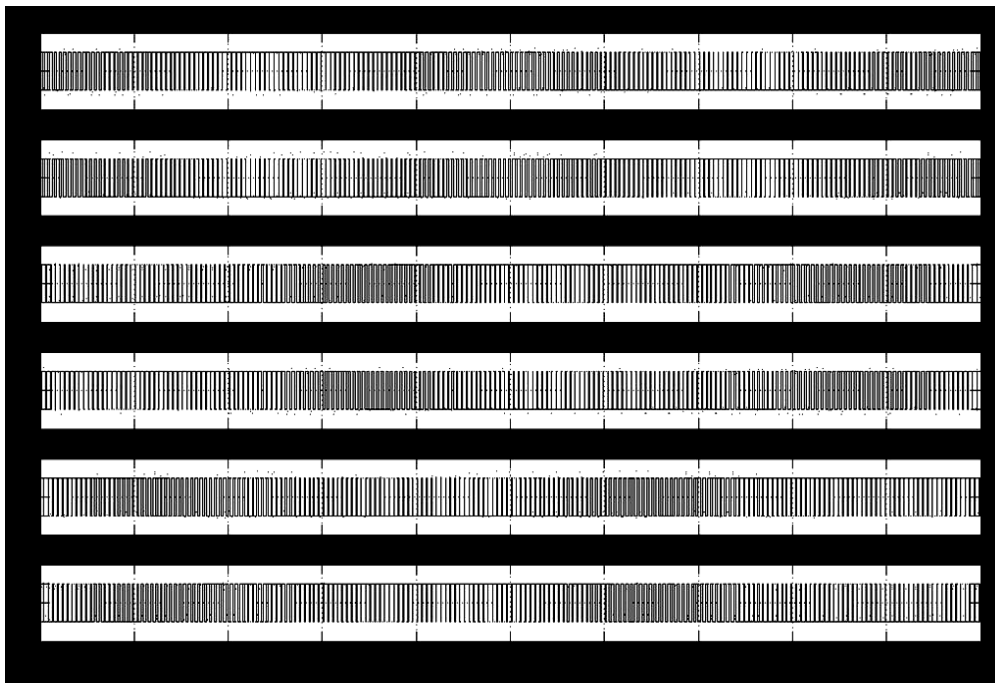


شکل ۴-۱: مدل سیستم در سیمولینک نرم افزار متلب در روش SPWM



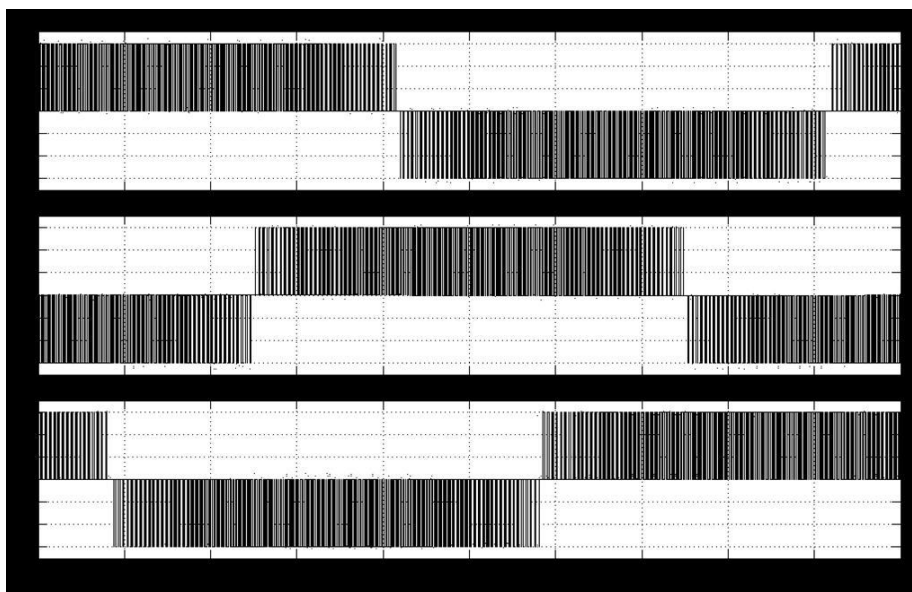
شکل ۴-۲: زیر سیستم های طراحی شده برای مدل اصلی در SPWM

در این شبیه سازی شکل موج تغذیه گیت سوئیچ های به کار رفته در شبیه سازی همانند شکل ۳-۴ می باشد. لازم به گفتن است که فرکانس سوئیچینگ برابر ۱۰ کیلوهرتز در نظر گرفته شده است.

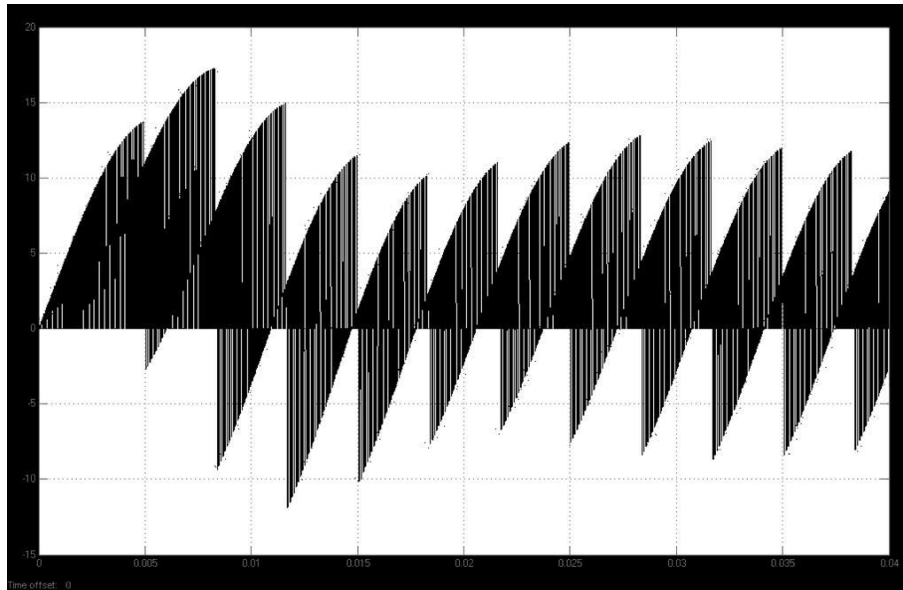


شکل ۳-۴: ولتاژ های تغذیه گیت اعمالی به سوئیچ ها در شبیه سازی SPWM

ولتاژ های خروجی و جریان لینک DC به قرار زیر هستند:

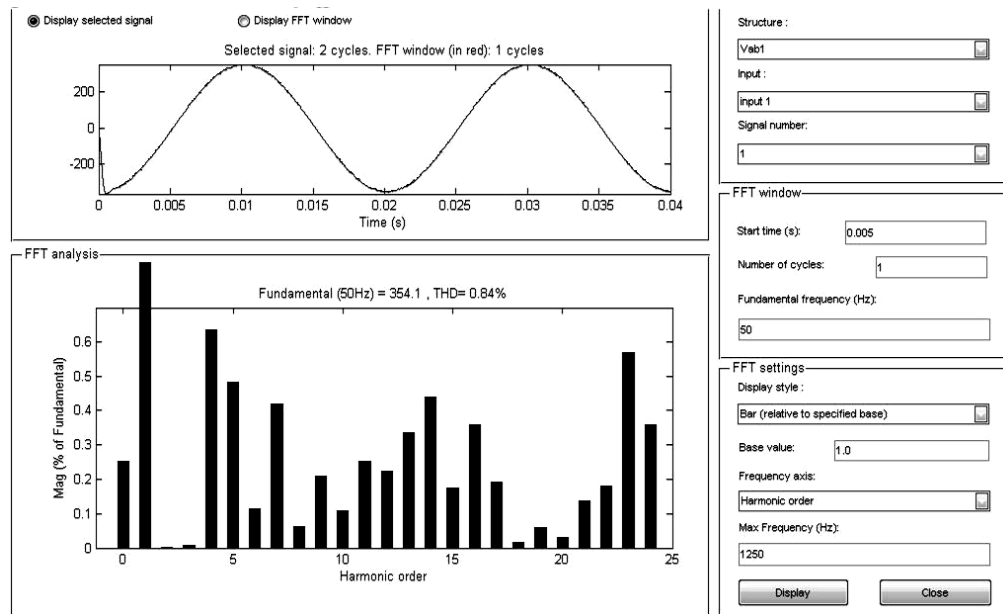


شکل ۴-۴: شکل موج ولتاژ های خط به خط خروجی در شبیه سازی SPWM



شکل ۴-۵: جریان لینک DC در روش SPWM

طیف هارمونیکی ولتاژ خط خروجی AB را می توان در شکل ۴-۶ و شکل ۴-۷ مشاهده کرد.



شکل ۴-۶: طیف هارمونیکی ولتاژ خط خروجی در روش SPWM

```

Sampling time      = 1e-006 s
Samples per cycle  = 20000
DC component       = 0.07412
Fundamental       = 212.5 peak (150.3 rms)

Total Harmonic Distortion (THD) = 89.28%

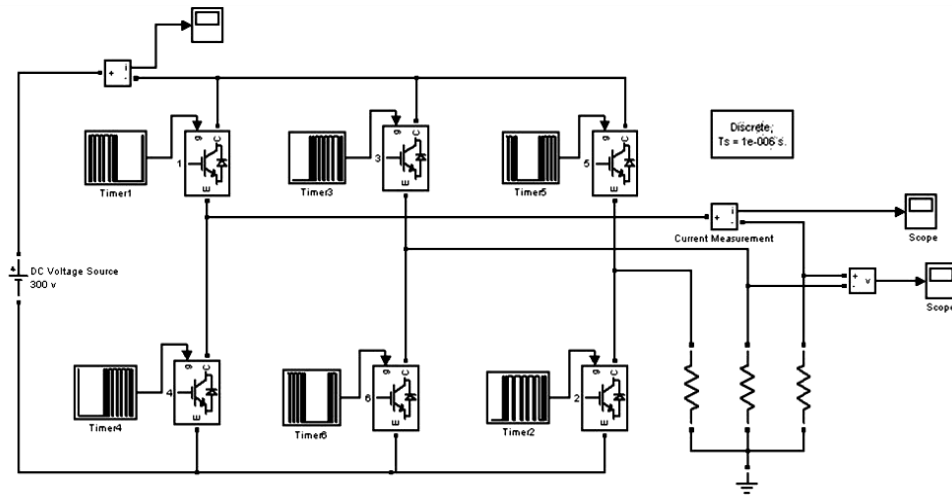
Maximum harmonic frequency
used for THD calculation = 499950.00 Hz (9999th harmonic)

    0 Hz (DC):           0.03%    90.0°
   50 Hz (Fnd):         100.00%   30.0°
  100 Hz (h2):           0.00%    0.0°
  150 Hz (h3):           0.02%   146.2°
  200 Hz (h4):           0.11%   121.9°
  250 Hz (h5):           0.16%    0.0°
  300 Hz (h6):           0.11%    8.5°
  350 Hz (h7):           0.10%   205.7°
  400 Hz (h8):           0.05%   10.5°
  450 Hz (h9):           0.08%   145.2°
  500 Hz (h10):          0.06%   195.3°
  550 Hz (h11):          0.13%   157.2°
  600 Hz (h12):          0.14%   166.2°

```

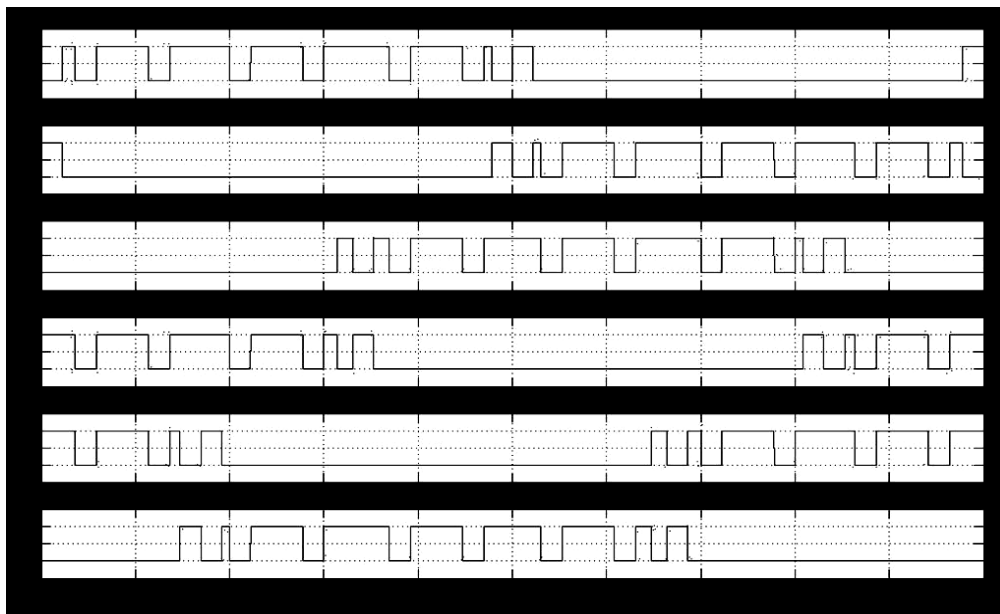
شکل ۴-۷: لیست توافدهای موجود در ولتاژ خط خروجی در روش SPWM

۴.۳ شبیه سازی سیستم کنترلی حذف هارمونیک‌های انتخابی



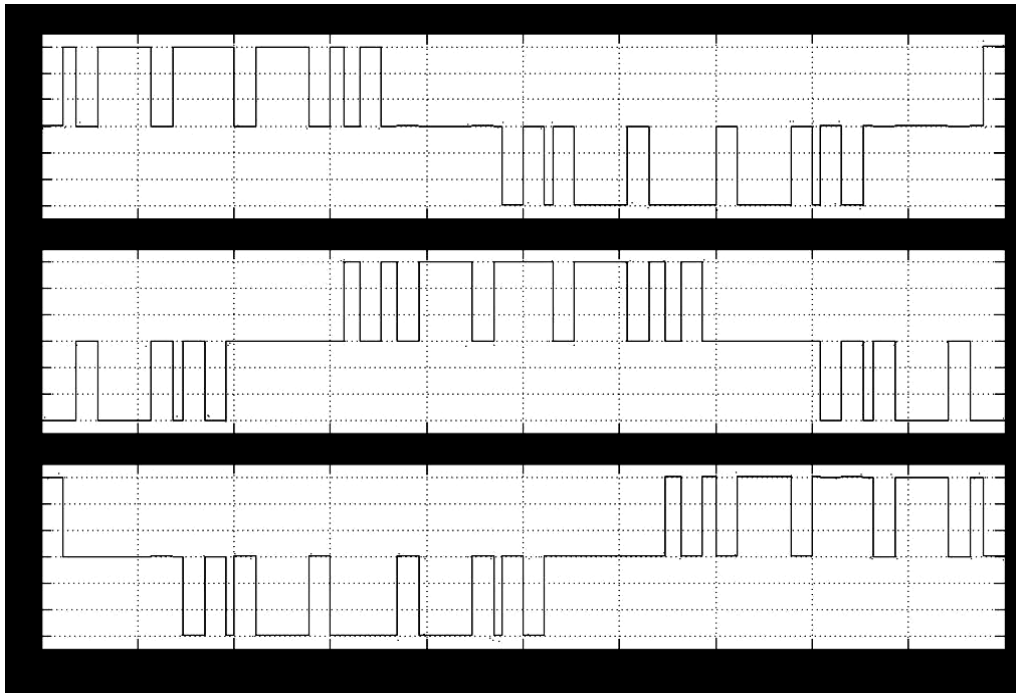
شکل ۴-۸: مدل سیستم در سیمولینک نرم افزار متلب در روش SHE

شکل موج تغذیه گیت سوئیچ‌های به کار رفته در شبیه سازی همانند شکل ۴-۹ می باشد.

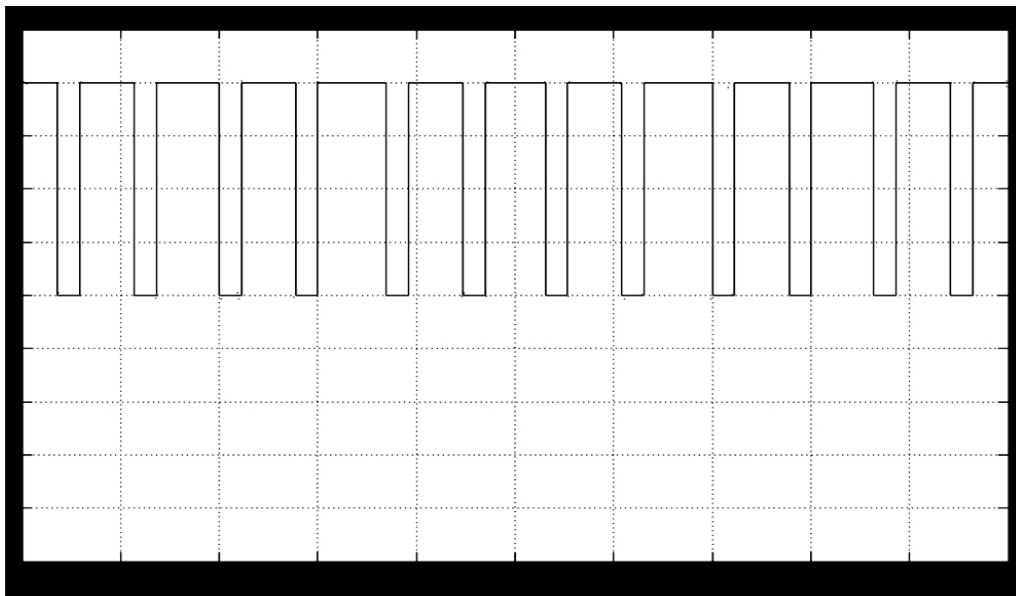


شکل ۴-۹: ولتاژهای تغذیه گیت اعمالی به سوئیچ‌ها در شبیه سازی SHE

ولتاژ های خروجی و جریان لینک DC به قرار زیر می باشند :



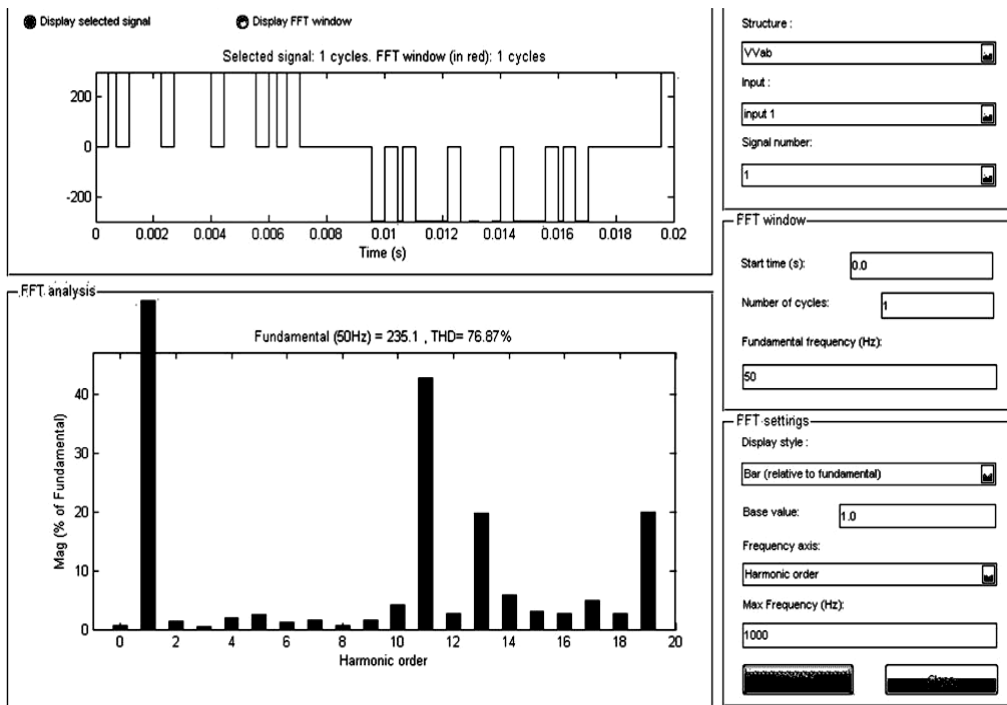
شکل ۴-۱۰: شکل موج ولتاژ های خط به خط خروجی در شبیه سازی SHE



شکل ۴-۱۱: جریان لینک DC در روش SHE

طیف هارمونیکی ولتاژ خط خروجی AB در این شبیه سازی را می توان در شکل ۴-۱۲ و شکل

۴-۱۳ مشاهده کرد.



شکل ۴-۱۲: طیف هارمونیکی ولتاژ خط خروجی در روش SHE

Sampling time = 1e-006 s
 Samples per cycle = 20000
 DC component = 1.639
 Fundamental = 235.1 peak (166.3 rms)

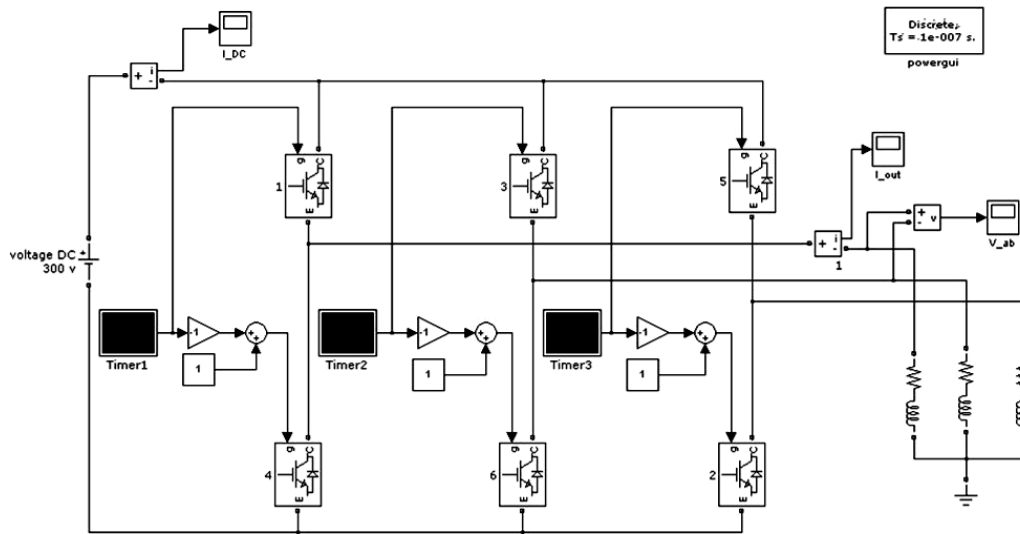
Total Harmonic Distortion (THD) = 76.87%

Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 499950.00 Hz (9999th harmonic)

Frequency (Hz)	Harmonic Order	Mag (%)	Phase (°)
0 Hz	(DC)	0.70%	90.0°
50 Hz	(Fnd)	100.00%	30.0°
100 Hz	(h2)	1.40%	198.3°
150 Hz	(h3)	0.53%	170.1°
200 Hz	(h4)	2.01%	22.7°
250 Hz	(h5)	2.53%	0.0°
300 Hz	(h6)	1.22%	131.4°
350 Hz	(h7)	1.55%	209.3°
400 Hz	(h8)	0.66%	224.9°
450 Hz	(h9)	1.55%	142.3°
500 Hz	(h10)	4.15%	56.3°
550 Hz	(h11)	42.95%	152.6°
600 Hz	(h12)	2.70%	0.0°

شکل ۴-۱۳: لیست ترادف های موجود در ولتاژ خط خروجی در روش SHE

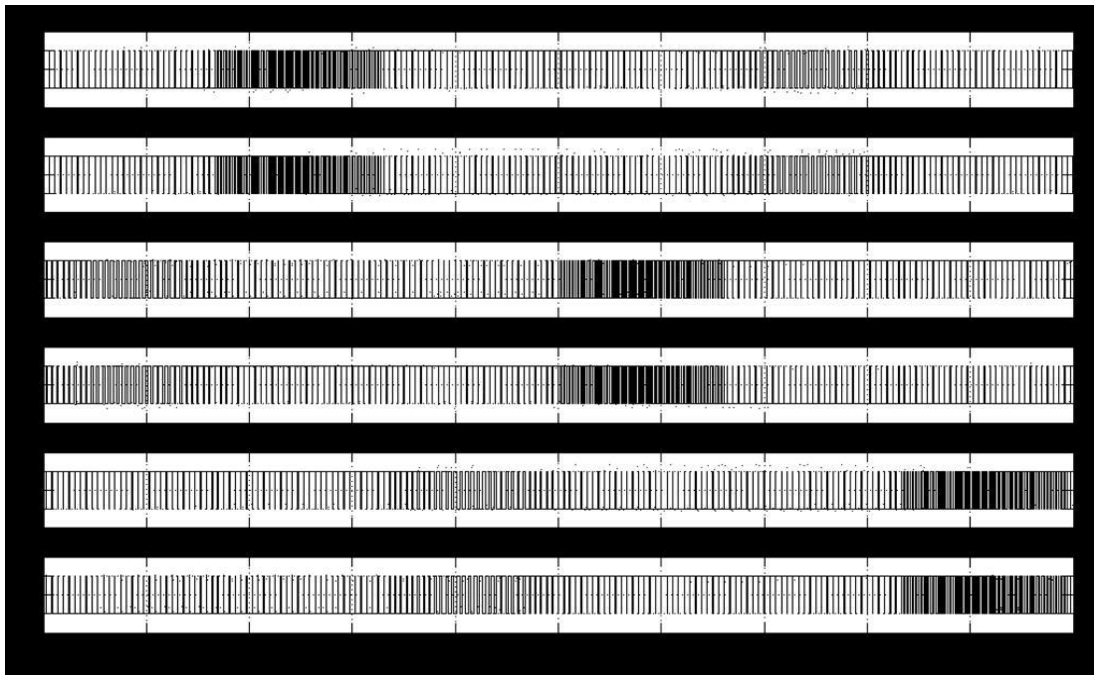
۴.۴ شبیه سازی سیستم کنترلی مدولاسیون فضای برداری



شکل ۴-۱۴: مدل سیستم در سیمولینک نرم افزار متلب در روش SVM

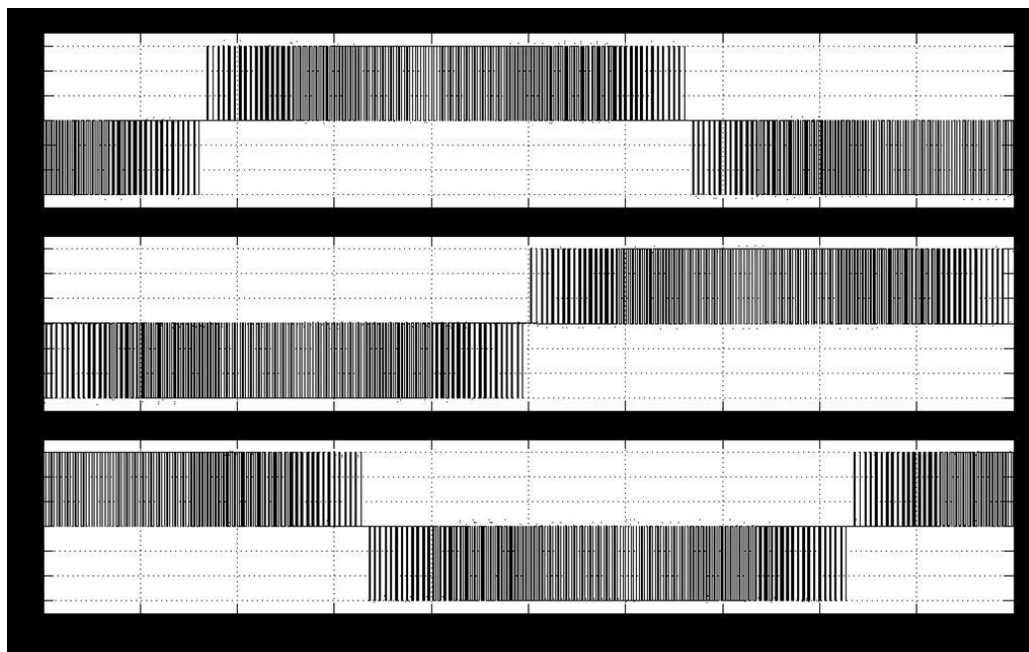
شکل موج تغذیه گیت سوئیچ های به کار رفته در شبیه سازی همانند شکل ۳-۱۵ می باشد. لازم

به گفتن است که فرکانس سوئیچینگ برابر ۱۰ کیلوهرتز در نظر گرفته شده است.

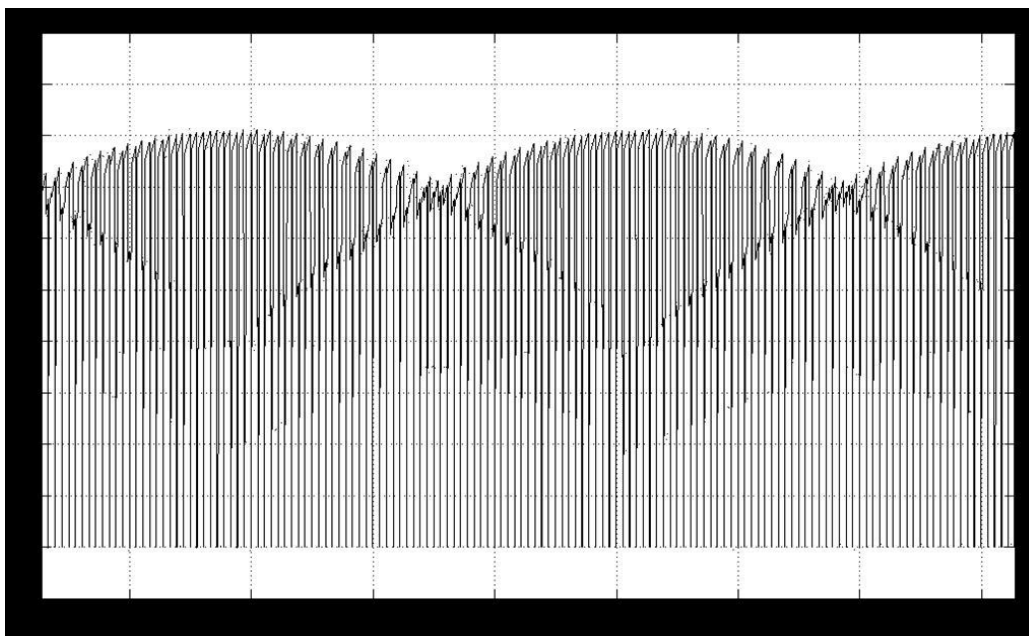


شکل ۴-۱۵: ولتاژ های تغذیه گیت اعمالی به سوئیچ ها در شبیه سازی SVM

ولتاژ های خروجی و جریان لینک DC به قرار زیر هستند:

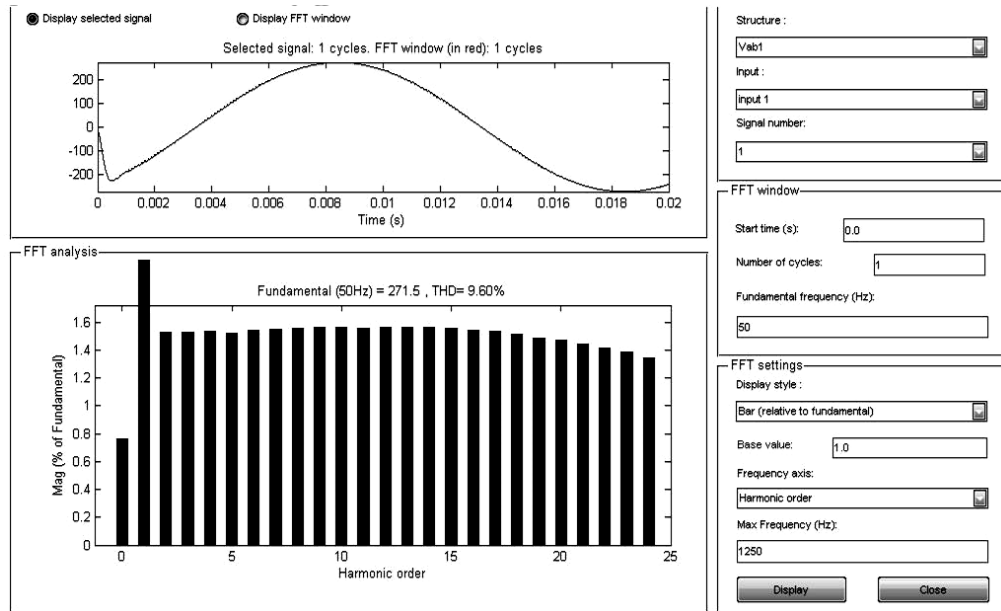


شکل ۴-۱۶: شکل موج ولتاژ های خط به خط خروجی در شبیه سازی SVM



شکل ۴-۱۷: جریان لینک DC در روش SVM

طیف هارمونیک ولتاژ خط خروجی AB را می توان در شکل ۴-۱۸ و شکل ۴-۱۹ مشاهده نمود.



شکل ۴-۱۸: طیف هارمونیک ولتاژ خط خروجی در روش SVM

```

Sampling time      = 1e-007 s
Samples per cycle  = 200000
DC component       = 0.0007673
Fundamental       = 275.1 peak (194.5 rms)

Total Harmonic Distortion (THD) = 62.33%

Maximum harmonic frequency
used for THD calculation = 4999950.00 Hz (99999th harmonic)

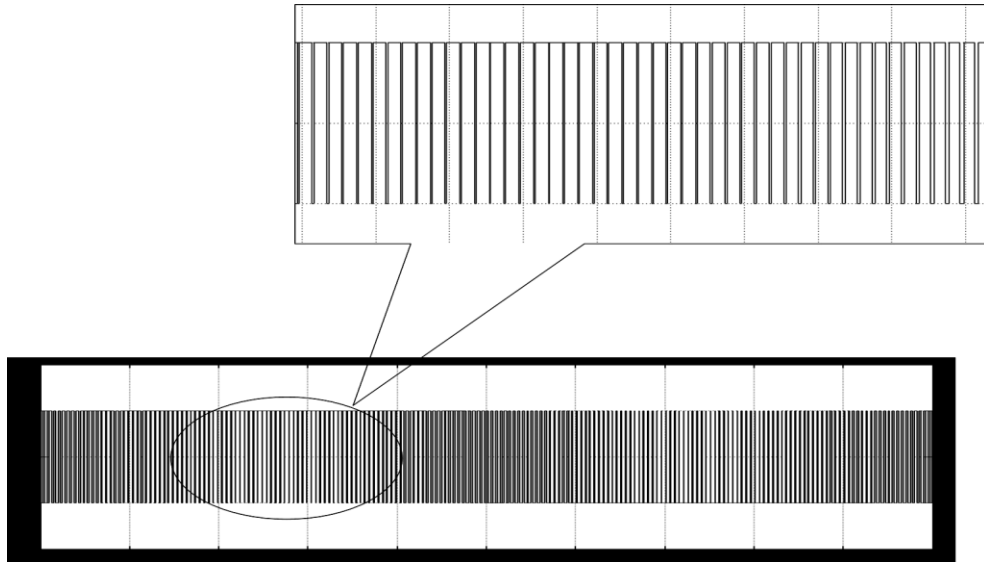
    0 Hz (DC):          0.00%   270.0°
   50 Hz (Fnd):        100.00%   0.0°
  100 Hz (h2):         0.00%   261.0°
  150 Hz (h3):         0.02%   191.0°
  200 Hz (h4):         0.00%   252.5°
  250 Hz (h5):         0.02%    0.0°
  300 Hz (h6):         0.00%   244.8°
  350 Hz (h7):         0.01%   178.0°
  400 Hz (h8):         0.00%   237.9°
  450 Hz (h9):         0.00%   173.6°
  500 Hz (h10):        0.00%   231.9°
  550 Hz (h11):        0.02%    0.0°
  600 Hz (h12):        0.00%   226.7°
    
```

شکل ۴-۱۹: لیست ترادف های موجود در ولتاژ خط خروجی در روش SVM

۴.۵ روش مدولاسیون عرض پالس سینوسی تصحیح شده

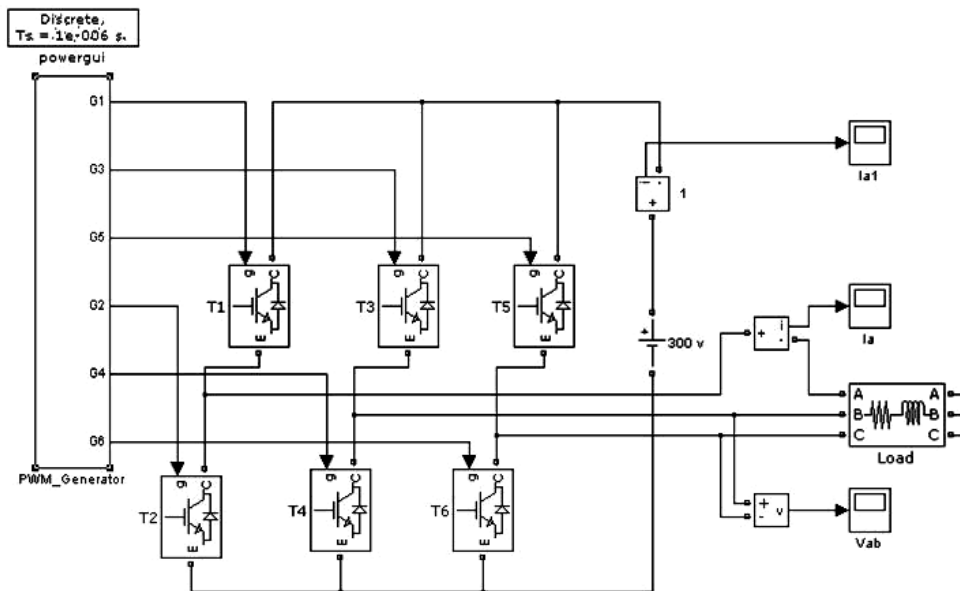
در روش **SPWM**، همانطور که در فصل های پیشین نیز توضیح داده شد؛ جهت کارایی بهتر و فیلترینگ آسانتر، لازم است فرکانس کلیدزنی تاجایی که امکان دارد بالا برود. با افزایش فرکانس کلیدزنی در اینورترهای **SPWM**، تعداد عملکرد قطع و وصل هر سوئیچ در هر سیکل به شدت افزایش یافته و لذا متناسب با آن، تلفات کلیدزنی نیز افزایش می یابد. پس می بایست مصالحه ای مابین ازدیاد فرکانس و میزان تلفات کلیدزنی صورت پذیرد. حال چنانچه بتوانیم به نحوی میزان تلفات را در روش **SPWM** کاهش دهیم، آنگاه به همه ی مزیت های مربوط به افزایش فرکانس خواهیم رسید.

در شکل ۴-۲۰ ولتاژ تغذیه گیت مربوط به یکی از سوئیچ های یک اینورتر ولتاژ سه فاز نوعی نشان داده شده است. در این شکل بخشی از این سیگنال که مربوط به زوایای مابین ۶۰ تا ۱۲۰ درجه می باشد، به صورت مجزا باز شده است. مشاهده می شود که در این نواحی (زوایای بین ۶۰ تا ۱۲۰ درجه)، شکل موج این سیگنال در بیشتر زوایا دارای مقدار پیک (یک منطقی) است و در زوایای محدودی صفر می شود؛ می توان چنین فرض کرد که در این ناحیه سیگنال تقریباً دارای مقدار یک منطقی است. این تقریب که در نیم سیکل مثبت در زوایای ۶۰ تا ۱۲۰ درجه زده می شود، سبب کاهش شدید تعداد سوئیچ ها و در نتیجه کاهش تلفات کلیدزنی می شود. استدلال مشابه را می توان در نیم سیکل منفی و در نواحی ۲۴۰ تا ۳۰۰ درجه به کار بست که سبب صفر شدن فرمان گیت سوئیچ در این ناحیه می شود.

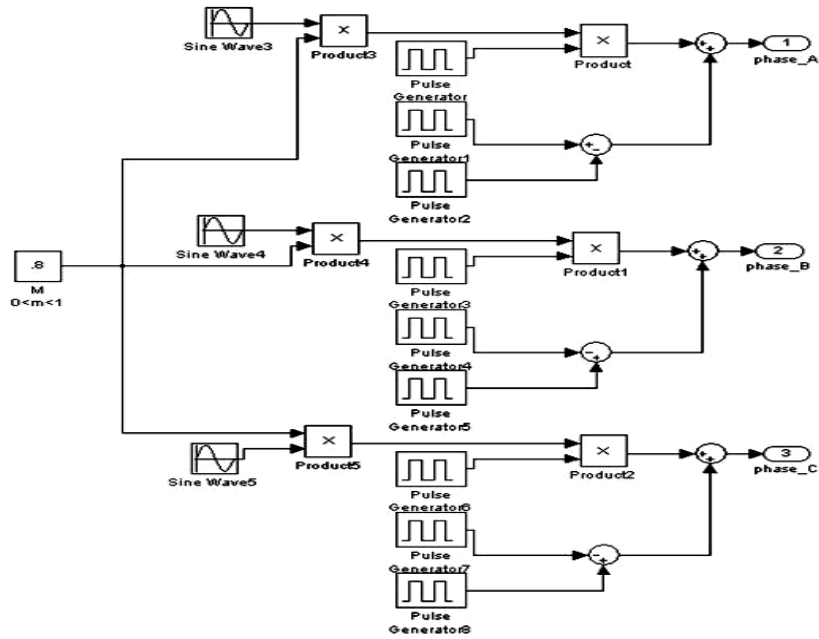


شکل ۴-۲۰: شکل موج ولتاژ تغذیه گیت یکی از سوئیچ ها در روش SPWM به همراه شکل موج باز شده در نواحی بین ۶۰ تا ۱۲۰ درجه

شبیه سازی برای این روش در سیمولینک نرم افزار متلب انجام گرفت که خروجی های مربوط به آن در اشکال زیر آمده است. لازم به گفتن است که فرکانس سوئیچینگ برابر ۱۰ کیلوهرتز در نظر گرفته شده است.

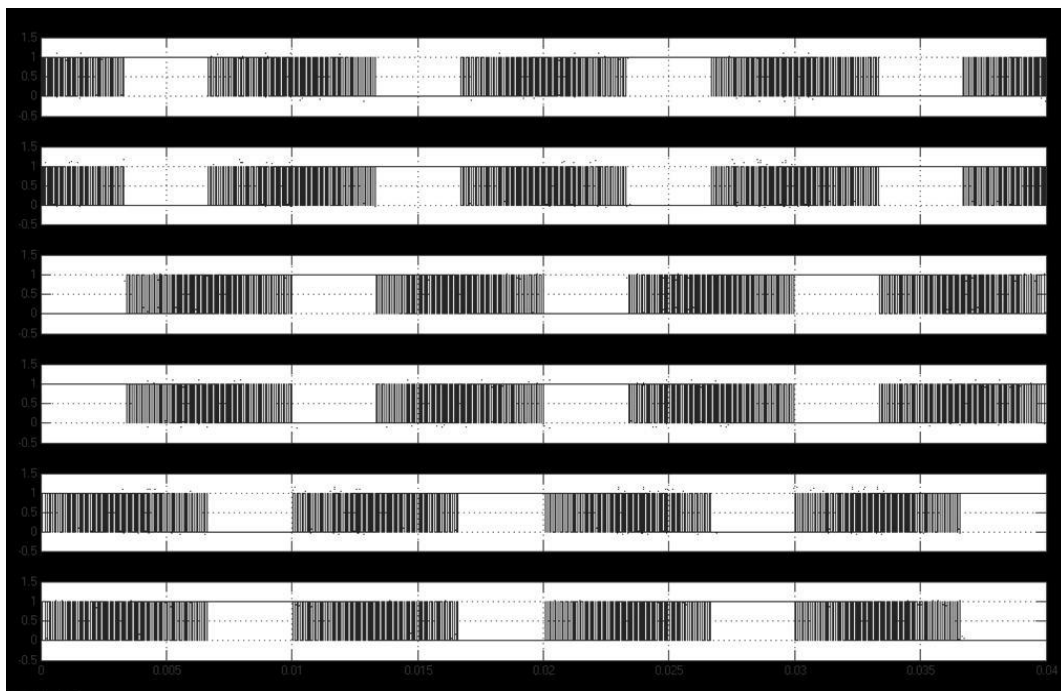


شکل ۴-۲۱: مدل سیستم در سیمولینک نرم افزار متلب در روش SPWM تصحیح شده



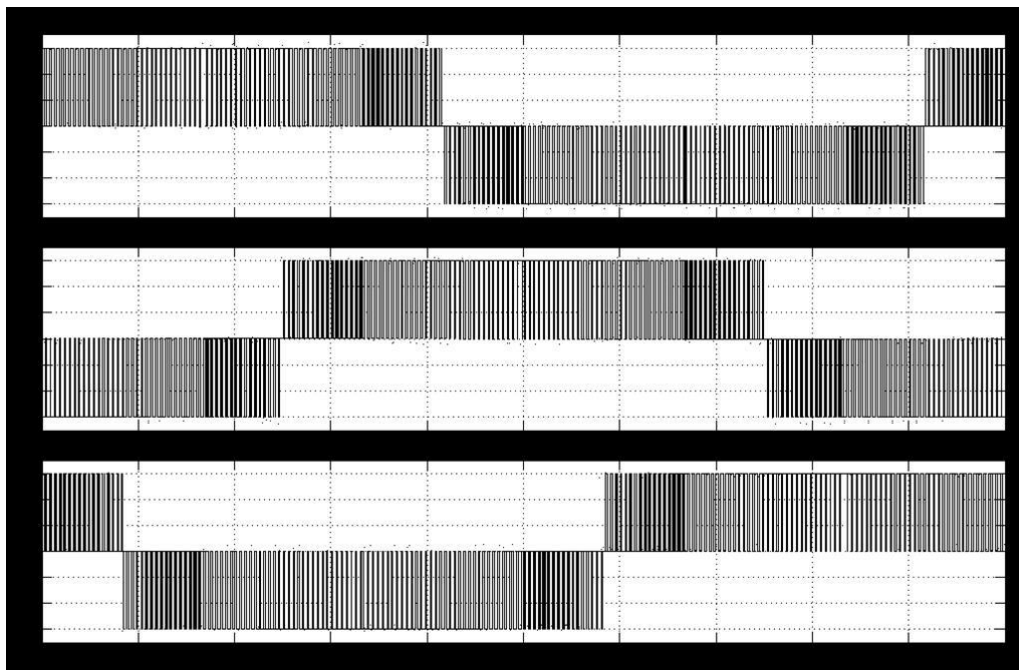
شکل ۴-۲۲: زیر سیستم های طراحی شده برای مدل اصلی در SPWM تصحیح شده

شکل موج تغذیه گیت سوئیچ های به کار رفته در شبیه سازی همانند شکل ۵-۲۳ می باشد.

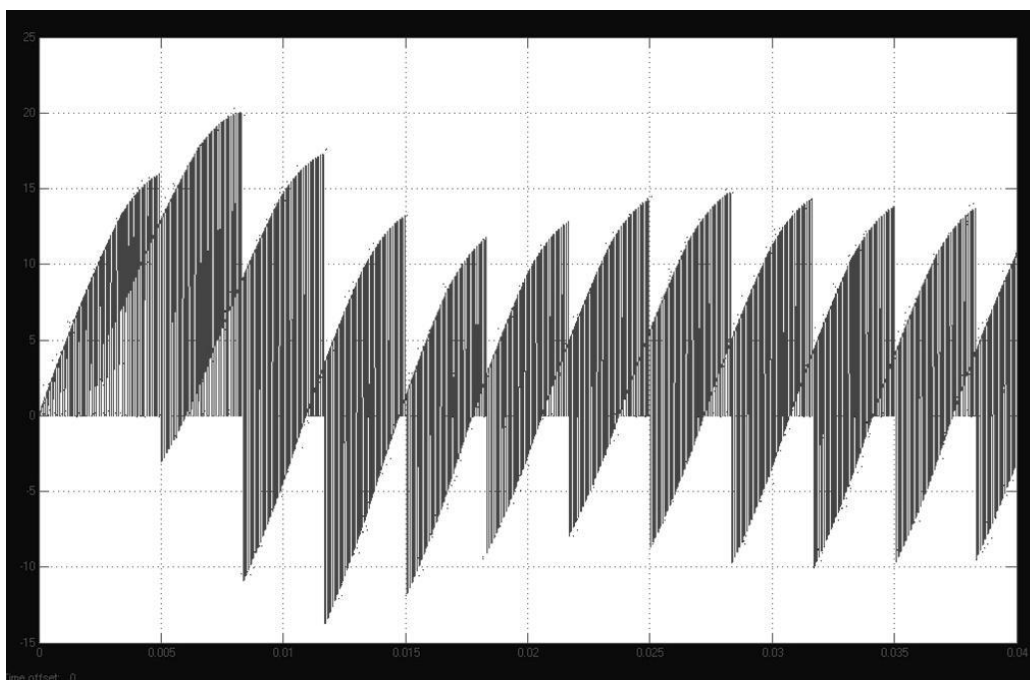


شکل ۴-۲۳: ولتاژ های تغذیه گیت اعمالی به سوئیچ ها در شبیه سازی SPWM تصحیح شده

ولتاژ های خروجی و جریان لینک DC به قرار زیر است.

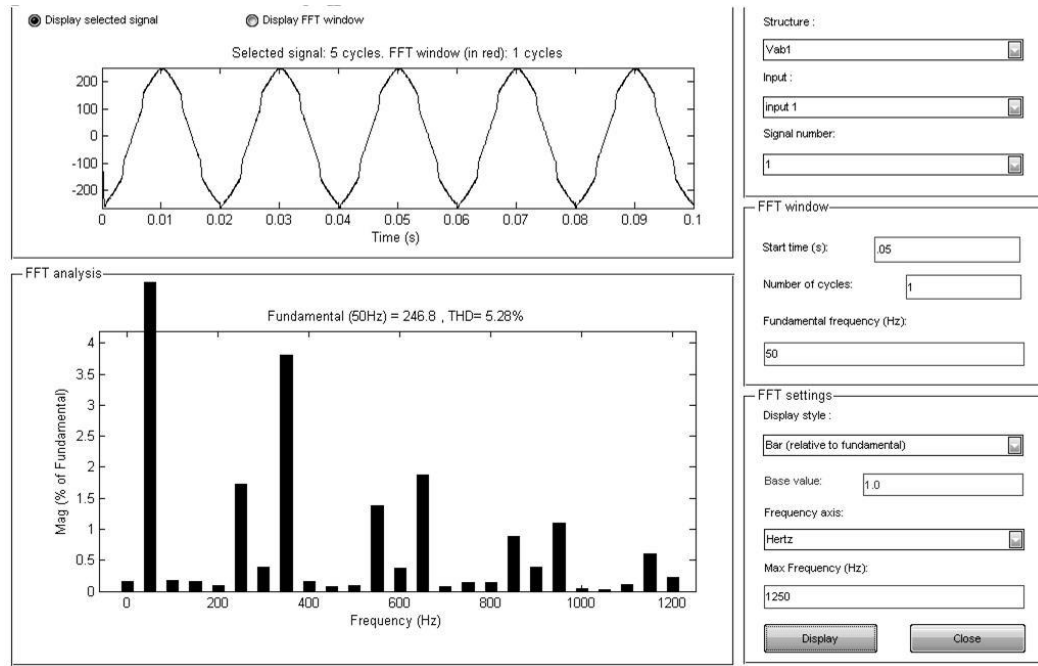


شکل ۴-۲۴: شکل موج ولتاژ های خط به خط خروجی در شبیه سازی SPWM تصحیح شده



شکل ۴-۲۵: جریان لینک DC در روش SPWM تصحیح شده

طیف هارمونیکی ولتاژ خط خروجی AB را می توان در شکل ۴-۲۶ و شکل ۴-۲۷ مشاهده کرد.



شکل ۴-۲۶: طیف هارمونیکی ولتاژ خط خروجی در روش SPWM تصحیح شده

```

Sampling time      = 1e-006 s
Samples per cycle  = 20000
DC component       = 0.1789
Fundamental       = 246.6 peak (174.4 rms)

Total Harmonic Distortion (THD) = 73.35%

Maximum harmonic frequency
used for THD calculation = 499950.00 Hz (9999th harmonic)

    0 Hz (DC):          0.07%    90.0°
    50 Hz (Fnd):       100.00%   30.0°
    100 Hz (h2):       0.31%    13.5°
    150 Hz (h3):       0.08%   265.6°
    200 Hz (h4):       0.23%   172.6°
    250 Hz (h5):       1.87%     0.0°
    300 Hz (h6):       0.20%   110.8°
    350 Hz (h7):       3.76%    30.5°
    400 Hz (h8):       0.19%    19.9°
    450 Hz (h9):       0.04%     0.0°
    500 Hz (h10):      0.30%   173.9°
    550 Hz (h11):      1.50%     0.0°
    600 Hz (h12):      0.19%    75.3°
    
```

شکل ۴-۲۷: لیست هارمونیک های موجود در ولتاژ خط خروجی در روش SPWM تصحیح شده

۴.۶ مقایسه تکنیک های مدولاسیون

علاوه بر مواد مشاهده شده در نتایج شبیه سازی ، در زیر نیز مقایسه ای بین روش های مختلف مدولاسیون عرض پالس انجام پذیرفته است که مزایا و معایب هر یک نسبت به دیگری بیان شده است. [۴]

۱. SPWM

- ۱- استفاده از حامل حلقه باز - حامل همزمان یا غیر همزمان
- ۲- رنج تحت مدولاسیون پایین ($0 < \dot{m} < 0.7855$) که می توان \dot{m} را با افزودن هارمونیک های ضرایب سه شکل موج به مقدار 0.907 افزایش داد.
- ۳- مشخصه ی غیر خطی در در رنج مدولاسیون بالا
- ۴- قابلیت هموارنمودن حالت مدولاسیون بالا به سوی موج مربعی
- ۵- دارا بودن پایین ترین رپل هارمونیک در رنج کارکرد $0 < \dot{m} < 0.4$
- ۶- نیاز به فرکانس کلید زنی بالا در حالت مدولاسیون بالا
- ۷- وجود رپل ولتاژ DC که رپل خروجی را در پی خواهد داشت.

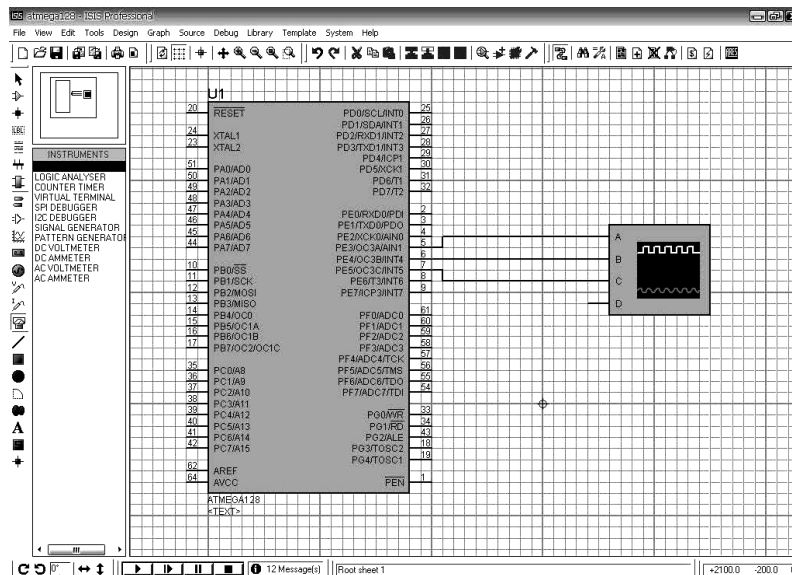
۲. SVM :

- ۱- استفاده از حامل حلقه باز - حامل همزمان یا غیر همزمان
- ۲- مناسب برای ایزولاسیون نوترال خروجی سه فاز
- ۳- رنج تحت مدولاسیون بزرگ ($0 < \dot{m} < 0.907$)
- ۴- سادگی خطی سازی ناحیه مدولاسیون بالا جهت سوق دادن به سوی موج مربعی
- ۵- کمترین رپل هارمونیک در رنج کارکرد مدولاسیون خطی
- ۶- نیاز به فرکانس کلید زنی بالا در حالت مدولاسیون بالا
- ۷- عدم توانایی پیاده سازی با فرکانس حامل بالا
- ۸- وجود رپل ولتاژ DC که رپل خروجی را در پی خواهد داشت.

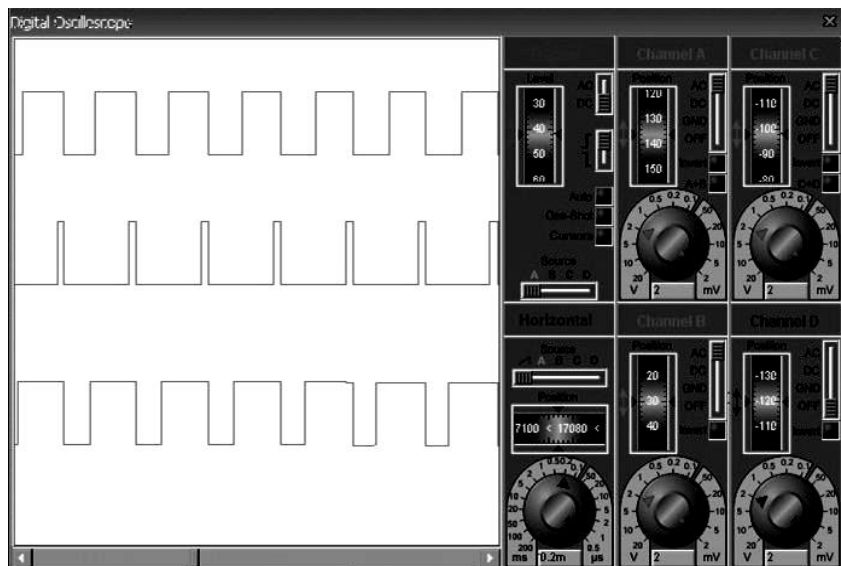
۳. SHE

- ۱- عدم استفاده از حامل – تعدادی بریدگی برگرفته شده از فرکانس کلید زنی
- ۲- دشواری پیاده سازی در فرکانس های پایین
- ۳- بهینه نبودن هارمونیک خروجی
- ۴- مزیت به کار گیری جهت حذف هارمونیک خاص
- ۵- سادگی خطی سازی در تمامی رنج مدولاسیون
- ۶- پیاده سازی با میکروپروسسور با کمک جدول داده
- ۷- وجود ریپل ولتاژ DC که ریپل خروجی را در پی خواهد داشت.

با توجه به شبیه سازی صورت گرفته در محیط نرم افزاری **Prptheus** در شکل ۵ – ۲۹ سیگنال های خروجی پروسوسور به کار گرفته جهت اعمال به بسته ی اینورتری نام برده شده نشان داده شده است.



شکل ۴-۲۸: پروگرام کردن پروسوسور در محیط نرم افزار Proteus



شکل ۴-۲۹: سیگنال های خروجی سه پروسیسور جهت عمل به گیت سوئیچ ها

۵-فصل پنجم: نتیجه گیری و پیشنهادات

۵.۱ نتیجه گیری

در طول بخش های گذشته سعی بر آن شد تا با معرفی اینورتر و ساختار های موجود در آن به اهمیت این مبدل در مبحث الکترونیک قدرت اشاره شود. در این بین آنچه که مهم به نظر می رسد روش به کار رفته در کنترل ولتاژ اینورتر خواهد بود. بنا بر اهمیت کیفیت شکل موج ولتاژ خروجی و رعایت محدودیت های ساخت عملی می بایست بهینه ترین روش مدولاسیون جهت کاربر مورد نظر استفاده شود.

همانطور که ملاحظه شد با ایجاد بریدگی هایی در موج مربعی ولتاژ خروجی می توان هارمونیک اصلی ولتاژ اینورتر ها را کنترل و هارمونیک هایی را تضعیف یا حذف نمود. ایجاد کلید زنی مناسب در کنترل ولتاژ جهت حذف هارمونیک ها اثرات موثرتری در کارایی فرآیند و هزینه ها به همراه خواهد داشت و از طرفی نیز افزایش فرکانس کلید زنی المان های قدرت افزایش تلفات کلید زنی را به همراه خواهد داشت و به دنبال آن ضریب اعوجاج و هارمونیک های فرکانسی درجه پایین را به طور قابل توجهی کاهش می دهد.

در این نوشتار بنا بر ساختار اینورتری سه فاز به کار برده شده و همچنین مزیت های موجود تکنیک مدولاسیون عرض پالس فضای برداری نسبت به سایر روش ها ما را بر آن داشت تا بعد از انجام شبیه سازی به روش های مختلف مدولاسیون عرض پالس ، روش مدولاسیون فضای برداری را در شبیه سازی های خود به کار برده و پیشنهاد استفاده از این تکنیک را در ساخت این مبدل به کار بندیم. لازم به ذکر است که با توجه به مزایای افزایش فرکانس کلید زنی که موجب افزایش تلفات کلید زنی را به همراه خواهد داشت روشی تحت عنوان مدولاسیون عرض پالس سینوسی تصحیح شده نیز برای کاهش تلفات کلید زنی ارائه شد.

علاوه بر انتخاب روشی بهینه جهت مدولاسیون می بایست تا جایی که امکان دارد توسط عوامل خارجی چون فیلترهای اندکتیو و خازنی شرایط حذف هارمونیک ها را نیز فراهم سازیم. بنابراین موارد از آنجا که شکل موج ولتاژ AC خروجی توسط VSI (با نسبت $\frac{dV}{dt}$ بالا) الزام اندکتیو بودن بار را ایجاد نموده است می بایستی در بار های اندوکتیو که سبب ایجاد شکل موج جریان نسبتاً صاف می شوند از فیلتر های

اندوکتیو بین **VSI** و بار استفاده نمود؛ این در حالی است که در بار های خازنی اسپایک^۱ های بزرگ جریان را می توان مشاهده نمود. از طرف دیگر شکل موج ولتاژ **AC** خروجی **CSI** (با نسبت $\frac{di}{dt}$ بالا) ضرورت بار خازنی برای تولید شکل موج ولتاژ صاف را ایجاد نموده است و این در حالی است که در **CSI** بار اندوکتیو سبب ایجاد اسپایک های بزرگ ولتاژ خواهد شد و می بایست در اینگونه موارد از فیلتر های خازنی بین **CSI** و بار استفاده نمود.

¹ Spike

فهرست مراجع:

- [1] Robert W.Erickson, Dragan Maksimovic "Fundamentals of Power Electronics" New York 2001.
- [2] Muhammad H.Rashid "Power Electronics: Circuits , Divices and Application" Prentice Hall 1993.
- [3] N.Mohan, T.Undeland, W.Robbins "Power Electronics: Converters, Applications and Design" New York 2003.
- [4] B.K.Bose "Power Electronics and Motor Drives" New York 2006
- [5] S.Panda, A.Mishra, B.Srinivas "Control of voltage source inverter using PWM / SVPWM for adjustable speed drive applications" Rourkela 2009
- [6] R.Zhang, V. Himamshu Prasad, D. Boroyevich and F.C. Lee "Three-Dimensional Space Vector Modulation for Four-Leg Voltage-Source Converters" IEEE Power Electronics Letters, vol. 17, no. 3, May 2002
- [7] M.A.Perales, M.M.Prats, R.Portillo, J.L.Mora, J.I.León, L.G. Franquelo "Three-Dimensional Space Vector Modulation in abc Coordinates for Four-Leg Voltage Source Converters" IEEE Power Electronics Letters, vol. 1, no. 4, December 2003
- [8] K.M.Cho, W.S.Oh ,Y.T.Kim, H.j.Kim "A New Switching Strategy for pulse with modulation (PWM) power converter" IEEE Trans. Ind.Electron.,vol.54,no.1,pp.330-337, Feb.2007
- [9] M.P. Kazmierkowski, R.Krishnan, F.Blaabjerg "Control in Power Electronics : Selected Problems" San Diego 2002
- [10] M.Rotella, G.Penailillo, J.Pereda, J.Dixon "PWM Method To Eliminate Power Sources in a Nonredundant 27-Level Inverter For Machine Drive Applications"
- [۱۱] احمد رضا امیراحمدی " بهینه سازی عملکرد یکسوکننده PFC با استفاده از تئوری بازی ها " پایان-

[۱۲] محمد رضا علیزاده پهلوانی، عباس شولائی- "مقایسه مدولاسیون پهنای پالس چند حاملی با مدولاسیون پهنای پالس فضای برداری در اینورترهای سه سطحی"- بیست و چهارمین کنفرانس بین-

المللی برق ۱۳۸۵

[۱۳] امیر ره افروز " آشنایی با میکروکنترلرهای AVR و نرم افزار Code vision AVR " تهران ۱۳۸۴