



دانشگاه شهید بهشتی

پردیس فنی و مهندسی عباسپور



مقایسه روش های کنترل مدولاسیون پهنه ای پالس (PWM) و بردار فضایی (SVM)

دانشجو:

میرمهدی موسوی

استاد راهنما:

جناب آقای دکتر حسین ترکمن

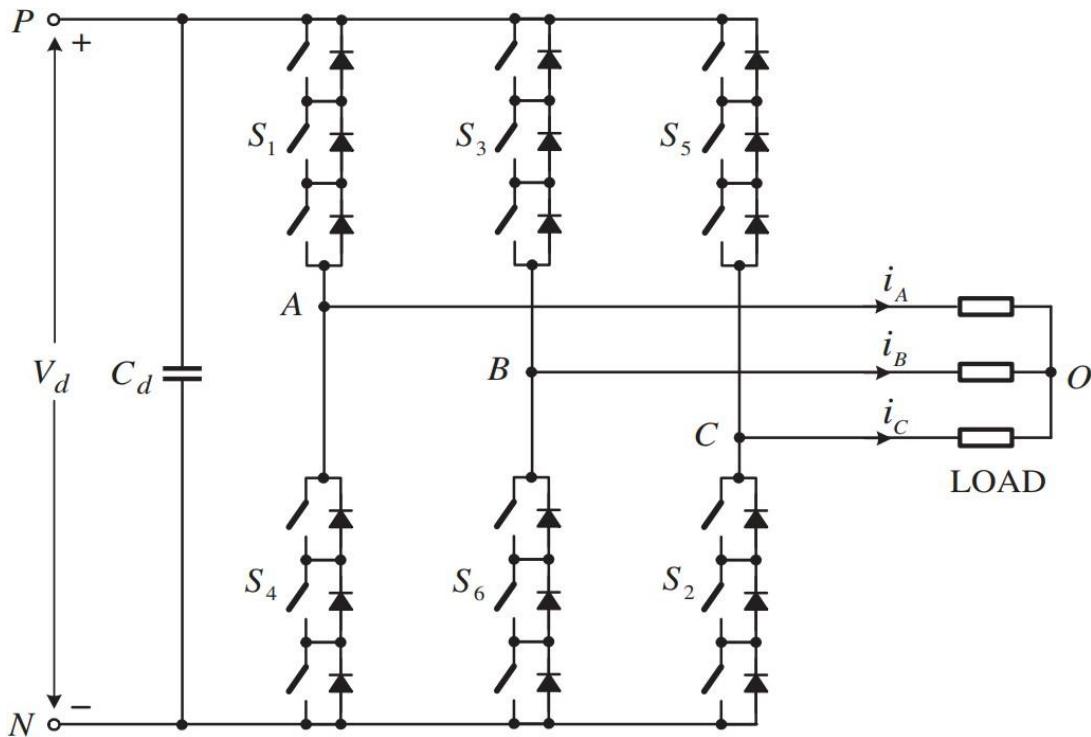
بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

فهرست مطالب

۱- مقدمه	۱
۲- مدولاسیون پهنهای پالس سینوسی	۳
۳- طرح مدولاسیون	۳
۴- محتوای هارمونیک	۵
۵- فرا-مدولاسیون (Over-modulation)	۷
۶- تزریق هارمونیک سوم PWM	۸
۷- شبیه سازی اینورتر سه فاز دوسری PWM	۹
۸- نتایج شبیه سازی	۱۱
۹- مقادیر THD در روش PWM	۱۹
۱۰- مدولاسیون پهنهای پالس بردار فضایی (SVM)	۲۰
۱۱- حالت های کلیدزنی	۲۰
۱۲- بردارهای فضایی	۲۱
۱۳- محاسبه زمان سکون	۲۴
۱۴- شاخص مدولاسیون	۲۶
۱۵- توالی کلیدزنی	۲۸
۱۶- تجزیه و تحلیل طیف فرکانسی	۳۱
۱۷- شبیه سازی اینورتر دوسری با مدولاسیون بردار فضایی (SVM)	۳۴
۱۸- نتایج شبیه سازی	۳۶
۱۹- مقادیر THD در روش SVM	۴۴
۲۰- مقایسه دو روش SVM و PWM	۴۵
۲۱- مزایا و معایب مدولاسیون پهنهای پالس (PWM)	۴۵
۲۲- مزایا و معایب مدولاسیون بردار فضایی (SVM)	۴۶
۲۳- مقایسه عملکرد	۴۶
۲۴- جدول مقایسه	۴۷
۲۵- نتیجه گیری	۴۷

۱- مقدمه

هدف اصلی یک اینورتر سه فاز تبدیل ولتاژ ورودی DC^2 سه فاز با مقدار پیک دلخواه و قابل کنترل و فرکانس های متغیر است. این اینورترها به طور گستردگی برای کنترل فرکانس سرعت موتورهای AC، طراحی منابع تغذیه بدون وقفه سه فاز و همچنین ادغام منابع انرژی تجدیدپذیر در سیستم های شبکه برق سه فاز موجود استفاده می شوند. نمودار ساده شده مدار برای یک VSI³ دو سطحی برای کاربردهای ولتاژ متوسط با توان بالا در شکل ۱ نشان داده شده است. این مبدل از شش سوئیچ، S_1 تا S_6 ، با یک دیود موازی با هر سوئیچ تشکیل شده است. بسته به ولتاژ کاری DC مبدل، هر گروه سوئیچ شامل دو یا چند دستگاه سوئیچینگ GCT⁵ یا IGBT⁴ متصل به صورت سری است.



شکل ۱: اینورتر سه فاز دو سطحی ساده برای کاربردهای توان بالا.

¹ Direct current

² Alternating current

³ Voltage Source Inverter

⁴ Insulated-Gate Bipolar Transistor

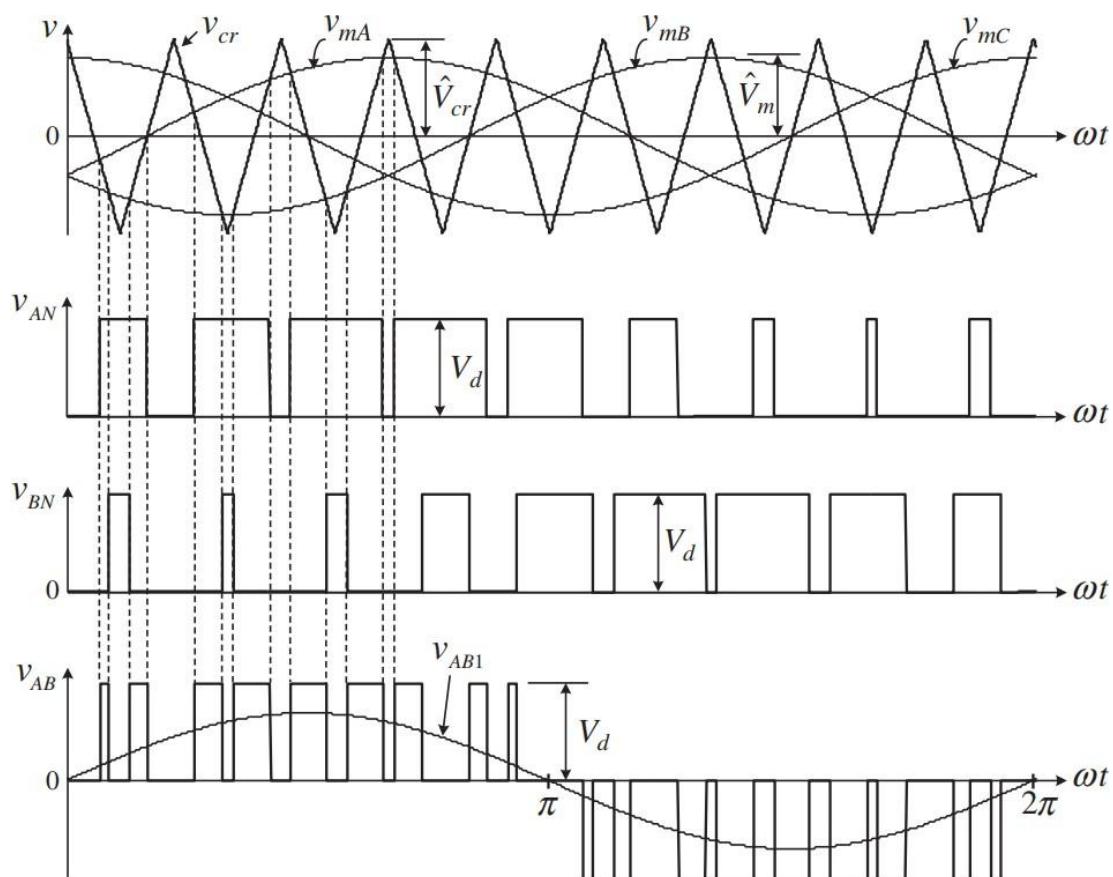
⁵ Gate-Commutated Thyristor

مدولاسیون پهنهای پالس (PWM⁶) برای مبدل دو سطحی با توان بالا (سه فاز) با کلید IGBT تمرکز دارد، و یک طرح PWM سینوسی (SPWM⁷) مورد بررسی قرار می‌گیرد.

۲- مدولاسیون پهنهای پالس سینوسی

۱- طرح مدولاسیون

طرح اصلی SPWM برای اینورتر دو سطحی در شکل ۲ نشان داده شده است، در این روش v_{mA} ، v_{mB} و v_{mC} موج‌های مدولاسیون سینوسی سه‌فاز و v_{cr} موج حامل مثلثی را نشان می‌دهند.



شکل ۲: مدولاسیون پهنهای پالس سینوسی (SPWM).

⁶ Pulse Width Modulation

⁷ Sinusoidal Pulse Width Modulation

مؤلفه‌ی فرکانس پایه در ولتاژ خروجی مبدل می‌تواند توسط شاخص مدولاسیون دامنه کنترل شود. در اینجا، \hat{V}_m و \hat{V}_{cr} به ترتیب مقادیر بیشینه موج‌های مدولاسیون و حامل را نشان میدهند. شاخص مدولاسیون دامنه m_a عموماً با تغییر \hat{V}_m و ثابت نگه داشتن \hat{V}_{cr} تنظیم می‌شود.

$$m_a = \frac{\hat{V}_m}{\hat{V}_{cr}} \quad (1)$$

شاخص مدولاسیون فرکانس نیز به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$m_f = \frac{f_{cr}}{f_m} \quad (2)$$

که در آن f_m و f_{cr} به ترتیب فرکانس موج‌های مدولاسیون و حامل هستند. عملکرد سوئیچ‌های $S_1 - S_6$ با مقایسه امواج مدولاسیون با موج حامل تعیین می‌شود. وقتی $v_{mA} > v_{cr}$ ، سوئیچ بالایی S_1 در اینورتر A روشن می‌شود. سوئیچ پایینی S_4 به صورت مکمل عمل می‌کند و بنابراین خاموش می‌شود. ولتاژ DC V_d است، برابر با ولتاژ v_{AN} ، که ولتاژ ترمینال فاز A نسبت به گذرگاه DC منفی N است، همانطور که در $v_{AN} = 0$ است. هنگامی که $v_{cr} < v_{mA} < v_{cr}$ ، S_4 روشن و S_1 خاموش است، که منجر به یک سطح v_d دارد، اینورتر به عنوان یک اینورتر دو سطحی شناخته می‌شود. لازم به ذکر است که برای جلوگیری از اتصال کوتاه احتمالی در هنگام سوئیچینگ گذرا سوئیچ‌های بالایی و پایینی در یک پایه اینورتر، باید در یک زمان خاموشی اجرا شود که در طی آن هر دو کلید خاموش می‌شوند.

ولتاژ خط به خط اینورتر v_{AB} را می‌توان با $v_{AB} = v_{AN} - v_{BN}$ تعیین کرد. شکل موج مؤلفه‌ی فرکانس بنیادی آن، v_{AB1} ، نیز در شکل نشان داده شده است. دامنه و فرکانس v_{AB1} را می‌توان به طور مستقل به ترتیب توسط شاخص مدولاسیون دامنه m_a و فرکانس مدولاسیون f_m کنترل کرد.

فرکانس سوئیچینگ در سوئیچ‌های فعال مبدل دو سطحی می‌توان از رابطه $f_{sw} = f_{cr} = f_m \times m_f$ محاسبه کرد. به عنوان مثال، ولتاژ v_{AN} در شکل ۲ دارای ۹ پالس در هر سیکل فرکانس اصلی است. هر پالس با یک بار روشن و خاموش کردن S_1 تولید می‌شود. با فرکانس مرجع ۵۰ هرتز، فرکانس سوئیچینگ برای S_1 برابر با $f_{sw} = 50 \times 9 = 450 \text{ Hz}$ است، که همچنین فرکانس حامل f_{cr} نیز می‌باشد. لازم به ذکر است که فرکانس سوئیچینگ دستگاه‌ها در مبدل‌های چند سطحی همیشه برابر با فرکانس حامل نیست.

هنگامی که موج حامل با موج مدولاسیون همگام می شود (m_f یک عدد صحیح است)، طرح مدولاسیون به عنوان PWM سنکرون در مقابل PWM غیرسنکرون شناخته می شود که فرکانس حامل آن f_{cr} معمولاً ثابت و مستقل از f_m است. PWM غیرسنکرون دارای فرکانس سوئیچینگ ثابت و اجرای آسان با مدارهای آنالوگ است. با این حال، ممکن است هارمونیک های غیر مشخصه ای ایجاد کند که فرکانس آن مضربی از فرکانس اصلی نیست. طرح PWM سنکرون برای پیاده سازی با یک پردازنده دیجیتال مناسب تر است.

۲-۲ محتوای هارمونیک

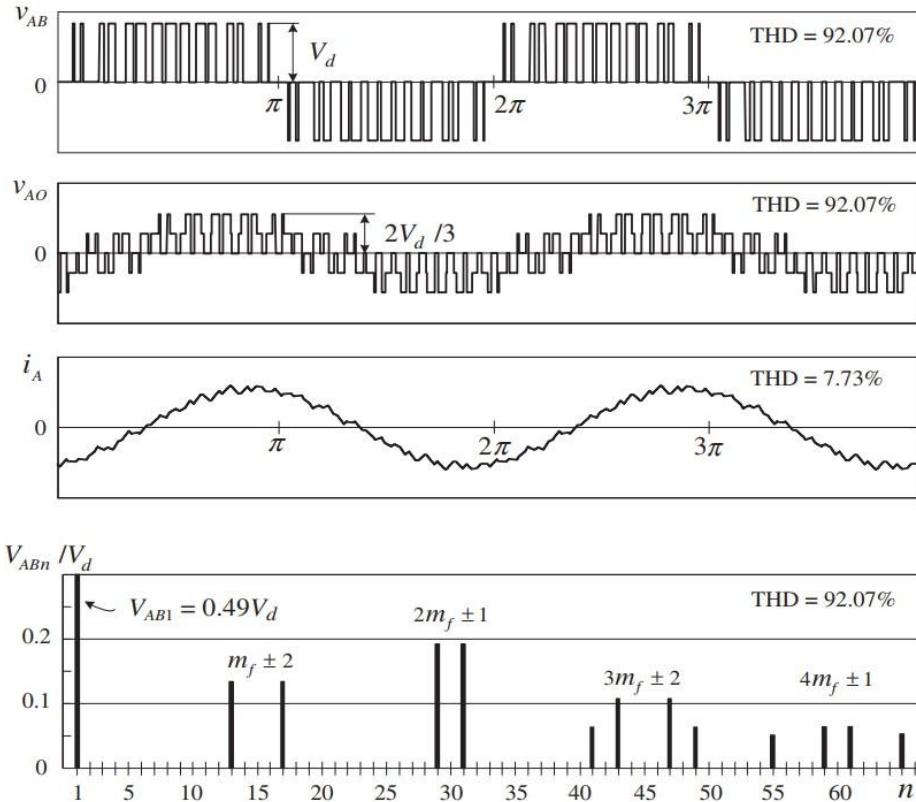
محتوای هارمونیک تعداد فرکانسها در موج خروجی بعلاوه فرکانس اصلی (۵۰ یا ۶۰ هرتز) است. محتوای کل هارمونیک به صورت جذر مربع مجموع مرتعهای هارمونیکی بیان می شود. شکل ۳ مجموعه ای از شکل موج های شبیه سازی شده برای اینورتر دو سطحی را نشان می دهد، که در آن v_{AB} ولتاژ خط به خط اینورتر، v_{AO} ولتاژ فاز بار و i_A جریان بار است. اینورتر تحت شرایط $m_f = m_a = 0.8$ در $f_m = 15 \text{ Hz}$ ، $f_{sw} = 900 \text{ Hz}$ و $m_f \geq 9$ می توان مشاهده کرد که:

- تمام هارمونیکها در v_{AB} با مرتبه کمتر از (2) - (m_f) حذف شده اند.
- هارمونیکها حول m_f و ضرایب آن مانند $2m_f$ و $3m_f$ ۳ مت مرکز شده اند.

عبارات فوق برای $m_f \geq 9$ معتبر هستند، مشروط بر اینکه m_f مضرب ۳ باشد.

شکل موج جریان بار i_A نزدیک به سینوسی با اعوجاج هارمونیک کل (8THD) ۷.۷۳ درصد است.

⁸ Total Harmonic Distortion



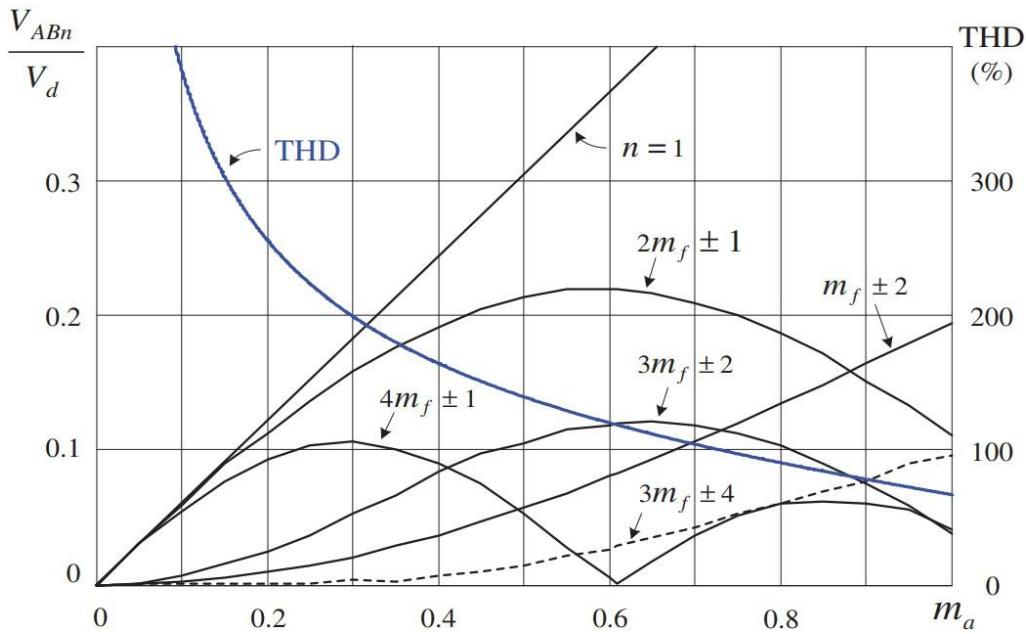
شکل ۳ : شکل موج های شبیه سازی شده برای اینورتر دو سطحی که در $m_f = 15, m_a = 0.8$ ، $f_{sw} = 900 \text{ Hz}$ و $f_m = 60 \text{ Hz}$ کار می کند.

مقدار کم اعوجاج هارمونیک به دلیل حذف هارمونیک های مرتبه پایین توسط روش مدولاسیون و اثر فیلتر اندوکتانس بار است.

شکل ۴ محتوای هارمونیک ولتاژ خط به خط مبدل (v_{AB}) را نسبت به ولتاژ مستقیم (v_d) به عنوان تابعی از m_a نشان می دهد، که در آن v_{ABn} ولتاژ هارمونیک (rms) مرتبه n است. مؤلفه فرکانس اصلی v_{AB1} به صورت خطی با m_a افزایش می یابد، که حداقل مقدار آن را می توان از رابطه

$$V_{AB1,max} = 0.612 v_d \quad \text{for } m_a = 1 \quad (3)$$

بدست آورد، منحنی THD برای v_{AB} نیز در شکل نشان داده شده است.



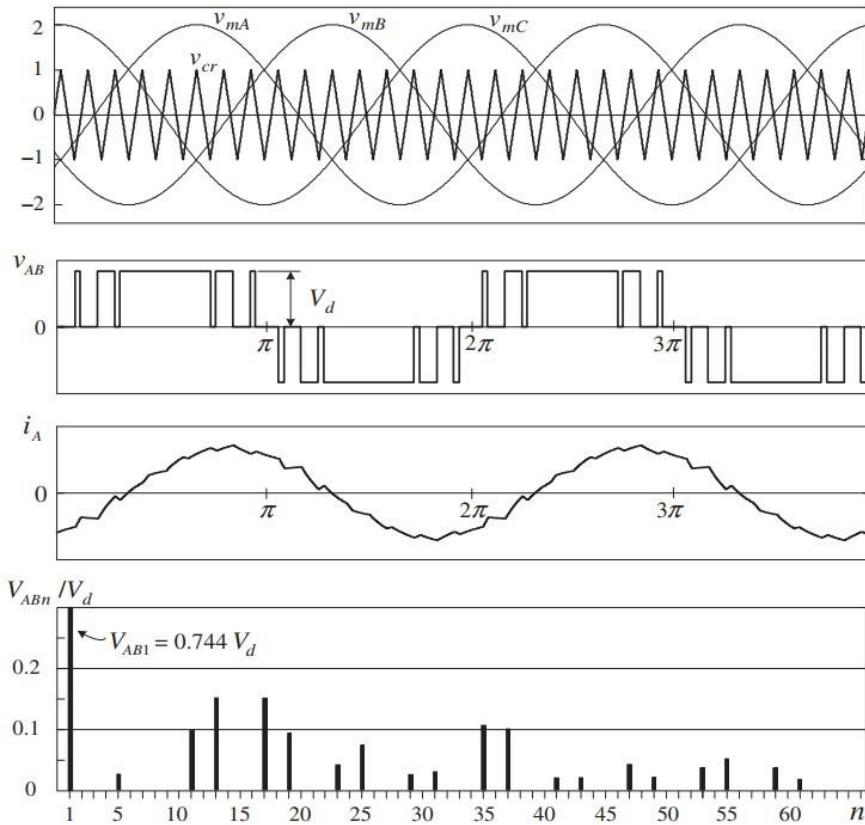
شکل ۴ : محتوای هارمونیک v_{AB} در شکل ۳.

۳-۲ فرا-مدولاسیون (Over-modulation)

فرا-مدولاسیون زمانی رخ می‌دهد که ضریب مدولاسیون دامنه m_a بیشتر از ۱ واحد باشد. شکل ۵ چنین حالتی را با $m_a = 2$ نشان می‌دهد. فرامدولاسیون باعث کاهش تعداد پالس‌ها در موج ولتاژ خط به خط می‌شود و منجر به ظهور هارمونیک‌های مرتبه پایین مانند هارمونیک‌های پنجم و یازدهم می‌گردد. با این حال، ولتاژ اساسی V_{AB1} به $0.744V_d$ افزایش می‌یابد که نمایانگر افزایش ۲۲ درصدی در مقایسه با $0.612V_d$ در شکل ۱ است.

با افزایش بیشتر m_a به $3.24 V_{AB} = 0.78V_d$ ، یک موج مربعی تبدیل می‌شود که ولتاژ اساسی آن $3.24V_d$ است، که بالاترین مقدار ممکن تولید شده توسط اینورتر دو سطحی (VSI) می‌باشد .

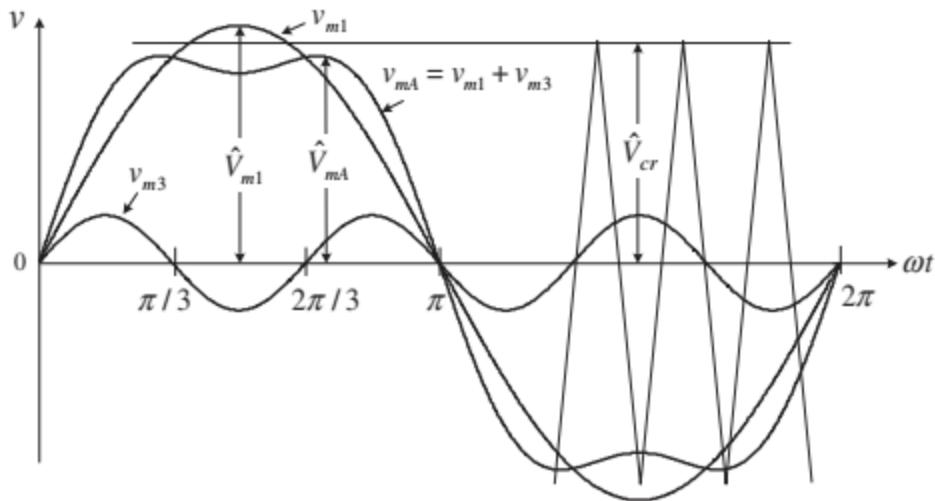
فرامدولاسیون به ندرت در عمل استفاده می‌شود، زیرا فیلتر کردن هارمونیک‌های مرتبه پایین مشکل است و رابطه غیرخطی بین m_a و V_{AB1} نیز چالش‌برانگیز می‌باشد.



شکل ۵: مدولاسیون اضافی ($ma = 2.0$, $mf = 15$, $fm = 60Hz$)

۴-۲ تزریق هارمونیک سوم PWM

ولتاژ اصلی اینورتر V_{AB1} را نیز می‌توان با افزودن یک جزء هارمونیک سوم به موج مدولاسیون سینوسی سه فاز بدون ایجاد فرا-مدولاسیون افزایش داد. این تکنیک مدولاسیون به عنوان PWM تزریق هارمونیک سوم شناخته می‌شود.



شکل ۶: موج تعدیل V_{mA} با تزریق هارمونیک ۳

شکل ۶ اصول این طرح مدولاسیون PWM را نشان می‌دهد، که در آن موج مدولاسیون v_{mA} از یک مؤلفه اساسی v_{m1} و یک مؤلفه هارمونیک سوم v_{m3} تشکیل شده است، که موجب می‌شود v_{mA} در قسمت بالایی خود تا حدودی مسطح‌تر شود. نتیجه این امر است که مؤلفه اساسی پیک \hat{V}_{m1} می‌تواند بالاتر از اوج موج حامل مثلثی \hat{V}_{cr} باشد، که باعث افزایش ولتاژ V_{AB1} می‌شود. در عین حال، پیک موج مدولاسیون v_{mA} می‌تواند پایین‌تر از \hat{V}_{cr} نگه داشته شود، و از مشکلات ناشی از اضافه مدولاسیون جلوگیری کند. میزان حداقل افزایش V_{AB1} که می‌تواند توسط این طرح به دست آید، ۱۵.۵٪ است.

مؤلفه هارمونیک سوم تزریق شده v_{m3} باعث افزایش اعوجاج هارمونیکی برای V_{AB} نمی‌شود. اگرچه این مؤلفه در هر یک از ولتاژهای ترمینال اینورتر V_{AN} ، V_{BN} و V_{CN} ظاهر می‌شود، ولتاژ هارمونیک سوم در ولتاژ خط به خط V_{AB} وجود ندارد. این به این دلیل است که ولتاژ خط به خط به صورت $V_{AB} = V_{AN} - V_{BN}$ داده شده است، که در آن هارمونیک سوم در V_{AN} و V_{BN} دارای توالی صفر با همان اندازه و جابه‌جایی فاز است، و بنابراین یکدیگر را خنثی می‌کنند.

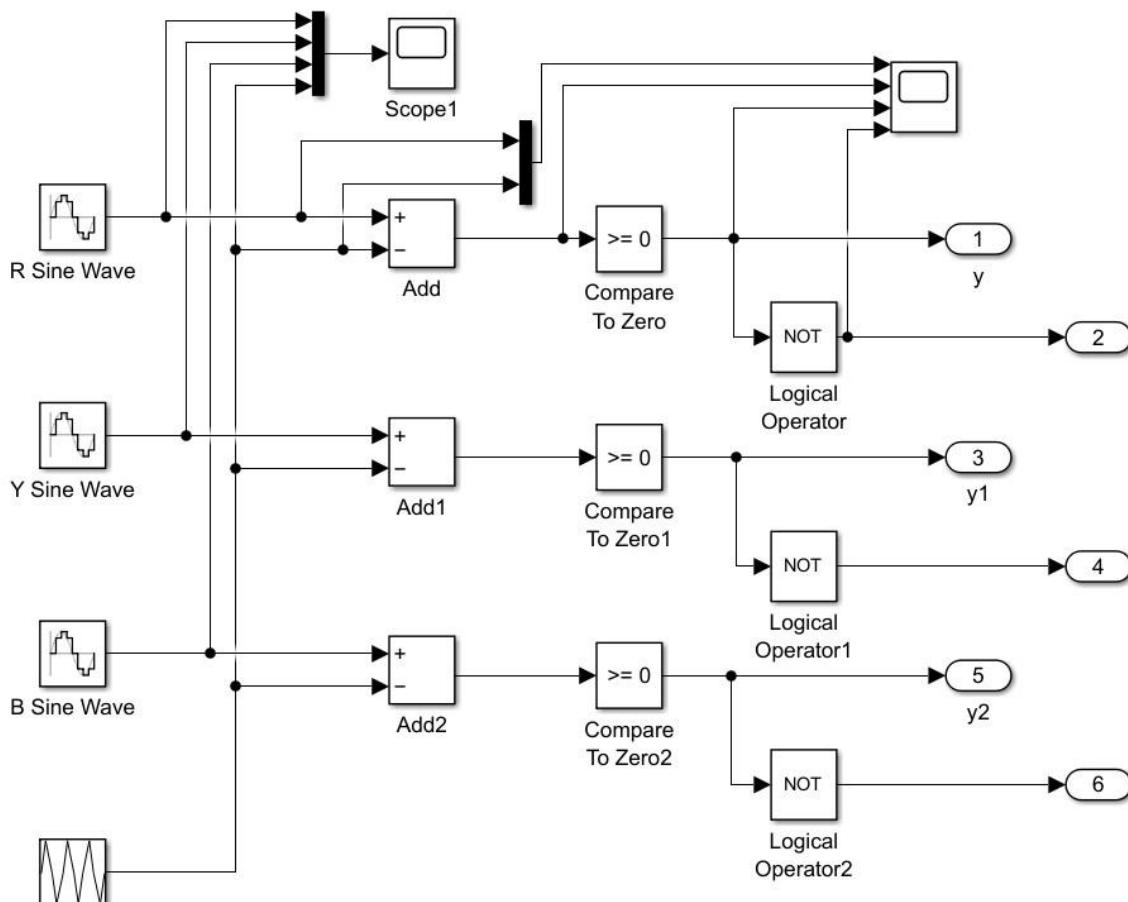
۳- شبیه سازی اینورتر سه فاز دوسطحی PWM

اینورتر سه فاز مطابق شکل ۱ را در نظر بگیرید. با استفاده از کلیدهای نیمه هادی ترجیحاً IGBT که به روش PWM کنترل می‌شوند از ولتاژ ورودی DC ۴۰۰ ولت خروجی سینوسی تولید کنید. در این تمرین

فرکانس شکل موج مرجع 50 هرتز و فرکانس شکل موج حامل را در یک حالت مختلف 35 برابر فرکانس شکل موج مرجع فرض کنید. با را بار اهمی سلفی با میزان مقاومت 3 اهم و اندوکتانس 15 میلی هانری فرض کنید. شاخص مدولاسیون دامنه را یک بار 50% و یک بار هم 10% فرض کنید.

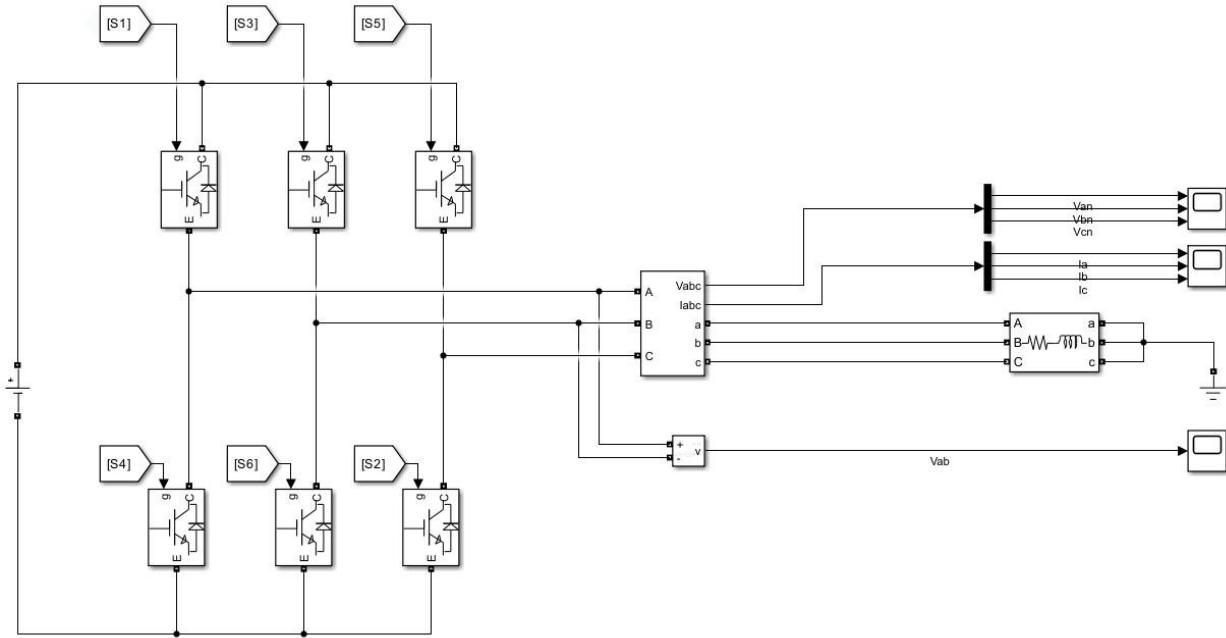
مدار شبیه سازی شامل یک بخش فرمان و یک بخش قدرت میباشد.

اگر بخواهیم پالس های گیت را برای اینورتر طراحی کنیم کافی است که یک شکل موج سینوسی را با یک شکل موج مثلثی مقایسه کنیم. در شکل ۷ شماتیک شبیه سازی شده مدار فرمان برای کنترل سوئیچینگ آورده شده است. همانطور که مشاهده میشود بخش فرمان از سه بلوک مولد موج سینوسی و یک بلوک مولد موج مثلثی تشکیل شده، وجود سه بلوک مولد موج سینوسی به این علت است که مبدل سه فاز دارای سه ساق است که هر ساق برای تولید یک فاز میباشد، که البته هر ساق دارای دو کلید نیز هست. پس نهایتا برای تولید پالس به صورت PWM برای یک اینورتر سه فاز کافی است سه شکل موج سینوسی که با یکدیگر اختلاف فاز 120 درجه دارند را با شکل موج مثلثی مقایسه کنیم.



شکل ۷ : شماتیک مدار فرمان.

شکل ۸ مربوط به شماتیک مدار قدرت شبیه سازی شده توپولوژی صورت مسئله میباشد.



شکل ۸: شماتیک مدار قدرت (مبدل سه فاز دوسری).

مدار دوسری فوق یک بار اهمی سلفی را تغذیه میکند.

در ادامه شکل موج و تحلیل هارمونیکی ولتاژ و جریان خروجی و شکل موج جریان ورودی به ازای شاخص مدولاسیون دامنه و فرکانس موج حامل گفته شده در صورت مسئله بررسی خواهد شد.

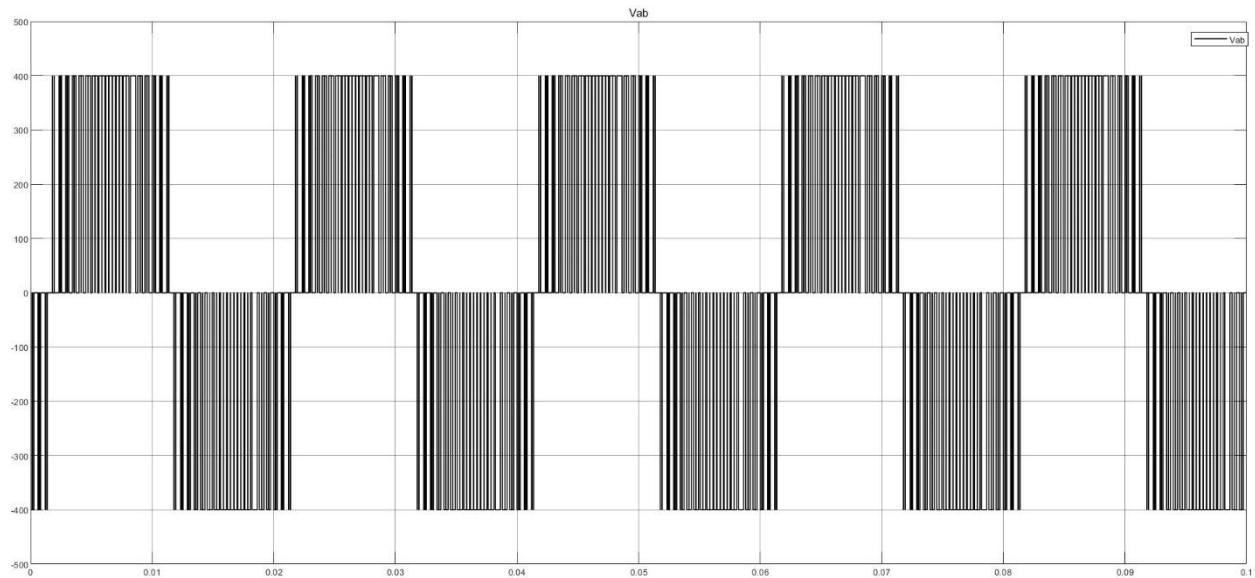
۱-۳ نتایج شبیه سازی

$$\text{ضریب مدولاسیون } 1 \quad (m_a = 1)$$

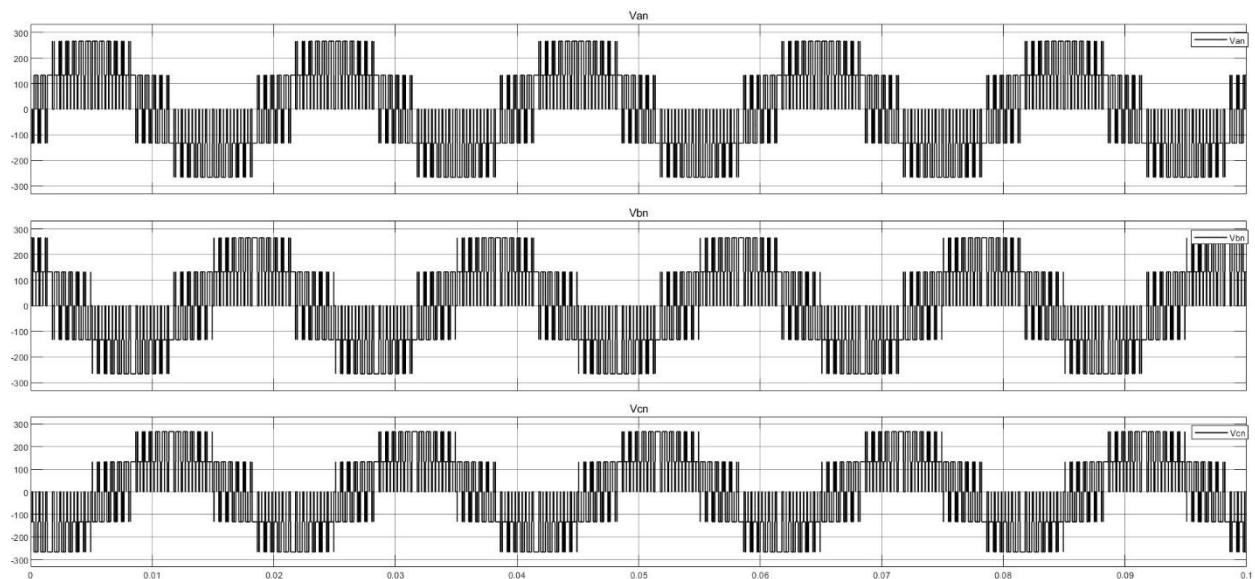
شاخص مدولاسیون دامنه برابر با ۱ میباشد. ($m_a = 1$)

با توجه به ادبیات مربوط به موضوع طرح مدولاسیون و فرمول (۱-۱) مقدار دامنه موج مرجع(برای هر سه بلوک مولد موج سینوسی) را برابر با ۱ قرار میدهیم تا شاخص مدولاسیون دامنه برابر با ۱ شود.

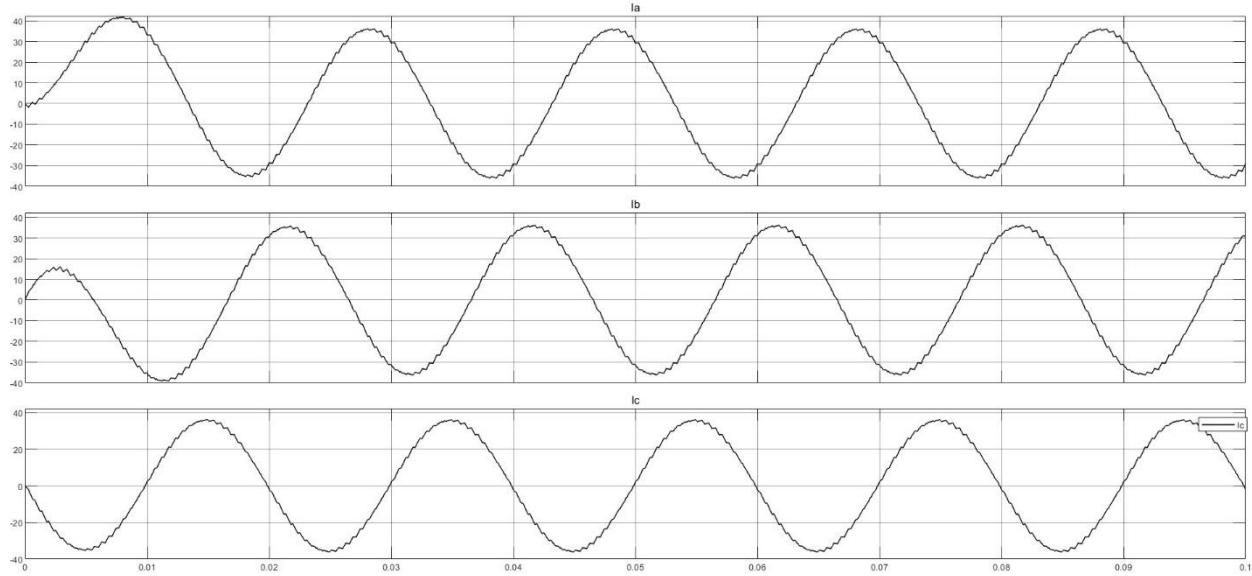
$$\text{موج حامل } 35 \text{ برابر فرکانس موج مرجع. } (f_{cr} = 1750 \text{ Hz})$$



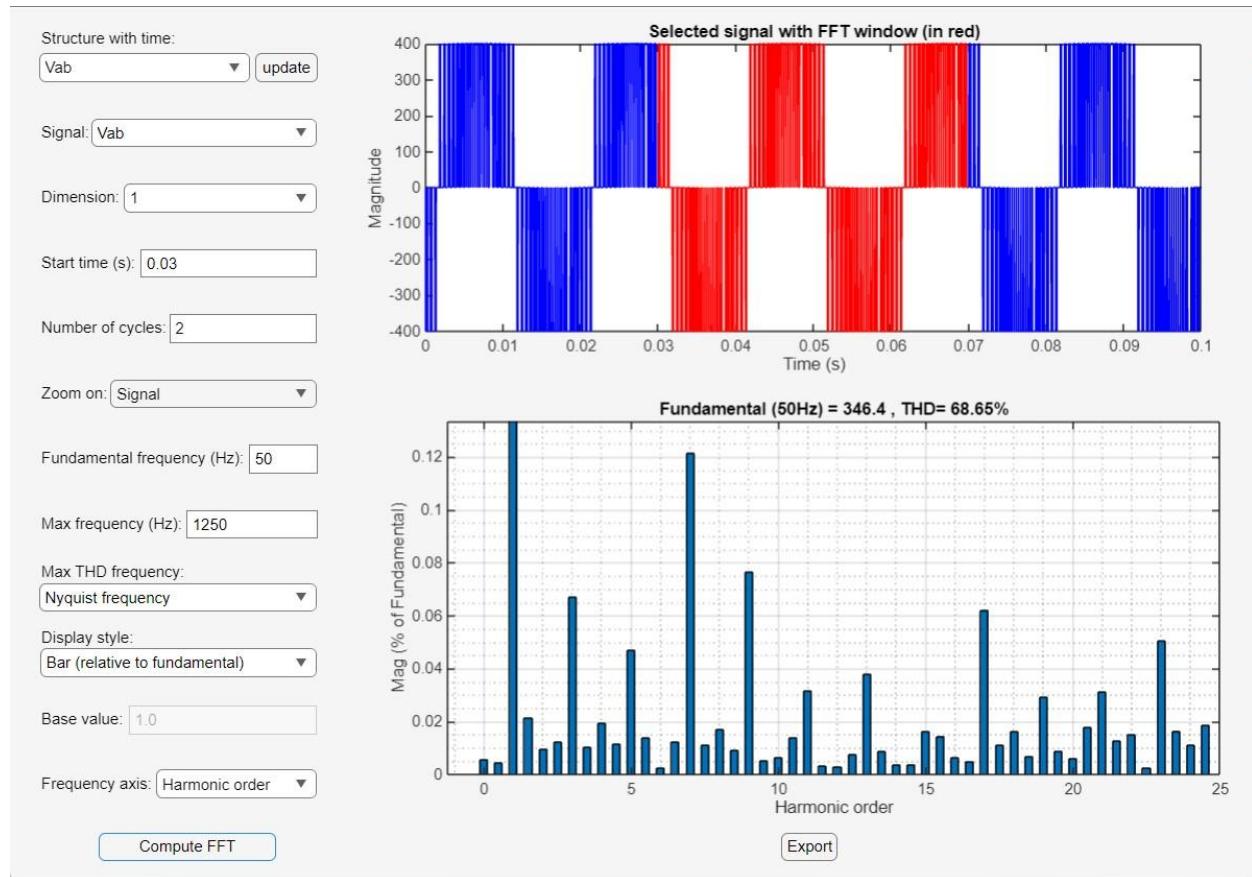
شکل ۹: شکل موج ولتاژ خط به خط.



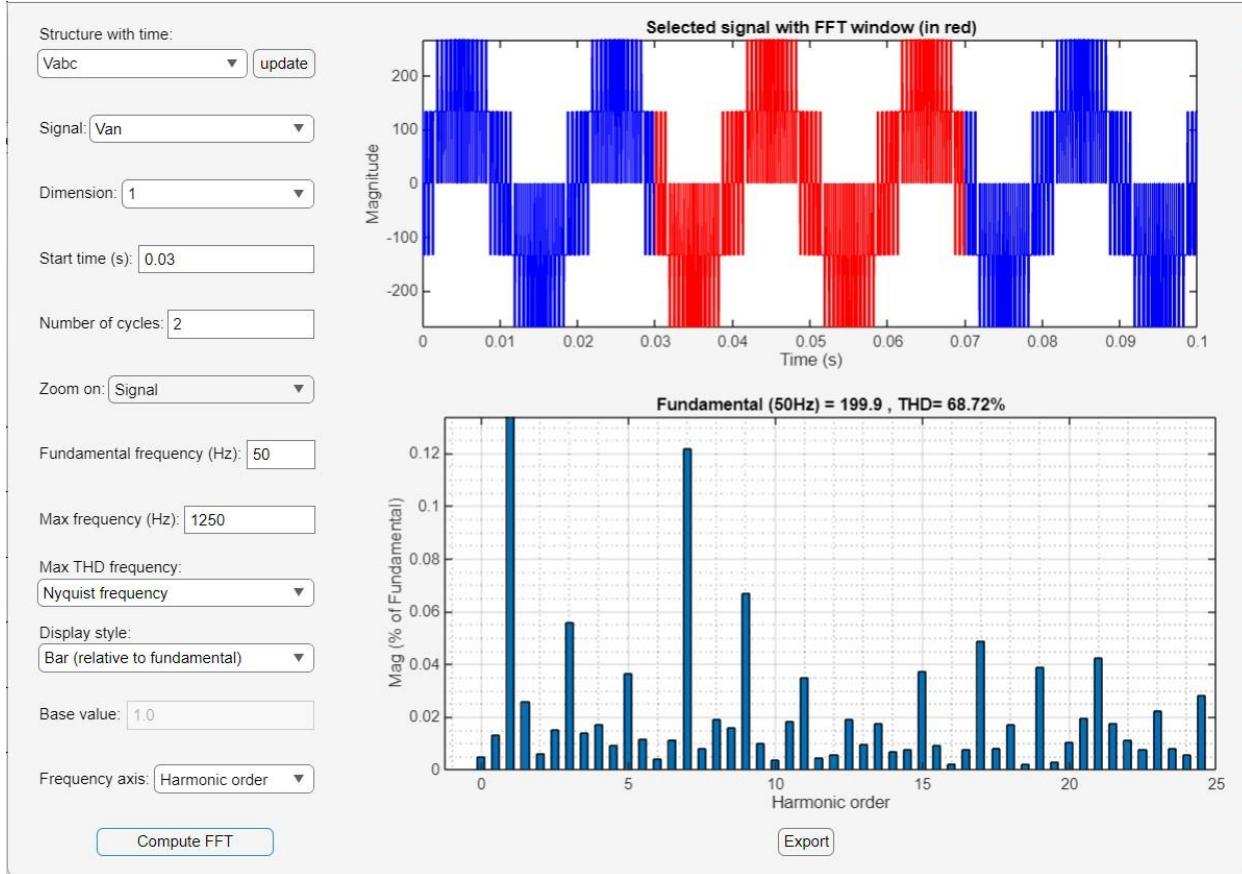
شکل ۱۰: شکل موج ولتاژ فاز.



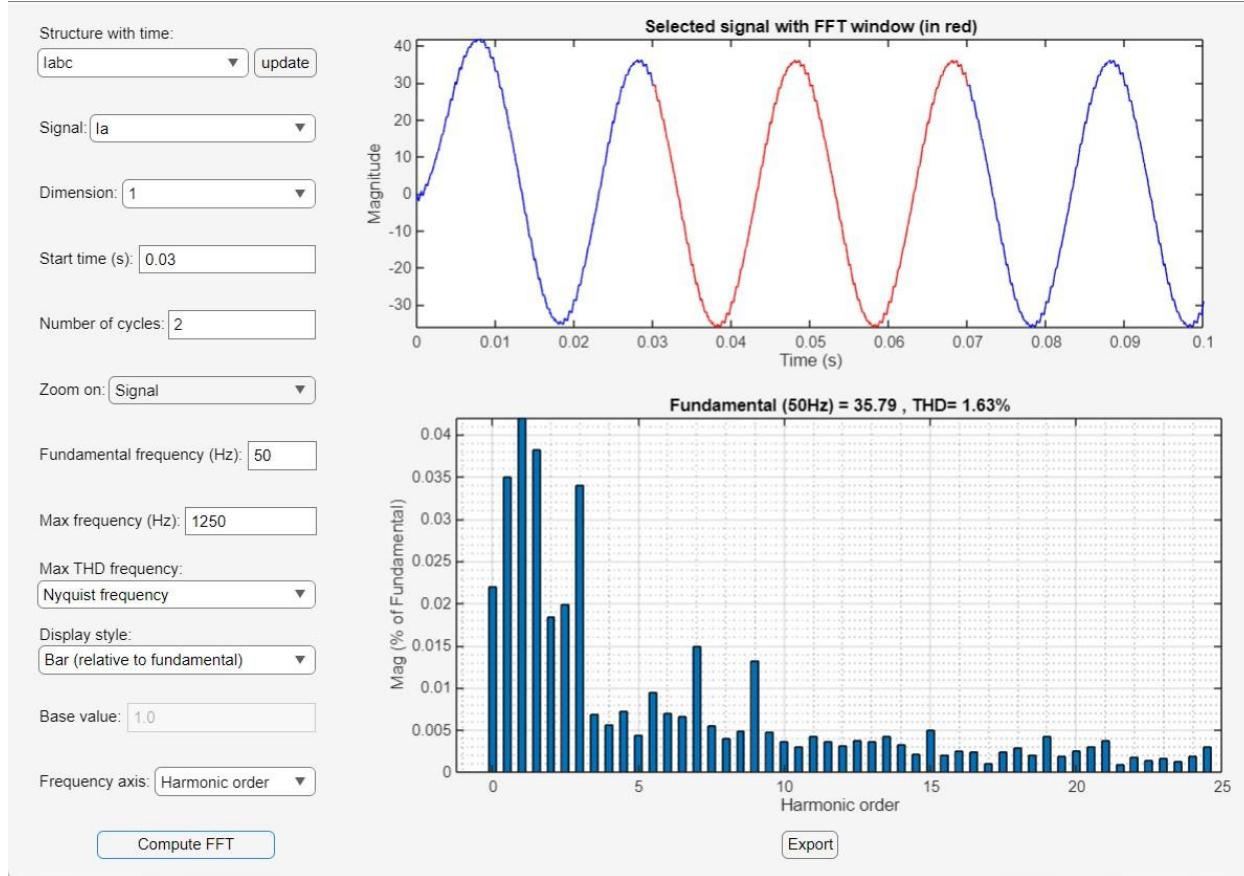
شکل ۱۱ : شکل موج جریان فاز.



شکل ۱۲ : تحلیل هارمونیکی ولتاژ خط.



شکل ۱۳: تحلیل هارمونیکی ولتاژ فاز.

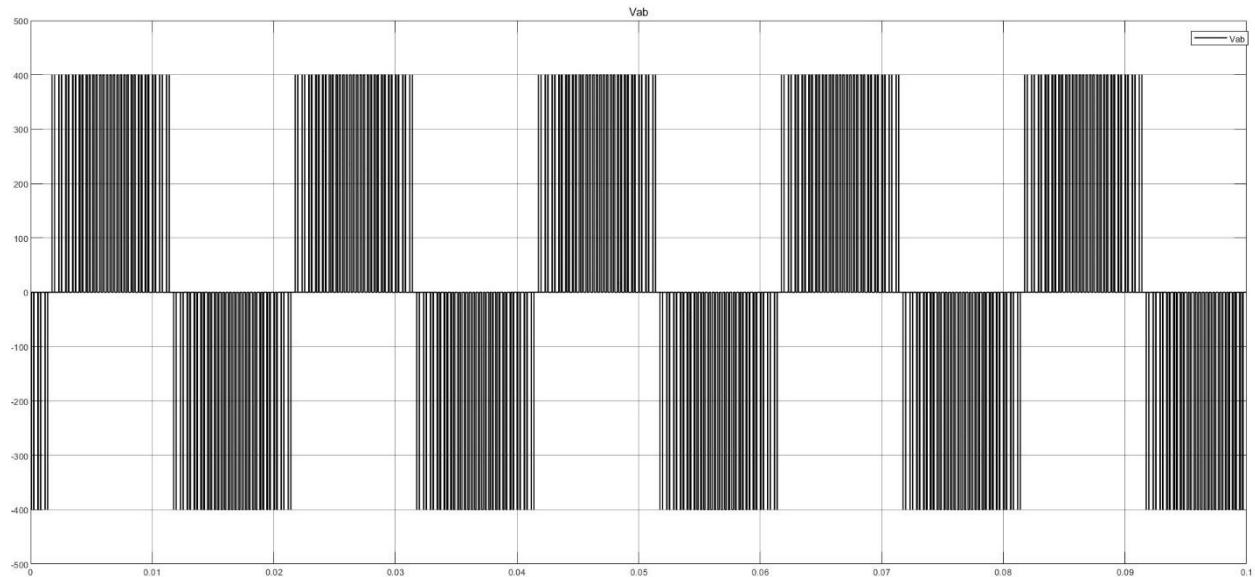


شکل ۱۴: تحلیل هارمونیکی جریان فاز.

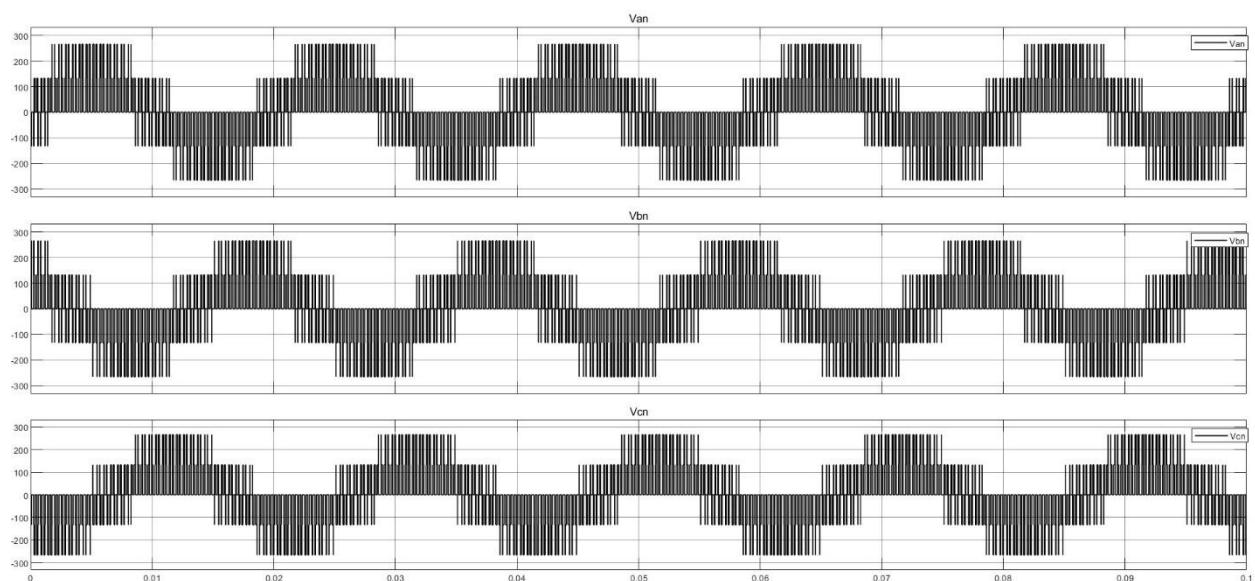
$$\text{ضریب مدولاسیون} = 0.5 \cdot (m_a)$$

با توجه به ادبیات مربوط به موضوع طرح مدولاسیون و فرمول (۱-۱) مقدار دامنه موج مرجع(برای هر سه بلوک مولد موج سینوسی) را برابر با 5° . قرار میدهیم تا شاخص مدولاسیون دامنه برابر با 5° شود.

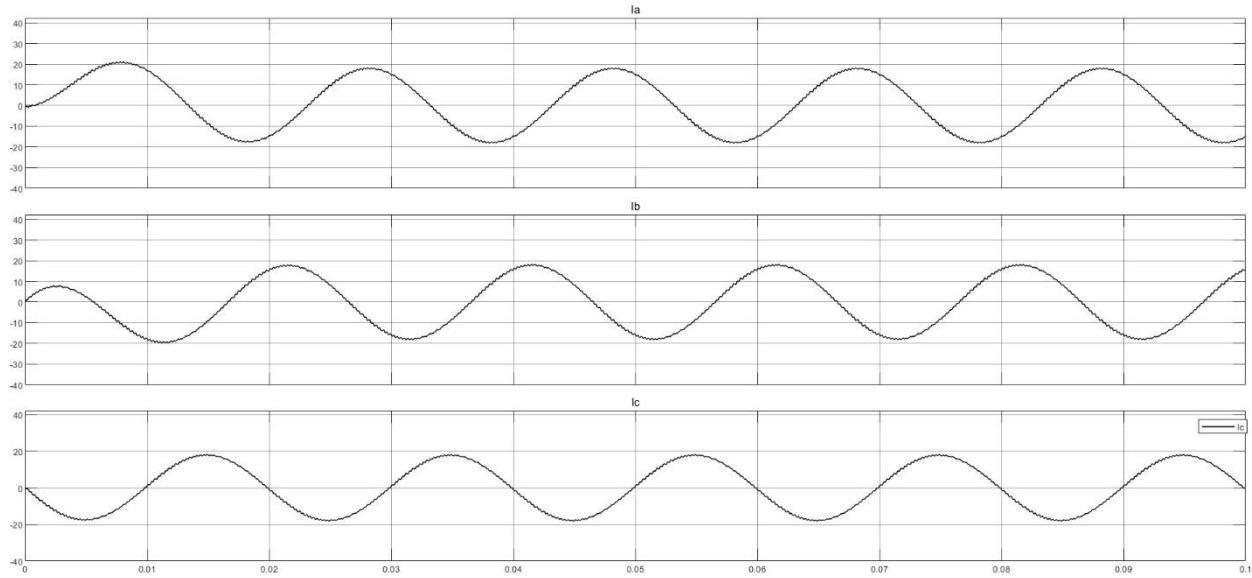
موج حامل ۳۵ برابر فرکانس شکل موج مرجع. ($f_{cr} = 1750 \text{ Hz}$)



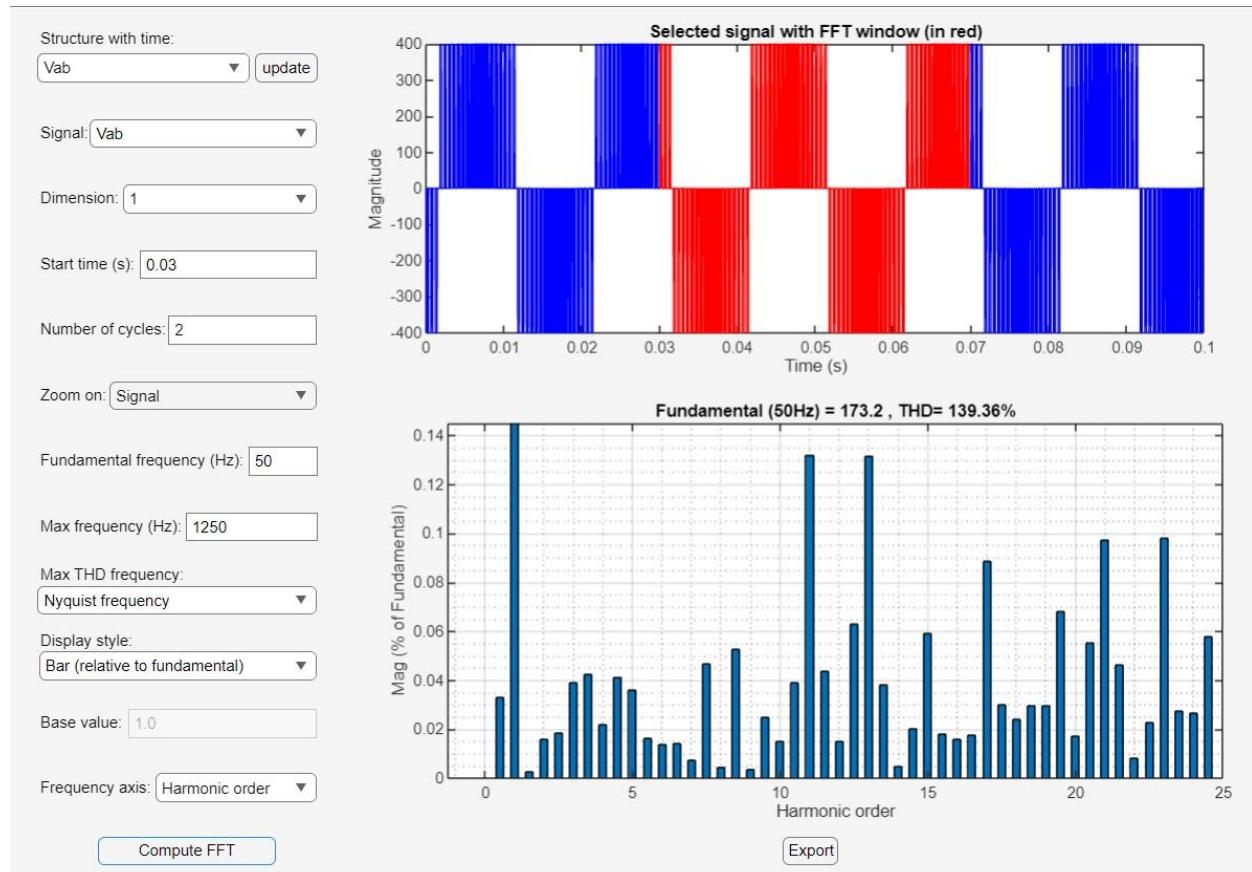
شکل ۱۵: شکل موج ولتاژ خط به خط.



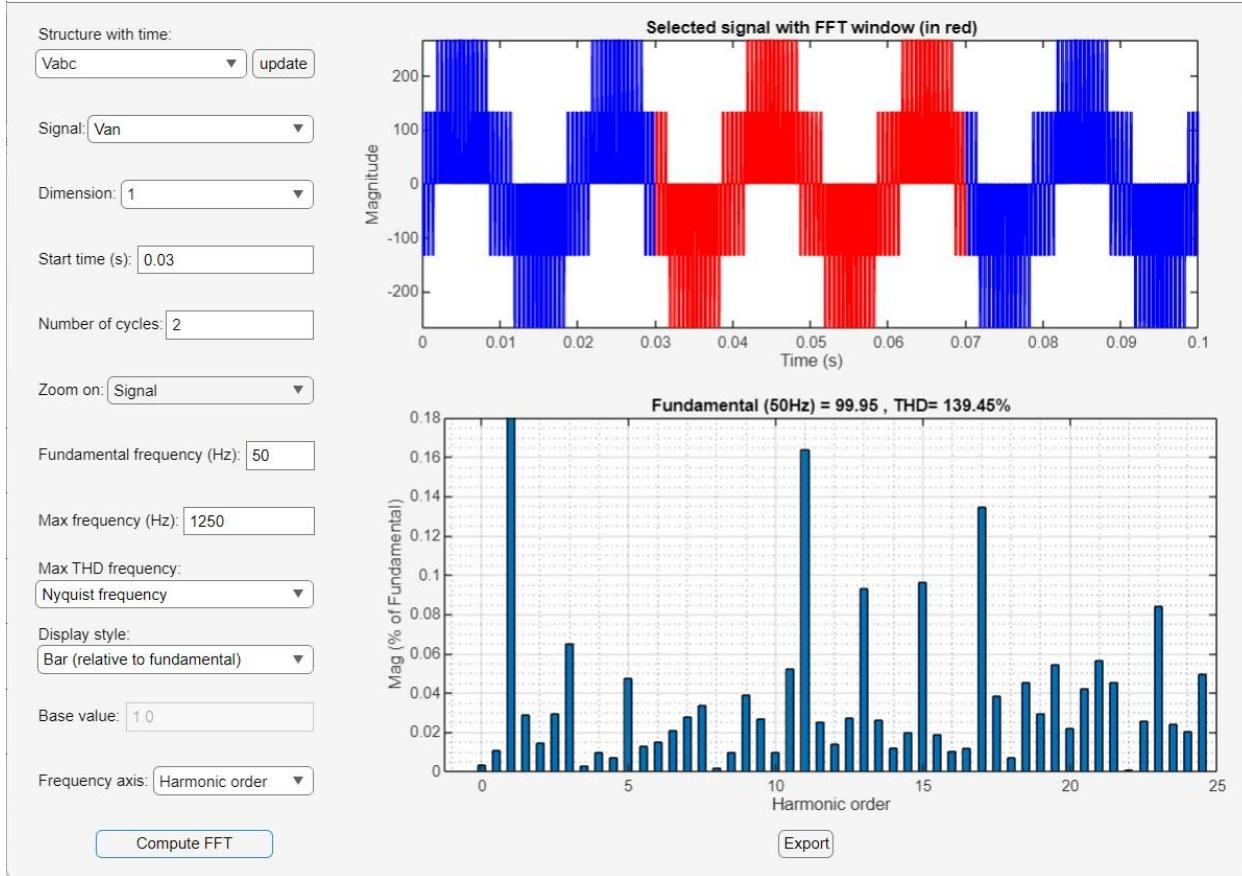
شکل ۱۶: شکل موج ولتاژ فاز.



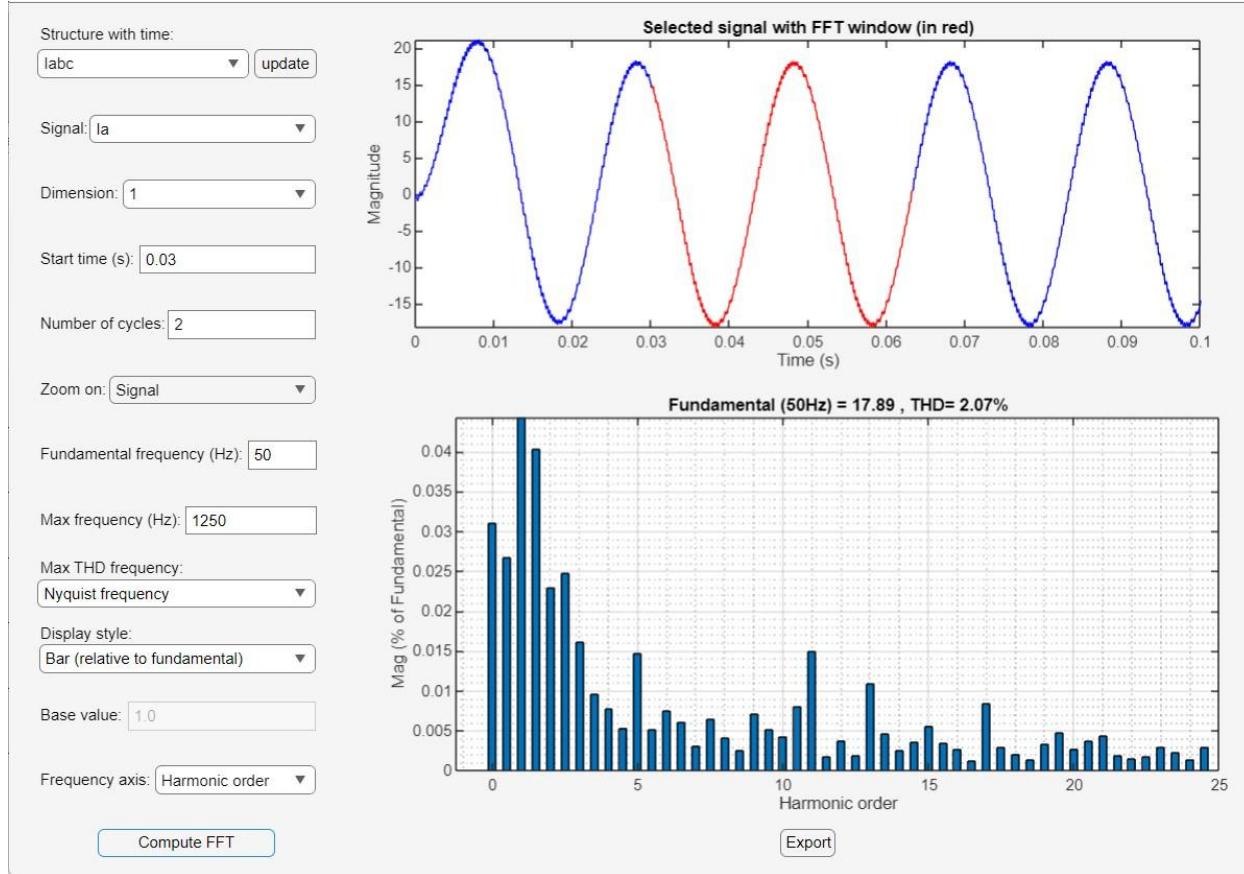
شکل ۱۷: شکل موج جریان فاز.



شکل ۱۸: تحلیل هارمونیکی ولتاژ خط.



شکل ۱۹: تحلیل هارمونیکی ولتاژ فاز.



شکل ۲۰: تحلیل هارمونیکی جریان فاز.

۲-۳ مقادیر THD در روش PWM

m_a	THD	PWM
$m_a = 1$	Line voltage THD	68.65%
	Phase voltage THD	68.72%
	Phase Current THD	1.63%
$m_a = 0.5$	Line voltage THD	139.36%
	Phase voltage THD	139.45%
	Phase Current THD	2.07%

۴- مدولاسیون پهنهای پالس بردار فضایی (SVM)

مدولاسیون پهنهای پالس بردار فضایی (SVPWM) اساسا یک تکنیک مدولاسیون بر اساس مدولاسیون سیگنال DC ورودی (مقدار ثابت) به پالس های خروجی با عرض های مختلف و متفاوت، معمولا ۵ یا ۷، سطوح دامنه است که در نتیجه تولید یک سیگنال AC می کند که می تواند با فیلتر کردن مناسب یا انتخاب یک بار القای مناسب صاف شود. طرح مدولاسیون برداری فضایی نسبت به طرح مدولاسیون عرض پالس (PWM) برتری دارد زیرا دو مشکل اصلی در PWM وجود دارد، اعوجاج هارمونیک و سرعت سوئیچینگ، و هر دوی این مشکلات با اجرای تکنیک SpaceVector PWM (SVPWM) برطرف می شوند.

۱- حالت های کلیدزنی

وضعیت عملکرد سوئیچها در اینورتر دو سطحی در شکل ۱ را می توان با حالت های سوئیچینگ نشان داد. همانطور که در جدول ۱ نشان داده شده است، وضعیت سوئیچینگ "P" نشان می دهد که کلید بالایی در پایه اینورتر روشن است و ولتاژ ترمینال اینورتر (V_{AN} , V_{BN} ، یا V_{CN}) مثبت است ($+V_d$) در حالی که "O" نشان می دهد که ولتاژ ترمینال اینورتر به دلیل هدایت کلید پایینی صفر است. هشت ترکیب ممکن از حالت های سوئیچینگ در اینورتر دو سطحی وجود دارد که در جدول ۲ فهرست شده است. برای مثال، وضعیت سوئیچینگ [POO] به ترتیب مربوط به هدایت S_1 , S_2 و S_6 در پایه های اینورتر A, B و C است. در بین هشت حالت سوئیچینگ، [PPP] و [OOO] حالت های صفر و بقیه حالت های فعل هستند.

جدول ۱ : تعریف حالت های سوئیچینگ.

	A ساق		B ساق		C ساق				
حالات کلیدزنی	S_1	S_4	V_{AN}	S_3	S_6	V_{BN}	S_5	S_2	V_{CN}
P	On	Off	V_d	On	Off	V_d	On	Off	V_d
O	Off	On	0	Off	On	0	Off	On	0

جدول ۲ : بردار فضایی، وضعیت کلیدزنی

بردار فضایی	وضعیت کلیدزنی (سه فاز)	حالت روشن کلید	تعریف برداری
بردار صفر	\vec{V}_0	PPP	S_1, S_3, S_5
		OOO	S_4, S_6, S_2
بردار فعال	\vec{V}_1	POO	S_1, S_6, S_2
	\vec{V}_2	PPO	S_1, S_3, S_2
	\vec{V}_3	OPO	S_4, S_3, S_2
	\vec{V}_4	OPP	S_4, S_3, S_5
	\vec{V}_5	OOP	S_4, S_6, S_5
	\vec{V}_6	POP	S_1, S_6, S_5

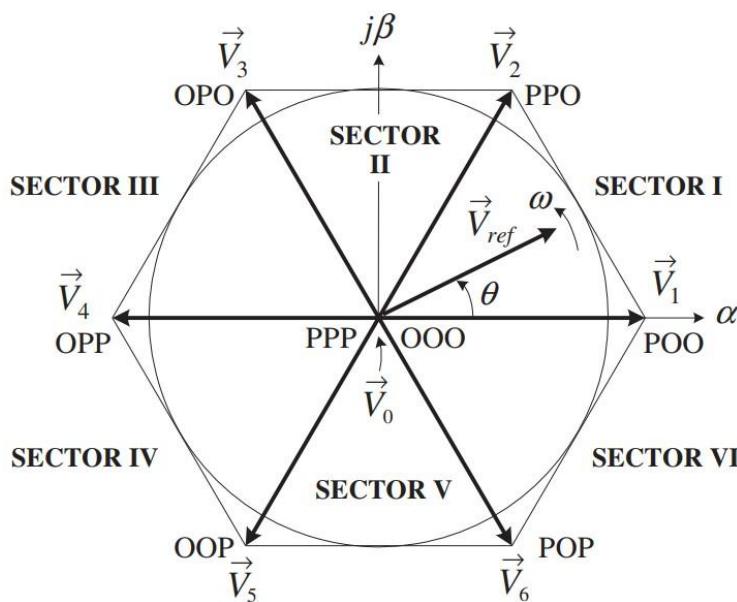
۴-۲- بردارهای فضایی

حالت سوئیچینگ فعال و صفر را می توان به ترتیب با بردارهای فضای فعال و صفر نشان داد. یک نمودار بردار فضای معمولی برای اینورتر دو سطحی در شکل ۲ نشان داده شده است، که در آن شش بردار فعال \vec{V}_1 تا \vec{V}_6 یک شش ضلعی منظم با شش بخش مساوی را تشکیل می دهند (سکتورهای I تا VI). بردار صفر \vec{V}_0 در مرکز شش ضلعی قرار دارد. برای بدست آوردن رابطه بین بردارهای فضایی و حالت های سوئیچینگ، به اینورتر دو سطحی در شکل ۱ مراجعه کنید. با فرض اینکه عملکرد اینورتر سه فاز متعادل باشد، خواهیم داشت:

$$V_{AO}(t) + V_{BO}(t) + V_{CO}(t) = 0 \quad (4)$$

که در آن V_{CO} , V_{AO} و V_{BO} ولتاژهای فاز بار لحظه‌ای هستند. از نقطه نظر ریاضی، یکی از ولتاژهای فاز اضافی است زیرا با توجه به هر دو ولتاژ فاز، ولتاژ سوم را می‌توان به راحتی محاسبه کرد. بنابراین، می‌توان متغیرهای سه فازی را به متغیرهای دو فازی معادل تبدیل کرد:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha(t) \\ v_\beta(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \sqrt{3} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AO}(t) \\ V_{BO}(t) \\ V_{CO}(t) \end{bmatrix} \quad (5)$$



شکل ۲۱: نمودار برداری فضایی برای اینورتر دو سطحی.

ضریب $\frac{2}{3}$ تا حدی به طور اختیاری انتخاب می‌شود. مقدار معمولی مورد استفاده $\frac{2}{3}$ یا $\sqrt{\frac{2}{3}}$ می‌باشد. مزیت اصلی استفاده از $\frac{2}{3}$ این است که دامنه ولتاژهای دو فاز بعد از تبدیل، برابر با دامنه ولتاژهای سه فاز خواهد بود. یک بردار فضایی به طور معمول میتواند بر حسب ولتاژهای دو فاز در صفحه $\alpha - \beta$ بیان شود.

$$\vec{V}(t) = V_\alpha(t) + jV_\beta(t) \quad (6)$$

با جایگزینی رابطه (۵) در رابطه (۶) داریم:

$$\vec{V}(t) = \frac{2}{3} [V_{AO}(t)e^{j0} + V_{BO}(t)e^{j2\pi/3} + V_{CO}(t)e^{j4\pi/3}] \quad (7)$$

برای حالت کلیدزنی فعال $[POO]$ یا (100) ولتاژهای فاز بار ، به صورت زیرند:

$$V_{AO}(t) = \frac{2}{3}V_d \quad , \quad V_{BO}(t) = -\frac{1}{3}V_d \quad , \quad V_{CO}(t) = -\frac{1}{3}V_d \quad (8)$$

بردار فضایی متناظر که با \vec{V}_1 نشان داده می‌شود، می‌تواند با جایگزینی (8) در (7) به دست آید:

$$\vec{V}_1 = \frac{2}{3}V_d e^{j\theta} \quad (9)$$

با ادامه همین روش هر شش بردار می‌توانند به دست آیند

$$\vec{V}_k = \frac{2}{3}V_d e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \quad k=1,2,\dots,6 \quad (10)$$

بردار صفر و هفت دو حالت کلیدزنی و $[PPP]$ و $[000]$ می‌باشد، که یکی از آنها اضافی به نظر می‌رسد. همانگونه که در ادامه خواهید دید حالت کلیدزنی اضافی می‌تواند برای حداقل کردن فرکانس کلیدزنی اینورتر یا انجام دیگر عملکردهای مفید، مورد استفاده قرار گیرد. رابطه بین بردارهای فضایی و حالت‌های کلیدزنی متناظرشان در جدول ۲ داده شده است.

توجه داشته باشید که بردارهای فعال و صفر در فضا حرکتی ندارند، و بنابراین، به عنوان بردارهای ساکن شناخته می‌شوند. در مقابل بردار مرجع \vec{V}_{ref} در شکل ۲۱ با سرعت زاویه‌ای W در فضا می‌چرخد.

$$\omega = 2\pi f_1 \quad (11)$$

که f_1 فرکانس مؤلفه اصلی ولتاژ خروجی اینورتر می‌باشد. جابجایی زاویه‌ای بین \vec{V}_{ref} و محور α صفحه $-\beta$ می‌تواند توسط رابطه زیر به دست آید.

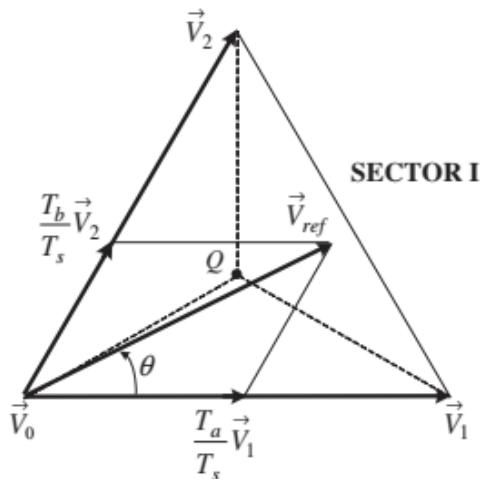
(12)

$$\theta(t) = \int_0^1 \omega(t) dt + \theta(0)$$

برای یک دامنه و موقعیت داده شده، \vec{V}_{ref} می‌تواند توسط سه بردار ساکن مجاور ساخته شود، که بر اساس آن حالت‌های کلیدزنی اینورتر می‌تواند انتخاب شود و سیگنال‌های گیت برای کلیدهای فعال می‌تواند تولید گردد. زمانی که \vec{V}_{ref} از میان قطاع‌ها یکی یکی عبور می‌کند، مجموعه‌های مختلفی از کلیدها روشی یا خاموش خواهند شد. به عنوان یک نتیجه، زمانی که \vec{V}_{ref} یک گردش کامل در فضا می‌کند، ولتاژ خروجی اینورتر یک سیکل را طی می‌کند. فرکانس خروجی اینورتر با سرعت چرخش \vec{V}_{ref} متناظر است، در حالی که ولتاژ خروجی آن میتواند توسط دامنه \vec{V}_{ref} تنظیم گردد.

۳-۴ محاسبه زمان سکون

همانگونه که قبل ذکر شد، مرجع \vec{V}_{ref} میتواند توسط سه بردار ساکن ساخته شود. زمان سکون برای بردارهای ساکن در اصل نشان دهنده زمان چرخه وظیفه (زمان حالت روشن یا حالت خاموش) کلیدهای انتخاب شده در طی یک دوره نمونه گیری T_s از طرح مدولاسیون می‌باشد. محاسبه زمان سکون بر اساس اصل تعادل ولت-ثانیه می‌باشد. یعنی، حاصل ضرب ولتاژ مرجع \vec{V}_{ref} در دوره نمونه گیری T_s برابر با مجموع حاصل ضرب ولتاژها در زمان‌های مربوطه متعلق به یک بردار فضایی انتخاب شده، می‌باشد.



شکل ۲۲: ساخت بردار \vec{V}_{ref} توسط بردارهای \vec{V}_1 ، \vec{V}_2 و \vec{V}_0 .

با فرض اینکه دوره نمونه گیری T_s به اندازه کافی کوچک باشد، بردار مرجع \vec{V}_{ref} در طول T_s میتواند ثابت در نظر گرفته شود. با این فرض، \vec{V}_{ref} میتواند توسط دو بردار فعال مجاور و یک بردار صفر تقریب زده شود. به عنوان مثال، اگر \vec{V}_{ref} همانطور که در شکل ۲۲ نشان داده شده در قطاع I قرار بگیرد، میتواند توسط بردارهای \vec{V}_1, \vec{V}_2 و \vec{V}_0 ساخته شود. معادله تعادل ولت ثانیه به صورت زیر خواهد بود:

$$\begin{cases} \vec{V}_{ref} T_s = \vec{V}_1 T_a + \vec{V}_2 T_b + \vec{V}_0 T_0 \\ T_s = T_a + T_b + T_0 \end{cases} \quad (13)$$

که در آن T_a, T_b و T_0 به ترتیب زمانهای سکون برای بردارهای \vec{V}_1, \vec{V}_2 و \vec{V}_0 میباشند. بردارهای فضایی مذکور میتوانند به صورت زیر بیان شوند:

$$\vec{V}_{ref} = \vec{V}_{ref} e^{j\theta}, \quad \vec{V}1 = \frac{2}{3} V_d, \quad \vec{V}2 = \frac{2}{3} V_d e^{j\frac{\pi}{3}}, \quad \vec{V}0 = 0 \quad (14)$$

با جایگزینی (۱۴) در (۱۳) و سپس جدا کردن معادله منتجه به دو مؤلفه حقیقی (محور α) و موهومی (محور β) در صفحه $\alpha\beta$ داریم:

$$\begin{cases} R_e: \quad V_{ref} (\cos\theta) T_s = \frac{2}{3} V_d T_a + \frac{1}{3} V_d T_b \\ I_m: \quad V_{ref} (\sin\theta) T_s = \frac{1}{\sqrt{3}} V_d T_b \end{cases} \quad (15)$$

حاصل معادله بالا به همراه $T_s = T_a + T_b + T_0$ منجر میشود به:

$$\begin{cases} T_a = \frac{\sqrt{3} T_s V_{ref}}{V_d} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \\ T_b = \frac{\sqrt{3} T_s V_{ref}}{V_d} \sin(\theta) \quad \text{for } 0 < \theta < \frac{\pi}{3} \\ T_0 = T_s - T_a - T_b \end{cases} \quad (16)$$

برای تجسم رابطه بین مکان \vec{V}_{ref} و زمان های سکون، اجازه دهید که چند مورد را بررسی کنیم. اگر \vec{V}_1 و \vec{V}_2 در میان بردارهای T_a و T_b قرار بگیرد (یعنی $\theta = \pi/6$) زمان سکون T_a برای \vec{V}_1 برابر باشد، \vec{V}_2 نزدیکتر است تا T_b بزرگتر از T_a خواهد بود. اگر \vec{V}_{ref} منطبق بر \vec{V}_2 بود زمانی که \vec{V}_{ref} به \vec{V}_1 نزدیکتر است تا T_b خواهد بود. اگر \vec{V}_{ref} صفر خواهد بود. اگر نوک \vec{V}_{ref} در نقطه مرکزی Q قرار گیرد، $T_a = T_b = T_0$ خواهد بود. رابطه بین مکان \vec{V}_{ref} و زمان های سکون در جدول ۳ خلاصه شده است.

توجه کنید که اگرچه معادلات (۱۶) زمانی که قرار داشت به دست آمد، می‌تواند زمانی که \vec{V}_{ref} در دیگر بخش‌ها قرار دارد مورد استفاده قرار گیرد با ضرب قطاع مورد نظر در مضارب $\pi/3$ و تفریق حاصل از زاویه واقعی θ ، به طوری که زاویه اصلاح شده θ' در محدوده بین صفر و $\pi/3$ برای استفاده در معادله قرار خواهد گرفت، یعنی:

$$\theta' = \theta - (k - 1)\pi/3 \quad \text{for } 0 \leq \theta' < \pi/3 \quad (17)$$

که در آن k شماره قطاع‌ها می‌باشد. به عنوان مثال، زمانی که \vec{V}_{ref} در بخش II قرار دارد، زمان های سکون محاسبه شده T_a ، T_b و T_0 به ترتیب متعلق به بردارهای \vec{V}_2 ، \vec{V}_3 و \vec{V}_0 می‌باشند.

جدول ۳ : مکان و زمان های سکون \vec{V}_{ref}

\vec{V}_{ref} Location	$\theta = 0$	$0 < \theta < \frac{\pi}{6}$	$\theta = \frac{\pi}{6}$	$\frac{\pi}{6} < \theta < \frac{\pi}{3}$	$\theta = \frac{\pi}{3}$
Dwell Times	$T_a > 0$ $T_b = 0$	$T_a > T_b$	$T_a = T_b$	$T_a < T_b$	$T_a = 0$ $T_b > 0$

۴-۴ شاخص مدولاسیون

معادلات (۱۶) می‌تواند بر حسب اندیس مدولاسیون m_a نیز بیان گردد.

$$\begin{cases} T_a = T_s m_a \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \\ T_b = T_s m_a \sin(\theta) \\ T_0 = T_s - T_a - T_b \end{cases} \quad (18)$$

که در آن:

$$ma = \frac{\sqrt{3}V_{ref}}{V_d} \quad (19)$$

حداکثر دامنه بردار مرجع، $\vec{V}_{ref,max}$ با شعاع بزرگترین دایره میتواند درون شش ضلعی کشیده شود متناظر است، که در شکل ۲-۴ نشان داده شده است. از آنجاییکه شش ضلعی توسط ۶ بردار فعال با طول $\frac{2V_d}{3}$ ایجاد شده است، $\vec{V}_{ref,max}$ می تواند به صورت زیر به دست آید:

$$V_{ref,max} = \frac{2}{3}V_d \times \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{V_d}{\sqrt{3}} \quad (20)$$

با جایگزینی (۲۰) در (۱۹) حداکثر اندیس مدولاسیون به دست می آید.

$$m_{a,max} = 1 \quad (21)$$

بنابراین اندیس مدولاسیون برای طرح SVM در محدوده زیر می باشد.

$$0 \leq m_a \leq 1 \quad (22)$$

حداکثر ولتاژ مؤلفه اصلی خط به خط مؤثر که توسط SVM تولید میشود به صورت زیر محاسبه می شود:

$$V_{max,SVM} = \sqrt{3} \left(\frac{V_{ref,max}}{\sqrt{2}} \right) = 0.707V_d \quad (23)$$

که در آن $\vec{V}_{ref,max}$ حداکثر مقدار مؤثر ولتاژ فاز اینورتر می باشد زمانی که اینورتر توسط طرح SPWM کنترل میشود، حداکثر ولتاژ مؤلفه اصلی خط به خط برابر است با:

$$V_{max,SPWM} = 0.612V_d \quad (24)$$

که از آن داریم :

$$\frac{V_{max,SVM}}{V_{max,SPWM}} = 1.155 \quad (25)$$

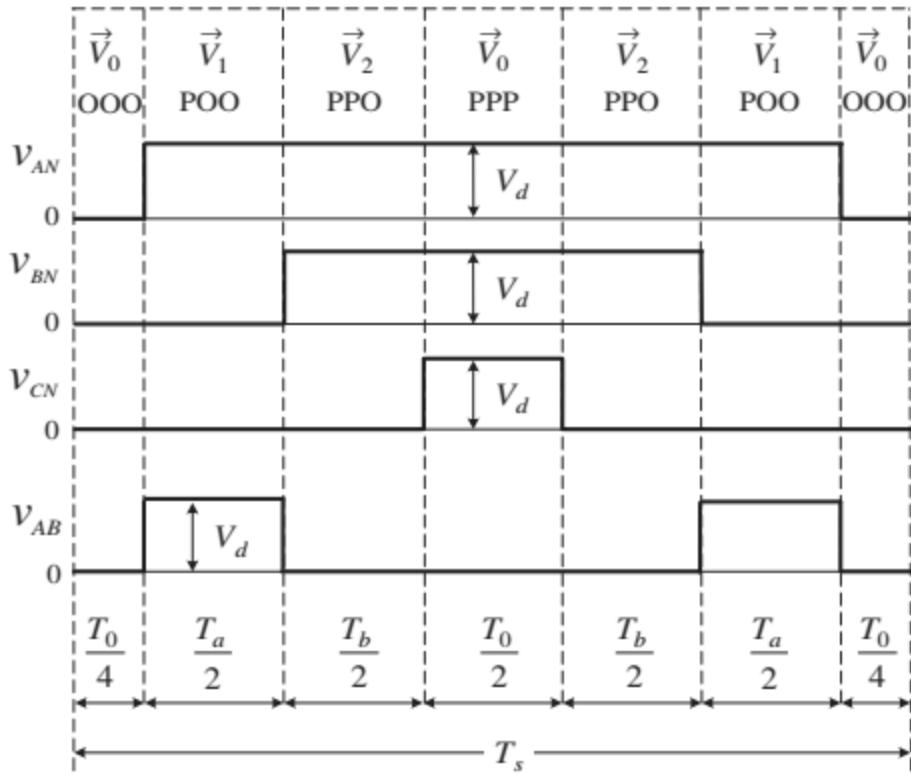
معادله (25) نشان می‌دهد که برای یک ولتاژ باس DC داده شده، حداکثر ولتاژ خط به خط اینورتر تولید شده توسط طرح SVM، ۱۵.۵٪ بیشتر از ولتاژ خط به خط در طرح SPWM می‌باشد. همچنین استفاده از طرح تزریق هارمونیک سوم SPWM میتواند ولتاژ خروجی اینورتر را ۱۵.۵٪ تقویت کند. بنابراین دو طرح اساساً ضریب استفاده از ولتاژ باس DC مشابهی دارند.

۴-۵ توالی کلیدزنی

با بردارهای فضایی انتخاب شده و زمان‌های سکون محاسبه شده، گام بعدی مرتب کردن توالی و ترتیب کلیدزنی می‌باشد. به طور کلی، طرح توالی کلیدزنی برای یک \vec{V}_{ref} داده شده یکتا نمی‌باشد، اما باید دو شرط زیر برای حداقل کردن فرکانس کلیدزنی قطعه را برآورده کند.

الف) انتقال از یک حالت کلیدزنی به حالت بعدی تنها شامل تغییر وضعیت دو کلید در یک ساق باشد (یعنی یکی روشن و دیگری خاموش گردد).

ب) انتقال برای حرکت \vec{V}_{ref} از یک بخش در دیاگرام بردار فضایی به بخش بعدی به حداقل کلیدزنی نیاز داشته باشد.



شکل ۲۳: توالی سوئیچینگ سون سگمنت برای \vec{V}_{ref} در بخش I

شکل ۲۳ یک توالی کلیدزنی هفت قسمتی معمولی و شکل موج‌های ولتاژ خروجی اینورتر برای \vec{V}_{ref} در بخش I، جایی که \vec{V}_{ref} توسط \vec{V}_0 و \vec{V}_2 ساخته می‌شود را نشان می‌دهد. دوره نمونه گیری T_s برای بردارهای انتخاب شده به هفت قسمت تقسیم می‌شود. از شکل موارد زیر قابل مشاهده می‌باشد.

✓ مجموع زمان‌های سکون برابر است با دوره نمونه گیری یعنی $T_s = T_a + T_b + T_0$

✓ شرط مورد (الف) برآورده شده است. به عنوان مثال، انتقال از [000] به [P00] توسط روشن شدن S_1 و خاموش شدن S_4 انجام شده است، که دربردارنده دو کلید می‌باشد.

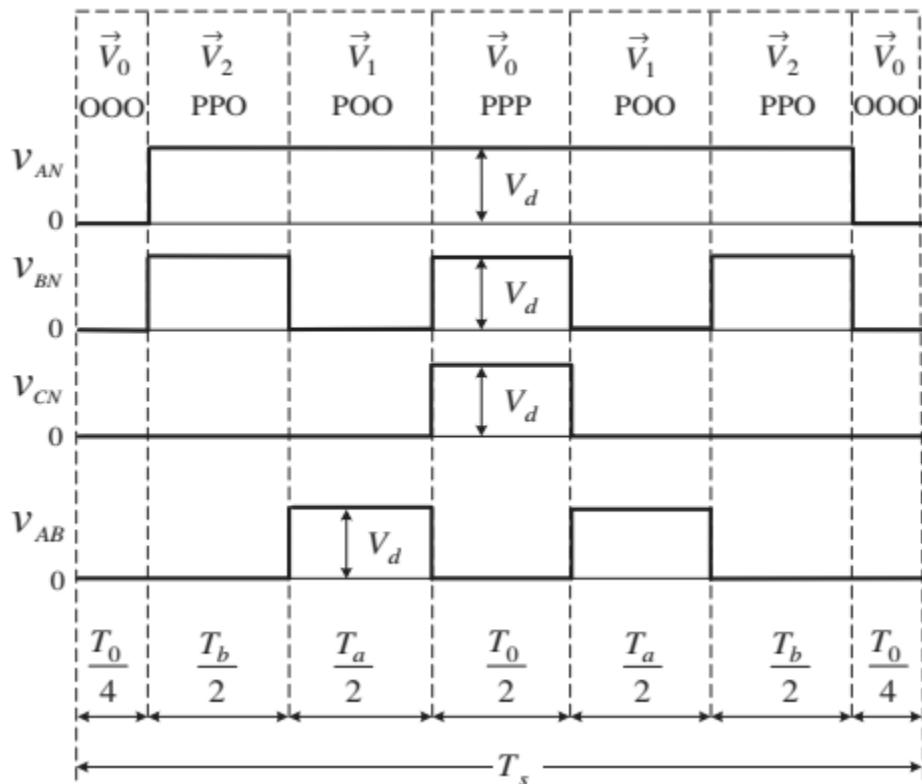
✓ حالت کلیدزنی اضافی V_7 برای کاهش کلیدزنی‌ها در طول دوره T_s مورد استفاده قرار گرفته است. برای بخش $T_0 / 4$ مرکز دوره نمونه گیری، از حالت کلیدزنی [PPP] استفاده شده است، در حالیکه برای $T_0 / 4$ در دو طرف از حالت کلیدزنی [000] استفاده شده است.

✓ هریک از کلیدها در طی دوره نمونه گیری فقط یک بار خاموش و روشن نمی شوند. فرکانس کلیدزنی f_{sw} قطعات برابر است با فرکانس نمونه گیری $f_{sp} = 1/T_s$ یعنی $f_{sw} = f_{sp}$

اجازه دهید موردنی که در شکل ۲۴ نشان داده شده است را بررسی کنیم که در آن بردارهای \vec{V}_1 و \vec{V}_2 باهم جایه گذاشته اند. برخی از انتقالهای حالت کلیدزنی، از قبیل انتقال از $[PPO]$ به $[000]$ با روشن و خاموش شدن ۴ کلید، به طور همزمان انجام گرفته است.

به عنوان یک نتیجه، تعداد کل کلیدزنی ها در طی یک دوره از ۶ تا در حالت قبل به ۱۰ تا افزایش می یابد. به طور آشکار این توالی کلیدزنی شرط طراحی را برآورده نمی کند و نباید پذیرفته شود.

جالب است که توجه داشته باشید که شکل موج های V_{AB} در شکل ۲۳ شکل ۲۴ که توسط دو توالی کلیدزنی مختلف تولید شده اند، کاملاً مشابه هستند. اگر این دو شکل موج برای دو یا بیشتر از دو دوره نمونه گیری T_s کشیده شوند مشاهده خواهیم کرد که مشابه هستند و فقط یک تأخیر کوچک $T_s/2$ دارند. از آنجایی که دوره T_s خیلی کوچکتر از دوره تناوب خروجی اینورتر است، اثر ایجاد شده توسط این تأخیر زمانی قابل صرف نظر می باشد.



شکل ۲۴: توالی سوئیچینگ سون سگمنت نامطلوب.

جدول ۴ توالی‌های کلیدزنی هفت قسمت برای \vec{V}_{ref} ساکن در تمام شش قطاع را می‌دهد. توجه داشته باشد که توالی‌های کلیدزنی با حالت کلیدزنی [000] شروع و خاتمه می‌یابد که نشان دهنده این است که انتقال \vec{V}_{ref} از یک بخش به بخش بعدی به هیچ کلیدزنی نیاز ندارد. همچنین شرط طراحی توالی کلیدزنی (ب) برآورده شده است.

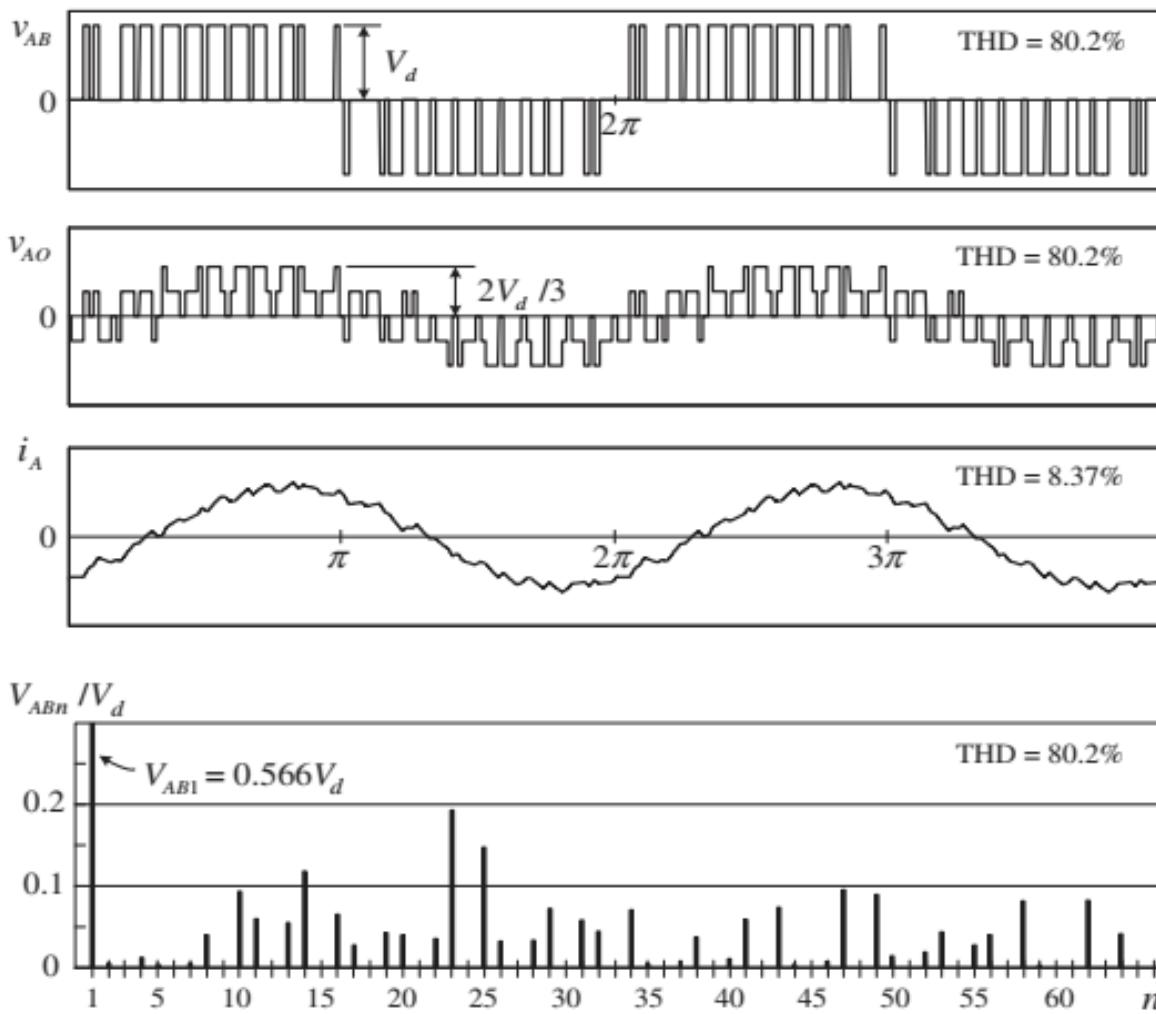
جدول ۴: توالی سوئیچینگ سون سگمنت.

Sector	Switching Segment						
	1	2	3	4	5	6	7
I	\vec{V}_0	\vec{V}_1	\vec{V}_2	\vec{V}_0	\vec{V}_2	\vec{V}_1	\vec{V}_0
	000	POO	PPO	PPP	PPO	POO	000
II	\vec{V}_0	\vec{V}_3	\vec{V}_2	\vec{V}_0	\vec{V}_2	\vec{V}_3	\vec{V}_0
	000	OPO	PPO	PPP	PPO	OPO	000
III	\vec{V}_0	\vec{V}_3	\vec{V}_4	\vec{V}_0	\vec{V}_4	\vec{V}_3	\vec{V}_0
	000	OPO	OPP	PPP	OPP	OPO	000
IV	\vec{V}_0	\vec{V}_5	\vec{V}_4	\vec{V}_0	\vec{V}_4	\vec{V}_5	\vec{V}_0
	000	OOP	OPP	PPP	OPP	OOP	000
V	\vec{V}_0	\vec{V}_5	\vec{V}_6	\vec{V}_0	\vec{V}_6	\vec{V}_5	\vec{V}_0
	000	OOP	POP	PPP	POP	OOP	000
VI	\vec{V}_0	\vec{V}_1	\vec{V}_6	\vec{V}_0	\vec{V}_6	\vec{V}_1	\vec{V}_0
	000	POO	POP	PPP	POP	POO	000

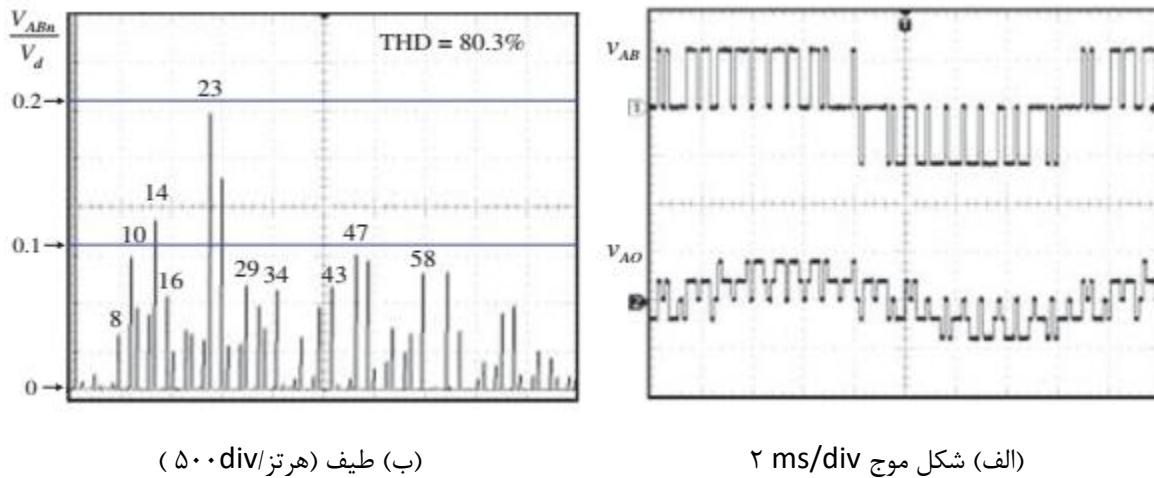
۶-۴ تجزیه و تحلیل طیف فرکانسی

شكل موج‌های شبیه سازی شده، برای ولتاژ‌های خروجی اینورتر و جریان بار در شکل ۲۵ نشان داده شده است. اینورتر تحت شرایط $f_1 = 60Hz$ و $f_{sw} = 720Hz$ با یک بار اهمی سلفی سه فاز نامی کار می‌کند. ضریب قدرت بار $9/6$ پس فاز می‌باشد. میتوان مشاهده کرد که شکل موج ولتاژ خط به خط اینورتر V_{AB} نیم موج متقارن نیست، یعنی $V_{AB}(wt) \neq -V_{AB}(wt + \pi)$. بنابراین شامل هارمونیک‌های زوج از قبیل هارمونیک‌های دوم، چهارم، هشتم و دهم علاوه بر هارمونیک‌های فرد می‌باشد. THD ولتاژ V_{AB} و جریان I_A به ترتیب 8.37% و 8.11% می‌باشد.

شکل ۲۶ شکل موج های اندازه گیری شده از یک اینورتر آزمایشگاهی دوسرطی در شرایط مشابه شکل ۲۷ را نشان می دهد. شکل موج بالایی در شکل ۲۶(الف) ، شکل موج ولتاژ خط به خط V_{AB} و شکل موج پایین شکل موج ولتاژ فاز V_{AO} می باشد. همچنین مؤلفه های هارمونیک در شکل ۲۶(ب) نشان داده شده است. نتایج تجربی به خوبی با نتایج شبیه سازی همخوانی دارد و مشابه است.

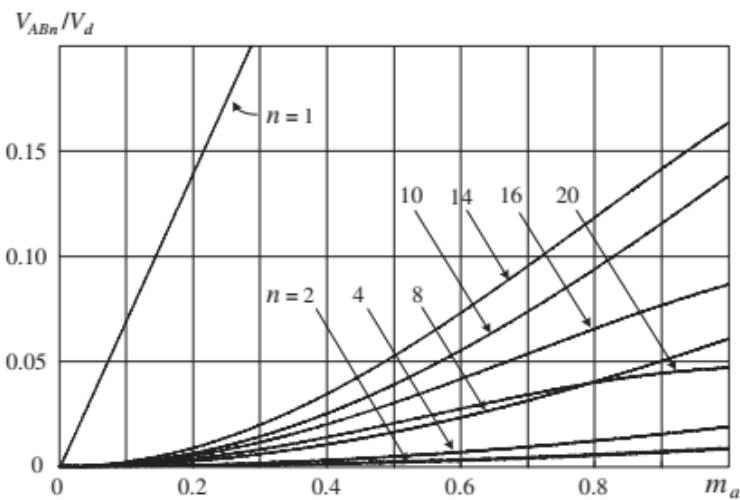


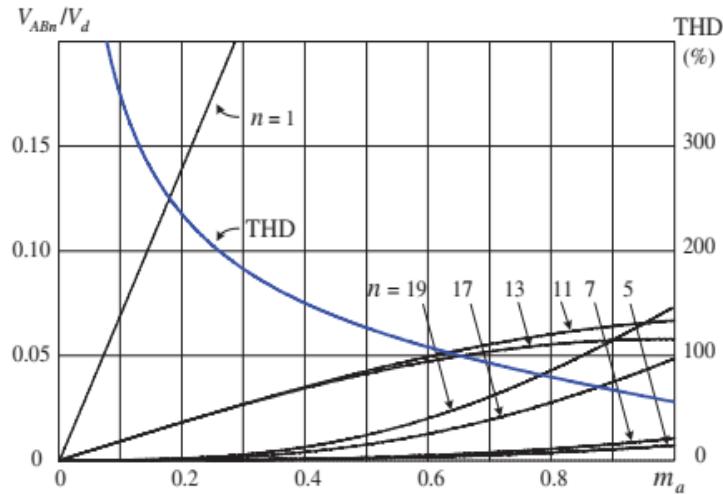
شکل ۲۵: شکل موج خروجی اینورتر تولید شده توسط طرح SVM با $f_1 = 60$ هرتز، $f_{sw} = 720$ هرتز، و $ma = 0.8$



شکل ۲۶: شکل موج ولتاژ اینورتر اندازه گیری شده و طیف هارمونیک برای تایید شکل موج های شبیه سازی شده در شکل ۲۵.

شکل ۲۷ مؤلفه های هارمونیکی V_{AB} برای عملکرد اینورتر در $f_{sw} = 720\text{Hz}$ و $f_1 = 60\text{Hz}$ نشان می دهد، اگرچه هارمونیک های مرتبه پایین دوم، چهارم، پنجم و هفتم حذف نشده اند اما دامنه خیلی کوچکی می باشند. حداقل مؤلفه ولتاژ خط به خط مؤثر در $m_a = 1$ رخ می دهد.





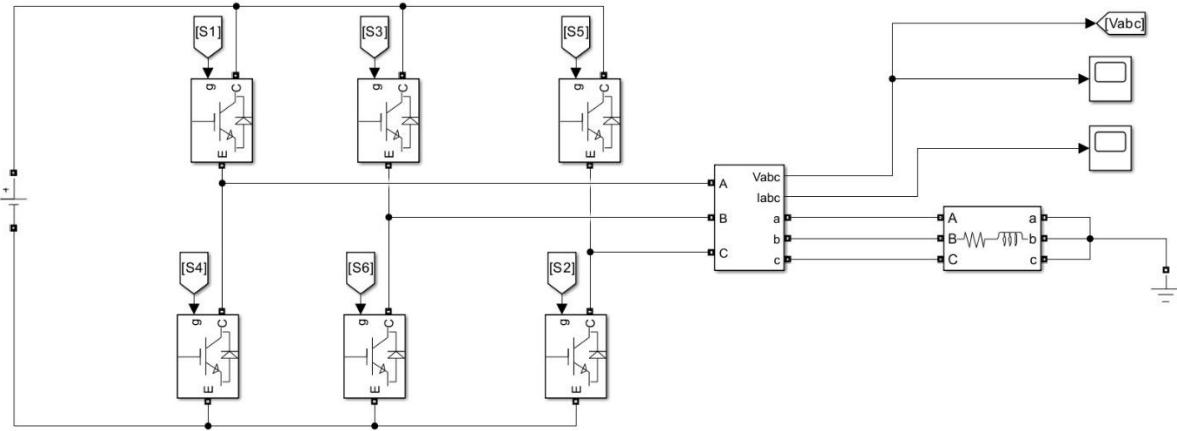
(ب) هارمونیک های مرتبه فرد

شکل ۲۷: محتوای هارمونیک V_{ab} با $f_{sw} = 720\text{Hz}$, $f_1 = 60\text{Hz}$

۵- شبیه سازی اینورتر دو سطحی با مدولاسیون بردار فضایی (SVM)

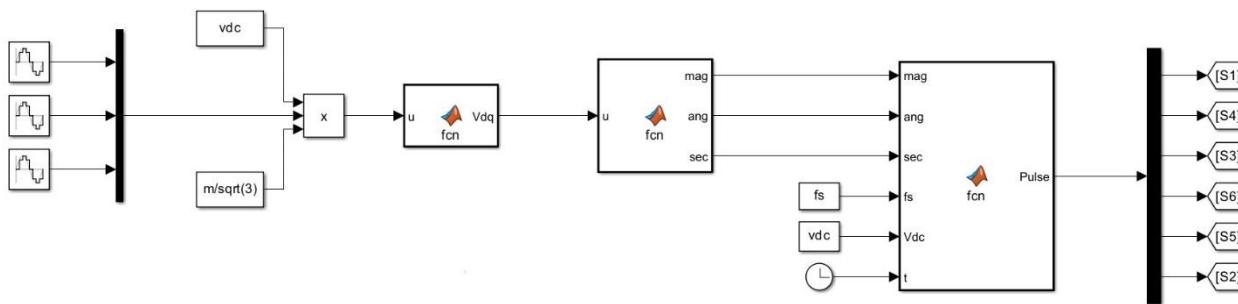
اینورتر سه فاز مطابق شکل ۱ را در نظر بگیرید. با استفاده از کلیدهای نیمه هادی ترجیحا IGBT که به روش SVM کنترل میشوند از ولتاژ ورودی ۴۰۰ ولت DC، خروجی سینوسی تولید کنید. در این تمرین فرکانس شکل موج مرجع 50 هرتز و $(T_s = \frac{1}{1750}\text{sec})$ فرض کنید. بار را بار اهمی سلفی با میزان مقاومت 3 اهم و اندوکتانس 15 میلی هانزی فرض کنید. شاخص مدولاسیون دامنه را یک بار $5/0$ و یک بار $1/0$ فرض کنید.

در شکل ۲۸ شبیه سازی بخش قدرت اینورتر مذکور در محیط متلب نمایش داده شده است.

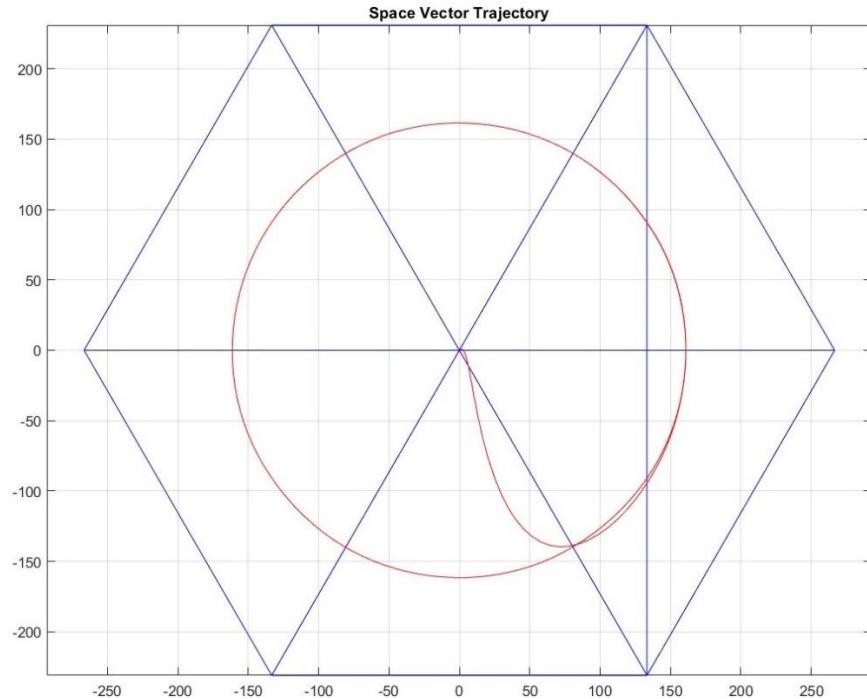


شکل ۲۸: اینورتر سه فاز دو سطحی شبیه سازی شده در متلب

در شکل ۲۹ محیط شبیه سازی شده کلیدزنی به روش SVM نشان داده شده است.



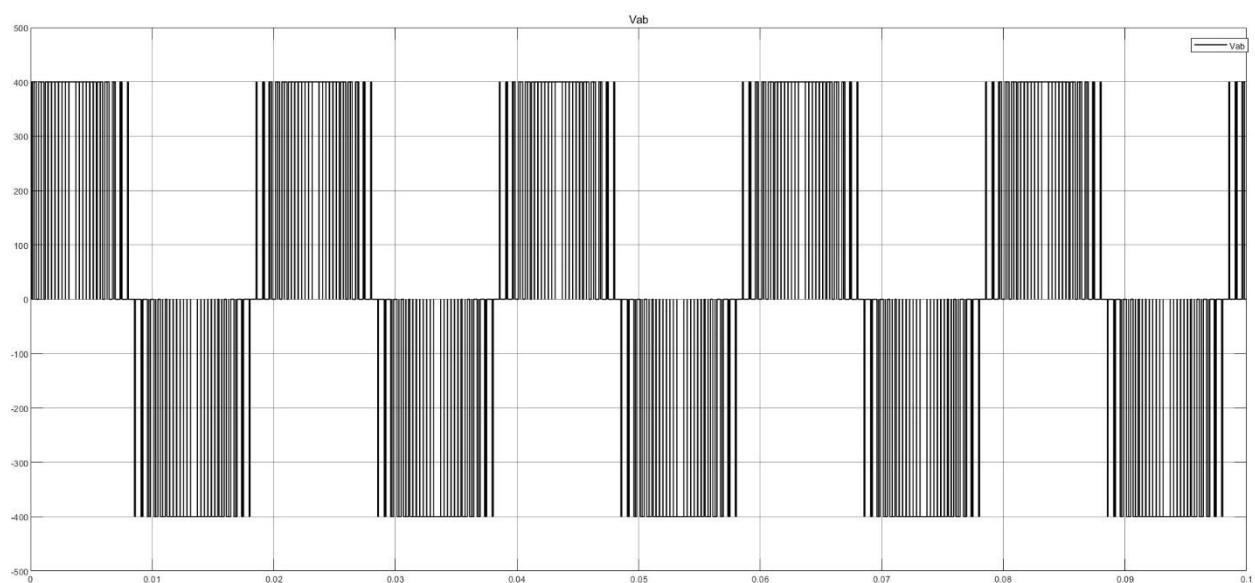
شکل ۲۹: محیط شبیه سازی کلیدزنی به روش مدولاسیون بردار فضایی.



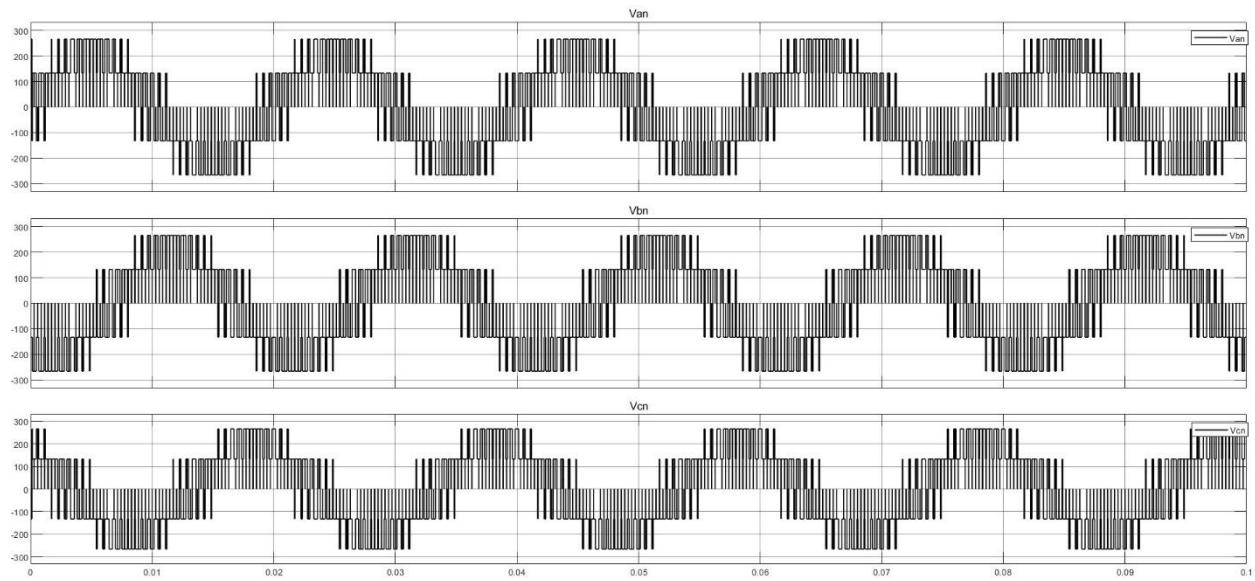
شکل ۳۰: شکل ولتاژ سه‌فاز خروجی در مختصات قطبی.

۱-۵ نتایج شبیه سازی

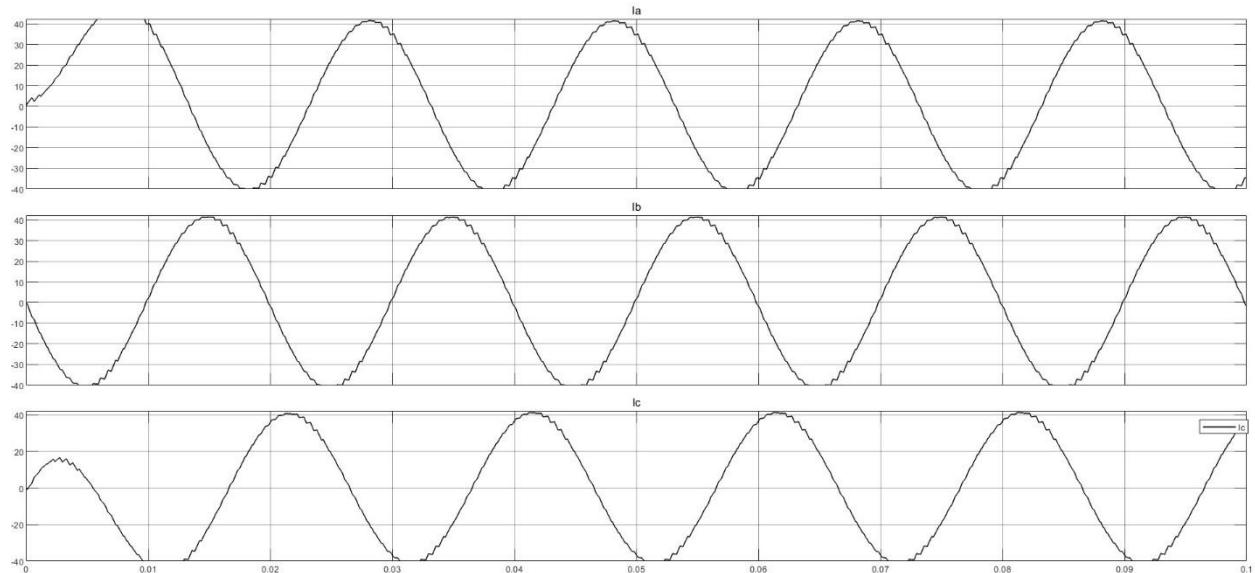
ضریب مدولاسیون ۱ ($m_a = 1$)



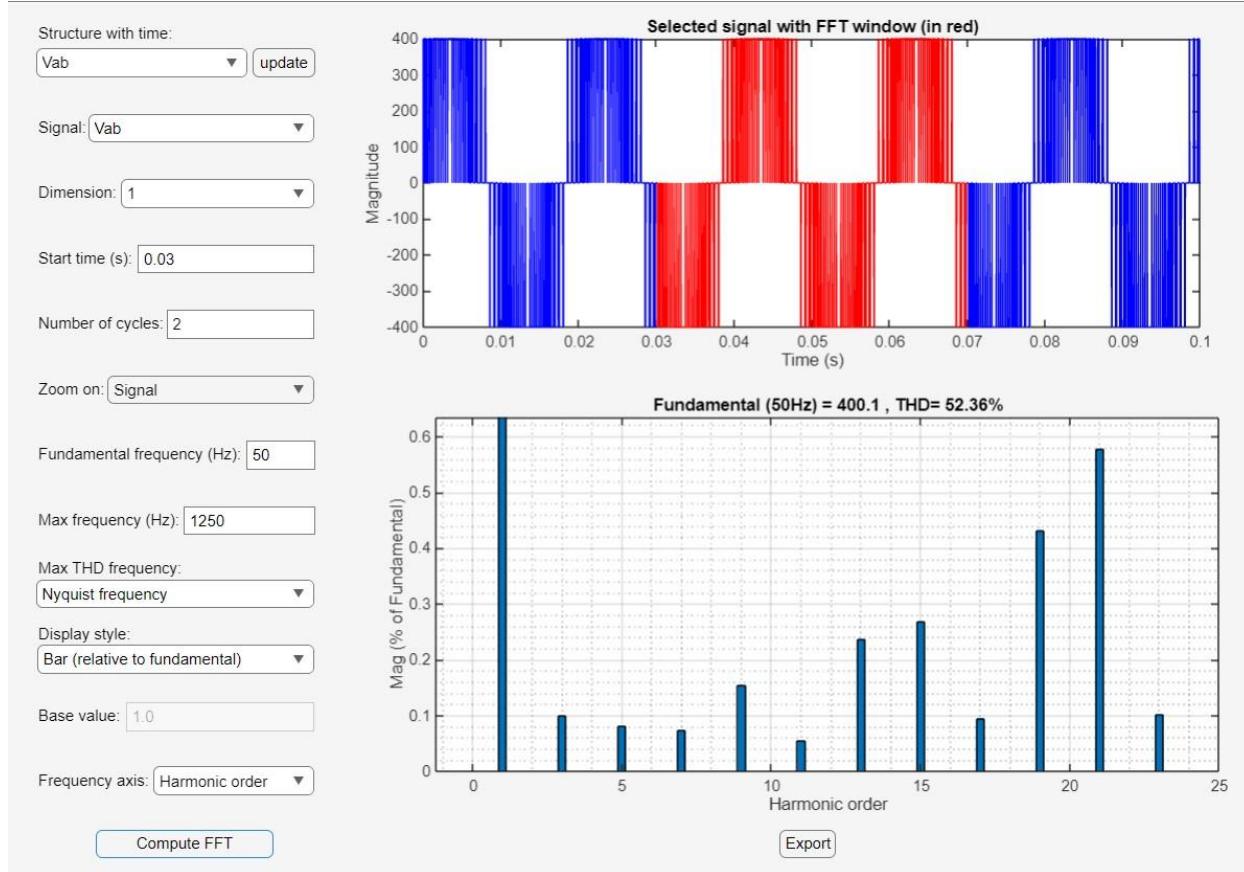
شکل ۳۱: شکل موج ولتاژ خط.



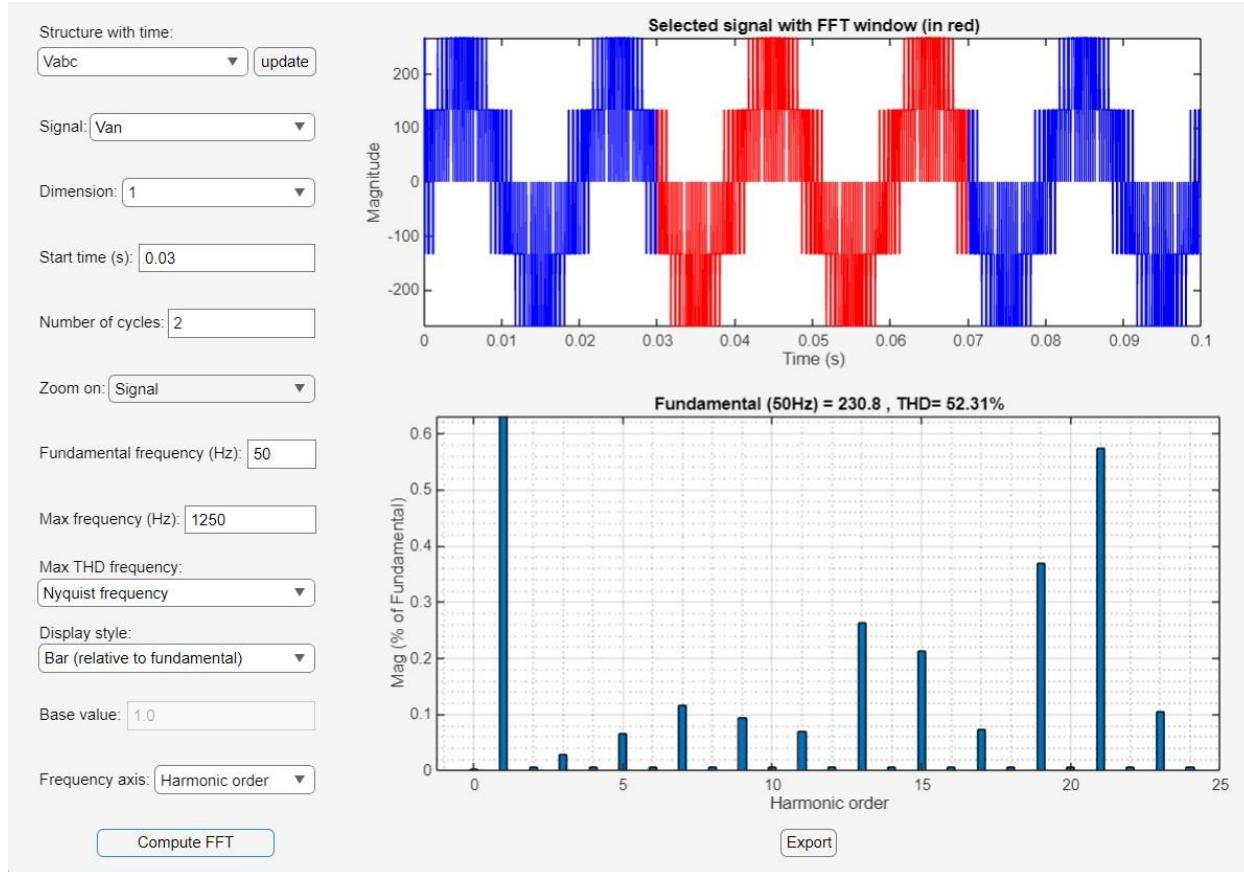
شکل ۳۲: شکل موج ولتاژ فاز.



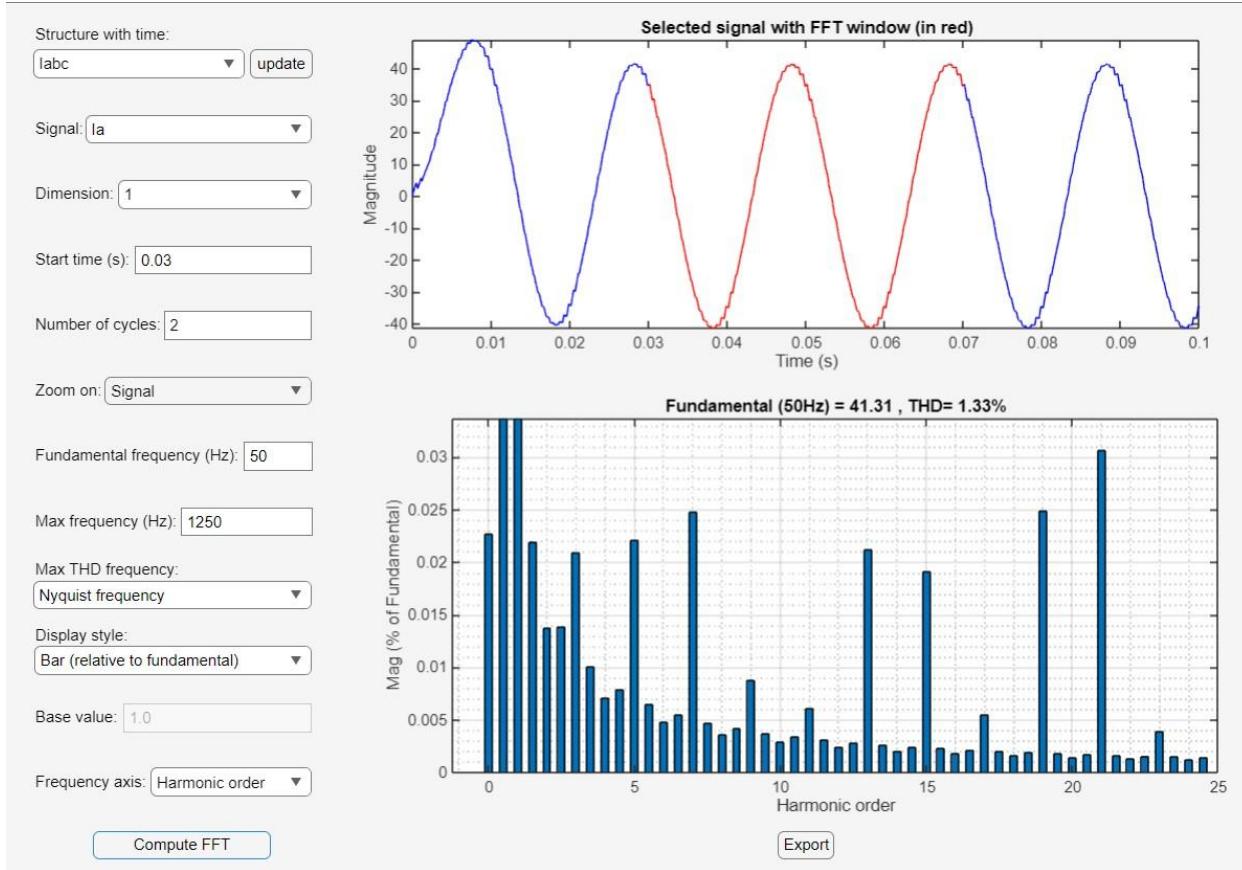
شکل ۳۳: شکل موج جریان فاز.



شکل ۳۴: تحلیل هارمونیکی ولتاژ خط.

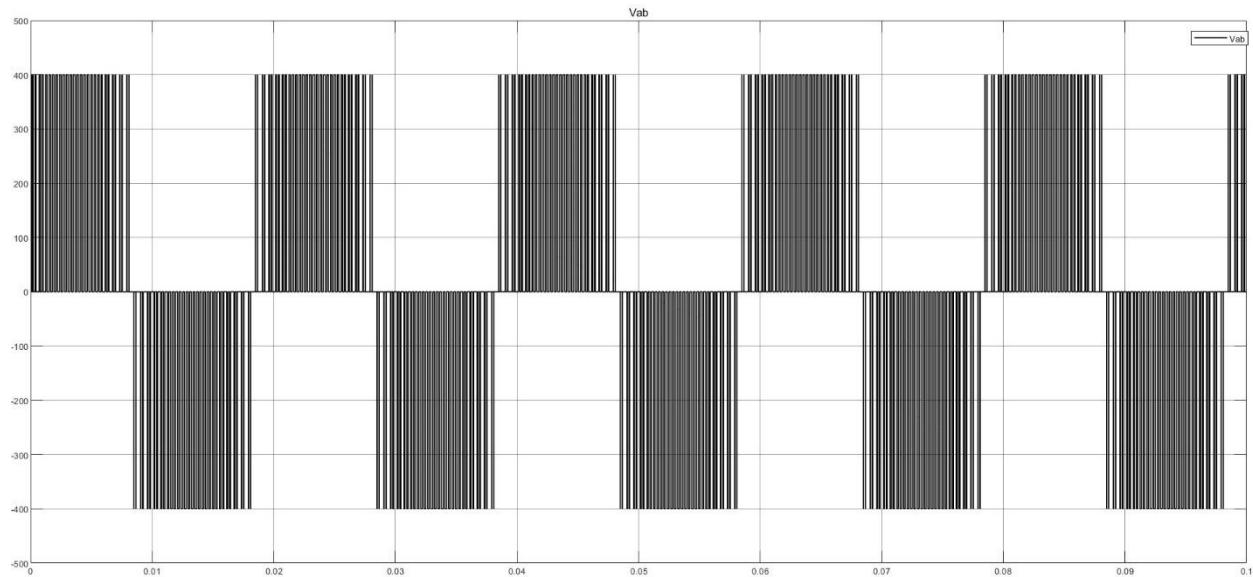


شکل ۳۵: تحلیل هارمونیکی ولتاژ فاز.

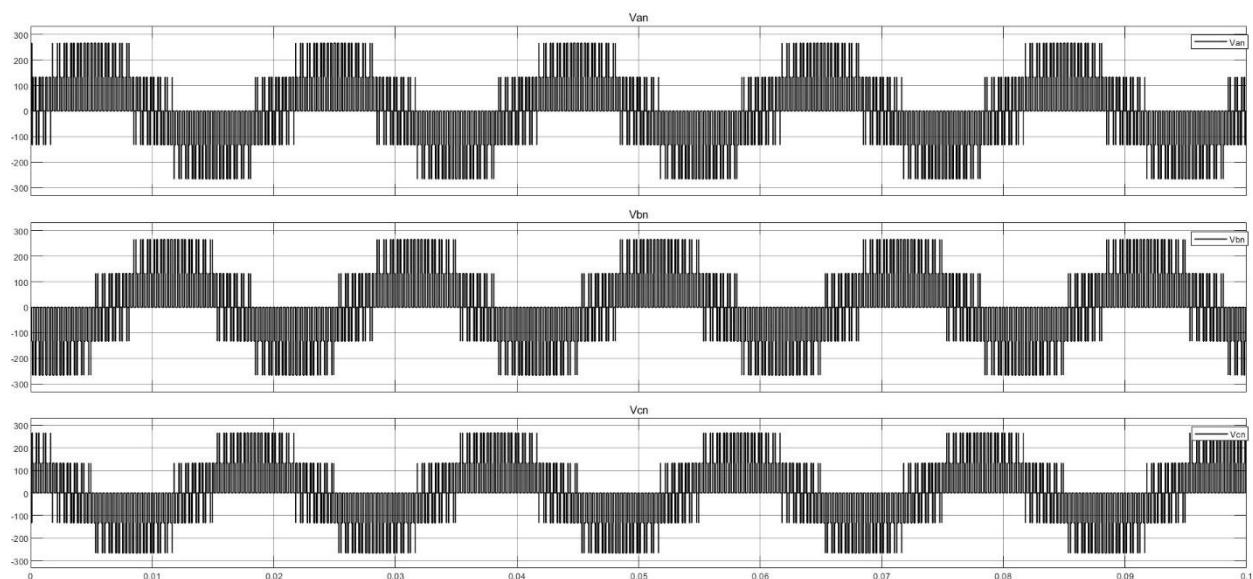


شکل ۳۶: تحلیل هارمونیکی جریان فاز.

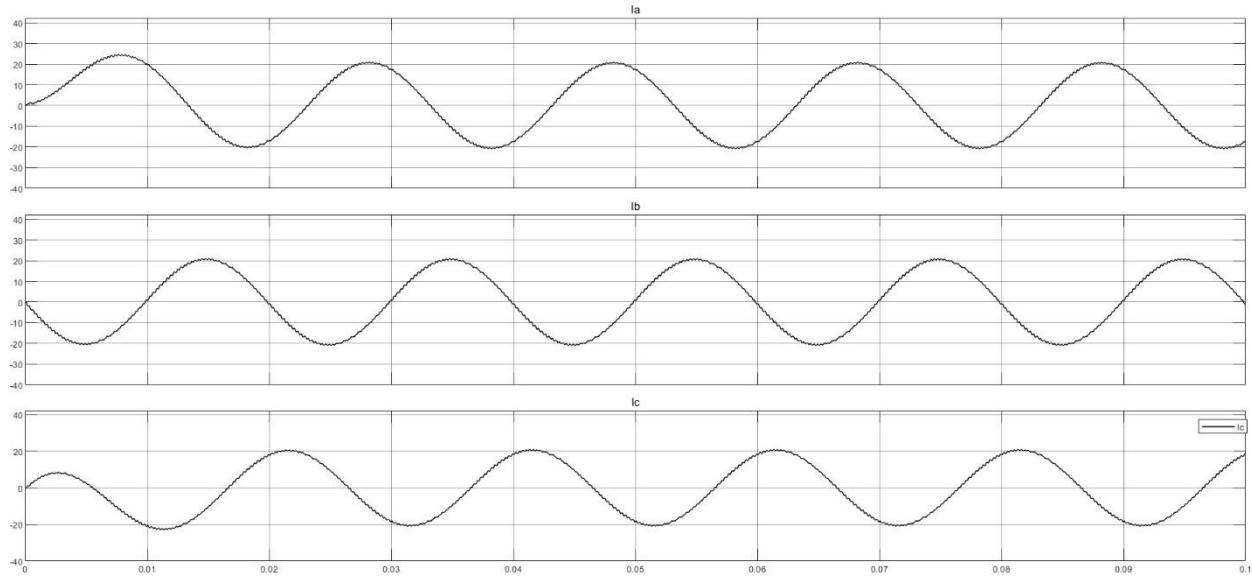
ضریب مدولاسیون ۰.۵ ($m_a = 0.5$)



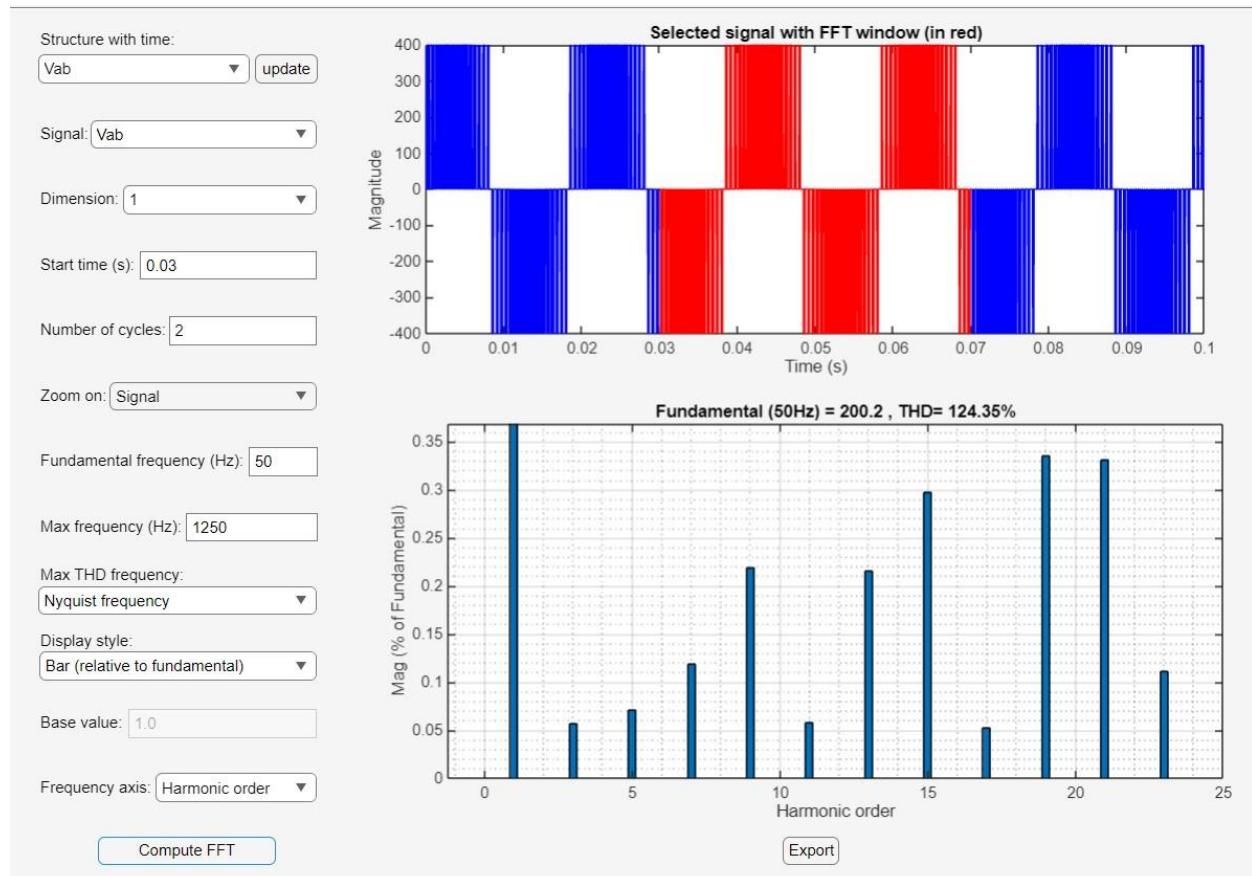
شکل ۳۷: شکل موج ولتاژ خط.



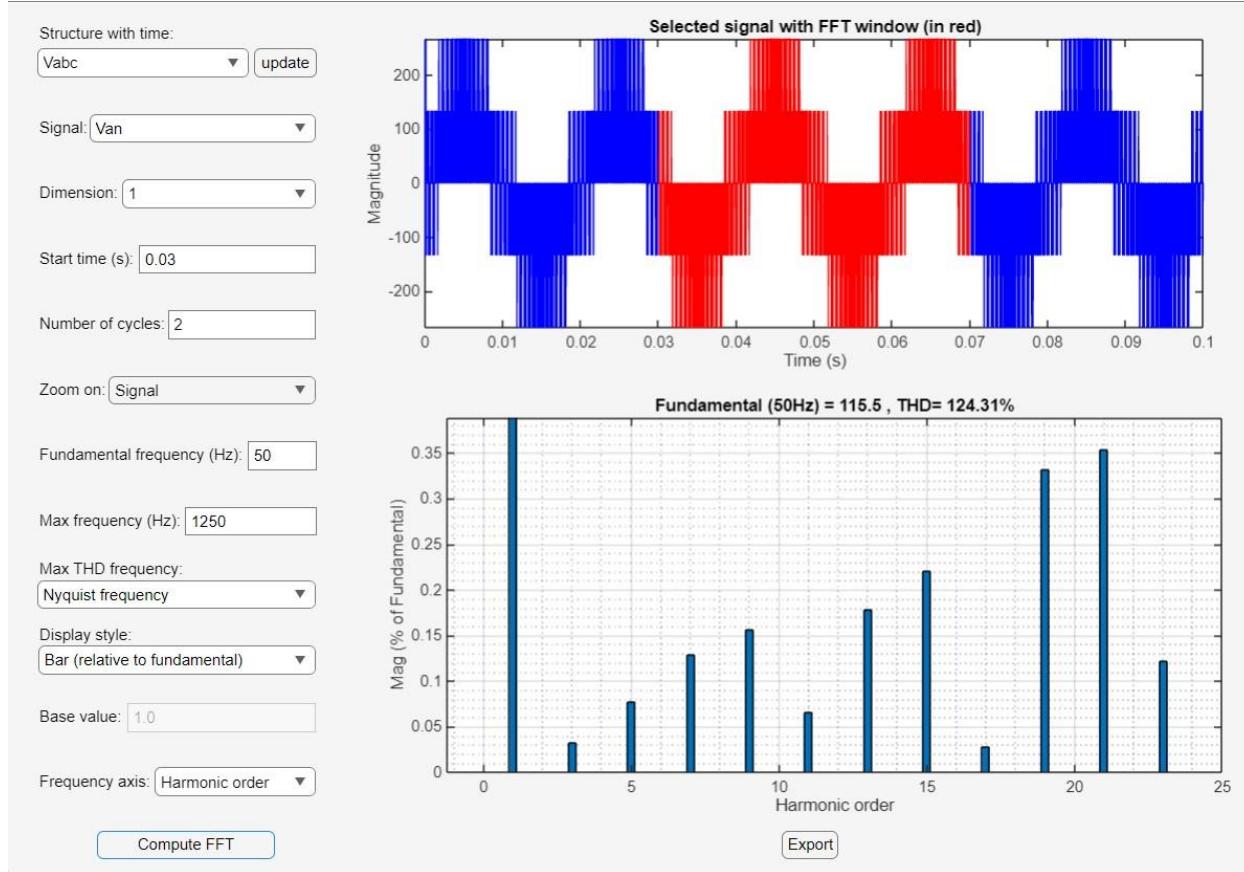
شکل ۳۸: شکل موج ولتاژ فاز.



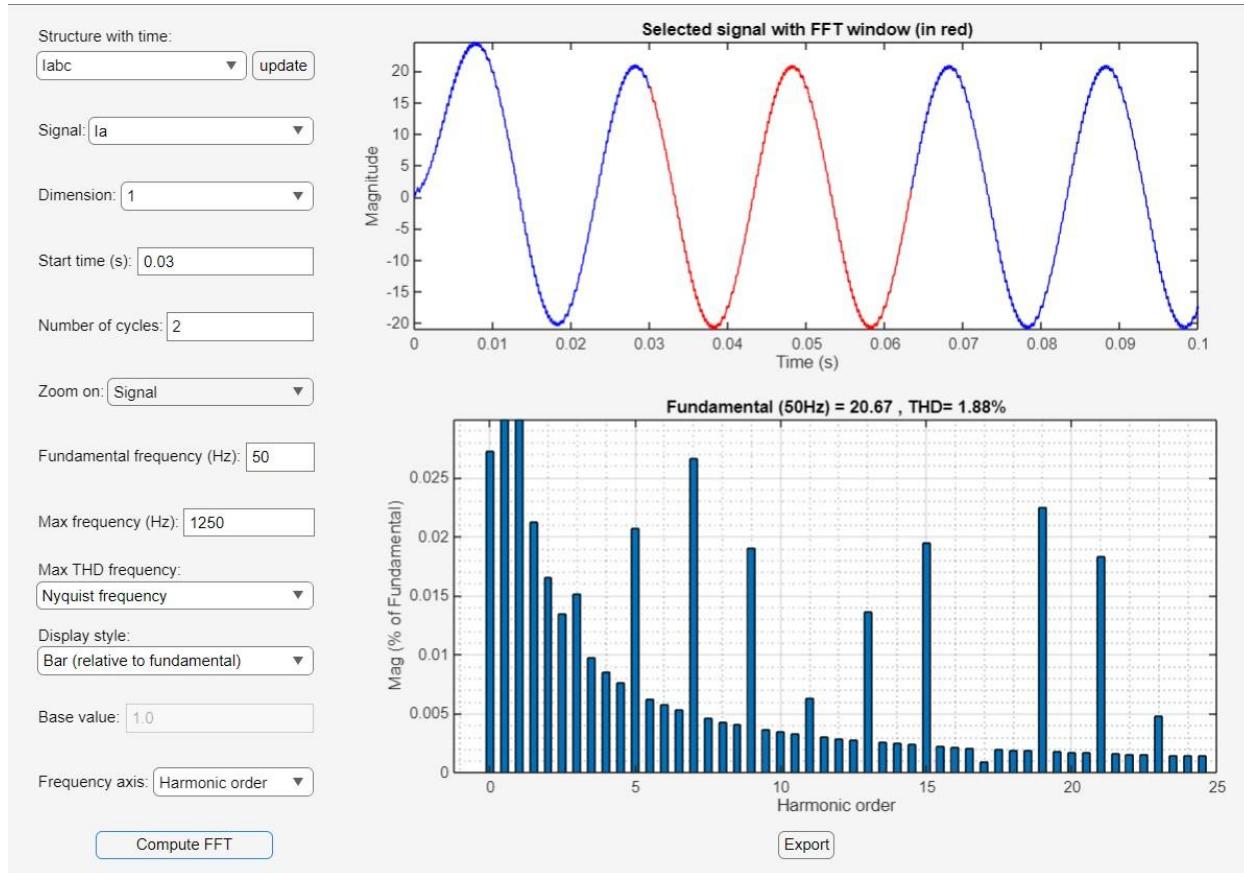
شکل ۳۹: شکل موج جریان فاز.



شکل ۴۰: تحلیل هارمونیکی ولتاژ خط.



شکل ۴۱: تحلیل هارمونیکی ولتاژ فاز.



شکل ۴۲: تحلیل هارمونیکی جریان فاز.

۲-۵ مقدادیر THD در روش SVM

m_a	THD	SVM
$m_a = 1$	Line voltage THD	52.36%
	Phase voltage THD	52.31%
	Phase Current THD	1.33%
$m_a = 0.5$	Line voltage THD	124.35%
	Phase voltage THD	124.31%
	Phase Current THD	1.88%

۶- مقایسه دو روش PWM و SVM

m_a	THD	SVM	PWM
$m_a = 1$	Line voltage THD	52.36%	68.65%
	Phase voltage THD	52.31%	68.72%
	Phase Current THD	1.33%	1.63%
$m_a = 0.5$	Line voltage THD	124.35%	139.36%
	Phase voltage THD	124.31%	139.45%
	Phase Current THD	1.88%	2.07%

در این گزارشکار به طور کامل هر دو روش کنترل بر روی یک مبدل دوسطحی سه فاز پیاده سازی شد. مقادیر ورودی در هر دو روش مشابه بوده است. همانطور که در جدول های بالا مشخص شده در روش کنترل بردار فضایی تقریبا با کاهش ۱۵ درصدی در اعوجاج هارمونیکی نسبت به روش کنترل مدولاسیون پهنهای پالس سینوسی شاهد هستیم. در ادامه مزایا و معایب و همچنین نتیجه گیری آمده است.

۱- مزایا و معایب مدولاسیون پهنهای پالس (PWM)

مزایا:

۱. سادگی پیاده سازی PWM : به سادگی قابل پیاده سازی است و به تجهیزات پیچیده نیاز ندارد.
۲. کنترل دقیق ولتاژ خروجی PWM : می تواند ولتاژ خروجی را به دقت کنترل کند.

معایب:

۱. اعوجاج هارمونیکی بیشتر SVM به نسبت PWM هارمونیک های بیشتری تولید می کند.

۲. بهرهوری کمتر بهرهوری PWM است زیرا نمی‌تواند از ولتاژ DC به طور کامل استفاده کند.

۶-۲ مزایا و معایب مدولاسیون بردار فضایی (SVM)

مزایا:

۱. کاهش اعوجاج هارمونیکی SVM: می‌تواند هارمونیک‌های خروجی را به طور قابل توجهی کاهش دهد.

۲. بهرهوری بالاتر SVM: از ولتاژ DC به طور بهینه استفاده می‌کند، که منجر به بهرهوری بالاتر می‌شود.

۳. کیفیت توان خروجی بهتر: ولتاژ خروجی SVM کیفیت بهتری نسبت به PWM دارد.

معایب:

۱. پیچیدگی پیاده‌سازی: پیاده‌سازی SVM پیچیده‌تر از PWM است و به تجهیزات و الگوریتم‌های پیچیده‌تری نیاز دارد.

۶-۳ مقایسه عملکرد

اعوجاج هارمونیکی کل (THD)

یکی از مهم‌ترین معیارها برای مقایسه این دو روش، اعوجاج هارمونیکی کل (THD) است. به دلیل تکنیک‌های پیشرفته‌تر سوئیچینگ، معمولاً THD کمتری نسبت به PWM دارد.

بهرهوری

به دلیل استفاده بهینه‌تر از ولتاژ DC، بهرهوری بالاتری نسبت به PWM دارد. این بهرهوری بالاتر به خصوص در کاربردهایی که نیاز به توان بالا و کیفیت بالای توان دارند، اهمیت دارد.

۴-۶ جدول مقایسه

ویرگی	PWM	SVM
پیچیدگی پیاده‌سازی	ساده	پیچیده
اعوجاج هارمونیکی	بیشتر	کمتر
بهره‌وری	کمتر	بیشتر
کیفیت توان خروجی	مناسب	عالی

۷- نتیجه‌گیری

مدولاتسیون بردار فضایی (SVM) به دلیل کاهش اعوجاج هارمونیکی و افزایش بهره‌وری، گزینه بهتری برای کاربردهایی است که نیاز به کیفیت بالای توان دارند. با این حال، به دلیل پیچیدگی پیاده‌سازی، ممکن است در برخی کاربردهای ساده‌تر، مدولاتسیون پهنه‌ای پالس (PWM) به عنوان یک روش ساده‌تر و اقتصادی‌تر انتخاب شود.