

مدولاسیون پهنای پالس سینوسی و بردار فضایی در اینورترهای قدرت

محمد علیزاده^۱، مجید آقابابایی^۲، احسان ابراهیمی^۳

Golmahalleh63@gmail.com

۱- مربی، دانشکده برق، دانشگاه علوم دریایی امام خمینی (ره)

۲- استادیار، دانشکده برق، دانشگاه علوم دریایی امام خمینی (ره)

۳- مربی دانشگاه علوم دریایی امام خمینی (ره)

چکیده

در سال‌های اخیر از اینورتر برای کنترل سرعت موتورهای القایی سه فاز به‌طور گسترده‌ای استفاده می‌شود. به منظور کلیدزنی ادوات نیمه‌هادی به کار رفته در اینورترهای قدرت از روش‌های گوناگونی از جمله مدولاسیون پهنای پالس استفاده می‌شود. تکنیک‌های مختلفی برای مدولاسیون پهنای پالس وجود دارد. در این مقاله سعی شده است تا تکنیک‌های مدولاسیون پهنای پالس سینوسی و بردار فضایی به‌طور کامل توصیف و با شبیه‌سازی اینورتر قدرت در نرم‌افزار MATLAB و محاسبه اعوجاج هارمونیک کل، ولتاژهای خروجی اینورتر در هر دو تکنیک با هم مقایسه شوند.

واژگان کلیدی

اینورتر، مدولاسیون پهنای پالس سینوسی، بردار فضایی، اعوجاج هارمونیک کل

تاریخ دریافت مقاله : ۹۳/۰۲/۰۴

تاریخ پذیرش مقاله : ۹۳/۰۸/۱۷

۱- مقدمه

در دهه‌های اخیر، بهره‌گیری از اینورترهای قدرت به‌منظور کنترل سرعت موتورهای القایی به سرعت رو به افزایش است.

اینورتر، ولتاژ DC ورودی را به ولتاژ AC خروجی با دامنه و فرکانس متغیر تبدیل می‌کند. قابلیت تغییر دامنه و فرکانس ولتاژ خروجی با اعوجاج کم، از ویژگی‌های بارز اینورتر می‌باشد. یکی از انواع اینورترها، اینورتر منبع ولتاژ^۱ می‌باشد که توان خروجی چند وات تا چندین مگاوات را تولید می‌کند. ولتاژ خروجی متغیر با تغییر ولتاژ DC ورودی یا تغییر بهره اینورتر به دست می‌آید.

اینورترهای قدرت را می‌توان از دو جنبه ساختار مدار و نحوه کلیدزنی تجهیزات سوئیچینگ به کار رفته در آن مورد بررسی قرار داد. به‌منظور افزایش کارایی اینورترهای قدرت، چندین ساختار پیشنهاد شده است که رایج‌ترین آن‌ها اینورترهای Cascade H-bridge و Diode-Clamped می‌باشند [۱-۲]. مزیت دو آرایش ذکر شده کاهش سرعت کلیدزنی تجهیزات است البته برای تحقق این امر نیاز به تعداد کلیدهای بیشتری می‌باشد. تعداد کلید در هر آرایش برابر $2(k-1)$ می‌باشد که k تعداد سطوح مورد نظر است. افزایش تعداد کلیدها پیچیدگی مدار را بیشتر و کنترل آن را دشوارتر می‌نماید.

در مورد نحوه کلیدزنی تجهیزات به کار رفته در اینورترهای قدرت، به دلیل پیشرفت ادوات نیمه‌هادی قدرت با توان کلیدزنی بالا و نیز الگوریتم‌های کنترل دور موتورهای القایی کاربرد روش مدولاسیون پهنای پالس^۲ (PWM) به سرعت در حال افزایش است [۳-۴].

تاکنون تکنیک‌های متعددی در زمینه مدولاسیون پهنای پالس ارائه شده است. یکی از تکنیک‌های مدولاسیون پهنای پالس که در اغلب موارد مورد استفاده قرار می‌گیرد مدولاسیون پهنای پالس سینوسی^۳ (SPWM) است [۳]. مدولاسیون پهنای پالس تزریق شده با هارمونیک سوم نیز تکنیک اصلاح‌شده‌ای است که سیگنال مرجع یک سیگنال سینوسی خالص نیست بلکه شامل هر دو مولفه اصلی و هارمونیک سوم می‌باشد [۵].

روش دیگری که در مدولاسیون پهنای پالس ارائه و به کار گرفته شده، روش بردار فضایی است. با گسترش تکنولوژی میکروپروسورها، مدولاسیون پهنای پالس بردار فضایی^۴ (SVPWM) تبدیل به روشی پرکاربرد در زمینه مدولاسیون پهنای پالس شده است [۶-۹].

در این مقاله سعی شده است تا روش‌های مدولاسیون پهنای پالس سینوسی و بردار فضایی به‌طور کامل توصیف شود و با شبیه‌سازی اینورتر در محیط سیمولینک نرم‌افزار MATLAB، ولتاژ خروجی اینورتر با اعمال هر دو روش کلیدزنی از نظر هارمونیک با هم مقایسه شوند.

۲- کنترل سرعت موتورهای القایی

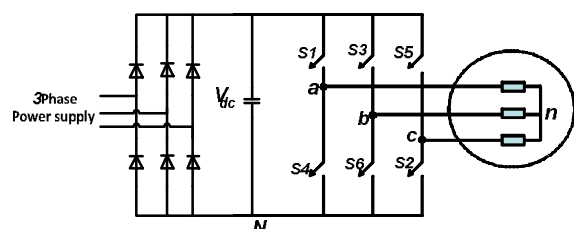
در بحث طراحی ماشین، سرعت ماشین از رابطه زیر محاسبه می‌شود:

$$n = \frac{120f}{p} \quad (1)$$

که f فرکانس ولتاژ اعمالی، p تعداد جفت قطب موتور و n سرعت سنکرون می‌باشد. با توجه به رابطه (۱) تغییر فرکانس ولتاژ اعمالی به استاتور، تغییر سرعت موتور را به دنبال خواهد داشت. در حال حاضر به منظور تغییر هم‌زمان فرکانس و ولتاژ و کنترل سرعت موتورهای القایی از اینورتر استفاده می‌شود.

۳- اینورتر

شکل (۱) ساختار پایه یک اینورتر منبع ولتاژ سه فاز را نشان می‌دهد که از ۶ عدد کلید تشکیل شده است. اینورتر سه فاز دارای سه ساق می‌باشد که هر ساق از دو کلید تشکیل و برای تولید یکی از فازها به کار می‌رود.



شکل (۱): ساختار پایه اینورتر منبع ولتاژ سه فاز

روش‌های گوناگونی برای کلیدزنی و در نتیجه کنترل اندازه و فرکانس ولتاژ خروجی اینورتر وجود دارد که هر یک هارمونیک‌هایی را در ولتاژ خروجی پدید می‌آورند.

¹ Voltage Source Inverter

² Pulse Width Modulation

³ Sinusoidal Pulse Width Modulation

⁴Space vector Pulse Width Modulation

که اندازه موج مرجع از موج حامل کم‌تر باشد پالس خروجی مقایسه‌کننده، کلید پایین ساق مربوط به آن فاز را روشن و کلید بالا را خاموش می‌کند.

شکل موج‌های ولتاژ خروجی اینورتر با تکنیک مدولاسیون پهنای پالس سینوسی در شکل (۲) نشان داده شده است.

در مدولاسیون پهنای پالس سینوسی، شاخص مدولاسیون^۴ با رابطه زیر تعریف می‌شود.

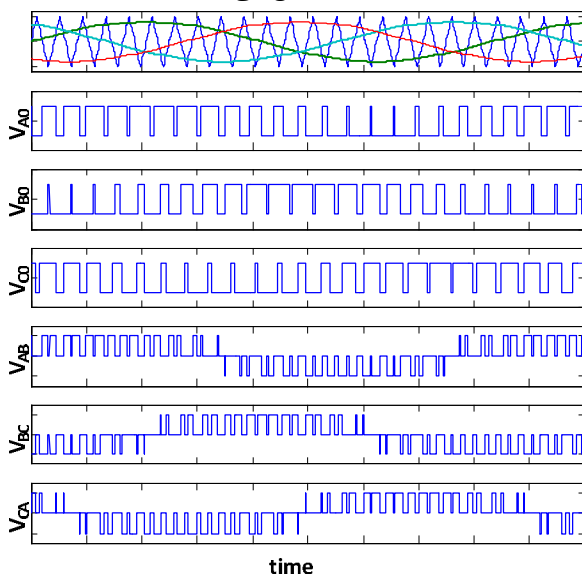
$$m_a = \frac{V_{control}}{V_{tri}} \quad (2)$$

شاخص مدولاسیون، $V_{control}$ اندازه سیگنال مرجع و V_{tri} اندازه موج حامل مثلثی می‌باشد.

نسبت فرکانس^۵ نیز از رابطه زیر به دست می‌آید.

$$m_f = \frac{f_{tri}}{f_{control}} \quad (3)$$

نسبت فرکانس، f_{tri} فرکانس موج حامل مثلثی و $f_{control}$ فرکانس سیگنال مرجع می‌باشد.



شکل (۲): مدولاسیون پهنای پالس سینوسی در اینورتر سه فاز

عملکرد مدولاسیون پهنای پالس را می‌توان به دو بخش تقسیم کرد:

تکنیک کلیدزنی انتخاب شده نقش قابل توجهی در کاهش یا حذف هارمونیک‌های ولتاژ خروجی اینورتر و کاهش تلفات کلیدزنی دارد.

۴- مدولاسیون پهنای پالس

مدولاسیون پهنای پالس، فرکانس و اندازه ولتاژ خروجی را با تولید پالس‌های کلیدزنی با زمان روشن بودن^۱ متغیر کنترل می‌کند که با تغییر هم‌زمان فرکانس و ولتاژ اعمالی به استاتور موتورهای القایی، امکان کنترل دور مطلوب این موتورها را فراهم می‌کند. اینورتر PWM از این جهت برجسته است که هارمونیک‌های مرتبه پایین ندارد و هارمونیک‌ها را بسته به فرکانس کلیدزنی به مرتبه‌های بالا انتقال می‌دهد. در مدولاسیون پهنای پالس کمترین مرتبه هارمونیک^۲ $2p-1$ است که p تعداد پالس‌ها در یک نیم سیکل است.

از شاخص‌های مهم مدولاسیون، کنترل ساده‌تر و اندازه بیش‌تر دامنه مولفه اصلی ولتاژ خروجی، دور بودن طیف هارمونیک‌ها از فرکانس اصلی، فرکانس کلیدزنی متغیر و اعوجاج هارمونیک کلی کم‌تر می‌باشد.

تاکنون در اینورترهای قدرت تکنیک‌های مدولاسیون پهنای پالس بردار فضایی، دوزنقه‌ای، سینوسی، سینوسی تعدیل شده، پله‌ای، گام به گام، تزریق هارمونیک، دلتا و جابجایی فاز به کار گرفته شده‌اند.

۴-۱- مدولاسیون پهنای پالس سینوسی

در روش مدولاسیون پهنای پالس بر پایه موج حامل، از دو موج حامل^۳ و موج مرجع^۳ استفاده می‌شود. یکی از روش‌های کلاسیک، مدولاسیون پهنای پالس سینوسی می‌باشد. در این روش موج مثلثی فرکانس بالا (موج حامل) با موج سینوسی (موج مرجع) که نماینده سیگنال خروجی مطلوب است مقایسه می‌شود.

در اینورتر سه فاز، موج حامل مثلثی با سه شکل موج سینوسی که با یکدیگر اختلاف فاز 120° دارند مقایسه می‌شود.

هر گاه اندازه موج مرجع مربوط به یک فاز از موج حامل مثلثی بیش‌تر باشد مقایسه‌کننده مربوط به هر فاز، پالسی را تولید می‌کند که کلید بالایی ساق مربوط به آن فاز را روشن و کلید پایین را خاموش می‌کند و در صورتی

¹ Duty Cycle

² Career Wave

³ Reference Wave

⁴ Modulation index

⁵ Frequency ratio

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (9)$$

در تئوری موتورهای القایی با ولتاژ و فرکانس ثابت، بردار فضایی ولتاژ استاتور در دستگاه مختصات قطبی یک دور کامل روی محیط دایره حرکت می‌کند.

مدولاسیون پهنای پالس بردار فضایی به صورت مستقیم می‌تواند بردار ولتاژ استاتور را از دستگاه دو فاز $\alpha - \beta$ به پالس های کلیدزنی تبدیل کند.

همان‌گونه که در شکل (۱) نشان داده شده است ولتاژ اعمالی به ماشین به صورت V_{an}, V_{bn}, V_{cn} تعریف شده و ولتاژهای قطب را که در اینورتر تولید می‌شوند، نشان می‌دهند. اینورتر دارای شش عدد کلید می‌باشد که هر ساق دارای دو کلید بوده و در هر لحظه فقط یکی از کلیدهای هر ساق می‌تواند روشن باشد. کلیدها را می‌توان به دو گروه بالایی (S1, S3, S5) و گروه پایینی (S2, S4, S6) تقسیم و هر حالت کلیدزنی را با یک عدد سه رقمی مشخص کرد که هر رقم وضعیت یکی از ساق‌ها را نشان دهد. در این صورت می‌توان ۸ حالت کلیدزنی مختلف تولید نمود. برای مثال حالت کلیدزنی $S=[1\ 0\ 0]^T$ به این مفهوم می‌باشد که از گروه بالا کلید S1 روشن و دو کلید S3 و S5 خاموش می‌باشند و مکمل این وضعیت، از گروه پایینی کلید S4 خاموش و کلیدهای S6 و S2 روشن هستند. با توجه به آرایش مذکور:

$$V_{aN} = V_{dc} \quad (10)$$

$$V_{bN} = V_{cN} = 0 \quad (11)$$

در تئوری ماشین:

$$\begin{cases} V_a - V_b = V_{aN} - V_{bN} = V_{dc} \\ V_a - V_c = V_{dc} \\ V_a + V_b + V_c = 0 \end{cases} \quad (12)$$

با حل دستگاه (۱۲) مقادیر زیر برای ولتاژها در حالت کلیدزنی $S=[1\ 0\ 0]$ به دست می‌آید:

$$V_a = \frac{2}{3}V_{dc}, V_b = -\frac{1}{3}V_{dc}, V_c = -\frac{1}{3}V_{dc} \quad (13)$$

۱- حالت خطی: در این حالت اندازه سیگنال حامل از اندازه سیگنال مرجع بزرگ‌تر است.

۲- حالت غیرخطی: در این حالت اندازه سیگنال مرجع بزرگ‌تر از اندازه سیگنال حامل می‌باشد.

اندازه سیگنال خروجی با تغییر اندازه سیگنال مرجع تغییر می‌کند. هم‌چنین به راحتی می‌توان فرکانس ولتاژ خروجی را با تغییر فرکانس سیگنال مرجع تغییر داد. بنابراین فرکانس موج مرجع سینوسی، فرکانس ولتاژ خروجی اینورتر و فرکانس موج مثلثی فرکانس کلیدزنی را تعیین می‌کند.

در روش مدولاسیون پهنای پالس سینوسی، اندازه مولفه اصلی ولتاژ فاز خروجی اینورتر از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$V_{ref} = V_{ph,1} = \frac{m.V_{dc}}{2} \quad (4)$$

که m شاخص مدولاسیون و ولتاژ مستقیم ورودی به اینورتر می‌باشد.

با توجه به رابطه (۴) بیشترین مقدار ولتاژ فاز خروجی اینورتر به ازای $m=1$ برابر $0.5V_{DC}$ می‌باشد.

۲-۳- مدولاسیون پهنای پالس بردار فضایی

ولتاژ متناوب سه فاز به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$V_a = V_m \cos(\omega t) \quad (5)$$

$$V_b = V_m \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \quad (6)$$

$$V_c = V_m \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \quad (7)$$

ولتاژ متناوب سه فاز در دستگاه ثابت $\alpha - \beta$ بصورت زیر به بردار فضایی تبدیل می‌شود:

$$\begin{aligned} V_{ref} &= |V_{ref}| e^{j\omega t} = V_\alpha + jV_\beta = \frac{2}{3}(V_a + \alpha V_b + \alpha^2 V_c) = \\ V_m (\cos(\omega t) + j \sin(\omega t)) &= V_m e^{j\omega t} \end{aligned} \quad (8)$$

که $\alpha = e^{j2\pi/3}$ و $\alpha^2 = e^{j4\pi/3}$ می‌باشد و نتیجه تبدیل، معادله یک دایره در دستگاه مختصات قطبی خواهد بود. طبق رابطه (۸) اندازه بردار ولتاژ مرجع برابر اندازه ولتاژ فاز سینوسی مطلوب می‌باشد.

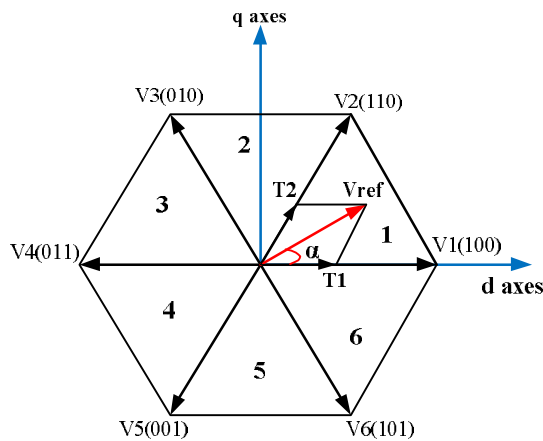
معادله (۸) را به صورت ماتریسی زیر نیز می‌توان نوشت:

²Switching State

¹Stationary System

$$t = \frac{60}{360} * \frac{1}{50} = 3.33ms \quad (16)$$

نمایش همه حالت‌های ممکن بردارهای فضایی، یک شش ضلعی منتظم را تشکیل خواهد داد که در شکل (۳) نشان داده شده است:



شکل(۳): شش ضلعی منتظم حالت‌های ممکن بردارهای فضایی

دو بردار صفر نیز وجود دارند که بردارهای $V_0(000)$ و $V_7(111)$ خواهند بود.

به‌طور مشابه می‌توان حالت‌های کلیدزنی دیگر را نیز محاسبه کرد که نتایج در جدول (۱) نشان داده شده است. در صورتی که حالت‌های کلیدزنی مختلف را در قالب رابطه بردار فضایی قرار دهیم مقادیر زیر برای حالت‌های مختلف به‌دست می‌آید:

$$\begin{aligned} V_2 &= \frac{2}{3} V_{dc} e^{j\pi/3} & V_1 &= \frac{2}{3} V_{dc} \\ V_4 &= \frac{2}{3} V_{dc} e^{j\pi} & V_3 &= \frac{2}{3} V_{dc} e^{j2\pi/3} \\ V_6 &= \frac{2}{3} V_{dc} e^{j5\pi/3} & V_5 &= \frac{2}{3} V_{dc} e^{j4\pi/3} \end{aligned} \quad (14)$$

در حالت کلی بردارهای فعال را می‌توان به‌صورت زیر نمایش داد:

$$V_k = \frac{2}{3} V_{dc} e^{j(k-1)\pi/3} \quad (15)$$

که k شماره سکتور می‌باشد. همه بردارهای غیرصفر دارای اندازه برابر $\frac{2}{3}$ بوده و زاویه بین بردارهای فضایی ولتاژ مجاور 60° درجه می‌باشد. همچنین با فرض اینکه فرکانس ولتاژ مرجع برابر 50 هرتز بوده و در هر دوره تناوب، بردار فضایی یک دور کامل می‌چرخد مدت زمانی که هر یک از بردارهای فضایی در وضعیت خود خواهند بود از رابطه زیر به‌دست می‌آید:

جدول (۱): حالات مختلف کلیدزنی اینورتر سه‌فاز در مدولاسیون پهنای پالس بردار فضایی

بردار ولتاژ	بردار کلیدزنی			ولتاژ قطب			ولتاژ فاز		
	A	B	c	V_{aN}	V_{bN}	V_{cN}	V_a	V_b	V_c
V_0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
V_1	1	0	0	V_{dc}	0	0	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$
V_2	1	1	0	V_{dc}	V_{dc}	0	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$
V_3	0	1	0	0	V_{dc}	0	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$
V_4	0	1	1	0	V_{dc}	V_{dc}	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$
V_5	0	0	1	0	0	V_{dc}	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$
V_6	1	0	1	V_{dc}	0	V_{dc}	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$
V_7	1	1	1	0	0	0	0	0	0

فرض کنید که ولتاژ سه فاز دارای سرعت زاویه‌ای $W=2\pi f$ باشد بنابراین یک دوره تناوب به مدت $T = \frac{1}{f}$ طول می‌کشد. اگر فرکانس موج حامل برابر f_s باشد نسبت فرکانسی برابر $R = \frac{f_s}{f}$ خواهد بود و این به این معنی است که واحد چرخش بردار فضایی ولتاژ باید R بار افزایش یابد.

۳-۲-۱- محاسبه زمان مربوط به هر حالت

در سیستم ثابت α - β چنانچه زاویه بین بردار مرجع و V_1 برابر باشد

$$\frac{|V_{ref}|}{\sin \frac{2\pi}{3}} = \frac{|T_1 \cdot V_1 / T_s|}{\sin(\frac{\pi}{3} - \theta)} = \frac{|T_2 \cdot V_2 / T_s|}{\sin \theta} \quad (20)$$

و با توجه به این که $V_1 = V_2 = \frac{2}{3} V_{dc}$ پس زمان مربوط به هر بردار ولتاژ از رابطه زیر به دست می‌آید:

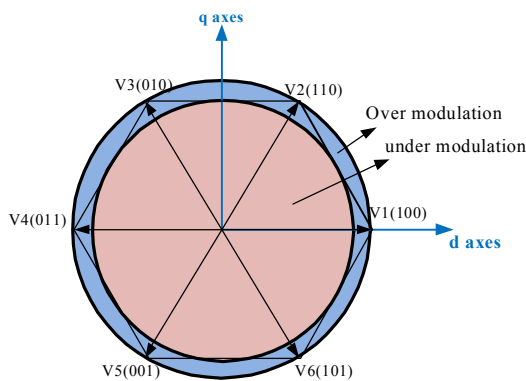
$$T_1 = \frac{\sqrt{3} V_{ref}}{V_{dc}} T_s \sin(\frac{\pi}{3} - \theta) \quad (21)$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{3} V_{ref}}{V_{dc}} T_s \sin \theta \quad (22)$$

که شاخص مدولاسیون طبق رابطه زیر تعریف می‌شود:

$$MI = \frac{\sqrt{3} V_{ref}}{V_{dc}} \quad (23)$$

برای تولید یک بردار فضایی چرخان با اندازه ثابت، بردار مرجع باید در داخل دایره محاط درون شش ضلعی قرار داشته باشد.



شکل (۵): محدوده مجاز برای حضور بردار مرجع

در شکل (۳) شش ضلعی منتظم به شش بخش تقسیم می‌شود که زاویه بین هر دو بردار مجاور 60° درجه می‌باشد و ترکیب هر دو بردار مجاور و بردارهای صفر می‌تواند هر بردار مرجع دل‌خواهی را در آن بخش تولید نماید.

$$\int_0^{T_s} V_{ref} dt = \int_0^{T_0} V_0 dt + \int_{\frac{T_0}{2}}^{T_0+T_k} V_k dt + \int_{T_0+T_k}^{T_0+T_k+T_{k+1}} V_{k+1} dt \quad (17)$$

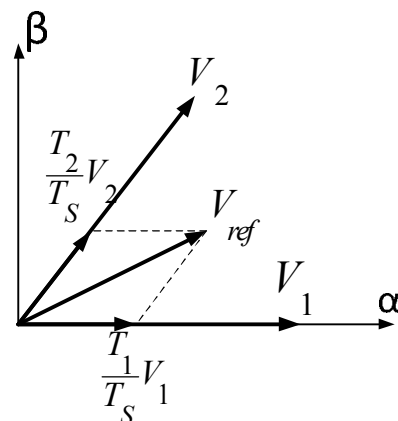
که

$$T_0 + T_k + T_{k+1} = T_s \quad (18)$$

چون دوره تناوب کلیدزنی به اندازه کافی کوچک است بنابراین در این مدت می‌توان V_{ref} را با تقریب ثابت فرض نمود. با توجه به این که $V_0 = V_7 = 0$ بنابراین معادله (۱۷) به صورت زیر تبدیل می‌شود:

$$V_{ref} T_s = V_k T_k + V_{k+1} T_{k+1} \quad (19)$$

در بحث تولید ولتاژ سینوسی می‌توان از ترکیبی از بردارهای فضایی استفاده کرد که از بردار $V_1(100)$ شروع می‌شود. هر بردار مرجع می‌تواند از ترکیب دو بردار مجاور که بردار مرجع در آن بخش قرار دارد و نیز بردارهای صفر تشکیل شود. برای مثال همان‌طور که در شکل (۴) نشان داده شده با هدف تولید بردار ولتاژ V_{ref} که در بخش یک قرار دارد از دو بردار غیر صفر (V_1, V_2) و دو بردار صفر (V_0, V_7) استفاده می‌شود [۱۲-۸].



شکل (۴): نمایش بردار فضایی و محاسبه زمان کلیدزنی با هدف تولید

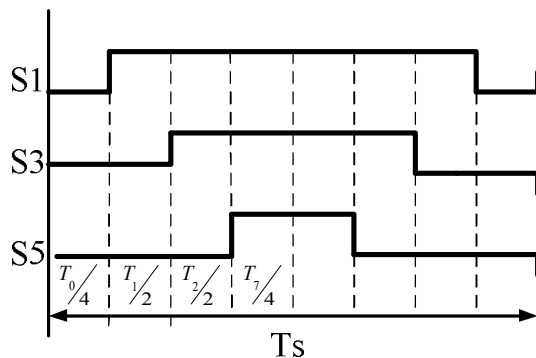
برداری ولتاژ V_{ref}

صورت $V_0 V_k V_{k+1} V_7 V_7 V_{k+1} V_k V_0$ و بخش‌های زوج ترتیب $V_0 V_{k+1} V_k V_7 V_7 V_k V_{k+1} V_0$ را داشته باشند. بهترین توالی بردارها برای بخش‌های مختلف در جدول (۲) نشان داده شده است [۸-۱۲]:

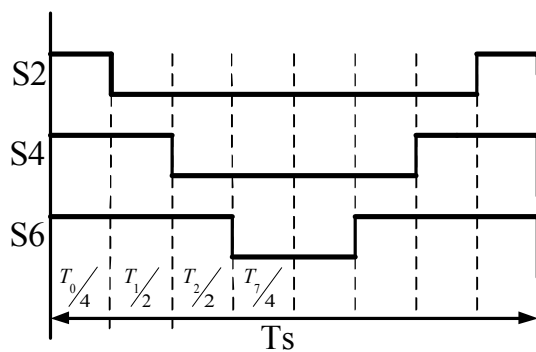
جدول (۲): بهترین توالی حالت بردارها برای بخش‌های مختلف

توالی حالت‌ها	بردار مرجع
۰-۱-۲-۷-۷-۲-۱-۰	سکتور ۱ ($0 < \alpha < 60$)
۰-۳-۲-۷-۷-۲-۳-۰	سکتور ۲ ($60 < \alpha < 120$)
۰-۳-۴-۷-۷-۴-۳-۰	سکتور ۳ ($120 < \alpha < 180$)
۰-۵-۴-۷-۷-۴-۵-۰	سکتور ۴ ($180 < \alpha < 240$)
۰-۵-۶-۷-۷-۶-۵-۰	سکتور ۵ ($240 < \alpha < 300$)
۰-۱-۶-۷-۷-۶-۱-۰	سکتور ۶ ($300 < \alpha < 360$)

با استفاده از جدول (۲) پس از چرخش ولتاژ مرجع به اندازه یک دور، R بردار ترکیبی خواهیم داشت که برای بخش یک پالس‌های کلیدزنی در شکل‌های (۷) و (۸) نشان داده شده است:



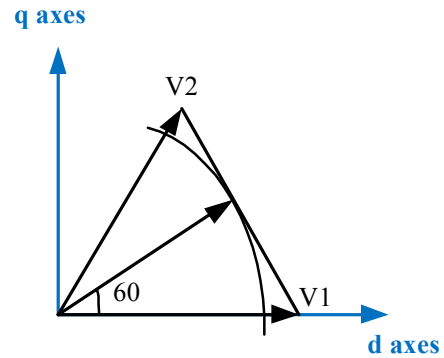
شکل (۷): پالس‌های کلیدزنی SVPWM مربوط به کلیدهای گروه بالا برای بخش یک



شکل (۸): پالس‌های کلیدزنی SVPWM مربوط به کلیدهای گروه پایین برای بخش یک

بنابراین با توجه به شکل (۶) بیش‌ترین اندازه مجاز بردار فضایی از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$V_{ref(max)} = \frac{2}{3} V_{dc} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} = 0.577 V_{dc} \quad (24)$$



شکل (۶): بیش‌ترین اندازه مجاز بردار فضایی مرجع

در حالت کلی زمان مربوط به بردارهای فعال از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$\begin{pmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{pmatrix} = \sqrt{3} \frac{T_s}{V_{dc}} \begin{bmatrix} \sin \frac{k\pi}{3} & -\cos \frac{k\pi}{3} \\ -\sin \frac{(k-1)\pi}{3} & \cos \frac{(k-1)\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{pmatrix} \quad (25)$$

که T_k زمان مربوط به بردار V_k ، T_{k+1} زمان مربوط به بردار V_{k+1} ، T_s دوره تناوب کلیدزنی، V_{dc} ولتاژ مستقیم ورودی به اینورتر و V_α و V_β مولفه‌های بردار مرجع V_{ref} در راستای محورهای $\alpha - \beta$ می‌باشند.

زمان مربوط به بردارهای ولتاژ صفر نیز از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$T_0 = T_7 = \frac{T_s - T_k - T_{k+1}}{2} \quad (26)$$

به منظور کاهش تلفات کلیدزنی، توالی حالت‌ها به گونه‌ای در نظر گرفته می‌شود که گذار از یک حالت به حالت بعدی، فقط با کلیدزنی یکی از ساق‌های اینورتر صورت پذیرد. برای تحقق چنین وضعیتی باید توالی با یک حالت صفر شروع و با حالت صفر بعدی خاتمه یابد. برای تکمیل دوره تناوب، توالی حالت‌ها باید معکوس شده و با همان حالت صفر اول خاتمه یابد. برای داشتن کم‌ترین تعداد کموتاسیون، باید توالی بردارها برای بخش‌های فرد به

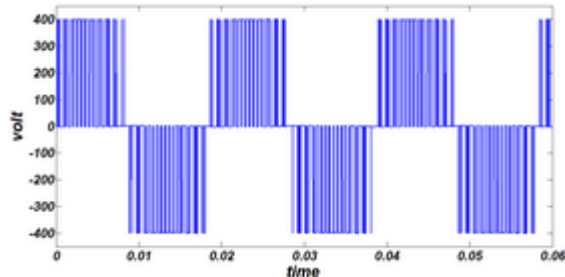
۴- شبیه‌سازی

در شکل (۹) نمونه یک اینورتر منبع ولتاژ سه فاز که در نرم افزار Matlab ترسیم شده، نشان داده شده است. مدار مورد استفاده برای شبیه‌سازی دارای یک اینورتر سه فاز می‌باشد که ولتاژ DC ورودی ۴۰۰ ولت را به ولتاژ خروجی متناوب سه فاز تبدیل می‌کند. اینورتر سه فاز، باری ۲۰۸ ولتی به بزرگی ۱ کیلووات و ۰.۵ کیلوولت آمپر را تغذیه می‌کند. مدار تولید پالس به منظور کلیدزنی اینورتر با هر دو تکنیک مدولاسیون پهنای پالس سینوسی و بردار فضایی طراحی شده است. به منظور مقایسه بهتر تکنیک‌ها، دو سناریوی مشابه با مشخصات فرکانس کلیدزنی ۱۰۸۰ هرتز، شاخص مدولاسیون ۰.۸۵ و فرکانس موج مرجع برابر ۵۰ هرتز در نظر گرفته شده است.

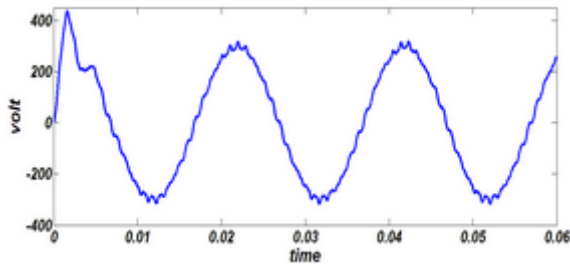
پارامتری که به منظور مقایسه تکنیک‌های مدولاسیون پهنای پالس سینوسی و بردار فضایی در تولید ولتاژ سینوسی با هارمونیک کم‌تر مورد استفاده قرار گرفته، پارامتر اعوجاج هارمونیک کل (THD) می‌باشد که در رابطه (۲۷) بیان شده است:

$$THD = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + V_5^2 + \dots}}{V_1} \quad (27)$$

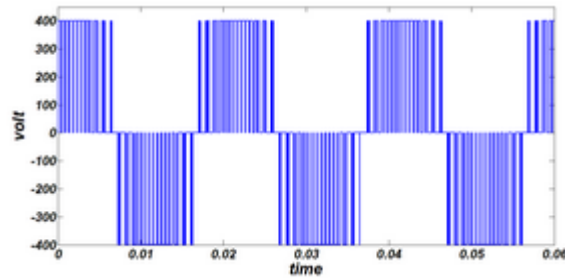
که THD اعوجاج هارمونیک کل و V_i ها اندازه مولفه هارمونیک مرتبه i می‌باشند. هر ولتاژی که دارای اعوجاج هارمونیک کل کمتری باشد شباهت بیشتری با موج سینوسی داشته و در نتیجه روش مورد استفاده، روش مناسب‌تری می‌باشد. شکل موج ولتاژهای خروجی اینورتر با هر دو تکنیک PWM در شکل‌های (۱۰) الی (۱۳) نشان داده شده‌اند.



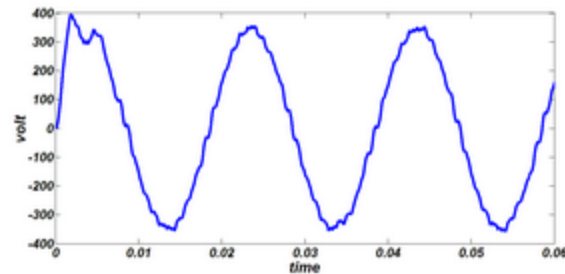
شکل (۱۰): ولتاژ خروجی اینورتر با تکنیک SPWM



شکل (۱۱): ولتاژ خط بار با تکنیک SPWM

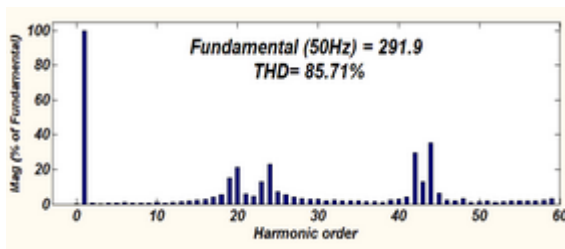


شکل (۱۲): ولتاژ خروجی اینورتر با تکنیک SVPWM

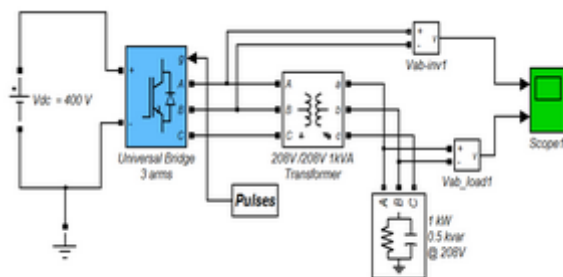


شکل (۱۳): ولتاژ خط بار با تکنیک SVPWM

تحلیل هارمونیک ولتاژهای تولید شده و پارامتر THD در شکل‌های (۱۴) الی (۱۷) نشان داده شده است.



شکل (۱۴): تحلیل هارمونیک ولتاژ خروجی اینورتر با مدولاسیون پهنای پالس سینوسی

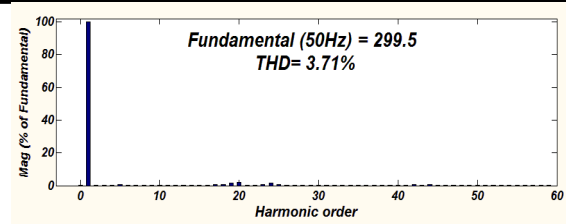


شکل (۹): مدار تغذیه یک بار سه فاز با استفاده از اینورتر

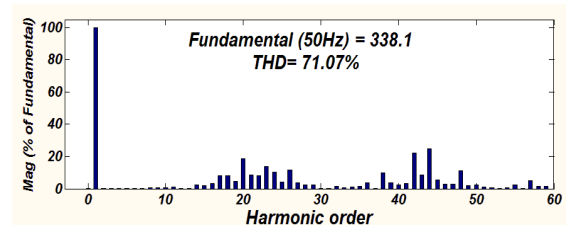
SPWM تولید کرد و در نتیجه بیشترین بهره را از منبع ولتاژ DC ورودی برد.

۶- مراجع:

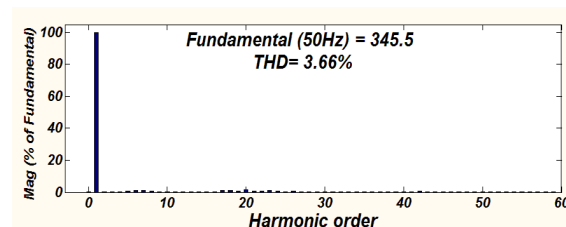
- [1] K. Corzine and Y. Familant, "A New Cascaded Multilevel H-Bridge Drive", IEEE Transactions Power Electron., Vol. 17, No.1, pp. 125-131, H.Stemmler, 2002.
- [2] X. Yuan and I. Barbi, "Fundamentals of a New Diode Clamping multilevel Inverter", IEEE Transactions Power Electron., Vol. 15, No.4, pp. 711-718, 2000.
- [3] K. Zhou and D. Wang, "Relationship Between Space-Vector Modulation and Three-Phase Carrier-Based PWM: A Comprehensive Analysis", IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 49, No. 1, February 2002.
- [4] G.D. Holmes and T.A. Lipo, "Pulse Width Modulation for Power Converters - Principles and Practice", IEEE Press Series on Power Eng., John Wiley and Sons, Piscataway, NJ, USA, 2003.
- [5] I. Colak, R. Bayindir and E. Kabalci, "A Modified Harmonic Mitigation Analysis Using Third Harmonic Injection PWM in a Multilevel Inverter Control Power", 14th International Electronics and Motion Control Conference, 2010.
- [6] R. L. Swamy and P. S. Kumar, "Speed Control of Space Vector Modulated Inverter Driven Induction Motor", International Multi Conference of Engineers and Computer Scientists, Hong Kong, Vol 2, IMECS, 19-21, March 2008.
- [7] V.T. Somasekhar, S. Srinivas and K. Gopakumar, "A Space Vector Based PWM Switching Scheme for the Reduction of Common-Mode Voltages for a Dual Inverterfed Open-End Winding Induction Motor Drive," Conf. Proc. IEEE-PESC, Recife, Brazil, pp. 816-821, 2005.
- [8] A. M. Nazlee, N. H. Hamid, F. A. Hussin and N. B. Ali, "Space Vector PWM for PMSM Simulation Using Matlab Simulink", IEEE Asia Pacific



شکل (۱۵): تحلیل هارمونیکی ولتاژ خط بار با مدولاسیون پهنای پالس سینوسی



شکل (۱۶): تحلیل هارمونیکی ولتاژ خروجی اینورتر با مدولاسیون پهنای پالس بردار فضایی



شکل (۱۷): تحلیل هارمونیکی ولتاژ خط بار با مدولاسیون پهنای پالس بردار فضایی

با مقایسه پارامتر اعوجاج هارمونیکی کل برای ولتاژهای تولیدشده توسط اینورتر سه فاز با دو روش SVPWM و SPWM مشخص است که روش بردار فضایی هارمونیکی کمتری نسبت به روش سینوسی تولید می‌کند و در نتیجه روش مناسب‌تری از نظر تولید هارمونیکی در سیستم قدرت می‌باشد.

۵- نتیجه‌گیری

در این مقاله، تکنیک‌های مدولاسیون پهنای پالس سینوسی و بردار فضایی به‌طور کامل توصیف شد. سپس با شبیه‌سازی اینورتر سه فاز در محیط سیمولینک Matlab، ولتاژهای تولیدشده توسط هر دو روش از لحاظ هارمونیکی با هم مقایسه و با محاسبه پارامتر اعوجاج هارمونیکی کل مشخص شد که روش مدولاسیون پهنای پالس بردار فضایی نسبت به روش سینوسی، هارمونیکی کمتری تولید می‌کند و در نتیجه روش کارآمدتری است. هم‌چنین با توجه به روابط (۴) و (۲۴) و مقایسه بیشترین ولتاژ خروجی تولیدشده در هر دو تکنیک مشخص می‌شود که در SVPWM می‌توان ولتاژ خروجی بیش‌تری نسبت به روش

- Conference on circuits and Systems (APCCAS),2010.
- [9] O. Ogasawara, H. Akagi and A. Nabel, "A Novel PWM Scheme of Voltage Source Inverters Based on Space Vector Theory", EPE European Conf. Power Electronics and Applications, pp. 1197–1202, 1989.
- [10] P. Tripura, Y. S. K. Babu and Y. R. Tagore, "Space Vector Pulse Width Modulation Schemes for Two-Level Voltage Source Inverter", ACEEE Int. J. on Control System and Instrumentation, Vol. 02, No. 03, October 2011.
- [11] J. W. JUNG, "Space Vector PWM", Department of Electrical and Computer Engineering the Ohio State University, february, 2005.
- [12] J. B. V. Subrahmanyam and Sankar, "Application of SVPWM Technique to Three Level Voltage Source Inverter", International Journal of Engineering and Technology, Vol. 1, No. 1, October 2011.