JIPET

Journal of Intelligent Procedures in Electrical Technology
Vol. 13/ No. 52/ Winter 2023
P-ISSN: 2322-3871, E-ISSN: 2345-5594, http://jipet.iaun.ac.ir/

https://dorl.net/dor/20.1001.1.23223871.1401.13.52.1.6
Research Article

A Novel Approach for Comprehensive State-space Modeling of the Multilevel Grid Connected Inverters

Hassan Manafi Miralilu[1], ***Ph.D Student*, Mahdi Salimi[1]**, ***Assistant Professor*, Jafar Soltani[1,2]**, ***Professor*, Adel Akbarimajd[1,3]**, ***Professor***

[1]Department of Electrical Engineering, Ardabil Branch, Islamic Azad University, Ardabil, Iran
[2]Faculty of Electrical and Computer Engineering, Isfahan University of Technology, Isfahan, Iran
[3]Department of Electrical Engineering, University of Mohaghegh Ardabili, Ardabil, Iran
h.manafi@iauardabil.ac.ir, m.salimi@iauardabil.ac.ir, j1234sm@iut.ac.ir, akbarimajd@uma.ac.ir

Abstract
In this paper, a novel approach for comprehensive state-space modelling of the grid connected multi-level inverters is proposed. Details of the developed method is presented using cascaded H-bridge converters, however it can be applied to other topologies of the grid connected inverters as well. In multi-level converters, due to their nonlinear characteristic, application of the nonlinear controllers is more beneficial to ensure stability of the system in a wide range of operation. Hence, the state-space model is required to design a nonlinear controller. To achieve converter model, it is divided into some sub-circuits considering different operational intervals in a switching cycle. To verify accuracy and effectiveness of the obtained state-space model, a laboratory setup of a multi-level. Converter with two H-bridges has been designed and implemented. Also, results of the developed state-space model has been compared with the simulation/experimental results of the grid-connected converter. According to the simulation and experimental result, accuracy of the model is verified. It should be noted that all of the simulations have been performed by EMTDC/PSCAD toolbox.

Keywords: cascaded multilevel inverter, H-bridge converter, nonlinear controller, state-space modeling

Received: 30 August 2021
Revised: 26 September 2021
Accepted: 2 November 2021

Corresponding Author: Dr. Mahdi Salimi

Citation: H. Manafi Miralilu, M. Salimi, J. Soltani, A. Akbarimajd, "A novel approach for comprehensive state-space modeling of the multilevel grid connected inverters", Journal of Intelligent Procedures in Electrical Technology, vol. 13, no. 52, pp. 33-52, March 2023 (in Persian).

https://dorl.net/dor/20.1001.1.23223871.1401.13.52.1.6
مقاله پژوهشی

روشی جامع برای مدل‌سازی عمومی فضای حالت مبدل‌های چندسطحی متوالی متصل به شبکه

حسن منافی میرعلیلو[۱]، دانشجوی دکتری، مهدی سلیمی[۱]، استادیار، جعفر سلطانی[۱،۲]، استاد، عادل اکبری مجد[۱،۳]، استاد

۱- گروه برق- واحد اردبیل، دانشگاه آزاد اسلامی، اردبیل، ایران
۲- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر- دانشگاه صنعتی اصفهان، اصفهان، ایران
۳- دانشکده مهندسی برق- دانشگاه محقق اردبیلی، اردبیل، ایران
h.manafi@iauardabil.ac.ir, m.salimi@iauardabil.ac.ir, j1234sm@iut.ac.ir, akbarimajd@uma.ac.ir

چکیده: در این مقاله برای مدل‌سازی فضای حالت عمومی مبدل چندسطحی سری متصل به شبکه، روشی جامع پیشنهاد شده است. در اینورترهای چندسطحی به دلیل غیرخطی بودن رفتار آنها، برای تضمین پایداری سیستم در حوزه کاری وسیع استفاده از کنترل‌کننده غیرخطی اجتناب ناپذیر است. برای همین منظور مدل‌سازی فضای حالت جهت طراحی این نوع کنترل‌کننده‌ها لازم است. مدل پیشنهاد شده برای حالت کلی مبدل با تعداد n پل ارائه شده است. برای راستی آزمایی مدل فضای حالت به‌دست آمده، یک نمونه آزمایشگاهی از مبدل چندسطحی با دوپل طراحی و ساخته شده و نتایج مربوط به شبیه‌سازی مدل فضای حالت به‌دست آمده با نتایج شبیه‌سازی مبدل متصل به شبکه و نتایج عملی مقایسه شده است. مقایسه نتایج نشان‌دهنده درستی عملکرد مدل است. همچنین شبیه‌سازی‌های مربوطه توسط نرم‌افزار تخصصی EMTDC/PSCAD انجام یافته است.

کلمات کلیدی: اینورتر چندسطحی، کنترل غیرخطی، مبدل‌های پل H، مدل فضای حالت

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۰/۶/۸
تاریخ بازنگری مقاله: ۱۴۰۰/۷/۴
تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۰/۸/۱۱

نام نویسنده‌ی مسئول: دکتر مهدی سلیمی
نشانی نویسنده‌ی مسئول: اردبیل- میدان بسیج- دانشگاه آزاد اسلامی واحد اردبیل- دانشکده فنی و مهندسی - گروه برق

۱- مقدمه

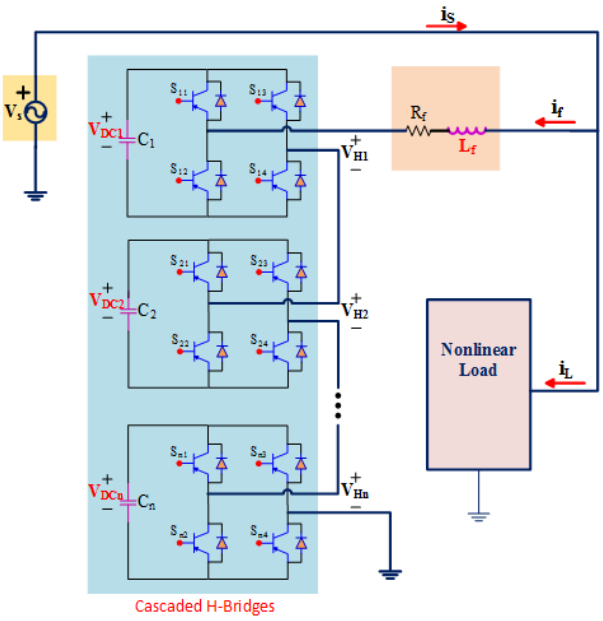
در سال‌های اخیر همزمان با افزایش مشکلات ناشی از آلودگی محیط زیست و همچنین کاهش ذخایر انرژی‌های فسیلی و با توسعه استفاده کشورهای پیشرفته و در حال توسعه از سیستم‌های تولید پراکنده مبتنی بر تجدیدپذیر (مانند فتوولتائیک، انرژی بادی و ...)، ادوات سیستم‌های انتقال انعطاف پذیر متناوب[۱] (FACTS) و فیلترهای فعال قدرت[۲] (APF)، مبدل‌های متصل به شبکه به‌طور گسترده‌ای در کاربردهای مختلف با ولتاژ متوسط توان بالا، ولتاژ پایین توان پایین، سیستم‌های متصل به شبکه و برخی کاربردهای خاص مورد استفاده قرار گرفته‌اند [۶-۱].

در میان مبدل‌های متصل به شبکه، مبدل‌های چند سطی یکی از پرکاربرد ترین تجهیزات مورد استفاده در کاربردهای توان بالا می‌شود [۱۰-۷]. در سال‌های اخیر به خاطر داشتن مزایایی مانند توانایی کارکرد در توان‌های بالا، تولید شکل موج‌های خروجی با اعوجاج پائین و نرخ تغییرات ولتاژ (dv/dt) کمتر بر روی ادوات کلیدزنی در مقایسه با اینورترهای معمولی توسعه داده شده‌اند [۲،۷]. در این میان سه نوع مبدل چندسطحی دیود کلمپ، خازن شناور و سری (کسکاد یا آبشاری) از جمله مهمترین و معروفترین مبدل‌های چند سطحی به شمار می‌روند [۱۶-۱۱]. در مقایسه با سایر مبدل‌های چند سطحی، مبدل چند سطحی سری به جهت ساختار ماژولار، روش‌های کلیدزنی متنوع و نیاز به تجهیزات کمتر، برای کاربردهای توان متوسط و توان بالا ترجیح داده می‌شوند [۴،۱۷،۱۸].

استراتژی مدولاسیون پهنای پالس[۳] (PWM) در اینورترهای چند سطحی به دو دسته اصلی تقسیم می شود: مناسب برای فرکانس کلیدزنی بالا و مناسب برای فرکانس کلیدزنی پایین که در فرکانس کلیدزنی بالا از روش‌های مدولاسیون پهنای پالس سینوسی[۴] (SPWM) و مدولاسیون بردار فضایی و در فرکانس کلیدزنی پایین معمولا از روش‌های حذف هارمونیک‌های انتخابی و کاهش هارمونیک‌های انتخابی استفاده می‌شود [۱۹]. در میان ساختارهای مختلف مبدل‌های چندسطحی، از آنجایی که ساختار پل‌های سری[۵] جهت کاربرد در تجهیزات با ولتاژ متوسط ترجیح داده می شوند [۱۸]، استفاده از مدولاسیون پهنای پالس برای این ساختار مناسب به نظر می‌رسد. برای کنترل ولتاژ لینک DC در این مبدل‌ها، روش‌های مختلف PWM وجود دارد که مدولاسیون مبتنی بر موج حامل شامل مدولاسیون پهنای پالس شیفت فاز[۶] (PSPWM) و مدولاسیون پهنای پالس شیفت سطح[۷] (LSPWM) جزو بیشترین و معروفترین روش‌ها می‌شود [۲۰].

در برخی از مقاله‌های علمی مدل فضای حالت برای مبدل‌های چند سطحی ارائه شده است [۲۱]. مدل فضای حالت سیکل کلیدزنی[۸] را برای یک مبدل چندسطحی ماژولار[۹] (MMC) پیشنهاد کرده است. تفاوت این مدل نسبت به سایر مدل‌های مشابه در این است که آنالیز آن بر مبنای تابع کلیدزنی انجام شده و دارای روابط خازن برای هر کدام از سلول‌های جداگانه است. همچنین در مرجع [۲۲] نیز مدل‌سازی فضای حالت مبتنی بر ولتاژ برای مبدل‌های چندسطحی ماژولار ارائه شده است [۲۳]. مدل‌سازی فضای حالت هارمونیکی تکفاز برای مبدل‌های چندسطحی ماژولار با جبران‌سازی ولتاژ توالی فاز[۱۰] را برای حذف اثر توالی صفر ولتاژ کوپلینگ بر مبنای تئوری فضای حالت هارمونیکی خطی شده و مشخص کردن دقیق مشخصات هارمونیک‌های داخلی MMC ارائه کرده است. میگوئل و همکارانش در مرجع [۲۴] مدل فضای حالت مبدل چندسطحی دیود کلمپ را ارائه کرده‌اند که یک مدل عمومی، m سطحی است ولی نیاز به چندین کنترل‌کننده خطی و غیرخطی برای حلقه‌های مختلف مبدل می‌تواند پیچیدگی و هزینه سیستم را بالا ببرد. در نوشته‌های دیگر علمی نیز مدل فضای حالت برای مبدل‌های چند سطحی ارائه شده است [۲۶-۲۵]. ولی تا کنون در مورد مبدل چندسطحی سری متصل به شبکه با مدولاسیون پهنای پالس سینوسی مدل فضای حالت ارائه نشده است.

در این مقاله نحوه مدولاسیون پهنای پالس و معادلات حالت یک مبدل چند سطحی سری با تعداد دلخواه پل‌های اینورتری در بخش ۲ ارائه شده و در نهایت مدل فضای حالت کلی (عمومی) این ساختار به‌دست آمده است که با توجه به استفاده این ساختار در کاربردهای الکترونیک قدرت و همچنین نیاز مبرم مدل فضای حالت در طراحی کنترل کننده‌ها، اهمیت این امر بیش از پیش به نظر می‌رسد. در بخش ۳ راستی آزمایی مدل به‌دست آمده انجام شده و نتایج حاصل از شبیه سازی و نتایج عملی در حالت‌های دائمی و دینامیکی آورده شده است.



شکل (۱): ساختار کلی اینورتر چندسطحی سری متصل به شبکه

Figure (1): The general structure of a network-connected cascaded multilevel inverter

۲- مدل‌سازی

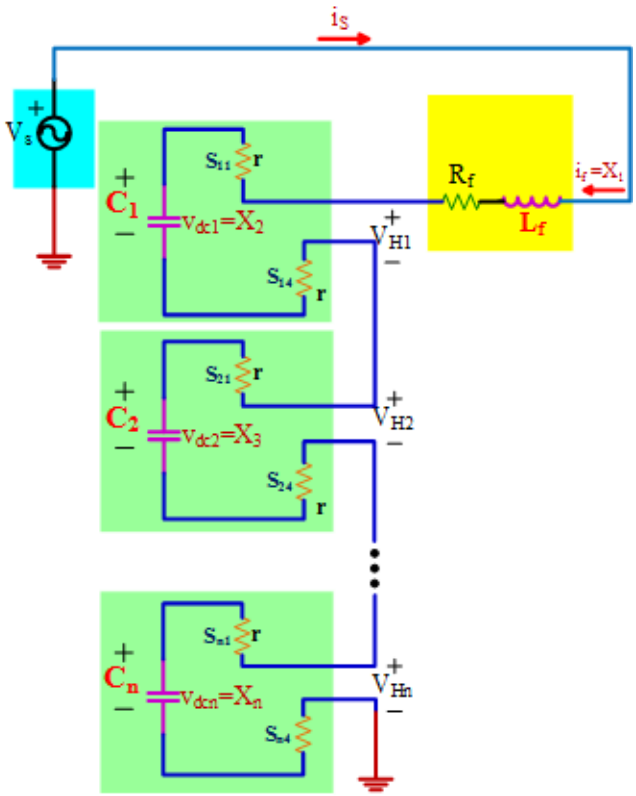
شکل (۱) ساختار کلی یک اینورتر چندسطحی سری متصل به شبکه، شامل اینورتر چندسطحی سری و یک بار غیرخطی را نشان می‌دهد. برای مدل‌سازی اینورتر چندسطحی سری متصل به شبکه، مطابق شکل (۲) و با فرض اینکه تمامی پل‌های اینورتر روشن باشند، می‌توان قوانین کیرشهف را برای این ساختار به‌صورت زیر نوشت:

$$\begin{cases} V_s = (V_{DC1} + V_{DC2} + \ldots + V_{DCn}) + (R_f + 4r) i_f + L_f \dfrac{d\, i_f}{dt} \\ i_f = C_1 \dfrac{d\, V_{DC1}}{dt} \\ i_f = C_2 \dfrac{d\, V_{DC2}}{dt} \\ \vdots \\ i_f = C_n \dfrac{d\, V_{DCn}}{dt} \end{cases} \tag{۱}$$

با تعریف متغیرهای حالت به صورت زیر:

$$\begin{cases} x_1 = i_f \\ x_2 = v_{DC1} \\ x_2 = v_{DC2} \\ \\ x_{n+1} = v_{DCn} \end{cases} \tag{۲}$$

معادلات حالت به‌صورت رابطه (۳) نوشته می‌شوند. با فرض اینکه کلیدزنی اینورتر مطابق شکل (۳)، با استفاده از روش PWM انجام شود [۲۰]، سیگنال‌های کلیدزنی با مقایسه موج حامل فرکانس بالا (V_{tri}) و موج کنترل AC مطلوب ($V_{control}$) تولید می‌شوند. به دلیل فرکانس بالای کلیدزنی می‌توان فرض کرد که سیگنال کنترلی در یک دوره تناوب کلیدزنی تقریبا ثابت است [۲۷]. در ادامه با بررسی دو مورد اینورتر چندسطحی سری با ساختار دو و سه H-Bridge، مدل فضای حالت عمومی این اینورتر با ساختار n پل به‌دست آمده است.



شکل (۲): ساختار کلی اینورتر چندسطحی سری متصل به شبکه با فرض روشن بودن تمامی پل‌ها

Figure (2): The general structure of a network-connected cascaded multilevel inverter, assuming that all bridges are on.

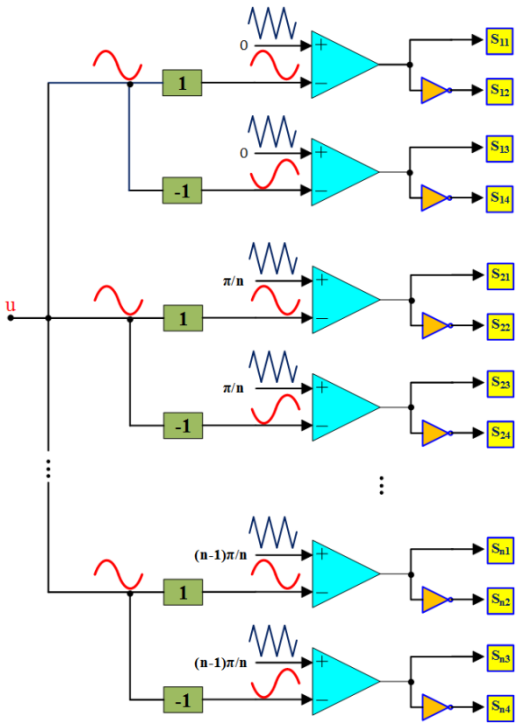
$$\begin{bmatrix}\dot{x}_1\\ \dot{x}_2\\ \dot{x}_3\\ \vdots\\ \dot{x}_4\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}-\frac{R_c+4r}{L_f} & -\frac{1}{L_f} & -\frac{1}{L_f} & \cdots & -\frac{1}{L_f}\\ \frac{1}{c_1} & 0 & 0 & \cdots & 0\\ \frac{1}{c_1} & 0 & 0 & \cdots & 0\\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots\\ \frac{1}{c_1} & 0 & 0 & \vdots & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}x_1\\ x_2\\ x_3\\ \vdots\\ x_4\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}\frac{1}{L_f}V_s\\ 0\\ 0\\ \vdots\\ 0\end{bmatrix} \qquad (۳)$$

۲-۱- اینورتر چندسطحی سری با ساختار دو پل

شکل (۴)، موج‌های حامل و کنترلی اینورتر چندسطحی سری با دو H-Bridge را برای نیم سیکل مثبت سیگنال کنترلی ($V_{control}$) نشان می‌دهد. مطابق شکل (۴-الف)، به‌ازای سیگنال کنترل در بازه ۰/۵ الی ۱ برای دو H-Bridge تعداد ۸ حالت کاری در یک دوره تناوب کلیدزنی وجود دارد.

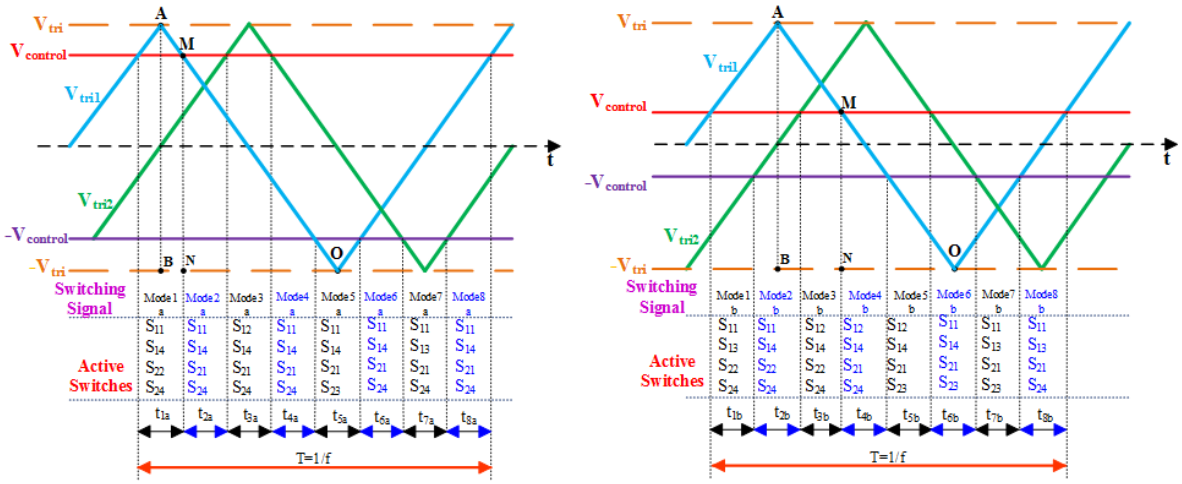
سیگنال‌های کلیدزنی اینورتر ۱ از مقایسه موج حامل ۱ و سیگنال کنترلی $V_{control}$ و $V_{control}-$ به‌دست می‌آیند و به‌طور مشابه سیگنال‌های کلیدزنی اینورتر ۲ از مقایسه موج حامل ۲ و سیگنال‌های کنترلی $V_{control}$ و $V_{control}$ - به‌دست می‌آیند:

$$\begin{cases}\begin{bmatrix}\dot{x}_1\\ \dot{x}_2\\ \dot{x}_3\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}-\frac{R_c+4r}{L_f} & -\frac{1}{L_f} & 0\\ \frac{1}{c_1} & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}x_1\\ x_2\\ x_3\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}\frac{1}{L_f}V_s\\ 0\\ 0\end{bmatrix}\\ \dot{x}=A_1X+B\end{cases} \qquad (۴)$$



شکل (۳): ساختار کلی کلیدزنی PWM مبدل چندسطحی سری متصل به شبکه

Figure (3): General PWM switching structure of network-connected cascaded multi-level converter



(الف) سیگنال کنترل در بازه ۰/۵ الی ۱

(ب) سیگنال کنترل در بازه ۰ الی ۰/۵

شکل (۴): موج‌های حامل و کنترل اینورتر چندسطحی سری با ساختار دو H-Bridge برای نیم سیکل مثبت سیگنال کنترلی

Figure (4): Carrier and control waves of cascaded multi-level inverter with Tow H-Bridge structure for positive half-cycle of control signal, (a) Control signal in the range of 0.5 to 1, (b) Control signal in the range of 0 to 0.5

برای حالت‌های کاری ۱ و ۳ همواره فقط H-Bridge1 در حالت مثبت روشن است. همچنین برای حالت‌های کاری ۵ و ۷ فقط H-Bridge2 و برای حالت‌های کاری ۲، ۴، ۶ و ۸ همواره هر دو H-Bridge روشن می‌شود. با توجه به شکل (۲) و (۱) تا (۳) معادلات حالت مودهای کلیدزنی ۱ و ۳ به‌صورت (۴)، مودهای ۵ و ۷ به‌صورت (۵) و معادلات حالت مودهای کلیدزنی ۲، ۴، ۶ و ۸ به صورت (۶) نوشته می‌شوند.

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_c+4r}{L_f} & 0 & -\frac{1}{L_f} \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{c_2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} V_s \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\ \dot{x} = A_2 X + B \end{cases} \tag{۵}$$

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_c+4r}{L_f} & -\frac{1}{L_f} & -\frac{1}{L_f} \\ \frac{1}{c_1} & 0 & 0 \\ \frac{1}{c_2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} V_s \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\ \dot{x} = A_3 X + B \end{cases} \tag{۶}$$

با توجه به حالت‌های کلیدزنی مذکور می‌توان معادلات حالت متوسط را در یک دوره تناوب کلیدزنی برای اینورتر چندسطحی سری شامل دو H-Bridge به‌صورت زیر به‌دست آورد:

$$\dot{X} = A_{avg} X + B_{avg} \tag{۷}$$

$$A_{avg} = \left(1/T\right)\left(t_1 A_1 + t_2 A_3 + t_3 A_1 + t_4 A_3 + t_5 A_2 + t_6 A_3 + t_7 A_2 + t_8 A_3\right) \tag{۸}$$

$$B_{avg} = \left(1/T\right)\left(t_1 B + t_2 B + \cdots + t_8 B\right) \tag{۹}$$

با در نظر گرفتن زمان حالت‌های مختلف کلیدزنی به‌صورت زیر:

$$t_1 = t_3 = t_5 = t_7 = DT, D \in \left[0, \frac{1}{4}\right] \tag{۱۰}$$

$$t_2 = t_4 = t_6 = t_8 = \frac{1-4D}{4} T, D \in \left[0, \frac{1}{4}\right] \tag{۱۱}$$

و با توجه به رابطه‌های (۷) الی (۱۴) و با در نظر گرفتن شکل (۴) مقدار A_{avg} و B_{avg} به‌صورت زیر به‌دست می‌آیند:

$$A_{avg} = 2D A_1 + 2D A_2 + (14D) A_3 \tag{۱۲}$$

$$A_{avg} = \begin{bmatrix} -\frac{R_c+4r}{L_f} & -\frac{(1-2D)}{L_f} & -\frac{(1-2D)}{L_f} \\ (1-2D)\, 1/c_1 & 0 & 0 \\ (1-2D)\, 1/c_1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{۱۳}$$

$$B_{avg} = 4DB + (1-4D)B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} V_s \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{۱۴}$$

با توجه به مثلث OAB در شکل (۴)، و بر اساس روابط مثلثاتی می‌توان معادلات زیر را برای این ساختار به صورت زیر نوشت:

$$MN \parallel AB \Rightarrow \frac{ON}{OB} = \frac{MN}{AB} \tag{۱۵}$$

$$\frac{t_2 + t_2 + t_4 + t_5/2}{T/2} = \frac{V_{control} + \hat{V}_{tri}}{2\hat{V}_{tri}} \Rightarrow \frac{\frac{(1-4D)T}{4} + DT + \frac{(1-4D)T}{4} + \frac{DT}{2}}{\frac{T}{2}} = \frac{1}{2}\left(1 + \frac{V_{control}}{\hat{V}_{tri}}\right) \tag{۱۶}$$

$$\frac{V_{control}}{\hat{V}_{tri}} = 1 - 2D \Rightarrow u = \frac{V_{control}}{\hat{V}_{tri}} \tag{۱۷}$$

که می‌توان عبارت 1-2D را به‌عنوان متغیر کنترل به‌صورت زیر تعریف کرد:

$$u=(1-2D),\ u\in\left[\frac{1}{2},1\right] \tag{۱۸}$$

صورت نهایی معادلات حالت اینورتر چندسطحی سری شامل دو H-Bridge برای u در محدوده بین ۰/۵ تا به‌صورت زیر به‌دست می‌آید:

$$\begin{bmatrix}\dot{x}_1\\ \dot{x}_2\\ \dot{x}_3\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}-\frac{R_c+4r}{L_f} & -\frac{u}{L_f} & -\frac{u}{L_f}\\ \frac{u}{c_1} & 0 & 0\\ \frac{u}{c_2} & 0 & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}x_1\\ x_2\\ x_3\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}\frac{1}{L_f}V_s\\ 0\\ 0\end{bmatrix},\ u=1-2D,\begin{cases}0<D<\frac{1}{4}\\ \frac{1}{2}<u<1\end{cases} \tag{۱۹}$$

با توجه به رابطه (۱۹) و با فرض $\hat{V}_{tri}$ برابر ۱، u به‌عنوان خروجی کنترل‌کننده می‌تواند به‌عنوان سیگنال ورودی قسمت PWM اعمال شود. به‌طور مشابه مطابق شکل (۴-ب)، به‌ازای سیگنال کنترلی در بازه صفر تا ۰/۵ برای دو H-Bridge نیز تعداد ۸ حالت کاری در یک دوره تناوب کلیدزنی وجود دارد که برای حالت‌های کاری '۱، '۳، '۵ و '۷ همواره هر دو H-Bridge خاموش می‌شود که مطابق شکل (۲) و معادله‌های (۱) الی (۳) این مودها به‌صورت رابطه (۲) نوشته می‌شوند. همچنین برای حالت‌های کلیدزنی '۲ و '۶ همواره فقط یک H-Bridge1 و برای حالت‌های '۴ و '۸ H-Bridge2 در حالت مثبت روشن است که رابطه‌های (۴) و (۵) نشان دهنده معادلات حالت آنها است.

$$\begin{bmatrix}\dot{x}_1\\ \dot{x}_2\\ \dot{x}_3\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}-\frac{R_c+4r}{L_f} & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}x_1\\ x_2\\ x_3\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}\frac{1}{L_f}V_s\\ 0\\ 0\end{bmatrix} \tag{۲۰}$$

با توجه به حالت‌های کلیدزنی مذکور و با در نظر گرفتن معادلات حالت (۴)، (۵) و (۲۰) همانند قسمت قبل می‌توان معادلات حالت متوسط را در یک دوره تناوب کلیدزنی برای اینورتر چندسطحی سری شامل دو H-Bridge در محدوده سیگنال کنترل بین صفر تا ۰/۵به‌صورت زیر به‌دست آورد:

$$\dot{X}=A'_{avg}X+B_{avg} \tag{۲۱}$$

$$\begin{bmatrix}\dot{x}_1\\ \dot{x}_2\\ \dot{x}_3\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}-\frac{R_c+4r}{L_f} & -\frac{u}{L_f} & -\frac{u}{L_f}\\ \frac{u}{c_1} & 0 & 0\\ \frac{u}{c_2} & 0 & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}x_1\\ x_2\\ x_3\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}\frac{1}{L_f}V_s\\ 0\\ 0\end{bmatrix},\ u=2D,\begin{cases}0<D<1/4\\ 0<u<1/2\end{cases} \tag{۲۲}$$

به‌طور مشابه برای نیم سیکل منفی سیگنال کنترلی معادلات حالت در محدوده سیگنال کنترل بین ۰/۵- و ۱- و سیگنال کنترل بین صفر و ۰/۵- به‌صورت رابطه‌های (۲۳) و (۲۴) به‌دست می‌آیند. در نهایت با توجه به معادلات حالت در رابطه‌های (۱۹) و (۲۲) الی (۲۴) می‌توان معادلات حالت کلی اینورتر چندسطحی سری متصل به شبکه با فیلتر LCL دارای دو H_Bridge را به‌صورت رابطه (۲۵) نوشت.

$$\begin{bmatrix}\dot{x}_1\\ \dot{x}_2\\ \dot{x}_3\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}-\frac{R_c+4r}{L_f} & -\frac{u}{L_f} & -\frac{u}{L_f}\\ \frac{u}{c_1} & 0 & 0\\ \frac{u}{c_2} & 0 & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}x_1\\ x_2\\ x_3\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}\frac{1}{L_f}V_s\\ 0\\ 0\end{bmatrix},\ u=1-2D,\begin{cases}0<D<1/4\\ -1<u<-1/2\end{cases} \tag{۲۳}$$

$$\begin{bmatrix}\dot{x}_1\\ \dot{x}_2\\ \dot{x}_3\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}-\frac{R_c+4r}{L_f} & -\frac{u}{L_f} & -\frac{u}{L_f}\\ \frac{u}{c_1} & 0 & 0\\ \frac{u}{c_2} & 0 & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}x_1\\ x_2\\ x_3\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}\frac{1}{L_f}V_s\\ 0\\ 0\end{bmatrix},u=-2D,\begin{cases}0<D<\frac{1}{4}\\ -\frac{1}{2}<u<0\end{cases} \quad (۲۴)$$

$$\begin{bmatrix}\dot{x}_1\\ \dot{x}_2\\ \dot{x}_3\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}-\frac{R_c+4r}{L_f} & -\frac{u}{L_f} & -\frac{u}{L_f}\\ \frac{u}{c_1} & 0 & 0\\ \frac{u}{c_2} & 0 & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}x_1\\ x_2\\ x_3\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}\frac{1}{L_f}V_s\\ 0\\ 0\end{bmatrix},\begin{cases}0\le D\le\frac{1}{4}\\ u=1-2D,\frac{1}{2}\le u\le 1\\ u=2D,0\le 0\le u\le\frac{1}{2}\\ u=-(1-2D),-1\le u\le-\frac{1}{2}\\ u=-2D,-\frac{1}{2}\le u\le 0\end{cases} \quad (۲۵)$$

۲-۲- اینورتر چندسطحی با ساختار سه پل

همانند ساختار قبلی مطابق شکل (۵)، برای سه H-Bridge در هر یک از محدوده‌های سیگنال کنترلی بین ۰/۶۶۷ تا ۱، بین ۰/۳۳۳ تا ۰/۶۶۷ و بین صفر تا ۰/۳۳۳ تعداد ۱۲ حالت کاری در یک دوره تناوب کلیدزنی وجود دارد. در محدوده ۰/۶۶۷ تا ۱ سیگنال‌های کلیدزنی اینورترهای ۱، ۲ و ۳ از مقایسه موج‌های حامل ۱، ۲ و سیگنال کنترلی $V_{control}$ و $-V_{control}$ به‌دست می‌آیند. برای حالت‌های کاری ۱، ۳، ۵، ۷، ۹ و ۱۱ همواره فقط دو H-Bridge در حالت مثبت روشن می‌شود. همچنین برای حالت‌های کلیدزنی ۲، ۴، ۶، ۸، ۱۰ و ۱۲ همواره هر سه H-Bridge در حالت مثبت روشن می‌شود. مطابق شکل (۵-ب) برای محدوده سیگنال کنترل بین ۰/۳۳۳ تا ۰/۶۶۷ اینورتر چندسطحی دارای سه H-Bridge، در نیم سیکل مثبت سیگنال کنترلی ۱۲ حالت کاری وجود دارد. که برای حالت‌های کاری '۱، '۳، '۵، '۷، '۹ و '۱۱ همواره فقط دو H_Bridge روشن می‌شود و در حالت‌های کاری '۲، '۴، '۶، '۸، '۱۰ و '۱۲ همواره فقط یک H_Bridge روشن است. مطابق شکل (۵-ج) برای سیگنال کنترلی در محدوده صفر تا ۰/۳۳۳ برای اینورتر چندسطحی دارای سه H_Bridge، ۱۲ حالت کاری وجود دارد که برای حالت‌های کاری "۱، "۳، "۵، "۷، "۹ و "۱۱ همواره فقط یک H-Bridge روشن است. همچنین برای حالت‌های "۲، "۴، "۶، "۸، "۱۰ و "۱۲ همواره هر سه H-Bridge خاموش می‌شود. همانند اینورتر دوپل، معادلات حالت هر یک از حالت‌های کاری فوق با نوشتن رابطه‌های مداری مربوط به‌دست می‌آیند و در نهایت معادلات حالت کلی اینورتر چندسطحی متصل به شبکه با فیلتر LCL دارای سه H_Bridge را به‌صورت رابطه (۲۶) می‌شود.

۲-۳- اینورتر چندسطحی با ساختار n پل

مشابه روند فوق، با افزایش تعداد H-Bridgeهای مبدل، شکل کلی معادلات حالت برای اینورتر چندسطحی سری به‌صورت رابطه (۲۷) به‌دست می‌آید که در آن n تعداد H_Bridge های اینورتر چندسطحی سری است.

۳- نتایج و راستی‌آزمایی مدل طراحی شده

با استفاده از معادلات حالت متوسط (۲)، نمودار جعبه ای مدل‌سازی برای اینورتر چندسطحی با ساختار دو H-Bridge به دست می‌آید که در شکل (۶) نشان داده شده است. در این شکل u سیگنال کنترلی، v_s ولتاژ شبکه و پارامترهای x_1 تا x_3 متغیرهای حالت (۲) هستند. همچنین شکل (۷) بلوک دیاگرام کلی این سیستم را برای ساختار شکل (۲) با دو H-Bridge نشان می‌دهد.

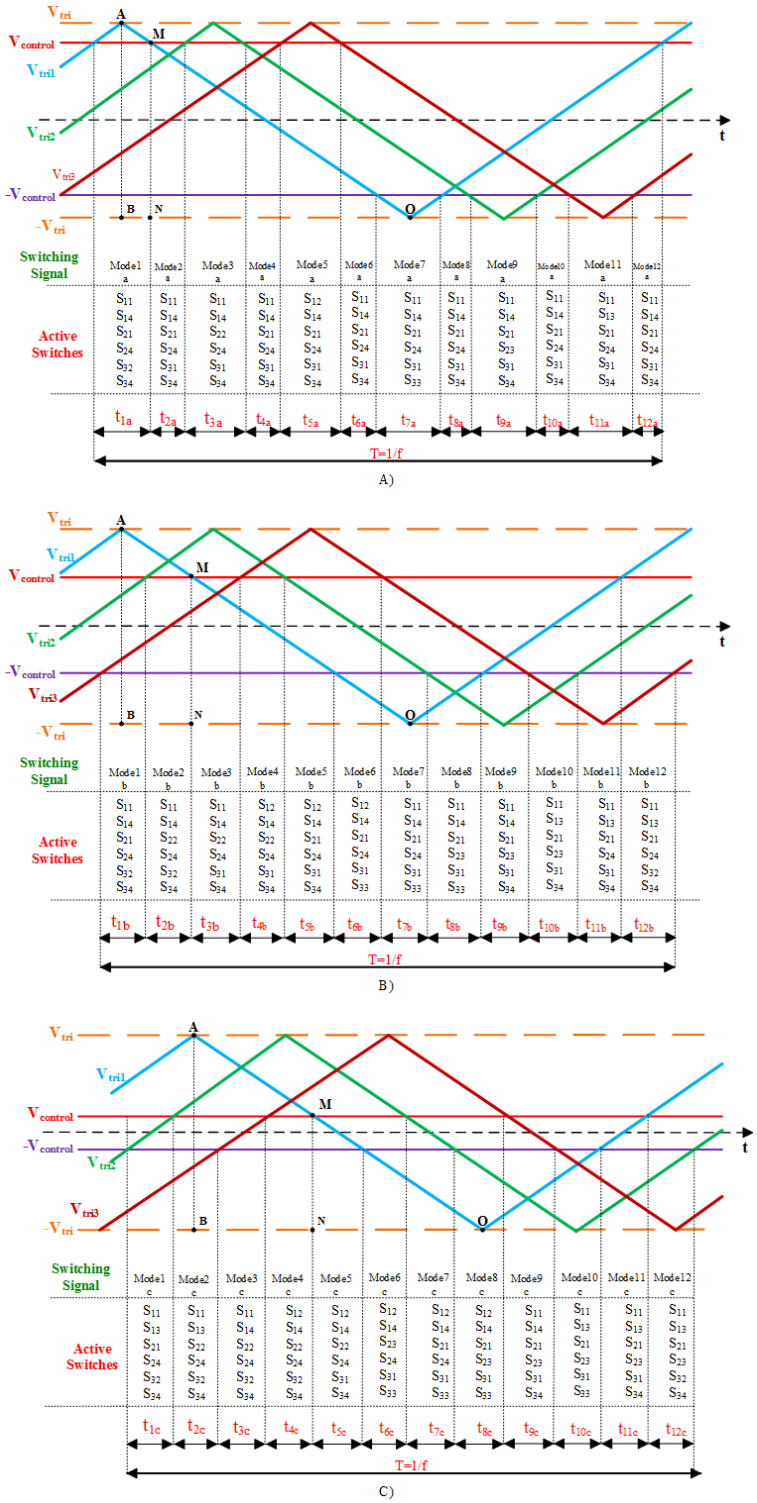
$$\begin{bmatrix}\dot{x}_1\\ \dot{x}_2\\ \dot{x}_3\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}-\frac{R_c+4r}{L_f} & -\frac{u}{L_f} & -\frac{u}{L_f}\\ \frac{u}{c_1} & 0 & 0\\ \frac{u}{c_2} & 0 & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}x_1\\ x_2\\ x_3\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}\frac{1}{L_f}V_s\\ 0\\ 0\end{bmatrix},\begin{cases}0\le D\le\frac{1}{6}\\ u=1-2D,\frac{2}{3}\le u\le 1\\ u=\frac{1}{3}+2D,\frac{1}{3}\le u\le\frac{2}{3}\\ u=2D,0\le u\le\frac{1}{3}\\ u=-(1-2D),-1\le u\le-\frac{2}{3}\\ u=-(\frac{1}{3}+2D),-\frac{2}{3}\le u\le-\frac{1}{2}\\ u=-2D,-\frac{1}{3}\le u\le 0\end{cases} \tag{۲۶}$$

$$\begin{bmatrix}\dot{x}_1\\ \dot{x}_2\\ \dot{x}_3\\ \vdots\\ \dot{x}_{n1}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}-\frac{R_c+2nr}{L_f} & -\frac{u}{L_f} & -\frac{u}{L_f} & \cdots & -\frac{u}{L_f}\\ \frac{u}{c_1} & 0 & 0 & \cdots & 0\\ \frac{u}{c_2} & 0 & 0 & \cdots & 0\\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots\\ \frac{u}{c_n} & 0 & 0 & \cdots & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}x_1\\ x_2\\ x_3\\ \vdots\\ x_n\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}\frac{1}{L_f}V_s\\ 0\\ 0\\ \vdots\\ 0\end{bmatrix},\begin{cases}0\le D\le\frac{1}{2n}\\ ----------\\ u=1-2D,\frac{n-1}{n}\le u\le 1\\ u=\frac{n-2}{n}+2D,\frac{n-2}{n}\le u\le\frac{n-1}{n}\\ u=\frac{n-3}{n}+2D,\frac{n-3}{n}\le u\le\frac{n-2}{n}\\ \vdots\\ u=\frac{1}{n}+2D,\frac{1}{n}\le u\le\frac{2}{n}\\ u=2D,0\le u\le\frac{1}{n}\\ ----------\\ u=-(1-2D),-1\le u\le-\frac{n-1}{n}\\ u=-(\frac{n-2}{n}+2D),-\frac{n-1}{n}\le u\le-\frac{n-2}{n}\\ u=-(\frac{n-3}{n}+2D),-\frac{n-2}{n}\le u\le-\frac{n-3}{n}\\ \vdots\\ u=-(\frac{1}{n}+2D),-\frac{2}{n}\le u\le-\frac{1}{n}\\ u=-2D,-\frac{1}{n}\le u\le 0\end{cases}$$

(۲۷)

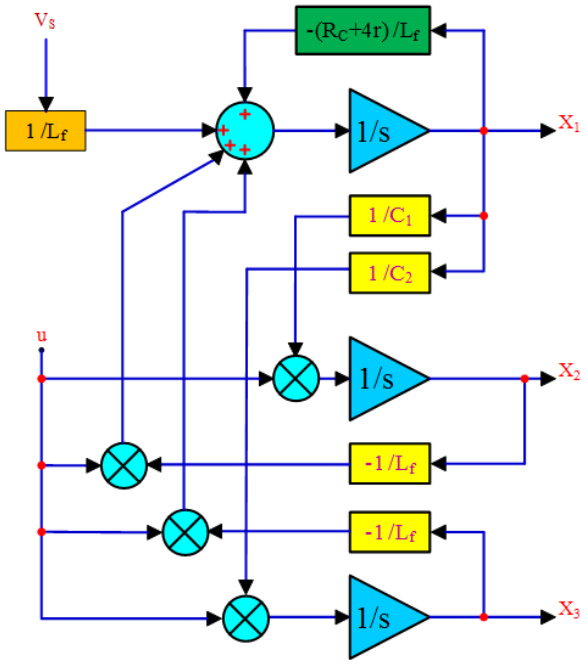
سوئیچ‌های نمونه آزمایشگاهی اینورتر چندسطحی از نوع IGBT است. همچنین برای نمونه‌برداری پارامترهای خروجی از سنسورهای اثر هال استفاده شده است. ضرایب کنترل‌کننده به نحوی تعیین شده‌اند که پاسخ‌های سیستم در شرایط مختلف قابل قبول باشد. با توجه به اعوجاج‌های شکل موج ولتاژ شبکه، برای ایجاد شکل موج مرجع سیستم، از مدار PLL استفاده شده است.

برای مشخصات مدار PLL سیستم از مرجع [۲۸] استفاده شده است. همچنین شکل موج مرجع مذکور در شکل (۱۱-ب) نشان داده شده است. با توجه به محدودیت‌های ساخت نمونه آزمایشگاهی، ولتاژ شبکه حدود ۳۱ ولت با فرکانس ۵۰ هرتز و فرکانس کلیدزنی یک کیلوهرتز در نظر گرفته شده و برای تعیین پارامترهای دیگر از مرجع [۲۹] استفاده شده است.



شکل (۵): موج‌های حامل و کنترل مبدل چندسطحی سری با ساختار سه H-Bridge . الف)سیگنال کنترل در محدوده(2/3≤u≤1) ب) سیگنال کنترل در محدوده(1/3≤u≤2/3) ج) سیگنال کنترل در محدوده(0≤u≤1/3).

Figure (5): Carrier and control waves of cascaded multi-level inverter with 3 H-Bridge, a) Control signal in the range (2/3≤u≤1), b) Control signal in the range (1/3≤u≤2/3), c) Control signal in the range (0≤u≤1/3)



شکل (۶): بلوک دیاگرام معادلات حالت مدل طراحی شده (۲۷) برای سیستم متصل به شبکه شکل (۲) ، به ازای دو H-Bridge

Figure (6): Block diagram of the state space equation of the Grid Connected Multilevel Inverter with LCL coupling

جدول (۱): پارامترهای اینورتر چندسطحی سری متصل به شبکه با ساختار دو پل

Table (1): Parameters of a Grid connected cascaded multilevel inverter with a two H-bridge structure

پارامتر	مقدار
مقدار ماکزیمم ولتاژ شبکه	۳۱ ولت
فرکانس شبکه	۵۰ هرتز
فرکانس کلیدزنی	۱ کیلوهرتز
اندوکتانس	۲/۳ میلی هانری
کاپاسیتانس	۶ میکروفاراد
مقاومت	۰/۸ اهم
خازن لینک dc اینورتر	۵۵۰۰ میکروفاراد

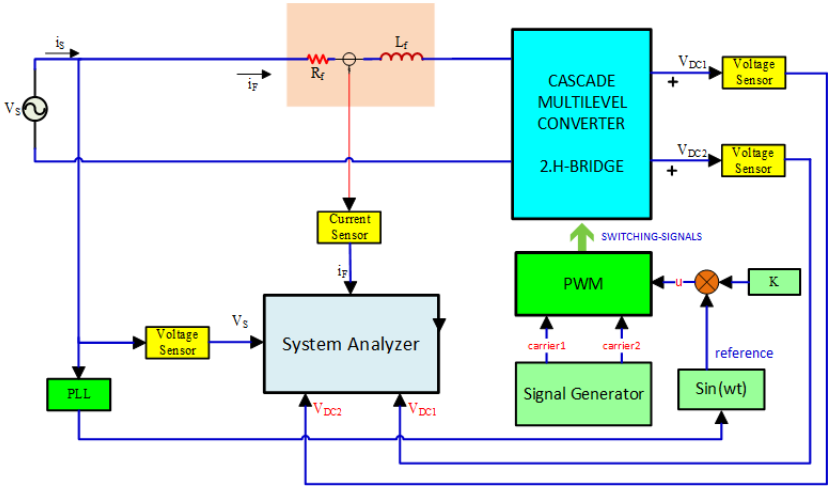
با در نظر گرفتن پارامترهای جدول (۱)، مدل به دست آمده در شکل (۶) و سیستم شکل (۷) توسط نرم‌افزار EMTDC/PSCAD شبیه‌سازی شده‌اند و نتایج به‌دست آمده با نتایج عملی نمونه آزمایشگاهی نشان داده شده در شکل (۸) مقایسه شده‌اند. لازم به ذکر است که پارامترهای مربوط به نمونه عملی نیز دقیقا مطابق جدول (۱) است. در ادامه به بررسی نتایج فوق اشاره شده است.

۱-۳- نتایج حالت دائمی

برای بررسی حالت دائمی، سیستم به ازای سیگنال کنترلی (u) با دامنه ۰/۸ موج‌های حامل (V_{tri}) و اختلاف فاز صفر درجه نسبت به ولتاژ شبکه مورد بررسی قرار گرفته است. نتایج این بخش در شکل‌های (۹) تا (۱۱) نشان داده شده است. در این حالت مطابق شکل (۱۰) پس از چند دوره تناوب خازن‌های لینک DC شارژ می‌شوند و روی مقدار ۲۶ولت تثبیت می‌شوند و به همین دلیل جریان i_f به سمت صمت صفر میل می‌کند. به دلیل یکسان بودن مقادیر خازن‌های لینک DC و پل‌های اینورتر، فقط نتایج مربوط به یکی از پل‌های اینورتری ($V_{DC1}=X_2$) ارائه شده است. همچنین شکل موج‌های حاصل از نتایج عملی برای موج حامل، سیگنال کنترلی، کلیدزنی پل اینورتری ۱ در شکل (۱۱) و نتایج عملی برای شکل موج ولتاژ خروجی اینورتر چندسطحی سری شامل دو

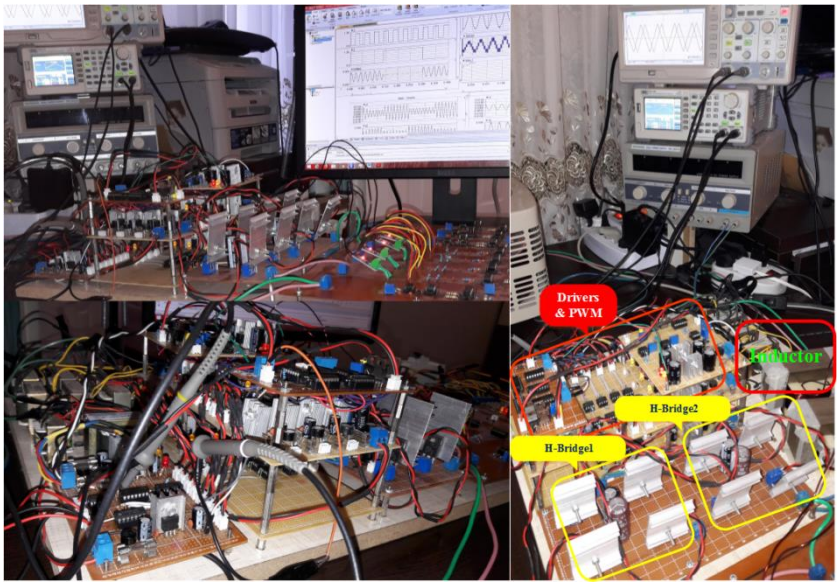
پل اینورتری به ازای سیگنال کنترلی با دامنه ۰/۸ موج حامل و اختلاف فاز صفر نسبت به ولتاژ شبکه در شکل (۱۱) نشان داده شده‌اند.

به‌طور مشابه، سیستم به ازای سیگنال کنترلی (u) با دامنه ۰/۸ موج‌های حامل (V_{tri}) و اختلاف فاز ۳۰ درجه نسبت به ولتاژ شبکه مورد بررسی قرار گرفته است که مطابق شکل (۱۳)، ولتاژ خازن لینک DC پل اینورتری ۱ با ریپل کمی روی مقدار ۳۱ ولت تثبیت شده است. شکل (۱۲) جریان i_f را نشان می‌دهد که به‌صورت متناوب با مقدار تقریبی ۹/۴ آمپر در نوسان است. شکل (۱۴) همچنین ولتاژ دو سر مبدل چندسطحی سری دوپل و شکل موج سیگنال کنترلی (u) با دامنه ۰/۸ موج‌های حامل (V_{tri}) و اختلاف فاز ۳۰ درجه نسبت به ولتاژ شبکه و ولتاژ شبکه را نشان می‌دهد. نمودار طیف هارمونیک خروجی اینورتر نیز تا هارمونیک ۳۱ام در شکل (۱۵) نشان داده شده است.



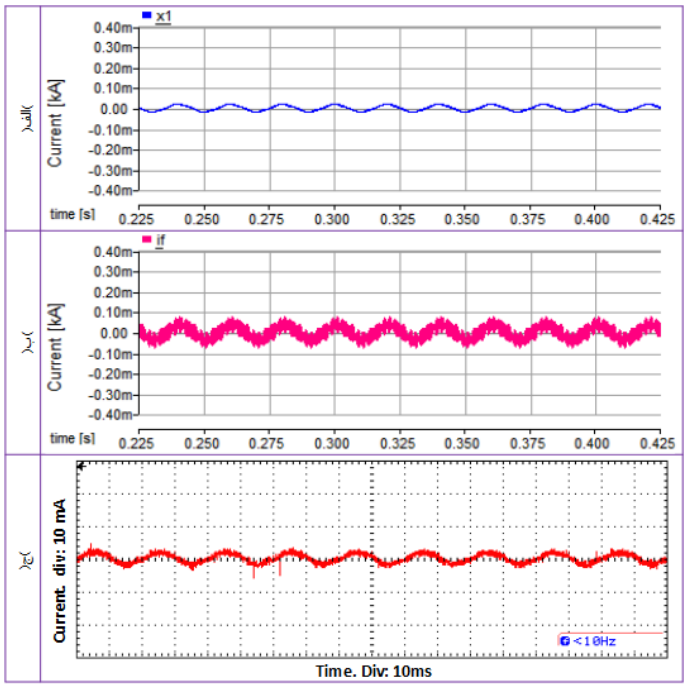
شکل (۷): بلوک دیاگرام کلی سیستم حلقه بسته مبدل چندسطحی سری متصل به شبکه

Figure (7): Closed-loop block diagram of a network connected cascaded multi-level converter



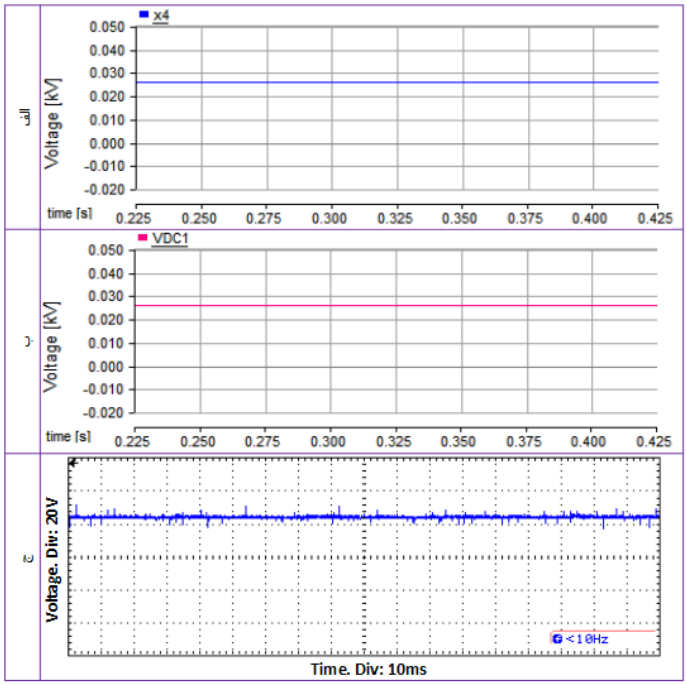
شکل (۸): نمونه آزمایشگاهی مبدل چندسطحی سری متصل به شبکه با ساختار دو H-Bridge

Figure (8): Laboratory sample of a network connected cascaded multilevel converter with two H-Bridge structures



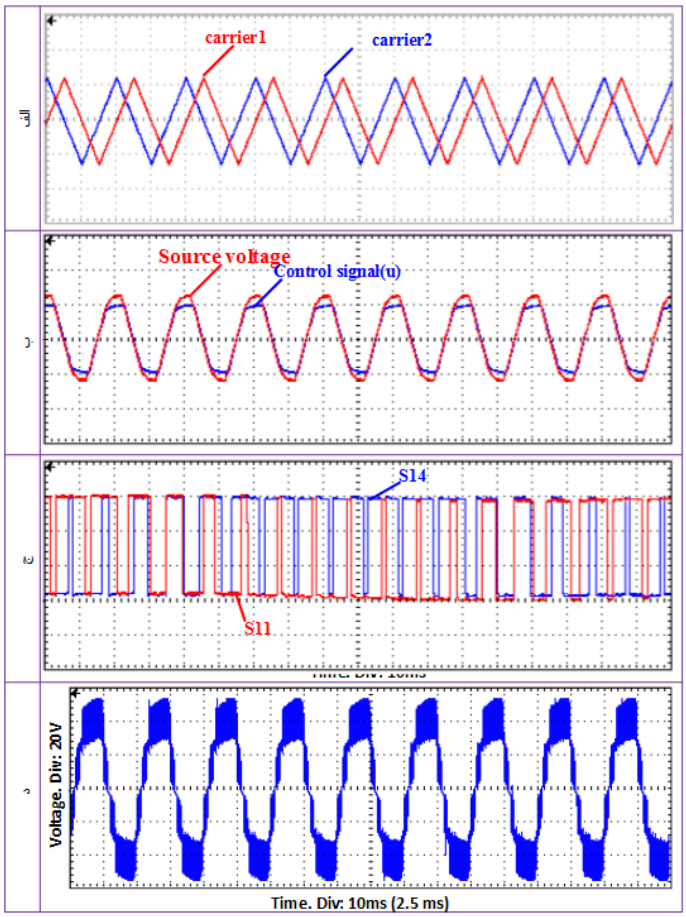
شکل (۹): شکل موج‌های اینورتر چندسطحی سری متصل به شبکه با دو H-Bridge به ازای سیگنال کنترلی (u) با دامنه ۰/۸ موج‌های حامل (V_{tri}) و اختلاف فاز صفر درجه نسبت به ولتاژ شبکه. الف) جریان i_f حاصل از شبیه‌سازی. ب) متغیر حالت x_1 حاصل از شبیه‌سازی. ج) جریان i_f حاصل از نمونه عملی.

Figure (9): Waveforms of a network connected cascaded multi-level inverter with two H-bridges per control signal (u) with a range of 0.8 carrier waves (V_{tri}) and a phase difference of zero degrees to the network voltage. a) I_f current from simulation b) The state variable x_1 resulting from the simulation c) I_f current from a practical sample



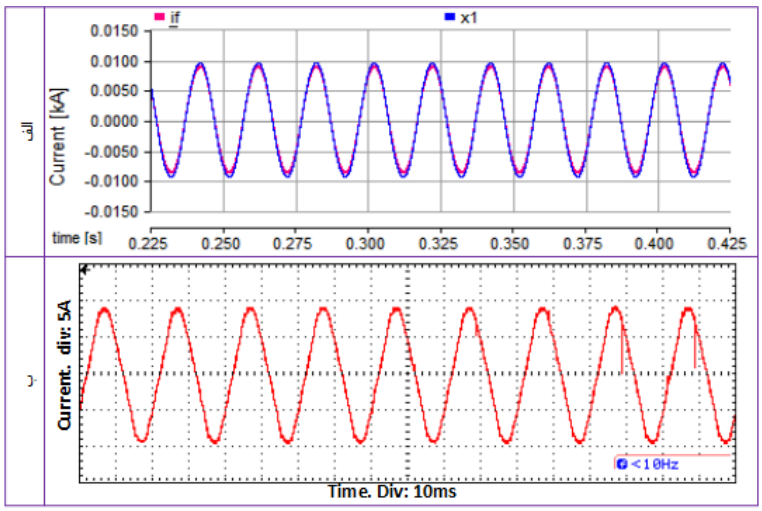
شکل (۱۰): شکل موج‌های اینورتر چندسطحی سری متصل به شبکه با دو H-Bridge به ازای سیگنال کنترلی (u) با دامنه ۰/۸ موج‌های حامل (V_{tri}) و اختلاف فاز صفر درجه نسبت به ولتاژ شبکه. الف) ولتاژ V_{DC} حاصل از شبیه‌سازی. ب) متغیر X_2 حاصل از شبیه‌سازی. ج) ولتاژ V_{DC} حاصل از نمونه عملی.

Figure (10): Waveforms of a network connected cascaded multi-level inverter with two H-bridges per control signal (u) with a range of 0.8 carrier waves (V_{tri}) and a phase difference of zero degrees to the network voltage. a) V_{DC} voltage from simulation b) The state variable x_2 resulting from the simulation c) V_{DC} voltage from a practical sample



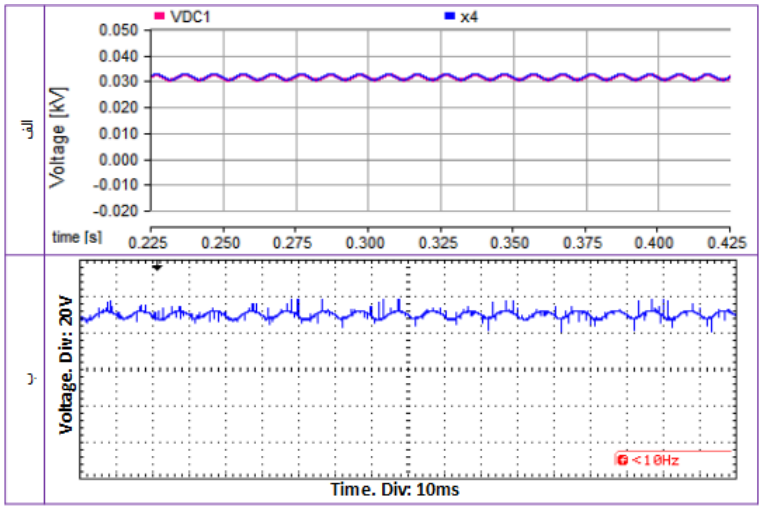
شکل (۱۱): شکل موج‌های حاصل از نتایج عملی برای اینورتر چندسطحی سری متصل به شبکه با H-Bridge به ازای سیگنال کنترلی (u) با دامنه ۰/۸ موج‌های حامل (V_{tri}) و اختلاف فاز صفر درجه نسبت به ولتاژ شبکه. الف) موج‌های حامل. ب) سیگنال کنترلی. ج) سیگنال‌های کلیدزنی پل اینورتر۱

Figure (11): Waveforms of a network connected cascaded multi-level inverter with two H-bridges per control signal (u) with a range of 0.8 carrier waves (V_{tri}) and a phase difference of zero degrees to the network voltage. a) Carrier waves b) Control signal c) 1th Inverter bridge switching signals



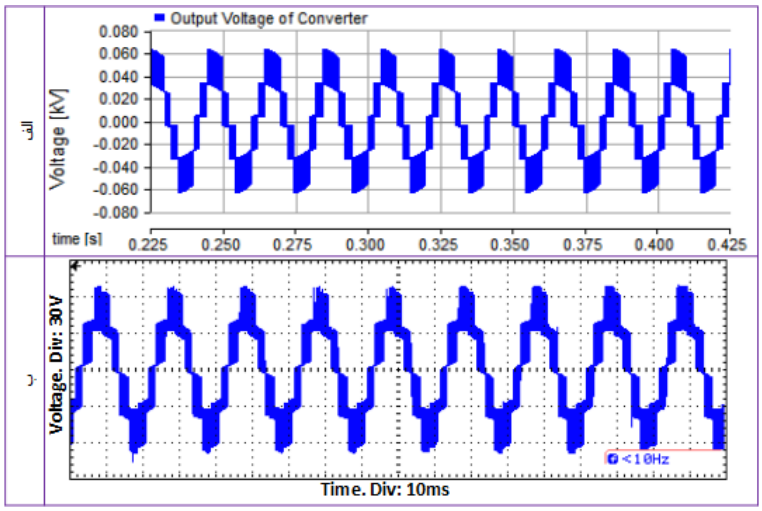
شکل (۱۲): شکل موج‌های اینورتر چندسطحی سری متصل به شبکه به ازای سیگنال کنترلی (u) با دامنه ۰/۸ موج‌های حامل (V_{tri}) و اختلاف فاز ۳۰ درجه نسبت به ولتاژ شبکه. الف) جریان i_f و متغیر حالت x_1 حاصل از شبیه‌سازی. ب) جریان i_f حاصل از نمونه عملی

Figure (12): Waveforms of a network connected cascaded multi-level inverter with two H-bridges per control signal (u) with a range of 0.8 carrier waves (V_{tri}) and a phase difference of zero degrees to the network voltage. a) I_f current and state variable x_1 from simulation b) I_f current from a practical sample



شکل (۱۳): شکل موج‌های اینورتر چندسطحی سری متصل به شبکه با دو H-Bridge به ازای سیگنال کنترلی (u) با دامنه ۰/۸ موج‌های حامل (V_{tri}) و اختلاف فاز ۳۰ درجه نسبت به ولتاژ شبکه. الف) ولتاژ V_{DC} و متغیر X_2 حاصل از شبیه‌سازی. ب) ولتاژ V_{DC} حاصل از نمونه عملی

Figure (13): Waveforms of a network connected cascaded multi-level inverter with two H-bridges per control signal (u) with a range of 0.8 carrier waves (V_{tri}) and a phase difference of zero degrees to the network voltage. a) V_{DC} voltage and state variable x_2 from simulation b) V_{DC} voltage from a practical sample



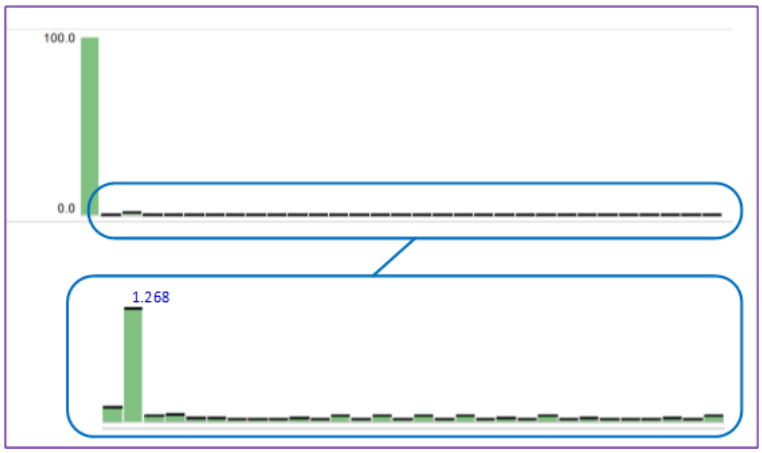
شکل (۱۴): شکل موج‌های ولتاژ دو سر اینورتر چندسطحی سری متصل به شبکه با دو H-Bridge به ازای سیگنال کنترلی (u) با دامنه ۰/۸ موج‌های حامل (V_{tri}) و اختلاف فاز ۳۰ درجه نسبت به ولتاژ شبکه. الف) شبیه‌سازی. ب) نتایج عملی

Figure (14): Waveforms of a network connected cascaded multi-level inverter with two H-bridges per control signal (u) with a range of 0.8 carrier waves (V_{tri}) and a phase difference of zero degrees to the network voltage. a) Simulation b) practical results

۲-۳- نتایج دینامیکی

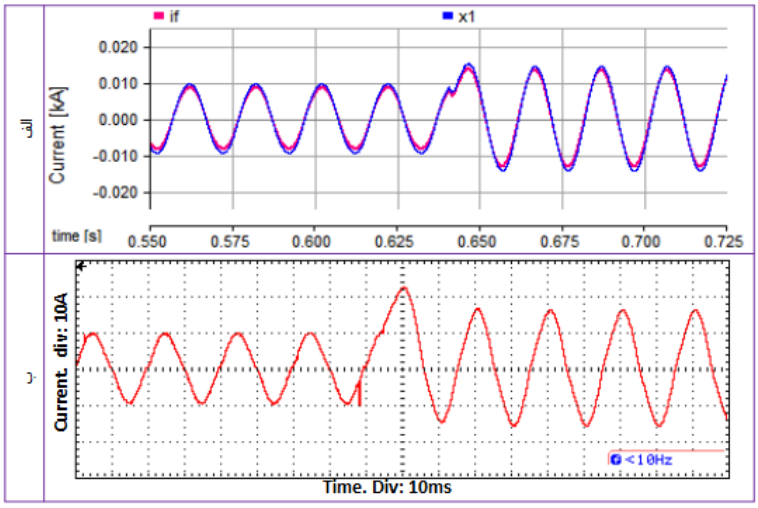
برای نشان دادن کارایی سیستم در حالت دینامیکی، نتایج مربوط به مدل‌سازی، شبیه‌سازی و نتایج عملی سیستم برای حالتی که سیگنال کنترلی (u) با اختلاف فاز ۳۰ درجه‌ای نسبت به ولتاژ شبکه، با تغییرات پله‌ای از مقدار ۰/۸۵ موج حامل (V_{tri}) به مقدار صفر کاهش شده‌اند در شکل‌های (۱۶) تا (۱۹) نشان داده شده‌اند. مطابق شکل‌های (۱۶) و (۱۷) هنگامی که سیگنال کنترلی با اختلاف فاز ۳۰ درجه‌ای نسب به ولتاژ شبکه از دامنه ۰/۸۵ موج حامل به مقدار صفر کاهش شده‌اند، جریان i_f از ۹/۳۴ آمپر به ۱۴/۳۵ آمپر افزایش یافته‌اند و ولتاژهای لینک DC مبدل‌ها از حالت ریپل‌دار به حالت بدون ریپل در ولتاژ تقریبی ۲۶ ولت تغییر می‌کنند.

شکل (۱۸) همچنین ولتاژ دو سر اینورتر چندسطحی سری دوپل را نشان می‌دهد که از مقدار ۵۶ ولت به مقدار ۲۶ ولت کاهش شده‌اند. شکل موج‌های سیگنال کنترلی و ولتاژ شبکه حاصل از شبیه‌سازی و نتایج عملی نیز در این حالت در شکل (۱۹) نشان داده شده‌اند. مطابق شکل‌ها کاملا مشخص است که این تغییرات در حدود کمتر از یک دوره تناوب انجام می‌یابند که نشان دهنده سرعت عمل بالای سیستم نسبت به تغییرات دینامیکی است.



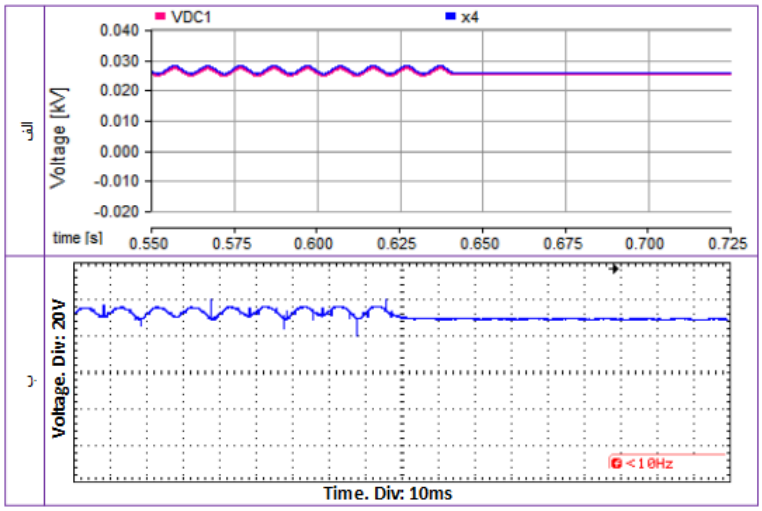
شکل (۱۵): نمودار طیف هارمونیک خروجی اینورتر چندسطحی سری متصل به شبکه با دو H-Bridge به ازای سیگنال کنترلی (u) با دامنه ۰/۸ موج‌های حامل (V_{tri}) و اختلاف فاز ۳۰ درجه نسبت به ولتاژ شبکه.

Figure (15): Harmonic spectrum Waveforms of a network connected cascaded multi-level inverter with two H-bridges per control signal (u) with a range of 0.8 carrier waves (V_{tri}) and a phase difference of zero degrees to the network voltage.



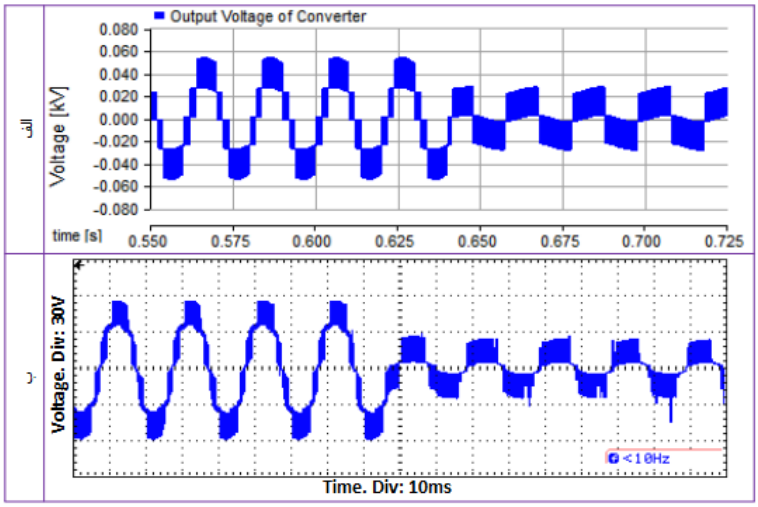
شکل(۱۶): شکل موج‌های اینورتر چندسطحی سری متصل به شبکه با دو H-Bridge به ازای حالتی که سیگنال کنترلی (u) با اختلاف فاز ۳۰ درجه‌ای نسبت به ولتاژ شبکه، با تغییرات پله‌ای از مقدار ۰/۸۵ موج حامل (V_{tri}) به مقدار صفر کاهش می‌یابد. الف) جریان i_f و متغیر حالت x_1 حاصل از شبیه‌سازی. ب) جریان i_f حاصل از نمونه عملی.

Figure (16): Waveforms of a network connected cascaded multi-level inverter with two H-bridges in which the control signal (u) with a phase difference of 30 degrees to the grid voltage, with step changes from 0.85 of the carrier wave (V_{tri}) to zero finds. a) I_f current and state variable x_1 from simulation. b) I_f current from a practical sample.



شکل(۱۷): شکل موج‌های اینورتر چندسطحی سری متصل به شبکه با دو H-Bridge به ازای حالتی که سیگنال کنترلی (u) با اختلاف فاز ۳۰ درجه‌ای نسبت به ولتاژ شبکه، با تغییرات پله‌ای از مقدار ۰/۸۵ موج حامل (V_{tri}) به مقدار صفر کاهش می‌یابد. الف) ولتاژ V_{DC} و متغیر X_2 حاصل از شبیه‌سازی. ب) ولتاژ V_{DC} حاصل از نمونه عملی.

Figure (17): Waveforms of a network connected cascaded multi-level inverter with two H-bridges in which the control signal (u) with a phase difference of 30 degrees to the grid voltage, with step changes from 0.85 of the carrier wave (V_{tri}) to zero finds. a) V_{DC} voltage and state variable x_2 from simulation. b) V_{DC} voltage from a practical sample.

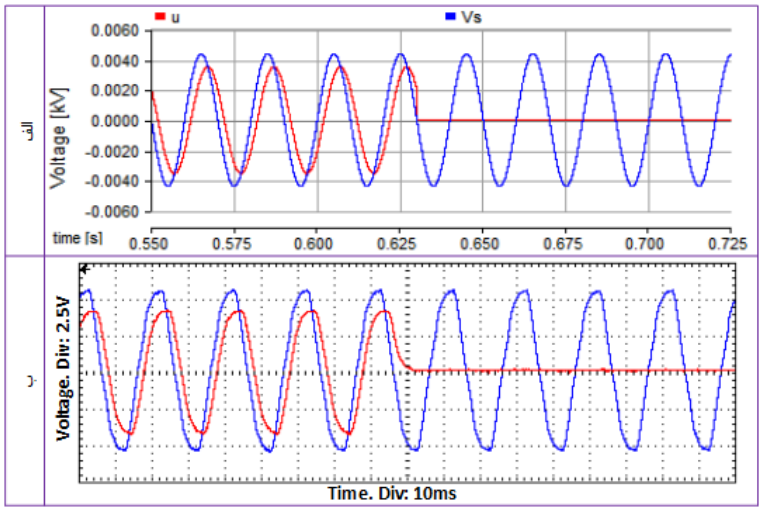


شکل(۱۸): شکل موج‌های اینورتر چندسطحی سری متصل به شبکه با دو H-Bridge به ازای حالتی که سیگنال کنترلی(u) با اختلاف فاز ۳۰ درجه‌ای نسبت به ولتاژ شبکه، با تغییرات پله‌ای از مقدار ۰/۸۵ موج حامل(V_{tri}) به مقدار صفرکاهش می‌یابد. الف) ولتاژ خروجی اینورتر حاصل از شبیه‌سازی. ب) ولتاژ خروجی اینورتر حاصل از نتایج عملی.

Figure (18): Waveforms of a network connected cascaded multi-level inverter with two H-bridges in which the control signal (u) with a phase difference of 30 degrees to the grid voltage, with step changes from 0.85 of the carrier wave (V_{tri}) to zero finds. a) Inverter output voltage from simulation. b) Inverter output voltage from practical results.

۴- نتیجه گیری

بنا بر ضرورت وجود مدل فضای‌حالت برای هر سیستم جهت استفاده در کنترل کننده‌های مختلف، به‌دست آوردن این مدل ضروری به نظر می‌رسد. در این مقاله مدل فضای حالت عمومی اینورتر چندسطحی سری متصل به شبکه برای ساختار کلی به‌دست آمده است.



شکل(۱۹): شکل موج‌های اینورتر چندسطحی سری متصل به شبکه با دو H-Bridge به ازای حالتی که سیگنال کنترلی(u) با اختلاف فاز ۳۰ درجه نسبت به ولتاژ شبکه، با تغییرات پله‌ای از مقدار ۰/۸۵ موج حامل (V_{tri}) به مقدار صفر کاهش می‌یابد. الف) شکل موج‌های سیگنال کنترلی و ولتاژ شبکه حاصل از شبیه‌سازی. ب) شکل موج‌های سیگنال کنترلی و ولتاژ شبکه حاصل از نتایج عملی.

Figure (19): Waveforms of a network connected cascaded multi-level inverter with two H-bridges in which the control signal (u) with a phase difference of 30 degrees to the grid voltage, with step changes from 0.85 of the carrier wave (V_{tri}) to zero finds. a) Control signal waveforms and grid voltage from the simulation b) Control signal waveforms and grid voltage from practical results.

نتایج به‌دست آمده از شبیه‌سازی و نمونه آزمایشگاهی در حالت دائمی و دینامیکی درستی مدل به‌دست آمده را تائید می‌کنند و می‌توان از مدل به‌دست آمده در کاربردهای اینورترهای چندسطحی سری در ساختارهای مختلف سیستم‌های قدرت استفاده کرد. در مدل به‌دست آمده از مدولاسیون پهنای پالس شیف‌فاز یافته با استفاده از چند موج حامل استفاده شده که به مبدل اجازه می‌دهد در توان‌های بالا و فرکانس‌های کلیدزنی بالا مورد استفاده قرار گیرد. همچنین می‌توان از مدل به دست آمده در ساختارهای دیگر با روش مدولاسیون پهنای پالس شیفت فاز یافته نیز استفاده کرد. در ادامه می‌توان از مدل فضای حالت به‌دست آمده در این مقاله در ساختارهای دیگر مبدل‌های الکترونیک قدرت متصل به شبکه و طراحی کنترل کننده‌های غیرخطی استفاده کرد.

سپاسگزاری

این مقاله مستخرج از رساله دکتری دانشگاه آزاد اسلامی واحد اردبیل می‌باشد. نویسندگان بر خود لازم می‌دانند مراتب تشکر صمیمانه خود را از همکاران حوزه پژوهشی دانشگاه آزاد اسلامی و داوران محترم که ما را در انجام و ارتقای کیفی این مقاله یاری نموده‌اند، اعلام نمایند.

References

مراجع

[1] N. Kumar, T.K. Saha, J. Dey, “Sliding-mode control of PWM dual inverter-based grid-connected PV system: Modeling and performance analysis”, IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 4, no. 2, pp. 435-444, June 2016 (doi: 10.1109/JESTPE.2015.2497900).

[2] B. Sharma, J. Nakka, “Single-phase cascaded multilevel inverter topology addressed with the problem of unequal photovoltaic power distribution in isolated dc links”, IET Power Electronics, vol. 12, no. 2, pp. 284-294, Feb. 2019 (doi: 10.1049/iet-pel.2018.5640).

[3] G. Schettino, F. Viola, A.O. Di Tommaso, P. Livreri, R. Miceli, “Experimental validation of a novel method for harmonic mitigation for a three-phase five-level cascaded H-bridges inverter”, IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 55, no. 6, pp. 6089-6101, Nov./Dec. 2019 (doi: 10.1109/TIA.2019.2933522).

[4] S. Gulur, V.M. Iyer, S. Bhattacharya, “A dual-loop current control structure with improved disturbance rejection for grid-connected converters”, IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 34, no. 10, pp. 10233-10244, Oct. 2019 (doi: 10.1109/TPEL.2019.2891686).

[5] M. Salimi, F. Radmand, M. Hosseini Firouz, “Dynamic modeling and closed-loop control of hybrid grid-connected renewable energy system with multi-input multi-output controller“, Journal of Modern Power Systems and Clean Energy, vol. 9, no. 1, pp. 94-103, Jan. 2021 (doi: 10.35833/MPCE.2018.000353).
[6] K. Ma, W. Tang, R. Cheng, Y. Song, **“**Modeling of interconnected voltage and vurrent controlled converters with coupled LC–LCL filters“, IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 36, no. 4, pp. 3995–4005, April 2021 (doi: 10.1109/TPEL.2020.3023911).
[7] M.D. Siddique, S. Mekhilef, N.M. Shah, M.A. Memon, “Optimal design of a new cascaded multilevel inverter topology with reduced switch count”, IEEE Access, vol. 7, pp. 24498-24510, Feb. 2019 (doi: 10.1109/ACC-ESS. 2019.2890872).
[8] D. Karwatzki, A. Mertens, “Generalized control approach for a class of modular multilevel converter topologies”, EEE Trans. on Power Electronics, vol. 33, no. 4, pp., 2888-2900, April 2018 (doi: 10.1109/TP-EL.2017.2703917).
[9] D. Zhang, D. Dong, R. Datta, A. Rockhill, Q. Lei, L. Garces, “Modular embedded multilevel converter for MV/HVDC applications”, IEEE Trans. on Industry Application, vol. 54, no. 6, pp. 6320-6331, Nov./Dec. 2018 (doi: 10.1109/TIA.2018.2850891).
[10] J. Fang, Z. Li, S. M. Goetz, “Multilevel converters with symmetrical half-bridge submodules and sensorless Voltage Balance”, EEE Trans. on Power Electronics, vol. 36. No. 1, pp. 447-458, Jan. 2021 (doi: 10.1109/T-PEL.2020.3000469)
[11] L.M. Tolbert, F.Z. Peng, T.G. Habetler, “Multilevel converters for large electric drives”, IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 35, no. 1, pp. 36–44, Jan./Feb. 1999 (doi: 10.1109/APEC.1998.653826).
[12] J. Rodriguez, J. Lai, F. peng, “Multilevel converters: a survey of topologies, controls and applications”, IEEE Trans. on Industry Electronics, vol. 49, 4, pp. 724-738, Aug. 2002 (doi: 10.1109/TIE.2002.801052).
[13] F.Z. Peng, J.S. Lai, J.W. McKeever, J.V. Coevering, “A multilevel voltage-source inverter with separate dc sources for static var generation”, IEEE Trans. on Industry Electronics, vol. 32, no. 5, pp. 1130–1138, Sept./Oct. 1996 (doi: 10.1109/IAS.1995.530626).
[14] Z. Du, L. M. Tolbert, J.N. Chiasson, B. Özpineci, “A Cascade multilevel inverter using a single DC source”, Proceeding of the IEEE/APEC, pp. 1-5**,** Dallas, TX, USA, March 2006 (doi: 10.1109/APEC.2006.1620573).
[15] B.N. Rao, Y. Suresh, A.K. Panda, B.S. Naik, V. Jammala, “Development of cascaded multilevel inverter based active power filter with reduced transformers”, CPSS Transactions on Power Electronics and Applications, vol. 5, no. 2, pp. 147-157, June 2020 (doi: 10.24295/CPSSTPEA.2020.00013).
[16] C.M. Nirmal Mukundan, P. Jayaprakash, “Realization of cascaded H-Bridge multilevel inverter based grid integrated solar energy system with band stop generalized integral control”, IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 57, no. 1, 764-773, Jan./Feb. 2021 (doi: 10.1109/TIA.2020.3031546).
[17] M. Mubashwar Hasan, A. Abu-Siada, S.M. Islam, M.S.A. Dahidah, “A new cascaded multilevel inverter topology with galvanic isolation”, IEEE Trans. on Industry Application, vol. 54, no. 4, pp. 3463-3472, July/Aug. 2018 (doi: 10.1109/TIA.2018.2818061).
[18] S.K. Sahoo, T. Bhattacharya, “Phase-shifted carrier-based synchronized sinusoidal PWM techniques for a cascaded H-Bridge multilevel inverter”, IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 33, no. 1, pp. 513-524, Jan. 2018 (doi: 10.1109/TPEL.2017.2669084).
[19] A. Moeini, H. Iman-Eini, M. Bakhshizadeh, “Selective harmonic mitigation pulse width modulation technique with variable DC-link voltages in single and three-phase cascaded H-bridge inverters”, IET Power Electronics, vol. 7, no. 4, pp. 924–932, April 2014 (doi: 10.1049/iet-pel.2013.0315).
[20] Q. Huang, A.Q. Huang, “Feedforward proportional carrier-based PWM for cascaded H-Bridge PV inverter”, IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 6, no. 4, pp. 2192-2205, Dec. 2018 (doi: 10.1109/JESTPE.2018.2817183).
[21] J. Wang, R. Burgos, D. Boroyevich, “Switching-cycle state-space modeling and control of the modular multilevel converter”, IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 2, no. 4, pp. 1159-1170, Dec. 2014 (doi: 10.1109/JESTPE.2014.2354393).
[22] G. Bergna-Diaz, J. Freytes, X. Guillaud, S. D’Arco, J.A. Suul, “Generalized aoltage based state-space modeling of modular multilevel converters with constant equilibrium in steady state”, IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 6, no. 2, pp. 707-725, June 2018 (doi: 10.1109/JESTPE.2018.2793159).
[23] Z. Xu, B. Li, S. Wang, S. Zhang, D. Xu, “Generalized single-phase harmonic state space modeling of the modular multilevel converter with zero-sequence voltage compensation”, IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 66, no. 8, pp. 6416-6426, Aug. 2019 (doi: 10.1109/TIE.2018.2885730).
[24] M. Chaves, E. Margato, J.F. Silva, S.F. Pinto, “Generalized state-space modeling for m level diode-clamped multilevel converters”, Mathematical Methods in Engineering, pp. 67-85, 2014 (doi: 10.1007/978-94-007-7183-3_7).

[25] R.G. Raj, S. Palani, H. Habeebullah Sait, "State space modeling and implementation of a new transformer based multilevel inverter topology with reduced switch count", Circuits and Systems, vol. 7, pp. 446-463, April 2016 (doi: 10.4236/cs.2016.74038).
[26] J. Lyu, X. Zhang, X. Cai, M. Molinas, "Harmonic state-space based small-signal impedance modeling of a modular multilevel converter with consideration of internal harmonic dynamics", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 34, no. 3, pp. 2134-2148, March 2019 (doi: 10.1109/TPEL.2018.2842682).
[27] M. Salimi, J. Soltani, A. Zakipour, "Experimental design of the adaptive backstepping control technique for singlephase shunt active power filters", IET Power Electronics, vol. 10, no. 8, pp. 911-918, March 2017 (doi: 10.1049/iet-pel.2016.0366).
[28] M. Bhardwaj, "Software phased-locked loop design using C2000™ microcontrollers for single phase grid connected inverter", Application Report, Texas Instruments, July 2013.
[29] S. Jayalath, M. Hanif, "An LCL-filter design with optimum total inductance and capacitance", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 33, no. 8, pp. 6686-6696, Aug. 2018 (doi: 10.1109/TPEL.2017.2754100).

زیرنویس‌ها

1. Flexible ac transmission system
2. Active power filter
3. Pulse width modulation
4. Sinusoidal pulse width modulation
5. Cascaded H-Bridge
6. Phase shift pulse width modulation
7. Level shift pulse width modulation
8. Switching-cycle state-space model
9. Modular multilevel converter
10. Zero-sequence voltage compensation