



Semnan University

Journal of Modeling in Engineering

Journal homepage: <https://modelling.semnan.ac.ir/>



Research Article

A Control Strategy for Cascaded H-Bridge Based STATCOM with Unequal Capacitive DC Links Based on Model Predictive Method

Yousef Neyshabouri^{1,*}, Mohammad Farhadi-Kangarlu²

1. Assistant Professor, Faculty of Electrical and Computer Engineering, Urmia University, Urmia, Iran
2. Associate Professor, Faculty of Electrical and Computer Engineering, Urmia University, Urmia, Iran

*Corresponding Author: y.neyshabouri@urmia.ac.ir

PAPER INFO

Paper history:

Received: 15 June 2022

Revised: 17 November 2022

Accepted: 24 December 2022

Keywords:

Cascaded H-bridge Inverter, Reactive Power Compensation, Static Synchronous Compensator (STATCOM), Capacitor Voltage Balancing, Model Predictive Control.

ABSTRACT

Static Synchronous Compensator (STATCOM) is a shunt grid connected converter used for reactive power/current compensation in electrical networks. Owing to its advantages, cascaded H-bridge inverter with unequal capacitive dc links is utilized in STATCOM application in this paper. In STATCOM application, the voltages of capacitors have to be controlled in addition to reactive current/power control. The studied inverter is composed of cascaded H-bridge cells with capacitive and unequal voltages which makes the regulation and balancing the voltages of capacitors, challenging. In this paper, a strategy based on model predictive control is proposed to meet the control objectives. First, the discrete-time model of the inverter is derived to predict the control variables and then a multi-objective cost function is developed. The input of the multi-objective optimization is the inverter switching states and the proposed control method controls the active and reactive power exchanged with the grid and the voltages of capacitors in each cell. Also, it mitigates the switching frequency in the high-voltage cell. The simulation results are provided on a 27-level asymmetric CHB based STATCOM.

© 2023 Published by Semnan University Press.

DOI: <https://doi.org/10.22075/jme.2022.27507.2291>

How to cite this article:

Neyshabouri, Y., & Farhadi-Kangarlu, M. (2023). A Control Strategy for Cascaded H-Bridge Based STATCOM with Unequal Capacitive DC Links Based on Model Predictive Method. *Journal of Modeling in Engineering*, 21(73), 31-45. doi: 10.22075/jme.2022.27507.2291

کنترل جبران‌ساز استاتیک سنکرون مبتنی بر مبدل پل متوالی با لینک‌های خازنی نامتقارن با استفاده از روش پیش‌بین مبتنی بر مدل

یوسف نیشابوری*^۱، محمد فرهادی کنگرلو^۲

اطلاعات مقاله	چکیده
<p>نوع مقاله: پژوهشی دریافت مقاله: ۱۴۰۱/۰۳/۲۵ بازنگری مقاله: ۱۴۰۱/۰۸/۲۶ پذیرش مقاله: ۱۴۰۱/۱۰/۰۳</p> <p>واژگان کلیدی: اینورتر پل متوالی، جبران‌سازی توان راکتیو، جبران‌ساز استاتیک سنکرون، متعادل‌سازی ولتاژ خازن‌ها، کنترل پیش‌بین.</p>	<p>جبران‌ساز استاتیک سنکرون یک اینورتر متصل به شبکه است که برای جبران‌سازی توان راکتیو در خطوط انتقال و توزیع انرژی الکتریکی مورد استفاده قرار می‌گیرد. اینورتر پیشنهادی در این مقاله برای استفاده در جبران‌ساز استاتیک سنکرون، اینورتر پل متوالی نامتقارن است که از اتصال آبشاری سلول‌های تمام‌پل با منابع DC نامتقارن تشکیل یافته است. این اینورتر بدون نیاز به ترانسفوماتور قادر است به شبکه متصل شود و در قیاس با اینورتر پل متوالی متقارن، قادر است با استفاده از تعداد کمتری از ادوات قدرت، سطوح ولتاژ بیشتری را تولید کند. در کاربرد جبران‌سازی، خازن‌های الکترولیت جایگزین منابع ولتاژ در لینک DC این مبدل می‌شود. از این رو علاوه بر کنترل توان راکتیو تزریقی به شبکه، ولتاژ خازن‌های لینک DC مبدل نیز باید تحت کنترل قرار گیرد. در این مقاله، یک روش کنترل پیش‌بین مبتنی بر مدل برای کنترل جبران‌ساز پیشنهاد شده است. در روش پیشنهادی، نخست، مدل دینامیکی زمان-گسسته سیستم برای پیش‌بینی متغیرهای کنترلی استخراج شده و سپس، یک تابع هزینه چندهدفه برای برآورده کردن اهداف کنترلی تعریف شده است. روش پیشنهادی قادر است جریان راکتیو تزریقی به شبکه را کنترل کند، ولتاژ خازن‌های هر سلول را در مقدار مرجع خود تنظیم کند و همچنین فرکانس کلیدزنی در سلول‌های ولتاژ-بالا را محدود کند. نتایج شبیه سازی روش پیشنهادی بر روی جبران‌ساز استاتیک سنکرون مبتنی بر اینورتر پل نامتقارن ۲۷-سطحی در محیط نرم افزار MATLAB/SIMULINK ارائه شده است.</p>

۱- مقدمه

در یک دهه اخیر، توسعه اینورترهای چندسطحی توجه زیادی را به خود جلب کرده است. کاربرد این اینورترها، عمدتاً در کاربردهای متصل به شبکه و همچنین محرکه‌های الکتریکی مورد مطالعه قرار گرفته است [۱-۳]. در اینورترهای چندسطحی می‌توان با استفاده از ادوات ولتاژ پائین به سطوح ولتاژ بالاتر دست یافت. همچنین اینورترهای چندسطحی شکل موج ولتاژ پله‌ای چندسطحی در خروجی خود تولید می‌کنند که دارای اعوجاج

هارمونیکی به مراتب کمتری نسبت به اینورترهای سنتی دوسطحی است که نیاز به استفاده از فیلتر و همچنین تداخلات الکترومغناطیسی را کاهش می‌دهد [۴ و ۵]. با دستیابی به سطوح ولتاژ بالاتر، امکان اتصال مستقیم به شبکه قدرت بدون نیاز به ترانسفوماتور نیز میسر می‌شود. جبران‌ساز استاتیک سنکرون، یک جبران‌ساز موازی مبتنی بر اینورتر متصل به شبکه است که توان/جریان راکتیو با شبکه مبادله می‌کند [۶]. در ادامه این مقاله، به منظور رعایت اختصار، از اصطلاح "جبران‌ساز موازی" استفاده شده است.

* پست الکترونیک نویسنده مسئول: y.neyshabouri@urmia.ac.ir

۱. استادیار، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه ارومیه

۲. دانشیار، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه ارومیه

است تا ولتاژ خازن هر سلول (علاوه بر میانگین یا مجموع ولتاژ خازن همه سلول‌ها) را در مقدار مرجع تثبیت نماید. در پژوهش‌هایی که تاکنون بر روی جبران‌ساز پل متوالی انجام شده است، معمولاً مبدل مورد استفاده، مبدل پل متوالی با لینک‌های خازنی متقارن بوده است. با توجه به برابر بودن ولتاژ خازن سلول‌ها و یکسان بودن سلول‌ها، دو رویکرد کلی برای متعادل‌سازی ولتاژ خازن‌ها وجود دارد: ۱- روش مرتب‌سازی و ۲- اصلاح مرجع مدولاسیون سلول‌ها. در روش مرتب‌سازی، مقادیر اندازه‌گیری شده ولتاژ خازن‌ها مرتب می‌شود و با توجه به جهت جریان (شارژکننده یا دشارژکننده)، در هر دوره نمونه‌برداری، تصمیم‌گیری می‌شود که کدام سلول وارد مدار شود به طوری که، سلول با ولتاژ خازن بیشتر، کمترین شارژ و سلول با ولتاژ خازن کمتر بیشترین شارژ را در هر دوره نمونه‌برداری، دریافت کند. انواع مختلف الگوریتم‌های مرتب‌سازی در [۱۳] و [۱۴] ارائه شده است. الگوریتم‌های مرتب‌سازی غالباً با مدولاسیون پهنای پالس سینوسی شیفت سطح^۲ (LS-PWM) و روش حذف هارمونیک‌های معین^۳ (SHE) سازگار است. روش دیگر برای متعادل‌سازی ولتاژ خازن‌ها، اصلاح مرجع مدولاسیون هر سلول است. در این روش‌ها، از کنترل کننده‌های خطی مجزا مبتنی بر PI برای هر سلول استفاده می‌شود. در این روش‌ها با توجه به برابر بودن ولتاژ خازن‌ها، سعی بر آنست که توان اکتیو جذب شده به اینورتر (از شبکه) به طور یکسان بین سلول‌ها توزیع شود. از آنجایی که سلول‌ها مشابه هستند، کنترل کننده، بسته به ولتاژ خازن هر سلول، مرجع مدولاسیون آن سلول را به نحوی تغییر می‌دهد، که ولتاژ خازن آن سلول در مقدار مرجع تنظیم شود. انواع روش‌های اصلاح مرجع مدولاسیون، در [۹] و [۱۵] ارائه شده است. این روش‌ها با مدولاسیون پهنای پالس سینوسی شیفت فاز^۴ (PS-PWM) سازگار هستند و از مهمترین معایب آنها، می‌توان به تعداد زیاد کنترل کننده‌ها و همچنین امکان تداخل کنترل کننده‌های مجزای سلول با کنترل کننده مرکزی جریان اشاره کرد که می‌تواند به کاهش حاشیه پایداری و در نهایت واگرایی ولتاژ خازن‌ها منجر شود [۱۶].

مبدل پیشنهادی در این مقاله برای استفاده در جبران‌ساز

با توجه به مزایای ذکر شده برای اینورترهای چندسطحی، استفاده از آنها در جبران‌سازی موازی توجه زیادی را در سال‌های اخیر به خود جلب کرده است. از میان ساختارهای پرکاربرد اینورترهای چندسطحی می‌توان به ساختار پل متوالی، مدولار متوالی، مهار نقطه خنثی، خازن شناور و ضربدری اشاره کرد [۷ و ۸].

از میان اینورترهای مورد اشاره، با توجه به مقیاس‌پذیری بالا، اینورتر پل متوالی بیش از سایر اینورترهای چندسطحی در کاربرد جبران‌سازی موازی مورد مطالعه قرار گرفته است [۹].

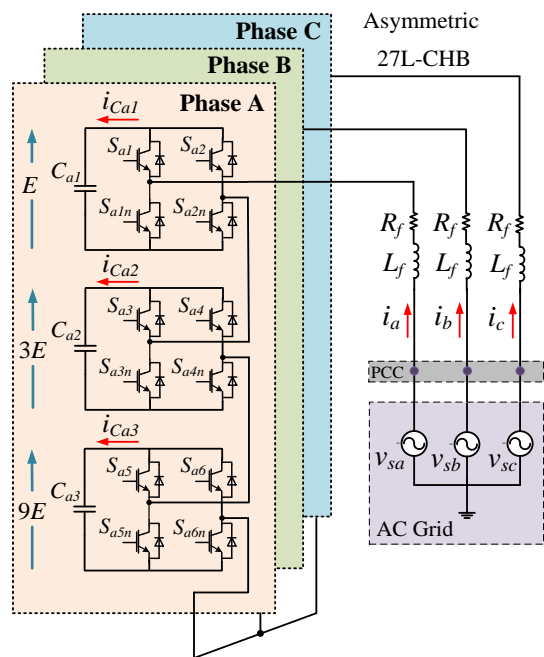
اینورتر پل متوالی از اتصال آبخاری سلول‌های تمام‌پل تشکیل یافته است. از آنجایی که در کاربرد جبران‌ساز موازی، توان اکتیو از اینورتر به شبکه تزریق نمی‌شود، نیازی به استفاده از منابع توان dc در لینک dc سلول‌ها نیست و لینک dc سلول‌ها توسط خازن‌های الکترولیت تغذیه می‌شود. با توجه به تلفات داخلی مبدل و تلفات داخلی خازن‌ها، مقدار کمی توان اکتیو باید از شبکه به اینورتر جذب شود تا ولتاژ خازن‌ها در مقدار مرجع تثبیت گردد. از این رو، در یک جبران‌ساز موازی پل متوالی، علاوه بر کنترل جریان تزریقی به شبکه، ولتاژ خازن‌ها نیز باید تحت کنترل قرار گیرد [۱۰].

تاکنون، روش‌های متعددی برای کنترل جبران‌ساز موازی پل متوالی ارائه شده است [۱۰-۱۲] که عمدتاً مبتنی بر کنترل جریان در دستگاه گردان dq، و یا دستگاه ثابت $\alpha\beta$ می‌باشد. با توجه به ماهیت dc متغیرها در دستگاه dq، از کنترل کننده تناسبی-انتگرالی (PI) برای کنترل جریان در آن می‌شود. در دستگاه $\alpha\beta$ نیز با توجه به ماهیت متغیر با زمان پارامترها، از کنترل کننده تناسبی-رزونانسی (PR) به منظور کنترل جریان استفاده می‌شود [۹]. در این دو روش، مؤلفه راکتیو جریان جبران‌ساز توسط اپراتور شبکه (کنترل بالادست) تعیین می‌شود و مؤلفه اکتیو جریان جبران‌ساز، از روی اختلاف میانگین ولتاژ خازن‌ها با مقدار مرجع، به نحوی تعیین می‌شود که توان اکتیو مورد نیاز برای شارژ نگه داشتن خازن‌ها از شبکه به مبدل جذب گردد. با توجه به وجود خازن‌های ایزوله در لینک dc سلول‌های مبدل پل متوالی، یک کنترل مکمل (متعادل‌ساز ولتاژ خازن‌ها) نیاز

⁴ Phase Shift Pulse Width Modulation (PS-PWM)

² Level Shift Pulse Width Modulation (LS-PWM)

³ Selective Harmonic Elimination (SHE)



شکل ۱- ساختار جبران‌ساز موازی مبتنی بر اینورتر پل متوالی نامتقارن ۲۷ سطحی

۲- ساختار جبران‌ساز موازی مبتنی بر مبدل پل متوالی نامتقارن

شکل (۱) ساختار مبدل پل متوالی نامتقارن ۲۷ سطحی مورد مطالعه در این مقاله را نشان می‌دهد که در هر فاز از اتصال آبخاری سه سلول پل تشکیل شده است که ولتاژ خازن‌های لینک dc آنها به صورت زیر می‌باشد.

$$V_{c,x1}=E, V_{c,x2}=3E, V_{c,x3}=9E, x \in \{a, b, c\} \quad (1)$$

هر سلول پل، قادر است سه سطح ولتاژ را در خروجی خود تولید کند که شامل ولتاژ لینک dc، قرینه ولتاژ لینک dc و صفر می‌باشد. در نتیجه ولتاژ خروجی سلول‌های پل به صورت زیر خواهد بود.

$$\begin{aligned} v_{o,x1} &\in \{E, 0, -E\}, v_{o,x2} \in \{3E, 0, -3E\}, \\ v_{o,x3} &\in \{9E, 0, -9E\} \end{aligned} \quad (2)$$

از ترکیب ولتاژهای مختلف، مندرج در رابطه (۲)، یک شکل موج ۲۷ سطحی در خروجی هر فاز مبدل مطابق رابطه (۳) تولید خواهد شد.

موازی، مبدل پل متوالی نامتقارن است که در آن ولتاژ خازن‌های dc نابرابر است. مبدل پل متوالی نامتقارن نسبت به متقارن، می‌تواند با استفاده از تعداد کمتر ادوات قدرت، سطوح ولتاژ بیشتری تولید کند که به افزایش کیفیت جریان تزریقی به شبکه می‌انجامد. یا توجه به نابرابر بودن ولتاژ خازن‌ها، استفاده از روش‌های متداول متعادل‌سازی ممکن نیست زیرا در هر دو رویکرد مرتب‌سازی و اصلاح مرجع مدولاسیون سلول، ولتاژ لینک DC سلول‌ها برابر فرض می‌شود. به عبارت دیگر، توان اکتیو کل جذب شده از شبکه به اینورتر به صورت یکسان بین سلول‌ها توزیع می‌شود تا تساوی ولتاژ خازن‌ها برقرار شود. تاکنون پژوهش‌های کمی به کاربرد مبدل پل متوالی نامتقارن در جبران‌ساز موازی پرداخته‌اند که از آن جمله به [۱۷] و [۱۸] می‌توان اشاره کرد. در [۱۷] شرط تعادل ولتاژ خازن‌ها به صورت یک معادله اضافی به دستگاه معادلات SHE افزوده شده است. بدین ترتیب، زوایای کلیدزنی به نحوی محاسبه می‌شوند که علاوه بر کنترل جریان، تعادل ولتاژ خازن‌ها نیز تأمین گردد. مهمترین ضعف این روش، محدود بودن آن به مدولاسیون SHE است به طوری‌که با مدولاسیون‌های فرکانس بالا قابل اجرا نیست که به کاهش پاسخ دینامیکی جبران‌ساز منجر می‌شود. در [۱۸]، یک مدولاسیون ترکیبی برای جبران‌ساز پل متوالی نامتقارن ارائه شده است که تنها برای مبدل پل با دو سلول در هر فاز قابل اجراست.

در این مقاله، یک استراتژی کنترلی مبتنی بر کنترل پیش-بین مبتنی بر مدل، برای جبران‌ساز پل متوالی نامتقارن توسعه داده شده است. با توجه به تعدد اهداف کنترلی، کنترل پیش‌بین با مجموعه کنترلی محدود^۵ [۱۹]، گزینه‌ای مناسب برای کنترل جبران‌ساز پل متوالی نامتقارن است. در این مقاله، نخست، مدل دینامیکی زمان-گسسته سیستم استخراج شده است و سپس یک تابع هزینه چند هدفه شامل کنترل جریان، و ولتاژ خازن تک سلول‌ها تعریف شده است. همچنین، در روش پیشنهادی، فرکانس کلیدزنی سلول توان بالا به صورت یک جمله کنترلی دیگر به تابع هزینه اضافه شده است با این هدف که میزان کلیدزنی در این سلول حدالامکان کاهش یابد که این مسئله به نحو قابل توجهی تلفات کلیدزنی مبدل را کاهش می‌دهد.

⁵ Finite Control Set Model Predictive Control (FCS-MPC)

دوم افزایش می‌یابد. افزایش تعداد خازن‌های شناور، نه تنها حجم و وزن اینورتر را افزایش می‌دهد، بلکه باعث پیچیده شدن سیستم متعادل‌سازی ولتاژ خازن‌ها می‌شود. در اینورتر مهر دیودی m سطحی نیز، علاوه بر تعداد زیاد دیودهای مهر، $m-1$ خازن در لینک dc وجود دارد که ولتاژ همه آنها در مقدار مرجع باید تثبیت شود که این مسئله نیازمند یک سیستم کنترل پیچیده برای متعادل‌سازی ولتاژ خازن‌هاست. این محدودیت‌ها باعث شده است که در کاربرد جبرانساز موازی، استفاده از اینورتر مهر دیودی و خازن شناور، به ترتیب به ۵ و ۷ سطح محدود شود [۶]. در حالیکه در مبدل پل متوالی و مدولار متوالی، به دلیل مقیاس‌پذیری بالا، می‌توان با اتصال آبشاری تعداد زیادی از سلول‌ها به سطوح ولتاژ بالاتری دست یافت که این مسئله امکان اتصال مستقیم اینورتر به شبکه، بدون نیاز به ترانسفوماتور افزایشنده را مسیر می‌سازد.

$$v_{ox} = v_{o,x1} + v_{o,x2} + v_{o,x3}$$

$$v_{ox} \in \{-13E, -12E, \dots, 0, \dots, 12E, 13E\} \quad (3)$$

جدول ۱ مقایسه‌ای میان تعداد ادوات الکترونیک قدرت در انواع مبدل‌های چندسطحی پایه را ارائه می‌دهد. مطابق این جدول، تعداد کلیدهای قدرت در مبدل پل متوالی نامتقارن نسبت به سایر مبدل‌ها به نحو قابل توجهی کمتر است. به عنوان نمونه، در اینورتر ۲۷ سطحی، تعداد کلیدهای قدرت در مبدل پل متوالی متقارن برابر ۱۵۶ تاست در حالیکه در مبدل پل متوالی نامتقارن، تعداد کلیدهای قدرت به ۳۶ کاهش یافته است. شایان ذکر است که به دلیل استفاده از کلیدهای ولتاژ بالا، مجموع ولتاژ قطع کلیدها^۶ در ساختارهای متقارن و نامتقارن یکسان است. از سوی دیگر، در اینورترهای خازن شناور و مهر دیودی، با افزایش تعداد سطوح ولتاژ، تعداد خازن‌های شناور و دیودهای مهر، با توان

جدول ۱- مقایسه مبدل‌های چندسطحی m سطحی

	پل متوالی متقارن (S-CHB)	پل متوالی نامتقارن (A-CHB)	مهر نقطه خنثی (NPC)	خازن شناور (FC)	مدولار متوالی (MMC)	مبدل ضربدری (S-CS)
تعداد کلید	$6(m-1)$	$12\log_3(m)$	$6(m-1)$	$6(m-1)$	$12(m-1)$	$4.5(m-1)$
تعداد دیودهای مهر	-	-	$3(m-1)$ $\times(m-2)$	-	-	-
تعداد خازن شناور	-	-	-	$1.5(m-1)$ $\times(m-2)$	$6(m-1)$	-
تعداد خازن‌های لینک dc	$1.5(m-1)$	$3\log_3(m)$	$m-1$	1	1	$1.5(m-1)$
مجموع ولتاژ قطع کلیدها	$6(m-1)E$	$6(m-1)E$	$6(m-1)E$	$6(m-1)E$	$12(m-1)E$	$6(m-1)E$
حداکثر سطوح در کاربردهای عملی	نامحدود	نامحدود	۵	۷	نامحدود	نامحدود
کنترل‌پذیری در کاربرد جبرانسازی	آسان	متوسط	پیچیده	پیچیده	متوسط	متوسط
قابلیت جبرانسازی جریان توالی منفی	محدود	محدود	نامحدود	نامحدود	نامحدود	محدود

^۶ Total Blocking Voltage (TBV)

پیش‌بین با مجموعه محدود، مطابق شکل (۲) پیشنهاد شده است که در ادامه به آن خواهیم پرداخت.

۳-۱- معادلات دینامیکی سیستم

با اعمال KVL در مدار شکل (۱)، رابطه زیر را می‌توان نوشت.

$$v_{sx} - v_{ox} = L_f \frac{di_x}{dt} + R_f i_x, \quad x \in \{a, b, c\} \quad (۴)$$

که در آن، v_{sx} و v_{ox} به ترتیب ولتاژ ولتاژ خروجی اینورتر و ولتاژ شبکه در نقطه اتصال اینورتر به شبکه است. همچنین، i_x جریان اینورتر در فاز x را نشان می‌دهد. از رابطه (۴)، معادله دینامیکی جریان اینورتر، مطابق رابطه (۵) به دست می‌آید.

$$\frac{di_x}{dt} = \frac{1}{L_f} (v_{sx} - v_{ox}) - \frac{R_f}{L_f} i_x, \quad x \in \{a, b, c\} \quad (۵)$$

همچنین، معادله دینامیکی ولتاژ خازن‌های لینک dc سلول‌ها را مطابق روابط زیر می‌توان نوشت.

$$\frac{dv_{Cx1}}{dt} = \frac{1}{C_{x1}} i_{Cx1}, \quad (۶)$$

$$\frac{dv_{Cx2}}{dt} = \frac{1}{C_{x2}} i_{Cx2}, \quad (۷)$$

$$\frac{dv_{Cx3}}{dt} = \frac{1}{C_{x3}} i_{Cx3}, \quad x \in \{a, b, c\} \quad (۸)$$

در روابط (۶-۸)، v_{Cx1} ، v_{Cx2} و v_{Cx3} به ترتیب ولتاژ خازن سلول‌های یک، دو و سه در فاز x است و C_{x1} ، C_{x2} و C_{x3} به ترتیب، ظرفیت خازن سلول‌های مذکور را نشان می‌دهد. همچنین، i_{Cx1} ، i_{Cx2} و i_{Cx3} به ترتیب جریان لینک dc سلول‌هاست. بسته به نحوه کلیدزنی هر سلول، جریان سمت dc آن، یکی از سه مقدار مندرج در رابطه (۹) را خواهد داشت.

$$i_{Cx1}, i_{Cx2} \in \{i_x, -i_x, 0\}, \quad x \in \{a, b, c\} \quad (۹)$$

در کاربرد جبرانساز موازی، متغیرهای اصلی کنترلی، جریان تزریقی به شبکه (i_x) و ولتاژ خازن‌های سلول‌ها (v_{Cx1} ، v_{Cx2} و v_{Cx3}) است. در روش پیش‌بین، به ازای همه حالت‌های کلیدزنی اینورتر، و در هر دوره نمونه‌برداری، مقدار جریان اینورتر و ولتاژ خازن‌ها باید پیش‌بینی شود. بر اساس این پیش‌بینی، بهترین حالت کلیدزنی، انتخاب و به مبدل اعمال می‌شود. به منظور پیش‌بینی متغیرهای

مطابق جدول ۱، مهمترین مزیت اینورتر مدولار متوالی در کاربرد جبرانساز موازی، استفاده از لینک dc مشترک میان ساق‌هاست. این ویژگی جبرانساز را قادر می‌سازد که در صورت نیاز، علاوه بر تزریق جریان راکتیو توالی مثبت، در صورت نیاز، جریان راکتیو توالی منفی نیز به شبکه تزریق نماید، هر چند تعداد کلیدهای قدرت و مجموع ولتاژ قطع کلیدها، در اینورتر مدولار متوالی بیشتر از سایر اینورترهاست. نتیجه آنکه، در این مقاله، اینورتر پل متوالی نامتقارن، برای استفاده در جبرانساز موازی پیشنهاد شده است.

۳- استراتژی کنترل پیشنهادی برای جبرانساز

موازی مبتنی بر مبدل پل متوالی نامتقارن

مطابق شکل (۱)، هر فاز اینورتر به وسیله یک فیلتر با اندوکتانس و مقاومت L_f و R_f به شبکه متصل است که وظیفه برنامه‌ریزی جریان را بر عهده دارد. به منظور تزریق توان راکتیو به شبکه، (جبرانسازی خازنی) دامنه ولتاژ خروجی اینورتر نسبت به شبکه افزایش می‌یابد و برای جذب توان راکتیو از شبکه (جبرانسازی سلفی) دامنه ولتاژ خروجی اینورتر کاهش می‌یابد. شکل (۲)، دیگرام بلوکی کلی سیستم کنترل جبرانساز را نشان می‌دهد. در شکل (۲) مرجع جریان فازهای جبرانساز، با i_a^{ref} ، i_b^{ref} و i_c^{ref} نشان داده شده است که از مجموع دو مؤلفه اکتیو و راکتیو تشکیل شده است. مرجع جریان راکتیو (i_q^{ref}) توسط کنترل بالادست شبکه، بر اساس نیازهای شبکه تعیین می‌شود که از حوزه این پژوهش خارج است. از آنجایی لینک dc مبدل، خازنی است و منبع توانی در لینک‌های dc مبدل وجود ندارد، به دلیل تلفات داخلی مبدل و همینطور تلفات خازن‌های الکترولیت، لازم است مقدار اندکی توان اکتیو از شبکه به اینورتر جذب شود تا ولتاژ خازن‌ها در مقدار مرجع ثابت بماند. به این منظور، مطابق شکل (۲)، مجموع ولتاژ خازن‌ها با مقدار مرجع، مقایسه می‌شود و اختلاف این دو به یک کنترل‌کننده PI داده می‌شود تا مرجع جریان اکتیو (i_d^{ref}) تولید شود. لازم به ذکر است کنترل‌کننده PI صرفاً جریان اکتیو مورد نیاز کل اینورتر را تأمین می‌کند تا خازن‌ها شارژ شوند اما قادر به تثبیت ولتاژ تک تک خازن‌ها در مقدار مرجع نیست. در این مقاله، به منظور کنترل جریان، متعادل‌سازی ولتاژ خازن هر سلول، و همینطور کنترل میزان کلیدزنی یک بلوک کنترل

از سوی دیگر، جریان لینک dc هر سلول که از خازن عبور می‌کند، تابعی از جریان خروجی اینورتر است.

$$\begin{aligned} i_{Cx1}(k) &= \chi_{1x} \times i_x(k), \\ i_{Cx2}(k) &= \chi_{2x} \times i_x(k), \\ i_{Cx3}(k) &= \chi_{3x} \times i_x(k). \end{aligned} \quad (16)$$

در رابطه (۱۶)، متغیرهای χ_{1x} ، χ_{2x} و χ_{3x} تابعی از فرمان کلیدزنی سلول‌های ۱، ۲ و ۳ در هر فاز است و سه مقدار مطابق رابطه زیر می‌تواند داشته باشد.

$$\chi_{1x}, \chi_{2x}, \chi_{3x} \in \{-1, 0, 1\} \quad (17)$$

چنانچه کلیدهای قطر اصلی در سلول پل روشن شود، متغیر χ مقدار ۱، و چنانچه کلیدهای قطر فرعی روشن شود، متغیر χ مقدار -۱ به خود می‌گیرد. با روشن شدن دو کلید بالا یا پائین، مقدار χ صفر خواهد شد. با جایگذاری رابطه (۱۶) و (۱۷) در (۱۳-۱۵)، مقادیر پیش‌بینی شده ولتاژ خازن سلول‌ها به صورت زیر به دست می‌آید.

$$v_{Cx1}^p(k+1) = v_{Cx1}(k) + T_s \times \chi_{1x} \frac{i_x(k)}{C_{x1}} \quad (18)$$

$$v_{Cx2}^p(k+1) = v_{Cx2}(k) + T_s \times \chi_{2x} \frac{i_x(k)}{C_{x2}} \quad (19)$$

$$v_{Cx3}^p(k+1) = v_{Cx3}(k) + T_s \times \chi_{3x} \frac{i_x(k)}{C_{x3}} \quad (20)$$

در روابط (۱۸-۲۰)، $v_{Cx1}(k)$ ، $v_{Cx2}(k)$ و $v_{Cx3}(k)$ مقادیر اندازه‌گیری شده ولتاژ خازن‌ها در نمونه فعلی (نمونه k ام) است و $v_{Cx1}^p(k+1)$ ، $v_{Cx2}^p(k+1)$ و $v_{Cx3}^p(k+1)$ مقادیر پیش‌بینی شده ولتاژ خازن‌ها پس از زمان T_s (در نمونه $(k+1)$ ام) است.

۳-۳- تعریف تابع هزینه و بهینه‌سازی

جدول ۲، حالت‌های کلیدزنی در هر فاز اینورتر پل متوالی نامتقارن ۲۷ سطحی را نشان می‌دهد. در این جدول، v_{ox} ولتاژ خروجی فاز x را به ازای هر حالت کلیدزنی نشان می‌دهد که مقادیری بین $13E$ تا $-13E$ را با پله‌های به میزان E شامل می‌شود. در این جدول، مقادیر χ_{1x} ، χ_{2x} و χ_{3x} به ازای هر حالت کلیدزنی آمده است. همچنین، در این جدول، تأثیر هر حالت کلیدزنی بر روی ولتاژ خازن‌های

کنترلی، معادلات دینامیکی سیستم باید گسسته‌سازی شود که در ادامه مورد بحث قرار گرفته است.

۳-۲- استخراج مدل زمان گسسته سیستم

روش‌های متعددی در مراجع برای گسسته‌سازی معادلات دینامیکی زمان-پیوسته یک سیستم وجود دارد [۲۰]. در این مقاله، از روش اویلر پیشرو^۱، مطابق با رابطه (۱۰)، برای استخراج معادلات زمان-گسسته استفاده شده است.

$$\frac{dx}{dt} = \frac{x(k+1) - x(k)}{T_s} \quad (10)$$

در رابطه (۱۰)، $x(k)$ و $x(k+1)$ مقادیر متغیر x به ترتیب در نمونه‌های k ام (نمونه فعلی) و $k+1$ ام (نمونه بعدی) است و T_s زمان نمونه‌برداری است. با اعمال رابطه (۱۰) به معادله دینامیکی جریان (رابطه (۵))، داریم:

$$\frac{i_x(k+1) - i_x(k)}{T_s} = \quad (11)$$

$$\frac{1}{L_f} (v_{sx}(k) - v_{ox}(k)) - \frac{R_f}{L_f} i_x(k)$$

با استفاده از رابطه (۱۱)، می‌توان مقدار جریان در نمونه بعدی (نمونه $(k+1)$ ام) را از روی مقادیر فعلی سیستم به دست آورد که به رابطه (۱۲) می‌رسیم.

$$i_x^p(k+1) = \left(1 - \frac{R_f T_s}{L_f} \right) i_x(k) + \frac{T_s}{L_f} (v_{sx}(k) - v_{ox}(k)) \quad (12)$$

با استفاده از رابطه (۱۲)، و با در نظر گرفتن مقدار فعلی جریان $(i(k))$ ، ولتاژ شبکه $(v_{sx}(k))$ و ولتاژ خروجی اینورتر $(v_{ox}(k))$ می‌توان جریان را در پایان دوره زمانی T_s ($i_x^p(k+1)$) پیش‌بینی کرد.

با جایگذاری رابطه (۱۰) در معادله دینامیکی ولتاژ خازن‌ها (رابطه (۶-۸))، روابط (۱۳-۱۵) به دست می‌آید.

$$\frac{v_{Cx1}(k+1) - v_{Cx1}(k)}{T_s} = \frac{i_{Cx1}(k)}{C_{x1}} \quad (13)$$

$$\frac{v_{Cx2}(k+1) - v_{Cx2}(k)}{T_s} = \frac{i_{Cx2}(k)}{C_{x2}} \quad (14)$$

$$\frac{v_{Cx3}(k+1) - v_{Cx3}(k)}{T_s} = \frac{i_{Cx3}(k)}{C_{x3}} \quad (15)$$

¹ Forward Euler Method

کلیدزنی ۸، ولتاژ خازن سلول یک (V_{Cx1}) تغییر نخواهد کرد. چنانچه، جریان فاز مثبت باشد، ولتاژ خازن سلول دو (V_{Cx2}) کاهش، و ولتاژ خازن سلول سه (V_{Cx3}) افزایش می‌یابد. به طور عکس، به ازای جریان فاز منفی، V_{Cx2} افزایش، و V_{Cx3} کاهش می‌یابد.

سلول‌ها درج شده است. به عنوان نمونه، در حالت کلیدزنی شماره ۸، ولتاژ خروجی سلول‌های یک، دو و سه، به ترتیب برابر 0 ، $-3E$ و $9E$ بوده و ولتاژ $6E$ در خروجی فاز اینورتر تولید می‌شود. در این جدول، حرف I بیانگر افزایش ولتاژ و حرف D کاهش ولتاژ خازن را نشان می‌دهد. به ازای حالت

جدول ۲- حالت‌های کلیدزنی اینورتر پل نامتقارن ۲۷ سطحی و تأثیر آن بر روی ولتاژ خازن‌ها

No.	S_{x1}	S_{x2}	S_{x3}	S_{x4}	S_{x5}	S_{x6}	v_{ox}	χ_{1x}	χ_{2x}	χ_{3x}	V_{Cx1}		V_{Cx2}		V_{Cx3}	
1	1	0	1	0	1	0	13E	+1	+1	+1	$i_x > 0: I$	$i_x < 0: D$	$i_x > 0: I$	$i_x < 0: D$	$i_x > 0: I$	$i_x < 0: D$
2	0	0	1	0	1	0	12E	0	+1	+1	-	-	$i_x > 0: I$	$i_x < 0: D$	$i_x > 0: I$	$i_x < 0: D$
3	0	1	1	0	1	0	11E	-1	+1	+1	$i_x > 0: D$	$i_x < 0: I$	$i_x > 0: I$	$i_x < 0: D$	$i_x > 0: I$	$i_x < 0: D$
4	1	0	0	0	1	0	10E	+1	0	+1	$i_x > 0: I$	$i_x < 0: D$	-	-	$i_x > 0: I$	$i_x < 0: D$
5	0	0	0	0	1	0	9E	0	0	+1	-	-	-	-	$i_x > 0: I$	$i_x < 0: D$
6	0	1	0	0	1	0	8E	-1	0	+1	$i_x > 0: D$	$i_x < 0: I$	-	-	$i_x > 0: I$	$i_x < 0: D$
7	1	0	0	1	1	0	7E	+1	-1	+1	$i_x > 0: I$	$i_x < 0: D$	$i_x > 0: D$	$i_x < 0: I$	$i_x > 0: I$	$i_x < 0: D$
8	0	0	0	1	1	0	6E	0	-1	+1	-	-	$i_x > 0: D$	$i_x < 0: I$	$i_x > 0: I$	$i_x < 0: D$
9	0	1	0	1	1	0	5E	-1	-1	+1	$i_x > 0: D$	$i_x < 0: I$	$i_x > 0: D$	$i_x < 0: I$	$i_x > 0: I$	$i_x < 0: D$
10	1	0	1	0	0	0	4E	+1	+1	0	$i_x > 0: I$	$i_x < 0: D$	$i_x > 0: I$	$i_x < 0: D$	-	-
11	0	0	1	0	0	0	3E	0	+1	0	-	-	$i_x > 0: I$	$i_x < 0: D$	-	-
12	0	1	1	0	0	0	2E	-1	+1	0	$i_x > 0: D$	$i_x < 0: I$	$i_x > 0: I$	$i_x < 0: D$	-	-
13	1	0	0	0	0	0	E	+1	0	0	$i_x > 0: I$	$i_x < 0: D$	-	-	-	-
14	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	-	-	-	-	-	-
15	0	1	0	0	0	0	-E	-1	0	0	$i_x > 0: D$	$i_x < 0: I$	-	-	-	-
16	1	0	0	1	0	0	-2E	+1	-1	0	$i_x > 0: I$	$i_x < 0: D$	$i_x > 0: D$	$i_x < 0: I$	-	-
17	0	0	0	1	0	0	-3E	0	-1	0	-	-	$i_x > 0: D$	$i_x < 0: I$	-	-
18	0	1	0	1	0	0	-4E	-1	-1	0	$i_x > 0: D$	$i_x < 0: I$	$i_x > 0: D$	$i_x < 0: I$	-	-
19	1	0	1	0	0	1	-5E	+1	+1	-1	$i_x > 0: I$	$i_x < 0: D$	$i_x > 0: I$	$i_x < 0: D$	$i_x > 0: D$	$i_x < 0: I$
20	0	0	1	0	0	1	-6E	0	+1	-1	-	-	$i_x > 0: I$	$i_x < 0: D$	$i_x > 0: D$	$i_x < 0: I$
21	0	1	1	0	0	1	-7E	-1	+1	-1	$i_x > 0: D$	$i_x < 0: I$	$i_x > 0: I$	$i_x < 0: D$	$i_x > 0: D$	$i_x < 0: I$
22	1	0	0	0	0	1	-8E	+1	0	-1	$i_x > 0: I$	$i_x < 0: D$	-	-	$i_x > 0: D$	$i_x < 0: I$
23	0	0	0	0	0	1	-9E	0	0	-1	-	-	-	-	$i_x > 0: D$	$i_x < 0: I$
24	0	1	0	0	0	1	-10E	-1	0	-1	$i_x > 0: D$	$i_x < 0: I$	-	-	$i_x > 0: D$	$i_x < 0: I$
25	1	0	0	1	0	1	-11E	+1	-1	-1	$i_x > 0: I$	$i_x < 0: D$	$i_x > 0: D$	$i_x < 0: I$	$i_x > 0: D$	$i_x < 0: I$
26	0	0	0	1	0	1	-12E	0	-1	-1	-	-	$i_x > 0: D$	$i_x < 0: I$	$i_x > 0: D$	$i_x < 0: I$
27	0	1	0	1	0	1	-13E	-1	-1	-1	$i_x > 0: D$	$i_x < 0: I$	$i_x > 0: D$	$i_x < 0: I$	$i_x > 0: D$	$i_x < 0: I$

$$g_{\cos t, x} = \frac{|i_x^p(k+1) - i_x^{ref}(k+1)|}{I_{nom}} + \lambda_{cap} \left(\frac{1}{V_{Cx1}^{nom}} |v_{Cx1}^p(k+1) - V_{Cx1}^{ref}(k+1)| + \frac{1}{V_{Cx2}^{nom}} |v_{Cx2}^p(k+1) - V_{Cx2}^{ref}(k+1)| + \frac{1}{V_{Cx3}^{nom}} |v_{Cx3}^p(k+1) - V_{Cx3}^{ref}(k+1)| \right) + \lambda_{sw} \times F_{sw, x} \quad (21)$$

با استفاده از روش پیش‌بین مبتنی بر مدل، به ازای هر حالت کلیدزنی، و با استفاده از جدول ۲ و روابط (۱۲) و (۱۸-۲۰) می‌توان مقادیر جریان اینورتر و ولتاژ خازن‌ها را به ازای یک دوره نمونه برداری (T_s) پیش‌بینی کرد. با مقایسه مقادیر پیش‌بینی شده با مقادیر مرجع، می‌توان بهترین حالت کلیدزنی را یافت. به این منظور، در این مقاله، یک تابع هزینه چندهدفه مطابق رابطه (۲۱) تعریف شده است.

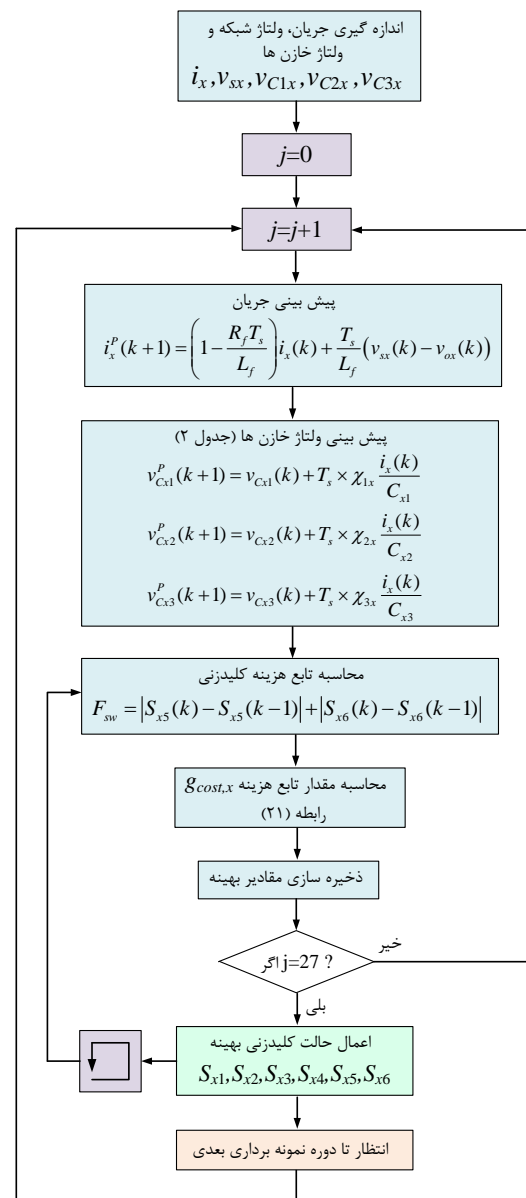
- جمله دوم تابع هزینه، مربوط به کنترل ولتاژ خازن سلول هاست. لازم به ذکر است، مؤلفه اکتیو جریان، کل توان اکتیو لازم برای شارژ ننگه داشتن خازن‌ها را، از شبکه به اینورتر تزریق می‌کند. اما نحوه توزیع توان اکتیو بین سلول‌ها را مدیریت نمی‌کند. از این رو، ولتاژ خازن هر سلول، به صورت مجزا باید در تابع هزینه لحاظ شود تا ولتاژ تک تک خازن‌ها در مقدار مرجع تثبیت شود.

- جمله سوم تابع هزینه، مربوط به کاهش فرکانس کلیدزنی در سلول توان بالا (سلول سوم هر فاز) است. با در نظر گرفتن جمله اول و دوم، می‌توان بهترین حالت کلیدزنی را که منجر به کمترین مقدار برای تابع هزینه می‌شود، یافت و بدین ترتیب اهداف اولیه کنترل جبران‌ساز را برآورده کرد اما ممکن است حالت‌های کلیدزنی انتخاب شوند که به نرخ بالای کلیدزنی در سلول‌های توان بالا منجر شوند. در اینورتر پل نامتقارن، ولتاژ قطع کلیدها در سلول‌ها متفاوت است. بنابراین، در هر دوره نمونه‌برداری، بهتر است آن دسته از حالت‌های کلیدزنی انتخاب شوند که نسبت به دوره قبل، کمترین تعداد کلیدزنی در سلول ولتاژ-بالا رخ دهد. به عبارت دیگر، برای رسیدن به اهداف کنترلی اولیه، بهتر است بیشتر کلیدزنی‌ها در سلول‌های توان پائین و متوسط (سلول‌های اول و دوم) رخ دهد. این مسئله تلفات کلیدزنی اینورتر را به نحو قابل توجهی کاهش می‌دهد و همینطور امکان استفاده از کلیدهای ولتاژ بالا نظیر GTO^1 به جای $IGBT^2$ را در سلول ولتاژ-بالا امکان‌پذیر می‌سازد.

در تابع هزینه رابطه (۲۱)، جمله F_{sw} به صورت زیر تعریف شده است.

$$F_{sw} = |S_{x5}(k) - S_{x5}(k-1)| + |S_{x6}(k) - S_{x6}(k-1)| \quad (22)$$

در رابطه (۲۲)، فرمان کلیدهای S_{x5} و S_{x6} (مربوط به سلول ولتاژ-بالا) در نمونه فعلی با نمونه قبلی مقایسه می‌شود. چنانچه تغییری در وضعیت کلیدهای سلول ولتاژ



شکل ۳- دیاگرام فلوچارتی استراتژی کنترل پیشنهادی مبتنی بر روش پیش بین مبتنی بر مدل

در رابطه (۲۱)، $g_{cost,x}$ تابع هزینه مربوط به هر فاز است. بهترین حالت کلیدزنی، حالتی است که به ازای آن، تابع هزینه به حداقل برسد. تابع هزینه رابطه (۲۱)، شامل سه جمله به شرح زیر است.

- جمله اول تابع هزینه، مربوط به کنترل جریان تزریقی به شبکه است. به کمک این جمله، هر دو مؤلفه راکتیو و اکتیو جریان مبادله شده بین اینورتر و شبکه کنترل می‌شود.

² Insulated Gate Bipolar Transistor

¹ Gate Turn-Off Thyristor

در تابع هزینه آمده است. اما هر یک از این جملات دارای وزن به خصوصی در تابع هزینه است که اهمیت آن هدف کنترلی را منعکس می‌کند. هر چه ضریب وزنی یک جمله بیشتر باشد، حالت کلیدزنی انتخاب می‌شود که متغیر کنترلی مربوط به آن جمله، با اختلاف کمتری مقدار مرجع را دنبال می‌کند. اما این مسئله می‌تواند باعث افزایش خطا در سایر متغیرهای کنترلی شود. بنابراین یک مصالحه در انتخاب ضرایب وزنی جملات مختلف تابع هزینه وجود دارد با این هدف که همه اهداف کنترلی بسته به اهمیتشان، به درستی برآورده شوند. شکل (۴)، مقادیر THD جریان تزریقی به شبکه و میانگین خطای ولتاژ خازن‌ها از مقدار مرجعشان را نشان می‌دهد. در این شکل، مقادیر مذکور به ازای ضرایب وزنی مختلف رسم شده است که از شبیه‌سازی به دست آمده است ($\lambda_{cap} \in [0.1, 50]$ و $\lambda_{sw} \in [0, 0.06]$). مطابق شکل (۴-الف)، به طور کلی با افزایش λ_{cap} مقدار THD جریان تزریقی به شبکه افزایش می‌یابد زیرا اهمیت تابع هزینه تنظیم ولتاژ خازن‌ها بیشتر شده و اهمیت تابع هزینه جریان کاهش می‌یابد. مطابق این شکل، با عبور λ_{cap} از حدود 30، کنترل جریان جبران‌ساز مختل شده و THD جریان از محدوده مجاز استاندارد شبکه (IEEE 519) عبور کرده است. مطابق شکل (۴-ب)، هنگامیکه λ_{cap} به سمت صفر میل می‌کند، هانگونه که انتظار می‌رود، خطای ولتاژ خازن‌ها به شدت افزایش می‌یابد زیرا اهمیت جمله مربوط به تنظیم ولتاژ خازن‌ها در تابع هزینه کاهش می‌یابد. وقتی λ_{cap} از 5 بیشتر می‌شود، میانگین خطای ولتاژها به زیر 5 درصد کاهش می‌یابد و در بازه وسیعی (تا حدود 40) در محدوده مطلوبی قرار دارد اما در ادامه، با افزایش λ_{cap} بر خلاف انتظار، خطای ولتاژ خازن‌ها نیز شروع به افزایش

بالا رخ ندهد مقدار این عبارت صفر خواهد بود و در غیر این صورت، این عبارت دارای مقدار غیر صفر بوده و باعث افزایش تابع هزینه می‌شود. در نتیجه، در فرآیند تصمیم‌گیری آن دسته از حالت‌هایی که به کلیدزنی در سلول سوم منجر می‌شوند، اولویت کمتری می‌یابند. در تابع هزینه رابطه (۲۱)، از آنجایی که جریان و ولتاژ دو کمیت متفاوت بوده و مقادیر نامی آنها با هم تفاوت دارند، جملات اول و دوم تابع هزینه نسبت به مقادیر نامی نرمالیزه شده‌اند. همچنین λ_{cap} و λ_{sw} ضرایب وزنی جملات اول و دوم را نشان می‌دهد. دیگرام فلوچارتی روش پیشنهادی پیش‌بین مبتنی بر مدل، در این مقاله، برای کنترل جبران‌ساز موازی مبتنی بر اینورتر پل متوالی نامتقارن، در شکل (۳) نشان داده شده است.

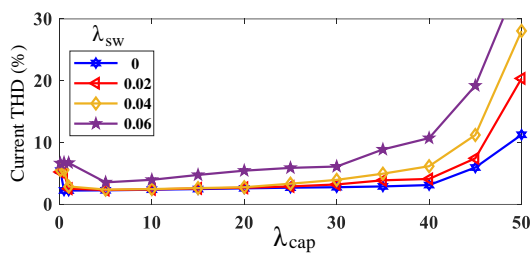
۴- نتایج شبیه‌سازی

جبران‌ساز موازی مورد مطالعه در این مقاله، مبتنی بر اینورتر پل متوالی نامتقارن ۲۷-سطحی مطابق شکل (۱) است که در نرم‌افزار MATLAB/SIMULINK مورد شبیه‌سازی قرار گرفته است. جبران‌ساز موازی مورد مطالعه، دارای توان راکتیو نامی 4 MVAR است که به شبکه 11 kV متصل است. این جبران‌ساز، در هر فاز از سه سلول تشکیل شده است. ولتاژ لینک dc سلول‌ها به ترتیب، برابر 800 V، 2400 V و 7200 V است. همچنین، نرخ نمونه‌برداری سیستم کنترل برابر 100 μ s تنظیم شده است. پارامترهای نمونه شبیه‌سازی شده در جدول ۳ آمده است. نتایج شبیه‌سازی جبران‌ساز موازی با استفاده از روش کنترل پیشنهادی در ادامه آمده است.

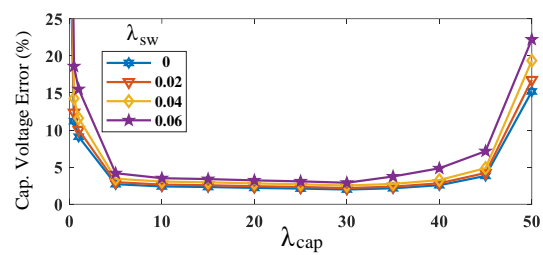
۴-۱- تعیین ضرایب وزنی در تابع هزینه چند هدفه در رابطه (۲۱)، هر یک از اهداف کنترلی در قالب جملاتی

جدول ۳- مقادیر متغیرهای جبران‌ساز موازی مورد مطالعه در شبیه‌سازی

مقدار	نماد	متغیرها	مقدار	نماد	متغیرها
2 mF	C_{x3}	ظرفیت خازن سلول ولتاژ بالا	11 kV	$V_{LL(rms)}$	مقدار مؤثر ولتاژ شبکه
2 mF	C_{x2}	ظرفیت خازن سلول ولتاژ متوسط	4 MVA	Q_{nom}	توان راکتیو نامی
1 mF	C_{x1}	ظرفیت خازن سلول ولتاژ پائین	300 A	I_{nom}	جریان راکتیو نامی
8 mH	L_f	اندوکتانس فیلتر	7.2 kV	V_{Cx3}	ولتاژ لینک dc سلول ولتاژ بالا
0.3 Ω	R_f	مقاومت فیلتر	2.4 kV	V_{Cx2}	ولتاژ لینک dc سلول ولتاژ متوسط
100 μ s	T_s	زمان نمونه‌برداری	800 V	V_{Cx1}	ولتاژ لینک dc سلول ولتاژ پائین



(ب)



(الف)

شکل ۴- تأثیر ضرایب وزنی تابع هزینه بر (الف) کیفیت جریان، (ب) میانگین خطای ولتاژ خازن‌ها

شبکه و جریان سه فاز تزریقی به شبکه را نشان می‌دهد. همانگونه که دیده می‌شود جریان با دامنه حدود 300 A و به صورت پیشفاز و با اختلاف فاز حدود ۹۰ درجه با شبکه مبادله شده است. همچنین شکل (۵-ب)، ولتاژ خازن‌های سلول‌ها را در یک فاز مبدل (فاز a) نشان می‌دهد. مطابق این شکل، ولتاژ خازن‌های سلول‌ها در مقادیر مرجع 800 V، 2400 V و 7200 V تثبیت شده است و با توجه به عبور جریان از خازن‌ها، رپلی به میزان 4.2%، 6.2% و 3.2% درصد در ولتاژ خازن‌ها قابل مشاهده است. همچنین ولتاژ خروجی مبدل در شکل (۵-ت) نشان داده شده است. در حالت نامی خازنی، به منظور تزریق توان راکتیو به شبکه، ولتاژ خروجی مبدل به حداکثر خود می‌رسد. در نتیجه، همانگونه که دیده می‌شود، شکل موج ولتاژ ۲۷-سطحی (بالاترین تعداد سطوح ممکن) با مقدار پیک حدود 10.4 kV در خروجی فازهای اینورتر تولید شده است.

شکل (۶)، نتایج شبیه‌سازی در وضعیت جبران‌سازی نامی سلفی را نشان می‌دهد. در این شبیه‌سازی مرجع جریان راکتیو جبران‌ساز، i_q^{ref} برابر 300 A- تنظیم شده است. مطابق شکل‌های (۶-الف) و (۶-ب)، جریان سه‌فاز جبران‌ساز به صورت پس‌فاز و با اختلاف فاز حدود ۹۰ درجه نسبت به ولتاژ شبکه است، که بیانگر عملکرد سلفی جبران‌ساز است. همچنین، مطابق شکل (۶-پ)، ولتاژ خازن سلول‌ها نیز به درستی حول مقدار مرجع تنظیم شده است که نشان‌دهنده عملکرد صحیح روش کنترل پیشنهادی است. ولتاژ خروجی فازهای اینورتر نیز در شکل (۶-ت) نمایش داده شده است. مشاهده می‌شود که ولتاژهای ۲۳ سطحی با مقدار پیک حدود 8.8 kV در خروجی فازهای اینورتر تولید شده است. شایان ذکر است، علی‌رغم اینکه اینورتر پیشنهادی ۲۷ سطحی است، اما در وضعیت جبران‌ساز سلفی، به منظور

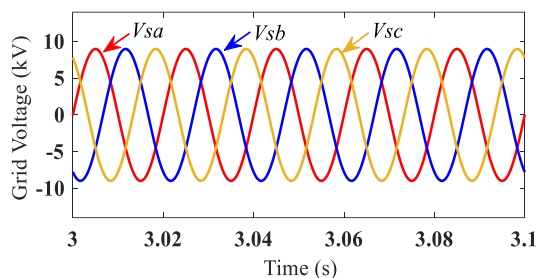
می‌کند. با مقایسه شکل (۴-الف) و (۴-ب) می‌توان به علت این مسئله پی برد. در کاربرد جبران‌سازی توان راکتیو، همواره مقدار اندکی جریان اکتیو از شبکه به مبدل جذب می‌شود تا مجموع ولتاژ خازن‌ها در مقدار مرجع تثبیت گردد. از آنجایی که کنترل‌کننده جریان به عنوان حلقه داخلی عمل می‌کند، با افزایش λ_{cap} کنترل جریان (اعم از اکتیو و راکتیو) مختل می‌شود و توان اکتیو لازم از شبکه به مبدل وارد نمی‌شود. در نتیجه سیستم متعادل‌ساز ولتاژ خازن‌ها، علی‌رغم ضریب وزنی بالا، قادر به تنظیم ولتاژ هر خازن در مقدار مرجع خود نیست.

مطابق شکل (۴)، افزایش λ_{sw} نیز هم باعث افزایش THD جریان و هم خطای ولتاژ خازن‌ها می‌شود. با افزایش λ_{sw} تعداد کلیدزنی در $Cell_{x3}$ (سلول‌های ولتاژ-بالا) کاهش می‌یابد. به عبارت دیگر، سیستم کنترل، تمایل بیشتری پیدا می‌کند تا در دوره کلیدزنی بعدی، همان حالت کلیدزنی فعلی را ادامه دهد تا تعداد کلیدزنی‌ها کاهش یابد. با کاهش تمایل سیستم کنترل به تغییر وضعیت کلیدزنی، خطای جریان‌ها و ولتاژها از مقدار مرجع بیشتر می‌شود. با توجه به نتایج به دست آمده، مقادیر ضرایب وزنی $\lambda_{cap} = 8$ و $\lambda_{sw} = 0.04$ انتخاب شده است.

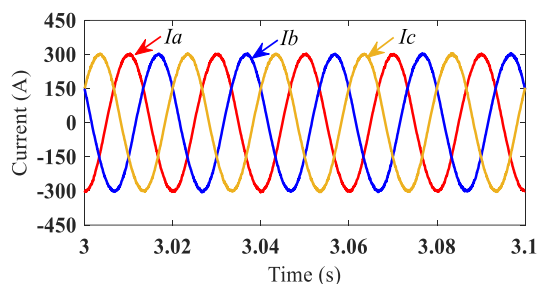
۴-۲- عملکرد حالت دائم جبران‌ساز استاتیک سنکرون

در این بخش، عملکرد حالت دائم جبران‌ساز استاتیک سنکرون، در دو وضعیت جبران‌سازی نامی خازنی و سلفی بررسی شده است.

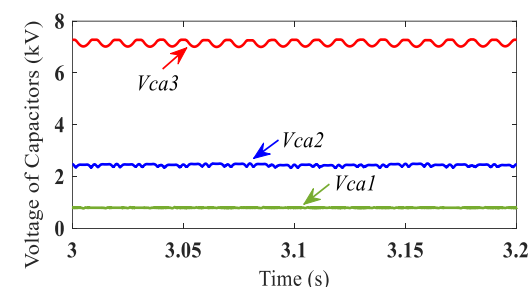
شکل (۵)، نتایج شبیه‌سازی به ازای وضعیت جبران‌سازی نامی خازنی را نشان می‌دهد. در این شبیه‌سازی مرجع جریان راکتیو جبران‌ساز، i_q^{ref} برابر 300 A+ مقداردهی شده است. شکل‌های (۵-الف) و (۵-ب)، به ترتیب، ولتاژ سه فاز



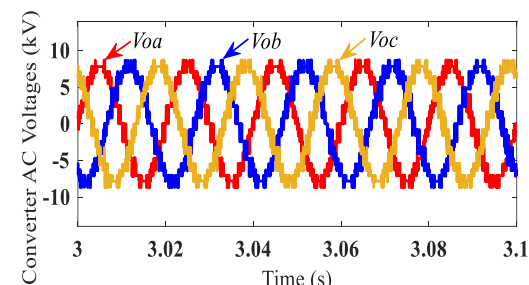
(الف)



(ب)



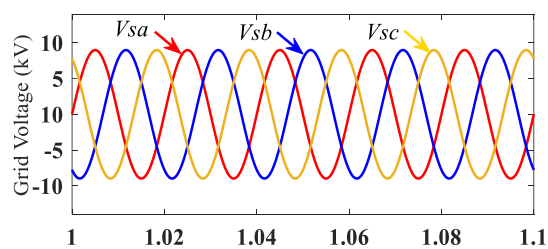
(پ)



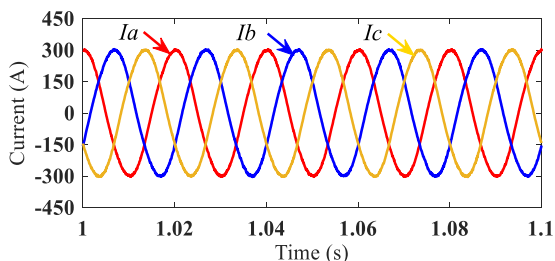
(ت)

شکل ۶- رفتار حالت دائم جبران‌ساز مبتنی بر مبدل پل نامتقارن در حالت نامی سلفی (الف) ولتاژ شبکه، (ب) جریان جبران‌ساز، (پ) ولتاژ خازن سلول‌ها (فاز a)، (ت) ولتاژ

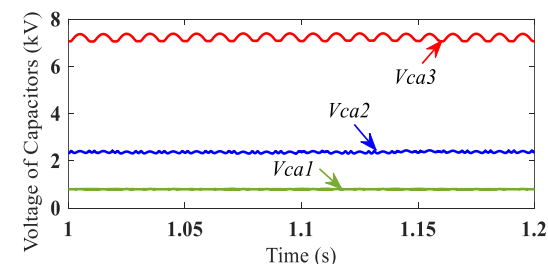
مسئله، در نهایت، به کاهش قابل توجه در THD جریان تزریقی به شبکه می‌انجامد. با آنالیز فوریه، THD ولتاژ فازهای خروجی اینورتر در دو وضعیت جبران‌سازی نامی خازنی و سلفی، به ترتیب برابر 7.54% و 8.41% به دست می‌آید. همچنین طیف هارمونیک‌های جریان اینورتر در دو وضعیت مذکور در شکل (۷) آمده است. مطابق این شکل، THD جریان به ترتیب به 1.10% و 1.01% رسیده است



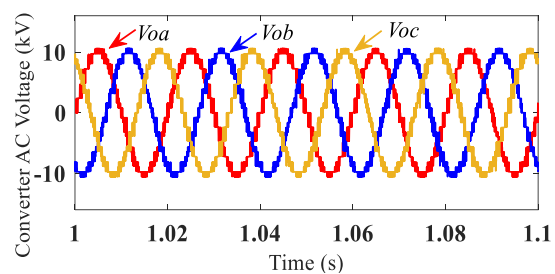
(الف)



(ب)



(پ)

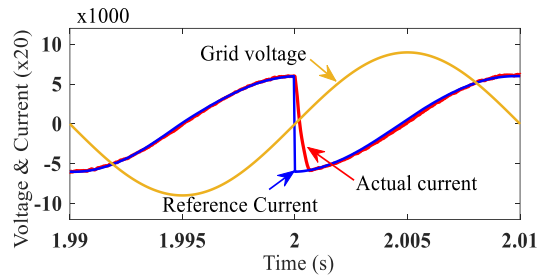


(ت)

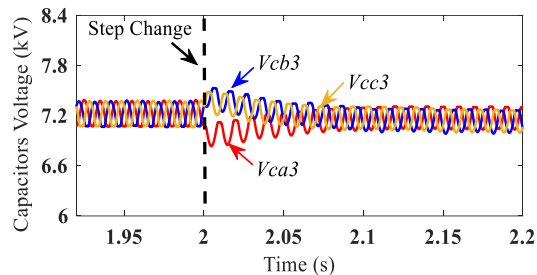
شکل ۵- رفتار حالت دائم جبران‌ساز مبتنی بر مبدل پل نامتقارن در حالت نامی خازنی (الف) ولتاژ شبکه، (ب) جریان جبران‌ساز، (پ) ولتاژ خازن سلول‌ها (فاز a)، (ت) ولتاژ خروجی فازهای

جذب توان راکتیو توسط اینورتر، اندیس مدولاسیون و به تبع آن ولتاژ خروجی اینورتر نسبت به ولتاژ شبکه کاهش می‌یابد که این مسئله، منجر به کاهش تعداد سطوح ولتاژ خروجی اینورتر شده است.

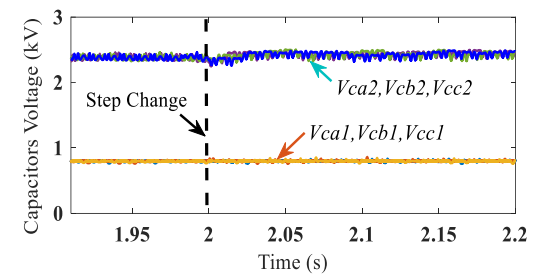
از مزایای مهم جبران‌ساز موازی مبتنی بر اینورتر پل متوالی نامتقارن، افزایش تعداد سطوح ولتاژ خروجی مبدل است که به تبع آن ولتاژ خروجی به شکل موج سینوسی خالص، نزدیک تر، و به عبارت دیگر THD آن کاهش می‌یابد. این



(الف)



(ب)



(پ)

شکل ۸- رفتار دینامیکی جبران‌ساز مبتنی بر مبدل پل نامتقارن (الف) ولتاژ شبکه (فاز a) و جریان های اندازه‌گیری شده و مرجع اینورتر (فاز a)، (ب) ولتاژ سلول‌های ولتاژ بالا، (پ) ولتاژ سلول‌های ولتاژ متوسط و ولتاژ پائین

(۸-ب) نشان داده شده است. همانگونه دیده می‌شود، تعادل ولتاژ خازن‌ها پس از اعمال پله توان راکتیو، حفظ شده است. تحت شرایط گذرا، اختلافی (کمتر از ۱۰ درصد) بین مقادیر مرجع و واقعی ولتاژ خازن‌ها ایجاد شده است که پس از حدود سه سیکل برطرف شده است. همچنین مطابق شکل (۸-پ)، ولتاژ خازن سایر سلول‌ها (سلول‌های ولتاژ متوسط و ولتاژ پائین) نیز به درستی در مقدار مرجع، متعادل باقی مانده است.

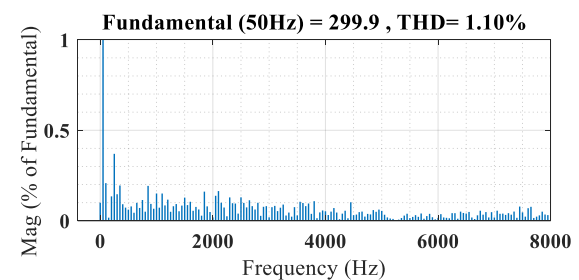
۴-۴- بررسی ولتاژ خروجی سلول‌ها و فرکانس کلیدزنی

شکل (۹-الف)، ولتاژ خروجی سلول پل ولتاژ بالا ($V_{o,a3}$) و شکل (۹-ب)، ولتاژ خروجی سلول‌های پل ولتاژ متوسط و ولتاژ پائین ($V_{o,a1}$ و $V_{o,a2}$) را نشان می‌دهد. همانگونه که در شکل (۹-الف) نیز دیده می‌شود، سلول ولتاژ بالا، سه

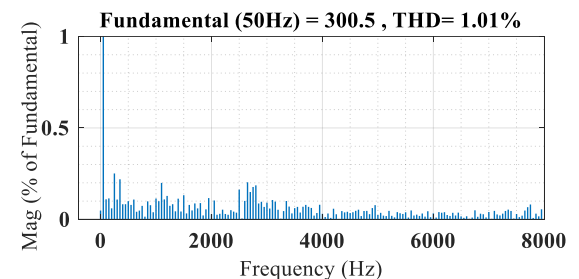
که مقادیر مطلوبی است. این همه در حالی به دست آمده است، که اینورتر بدون نیاز به ترانسفورماتور، و به طور مستقیم به شبکه ۱۱ kV متصل است و تنها یک سلف فیلتر با اندوکتانس ۸ mH در خروجی مبدل قرار دارد. همچنین، مطابق شکل (۷)، مؤلفه اصلی جریان جبران‌ساز، در هر دو وضعیت نامی خازنی و سلفی در حدود ۳۰۰ A (مطابق با مرجع جریان راکتیو) است که نشان‌دهنده عملکرد صحیح کنترل کننده پیشنهادی است.

۴-۳- عملکرد دینامیکی جبران‌ساز استاتیک سنکرون

یکی از وظایف مهم یک جبران‌ساز استاتیک سنکرون، دنبال کردن سریع مرجع جریان/توان راکتیو است که توسط اپراتور شبکه تعیین می‌شود که از آن به پاسخ دینامیکی تعبیر می‌شود. به منظور بررسی پاسخ دینامیکی کنترل کننده پیشنهادی، در لحظه $t=2$ s مرجع جریان راکتیو اینورتر از $i_q^{ref} = 300$ A (جبران‌سازی نامی خازنی) به $i_q^{ref} = -300$ A تغییر داده شده است. مطابق شکل (۸-الف)، جریان در مدت زمانی کمتر از ربع سیکل، شکل موج مرجع را دنبال می‌کند که بیانگر پاسخ دینامیکی مناسب جبران‌ساز موازی است. از آنجایی که هر فاز مبدل، دارای یک سلول ولتاژ بالاست، ولتاژ خازن این سلول‌ها در شکل



(الف)



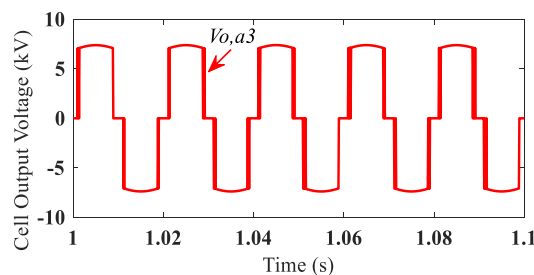
(ب)

شکل ۷- طیف هارمونیکی جریان اینورتر، (الف) جریان نامی خازنی، (ب) جریان نامی سلفی

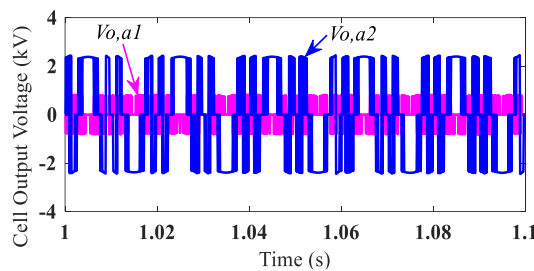
های a_1 ، a_2 و a_3 به ترتیب در حدود 250 Hz، 1000 Hz و 2050 Hz می‌باشد. کاهش قابل توجه در فرکانس کلیدزنی سلول ولتاژ بالا، به دلیل افزودن هدف کنترلی مربوط به کاهش فرکانس کلیدزنی این سلول، در تابع هزینه کنترل پیش‌بین است.

۵- نتیجه گیری

در این مقاله، یک جبران‌ساز استاتیک سنکرون مبتنی بر اینورتر پل متوالی با لینک‌های خازنی نامتقارن پیشنهاد شده است. به کمک لینک‌های خازنی نامتقارن می‌توان با استفاده از تعداد کمتر ادوات قدرت به سطوح ولتاژ بیشتری در خروجی اینورتر دست یافت. اینورتر به کار رفته، یک اینورتر ۲۷-سطحی، متشکل از سه سلول پل در هر فاز است که بدون نیاز به ترانسفورماتور به شبکه متصل می‌شود. مهمترین چالش استفاده از اینورتر پل نامتقارن در کاربرد جبران‌سازی توان راکتیو، کنترل ولتاژ خازن‌هاست. در این مقاله، یک استراتژی کنترلی بر اساس روش پیش‌بین مبتنی بر مدل، پیشنهاد شده است. در این روش، نخست، مدل دینامیکی زمان گسسته اینورتر، استخراج و سپس، سه هدف کنترلی تعریف شده است: ۱- کنترل جریان راکتیو و راکتیو که بین اینورتر و شبکه مبادله می‌شود ۲- کنترل مجزای ولتاژ خازن هر سلول، و ۳- کاهش فرکانس کلیدزنی در سلول ولتاژ بالا. با تعریف یک تابع هزینه چندهدفه و با در نظر گرفتن حالت‌های کلیدزنی اینورتر به عنوان ورودی‌های سیستم، حالت کلیدزنی مناسب برای کمینه کردن تابع هزینه در هر دوره نمونه‌برداری استخراج و به سیستم اعمال شده است. نتایج شبیه‌سازی روش پیشنهادی، صحت و کارایی آن را در حالات دائم و گذرا تأیید نمود.



(الف)



(ب)

شکل ۹- ولتاژ خروجی سلول‌های اینورتر (فاز a)، (الف) سلول ولتاژ بالا (a_1)، (ب) سلول‌های ولتاژ متوسط و ولتاژ پائین (a_2 و a_3)

سطح ولتاژ +7200 V، صفر و -7200 V را در خروجی خود تولید کرده است. همچنین، مطابق شکل (۹-ب) سلول ولتاژ متوسط سه سطح ولتاژ +2400 V، صفر و -2400 V، و سلول ولتاژ پائین، سه سطح ولتاژ +800 V، صفر و -800 V را در ترمینال AC خود تولید می‌کند. از ترکیب ولتاژهای سه سطحی در خروجی سلول‌ها، ولتاژ ۲۷-سطحی در خروجی فاز-به-نوترال اینورتر به دست می‌آید. همانگونه که در شکل (۹-الف) دیده می‌شود، تعداد کلیدزنی در سلول ولتاژ بالا به طور قابل توجهی نسبت به سایر سلول‌ها کم است. فرکانس متوسط کلیدزنی سلول

مراجع

[1] T. Qanbari and B. Tousi, "Single-Source Three-Phase Multilevel Inverter Assembled by Three-Phase Two-Level Inverter and Two Single-Phase Cascaded H-Bridge Inverters," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 36, no. 5, May 2021, pp. 5204-5212.

[۲] بابک حسینی منتظر، جواد علمایی، مجید حسین پور و بابک مظفری، "یک ساختار تعمیر یافته حاوی دیود برای اینورتر چندسطحی با تعداد سوئیچ و درایور کمتر"، نشریه مدل‌سازی در مهندسی، دوره ۱۹، شماره ۶۶، پائیز ۱۴۰۰، صفحه ۳۷-۵۱.

[۳] سعید مقصودی، یوسف کاظمی سنجی، محمد فرهادی کنگرلو و سجاد گلوانی، "مدلسازی جامع شرایط نامتعادلی موتور القائی به منظور ارزیابی دقیق عملکرد حالت ماندگار بر اساس شاخص نامتعادلی جریان مختلط (CCUF)"، نشریه مدل‌سازی در مهندسی، دوره ۱۹، شماره ۶۶، پائیز ۱۴۰۰، صفحه ۶۵-۷۸.

[4] F. Qin, F. Gao, Y. Tang, T. Xu, J. Wang and D. Niu, "Configuration and Operation of Nine-Arm Modular Multilevel Converter with Improved Hybrid Submodules," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 36, no. 6, June 2021, pp. 6389-6403.

[۵] مجید حسین پور و علی سیفی، "ارائه یک ساختار جدید برای مبدل چندسطحی متقارن به منظور کاهش تعداد سوئیچ"، نشریه مدل‌سازی در مهندسی، دوره ۱۸، شماره ۶۰، بهار ۱۳۹۹، صفحه ۷۱-۸۵.

[6] Y. Neyshabouri, S. K. Chaudhary, R. Teodorescu, R. Sajadi and H. Iman-Eini, "Improving the Reactive Current Compensation Capability of Cascaded H-Bridge Based STATCOM Under Unbalanced Grid Voltage," IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 8, no. 2, June 2020, pp. 1466-1476.

[7] H. P. Vemuganti, D. Sreenivasarao, S. K. Ganjikunta, H. M. Suryawanshi and H. Abu-Rub, "A Survey on Reduced Switch Count Multilevel Inverters," in IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society, vol. 2, 2021, pp. 80-111.

[8] M. F. Kangarlu and E. Babaei, "A generalized cascaded multilevel inverter using series connection of submultilevel inverters", IEEE transactions on power electronics, vol. 28, no. 2, 2013, pp. 625-636.

[9] J. I. Y. Ota, Y. Shibano, N. Niimura and H. Akagi, "A Phase-Shifted-PWM D-STATCOM Using a Modular Multilevel Cascade Converter (SSBC)-Part I: Modeling, Analysis, and Design of Current Control," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 51, no. 1, Jan-Feb 2015, pp. 279-288.

[10] D. Lu, S. Wang, J. Yao, T. Yang and H. Hu, "Cluster Voltage Regulation Strategy to Eliminate Negative-Sequence Currents Under Unbalanced Grid for Star-Connected Cascaded H-Bridge STATCOM," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 34, no. 3, March 2019, pp. 2193-2205.

[11] E. Rodriguez, R. Leyva, C. D. Townsend, G. G. Farivar, H. D. Tafti and J. Pou, "Constrained Control of Low-Capacitance Delta Cascaded H-Bridge StatComs: A Model Predictive Control Approach," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 36, no. 12, Dec 2021, pp. 14312-14328.

[12] K. K. Monfared, Y. Neyshabouri, A. Miremad, S. Ahmadi and H. Iman-Eini, "Optimal Switching-Sequence-Based Model Predictive Control for a Hybrid Multilevel STATCOM," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 69, no. 10, Oct 2022, pp. 9952-9960.

[13] Q. Xiao et al., "An Improved Fault-Tolerant Control Scheme for Cascaded H-Bridge STATCOM with Higher Attainable Balanced Line-to-Line Voltages," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 68, no. 4, April 2021, pp. 2784-2797.

[14] Kamran Sharifabadi; Lennart Harnfors; Hans-Peter Nee; Staffan Norrga; Remus Teodorescu, "Modulation and Submodule Energy Balancing," in Design, Control, and Application of Modular Multilevel Converters for HVDC Transmission Systems, IEEE, 2016, pp.232-271.

[15] Z. Liu, B. Liu, S. Duan and Y. Kang, "A Novel DC Capacitor Voltage Balance Control Method for Cascade Multilevel STATCOM," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 27, no. 1, Jan 2012, pp. 14-27.

[16] G. Farivar, B. Hredzak and V. G. Agelidis, "Decoupled control system for cascaded H-bridge multilevel converter based STATCOM", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 63, no. 1, Jan. 2016, pp. 322-331.

[17] R. Sajadi, H. Iman-Eini, M. K. Bakhshizadeh, Y. Neyshabouri and S. Farhangi, "Selective Harmonic Elimination Technique with Control of Capacitive DC-Link Voltages in an Asymmetric Cascaded H-Bridge Inverter for STATCOM Application," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 65, no. 11, Nov 2018, pp. 8788-8796.

[18] S. Du, J. Liu, J. Lin and Y. He, "A Novel DC Voltage Control Method for STATCOM Based on Hybrid Multilevel H-Bridge Converter," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 28, no. 1, Jan 2013, pp. 101-111.

[19] X. Liu et al., "A Fast Finite-Level-State Model Predictive Control Strategy for Sensorless Modular Multilevel Converter," IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 9, no. 3, June 2021, pp. 3570-3581.

[20] C. F. Garcia, C. A. Silva, J. R. Rodriguez, P. Zanchetta and S. A. Odhano, "Modulated Model-Predictive Control With Optimized Over modulation," in IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 7, no. 1, March 2019, pp. 404-413.