Journal of Modeling in Engineering 21 (2023) 275-290
This is an Open Access paper licensed under the Creative Commons License CC BY 4.0 license.

Semnan University

Journal of Modeling in Engineering

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

Research Article

Control of Induction Motor Drive based on Nested Neutral Point Clamped Inverter using Finite Control-Set Model Predictive Method

Kourosh Khalaj Monfared[1] , Hossein Iman-Eini[2], Yousef Neyshabouri[3,*]

1. Phd Student, School of Electrical and Computer Engineering, University of Tehran, Tehran, Iran
2. Associate Professor, School of Electrical and Computer Engineering, University of Tehran, Tehran, Iran
3. Assistant Professor, Faculty of Electrical and Computer Engineering, Urmia University, Urmia, Iran

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

PAPER INFO

Paper history:
Received: 31 July 2022
Revised: 17 December 2022
Accepted: 27 May 2023

Keywords:
Nested Neutral Point Clamped Converter,
Electrical Drive,
Capacitor Voltage Balancing,
Model Predictive Control.

ABSTRACT

This paper presents a finite control set model predictive control for a four-level nested neutral point clamped converter (4L-NNPC) in electric drive application. Controlling the voltage of the flying capacitors (FCs) in this converter, especially at low output frequency, is challenging due to the lack of complete switching states to control the FCs voltages. In the proposed method, the main control objectives of the electrical motor and converter, i.e., the control of the torque, flux, and voltage of the FCs, have been formulated. A modified weighting factor for FC voltage objective in the cost function is introduced, which provides the full possibility of controlling voltage fluctuations of FCs, especially in low-frequency operation. The proposed control method, in addition to controlling the electric motor's required objectives, can control the voltage of the FCs of the converter in the entire operating frequency range. The performance of the proposed method has been simulated and verified on a 4L-NNPC converter using a 1500 HP, 4160 V electric drive in the MATLAB/Simulink software environment.

© 2023 Published by Semnan University Press.

DOI: https://doi.org/10.22075/jme.2023.27969.2311

How to cite this article:
Khalaj Monfared, K., Iman-Eini, H., & Neyshabouri, Y. (2023). Control of Induction Motor Drive based on Nested Neutral Point Clamped Inverter using Finite Control-Set Model Predictive Method. Journal of Modeling in Engineering, 21(74), 275-290. doi: 10.22075/jme.2023.27969.2311

کنترل محرکه موتور القایی مبتنی بر اینورتر مهار دیودی تو در تو با استفاده از روش پیش‌بین مبتنی بر مدل با مجموعه کنترلی محدود

کوروش خلج منفرد[۱]، حسین ایمان عینی[۲]، یوسف نیشابوری[۳،*]

اطلاعات مقاله

نوع مقاله: پژوهشی
دریافت مقاله: ۱۴۰۱/۰۵/۰۹
بازنگری مقاله: ۱۴۰۱/۰۹/۲۶
پذیرش مقاله: ۱۴۰۲/۰۳/۰۶

واژگان کلیدی:
مبدل مهار دیودی تو در تو،
محرکه الکتریکی،
متعادل‌سازی ولتاژ خازن‌های شناور،
کنترل پیش بین.

چکیده

در این مقاله یک روش کنترل پیش‌بین مبتنی بر مدل با مجموعه کنترلی محدود برای محرکه الکتریکی مبتنی بر یک اینورتر مهاردیودی تو در تو چهار سطحی[۱] (4L-NNPC) ارائه شده است. در کاربرد محرکه الکتریکی و با توجه به سرعت متغیر موتور، کنترل ولتاژ خازن‌های شناور در این مبدل، به ویژه در سرعت پائین (فرکانس خروجی پایین)، به دلیل عدم وجود حالات کلیدزنی کافی، یک مسئله چالش برانگیز است. در روش پیشنهادی این مقاله، اهداف کنترلی مورد نیاز موتور الکتریکی و مبدل 4L-NNPC یعنی کنترل گشتاور، شار و ولتاژ خازن‌های شناور در قالب یک تابع هزینه چند هدفه فرمول‌بندی شده است. یک ضریب وزنی اصلاح شده برای کنترل خازن‌های شناور در تابع هزینه معرفی شده است که امکان کنترل کامل نوسانات ولتاژ خازن‌های شناور به ویژه در عملیات فرکانس پایین و به ازای مقادیر مختلف گشتاور بار را تامین می‌کند. روش کنترل پیشنهادی علاوه بر برآورده کردن اهداف مورد نیاز محرکه الکتریکی، قابلیت کنترل ولتاژ خازن‌های شناور مبدل را در کل محدوده فرکانس خروجی و گشتاور کاری موتور را دارد. عملکرد روش پیشنهادی بر روی یک مبدل 4L-NNPC در کاربرد یک محرکه موتور القائی ۱۵۰۰ اسب بخار، با ولتاژ خط ۴۱۶۰ ولتی در محیط نرم‌افزار MATLAB/Simulink شبیه‌سازی و راستی‌آزمایی شده است.

۱- مقدمه

مبدل‌های الکترونیک قدرت چندسطحی گزینه مناسبی برای کاربردهای ولتاژ متوسط-توان بالای صنعتی ارائه می‌دهند. در مقایسه با مبدل‌های دوسطحی، مبدل‌های چندسطحی دارای ویژگی‌های جذابی مانند عدم نیاز به سری‌سازی ادوات کلیدزنی، dv/dt کمتر، طیف هارمونیک بهتر، اندازه فیلتر کمتر، حذف ترانسفورماتورهای رابط و ... هستند [۱]–[۴]. ساختارهای کلاسیک چندسطحی که در سه دهه اخیر معرفی شده‌اند، عبارتند از: ساختار خازن شناور، پل H آبشاری، مهاردیودی و مبدل چندسطحی مدولار [۵]–[۷]. یکی از رویکردهای پژوهشی در سال‌های اخیر استفاده از ساختارهای ترکیبی است تا بتوان به ساختارهای بهینه از لحاظ تعداد ادوات مداری دست یافت [۸]. یکی از این ساختارهای چندسطحی جدید به نام مبدل مهاردیودی تو در تو چهارسطحی (4L-NNPC) توسط دکتر نریمانی و همکاران معرفی شده است [۹]. با توجه به شکل (۱)، این ساختار ترکیبی خلاقانه از مبدل مهار دیودی در ساختار خارجی و مبدل خازن شناور در ساختار داخلی آن است و به همین جهت به آن مبدل مهار دیودی تو در تو گفته می‌شود. مبدل 4L-NNPC قادر به تولید چهار

[1] Four-level nested neutral point clamped (4L-NNPC)

*پست الکترونیک نویسنده مسئول: y.neyshabouri@urmia.ac.ir
۱. دانشجوی دکتری، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه تهران
۲. دانشیار، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه تهران
۳. استادیار، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه ارومیه

سطح در هر فاز از ولتاژ خروجی خود است. در این ساختار، هر فاز دارای شش کلید قدرت، دو دیود و دو خازن شناور است. ولتاژ خازن‌های شناور باید در یک سوم ولتاژ لینک dc ($V_{dc}/3$) کنترل شود تا عملکرد مناسب مبدل تضمین شود. در مقایسه با ساختارهای چهارسطحی مهار دیودی و خازن شناور، مبدل 4L-NNPC به ترتیب دیود و خازن‌های شناور کمتری نیاز دارد [۱۰]. علاوه بر این، از مبدل 4L-NNPC، می‌توان در محدوده وسیعی از ولتاژ کاری ۲/۴ تا ۷/۲ کیلوولت بدون نیاز به سری‌سازی کلیدهای قدرت، بهره‌برداری کرد [۱۱].

علی‌رغم مزایای ساختار 4L-NNPC نسبت به ساختارهای مشابه، کاربرد صنعتی این ساختار، به ویژه در کاربرد محرکه الکتریکی، با چالش‌هایی مواجه است. چالش اصلی مبدل 4L-NNPC کنترل خازن‌های شناور در کلیه فرکانس‌های کاری خروجی موردنیاز یک محرکه الکتریکی است. این موضوع در فرکانس‌های کاری پایین تشدید می‌شود. برای حل این چالش در پژوهش‌های سال‌های اخیر روش‌هایی پیشنهاد شده است.

روش‌های پیشنهادی برای کنترل خازن‌های شناور مبدل 4L-NNPC برای عملیات فرکانس پایین در [۱۲-۱۴] معرفی شده است. در [۱۲]، یک روش PWM لبه پله‌ای[1] (SEPWM) پیشنهاد شده است. در این روش، تولید سطوح اضافی در هر دوره کلیدزنی، منجر به ایجاد شرایط جریان متوسط صفر عبوری از خازن‌های شناور می‌شود. با این حال، مفهوم عملیاتی این روش مدولاسیون بسیار پیچیده و دارای محدودیت های عملیاتی است. در [۱۳]، یک مدولاسیون بردار مجازی فضایی[2] (SVVM) ارائه شده است. روش SVVM به تعریف بردارهای مجازی پیچیده، تقسیم ناحیه و محاسبه زمان اعمال برای هر توالی کلیدزنی نیاز دارد. این روش به دلیل نیاز به محاسبات سنگین ریاضی جهت محاسبه مکان بردارهای مجازی و ایجاد شرایط جریان متوسط صفر عبوری از خازن‌های شناور نیز کمتر مورد توجه واقع شده است. برای کاهش محاسبات پیچیده در روش SVVM، یک روش مدولاسیون بردار فضایی ساده شده[3] (SSVM) در [۱۴] معرفی شده است. روش SSVM بار محاسباتی کمتری نسبت به روش SVVM دارد، اما این روش نیز دارای محدودیت عملیاتی در کاربرد محرکه الکتریکی است. این روش در شرایط کاری فرکانس پایین که شاخص مدولاسیون بزرگتر از یک سوم ($m>1/3$) نیاز باشد (مانند شرایط تقویت گشتاور[4] در هنگام راه‌اندازی)، دچار نوسانات شدید خازن شناور می‌شود.

روش کنترل پیش‌بین مبتنی بر مدل با مجموعه کنترلی محدود[5] (FCS-MPC) ارائه شده در [۱۵] یک مفهوم کنترلی ساده را برای کنترل مبدل 4L-NNPC با بار سلفی-مقاومتی (*RL*) ارائه می‌دهد. این روش کارایی مناسبی را برای عملکرد فرکانس پایه (۵۰ یا ۶۰ هرتز) تأمین می‌کند که در کاربردهای متصل به شبکه می‌تواند مورد استفاده قرار گیرد. با این حال، در کاربرد محرکه الکتریکی، به دلیل عدم تنظیم درست ضرایب وزنی امکان کنترل خازن‌های شناور در این روش برای عملیات فرکانس پایین وجود نخواهد داشت.

برای حل این موضوع، در این مقاله یک روش کنترل FCS-MPC با ضریب وزنی اصلاح شده، برای مبدل 4L-NNPC ارائه شده است. برخلاف کارهای پیشین، روابط پیشنهادی به طور کامل به جای توسعه برای بار *RL*، برای یک موتور القایی سه‌فاز توسعه یافته است. روش پیشنهادی علاوه بر تامین اهداف اصلی مورد نیاز موتور (گشتاور و شار)، قابلیت کنترل کامل خازن‌های شناور مبدل در تمام بازه فرکانسی و گشتاور کاری را فراهم می‌کند. به صورت خلاصه روش پیشنهادی در این پژوهش، دارای مشخصات زیر است؛

۱) روابط کنترل جریان بر اساس کنترل موتور و اهداف کنترل شار و گشتاور توسعه یافته است. در پژوهش‌های قبلی در این حوزه، ارزیابی مبتنی بر بار *RL* بوده است و روابط دینامیک موتور لحاظ نشده است.

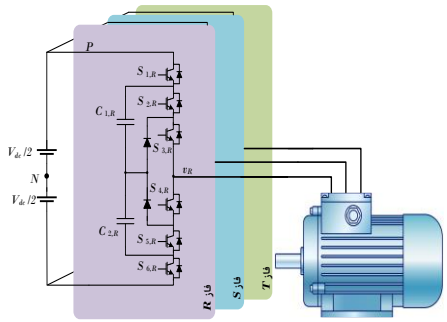
۲) یک ضریب وزنی اصلاح شده متغیر در این پژوهش معرفی شده است که امکان کنترل کامل خازن‌های شناور را در کلیه بازه عملیاتی موردنیاز یک محرکه الکتریکی فراهم می‌کند.

۲- استخراج روابط دینامیکی و پیش‌بین روش پیشنهادی در کاربرد محرکه الکتریکی

۲-۱- اصول کاری مبدل 4L-NNPC

[1] stair-edged PWM (SEPWM)
[2] space virtual-vector modulation (SVVM)
[3] simplified space vector modulation (SSVM)
[4] Torque Boost
[5] Finite Control Set Model Predictive Control (FCS-MPC)

مطابق شکل (۱)، مبدل 4L-NNPC از شش کلید قدرت، دو دیود مهار و دو خازن شناور در هر فاز تشکیل شده است. با استفاده از حالت‌های کلیدزنی و افزونگی‌های کلیدزنی موجود، ولتاژ خازن‌های شناور باید در یک سوم ولتاژ لینک dc ($V_{dc}/3$) کنترل شود. حالت‌های کلیدزنی برای هر فاز مبدل ($x\in\{R,S,T\}$) در جدول ۱، نشان داده شده است. طبق این جدول، شش حالت کلیدزنی برای هر فاز مبدل وجود دارد که در نتیجه، در شرایط عملکرد سه فاز، ۲۱۶ حالت کلیدزنی (۶×۶×۶) برای فضای جستجوی روش FCS-MPC پیشنهادی وجود خواهد داشت. طبق جدول (۱)، سطوح خروجی ۰ و ۳ هیچ تاثیری بر ولتاژ خازن‌های شناور ندارند. سطح ۱ و سطح ۲ دارای دو حالت کلیدزنی اضافی هستند که تأثیرات متفاوتی بر شارژ و دشارژ ولتاژ خازن‌ها دارند. روش کنترلی از حالت‌های کلیدزنی سطح ۱ و سطح ۲ برای کنترل ولتاژ خازن‌های شناور استفاده می‌کند.



شکل ۱- ساختار سه فاز مبدل 4L-NNPC در کاربرد محرکه الکتریکی

۲-۲-مدل دینامیکی موتور و مبدل 4L-NNPC

روش پیشنهادی مشابه سایر روش‌های کنترل پیش‌بین مبتنی بر مدل، بر اساس بهینه‌سازی یک تابع هزینه با مقادیر پیش‌بینی شده عمل می‌کند. برای دستیابی به این هدف، یک مدل دینامیکی از سیستم مورد مطالعه مورد نیاز است. در مرحله بعد برای پیاده‌سازی روش پیشنهادی بر روی پردازنده‌های دیجیتال، لازم است مدل‌های دینامیکی گسسته شوند. در این بخش، مدل دینامیکی موتور و مبدل 4L-NNPC استخراج شده است.

- **مدل دینامیکی موتور**

به منظور استخراج روابط کنترل پیش‌بین با بار موتوری، بایستی ابتدا روابط حاکم بر موتور استخراج شود. موتور دارای رفتار دینامیکی است که با روابط ریاضی مدل می‌شود. برای این منظور، روابط دینامیکی موتور القایی در دستگاه استاتور نوشته شده است. با استفاده از قانون ولتاژ کیرشهف[1] (KVL) در شکل (۱)، ولتاژهای اینورتر متصل به بار موتوری را می توان بر اساس روابط حاکم بر موتور در قاب مرجع استاتور به صورت زیر تعریف نمود.

$$v_s = R_s i_s + \frac{d\psi_s}{dt} + j\omega_s \psi_s \qquad (۱)$$

$$0 = R_r i_r + \frac{d\psi_r}{dt} + j(\omega_k - \omega)\psi_r \qquad (۲)$$

که در رابطه بالا، v_s و i_s بردارهای ولتاژ و جریان استاتور هستند. R_s و R_r مقاومت‌های استاتور و روتور، i_r بردار جریان روتور، Ψ_s و Ψ_r بردارهای شار استاتور و روتور هستند. شار روتور و استاتور نیز به شکل زیر تعریف می‌شود [۱۴].

$$\psi_s = L_s i_s + L_m i_r \qquad (۳)$$

$$\psi_r = L_m i_s + L_r i_r \qquad (۴)$$

که در رابطه بالا، L_s و L_r به ترتیب اندوکتانس‌های استاتور و روتور، L_m نیز اندوکتانس مغناطیسی موتور است. رابطه گشتاور الکتریکی موتور نیز مطابق رابطه زیر تعریف می‌شود.

$$T = \frac{3}{2} p * Re\left\{\overline{\psi_s} i_s\right\} = -\frac{3}{2} p * Re\left\{\overline{\psi_r} i_r\right\} \qquad (۵)$$

که در رابطه (۵)، T و p به ترتیب گشتاور الکترومغناطیسی و تعداد جفت قطب‌ها هستند. با مرتب‌سازی روابط (۱) تا (۵)، رابطه دینامیکی جریان استاتور بعنوان متغیر قابل کنترل توسط کاربر، به شکل رابطه (۶)، قابل تعریف خواهد بود [۱۶].

$$i_s + \tau_\sigma \frac{di_s}{dt} = \frac{k_r}{R_\sigma}\left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega\right)\hat{\psi}_r + \frac{v_s}{R_\sigma} \qquad (۶)$$

که متغیرهای رابطه (۶)، به صورت زیر تعریف می‌شود [۱۶]؛

$$\tau_s = \frac{L_s}{R_s},\ \tau_r = \frac{L_r}{R_r} \qquad (۷)$$

[1] Kirchhoff Voltage Law

جدول ۱- جدول کلیدزنی مبدل 4L-NNPC

حالت $S(k)$	حالت کلیدزنی	سطح خروجی (L_x)	حالات کلیدزنی (فاز x)			v_{xN}	$v_{c1,x}$	$v_{c2,x}$
			$S_{3,x}$	$S_{2,x}$	$S_{1,x}$			
6	[3]	۳	1	1	1	$V_{dc}/2$	بدون تغییر	بدون تغییر
5	[2c]	۲	1	1	0	$V_{dc}/6$	شارژ ($i_x < 0$)، دشارژ ($i_x > 0$)	شارژ ($i_x < 0$)، دشارژ ($i_x > 0$)
4	[2d]		1	0	1		شارژ ($i_x > 0$)، دشارژ ($i_x < 0$)	بدون تغییر
3	[1c]	۱	0	0	1	$-V_{dc}/6$	شارژ ($i_x > 0$)، دشارژ ($i_x < 0$)	شارژ ($i_x < 0$)، دشارژ ($i_x > 0$)
2	[1d]		1	0	0		بدون تغییر	شارژ ($i_x < 0$)، دشارژ ($i_x > 0$)
1	[0]	۰	0	0	0	$-V_{dc}/2$	بدون تغییر	بدون تغییر

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \tag{۸}$$

$$k_r = \frac{L_m}{L_r},\ k_s = \frac{L_m}{L_s} \tag{۹}$$

$$R_\sigma = R_s + R_r k_r^2,\ \tau_\sigma = \frac{\sigma L_s}{R_\sigma} \tag{۱۰}$$

در روش کنترل پیش‌بین، برای کنترل موتور نیاز است تا شار استاتور و روتور در مرحله نمونه‌برداری در لحظه k تخمین زده شود. برای این منظور، با گسسته‌سازی روابط (۱)-(۴)، با استفاده از فرمول اویلر برای تقریب مشتقات و با عملیات ریاضی، می‌توان شار تخمینی استاتور و روتور را به شکل زیر محاسبه کرد.

$$\hat{\psi}_s(k) = \hat{\psi}_s(k-1) + T_s v_s(k) - R_s T_s i_s(k) \tag{۱۱}$$

$$\hat{\psi}_r(k) = \frac{L_r}{L_m}\hat{\psi}_s(k) + i_s(k)(L_m - \frac{L_r L_s}{L_m}) \tag{۱۲}$$

که در رابطه بالا، T_s دوره نمونه‌برداری در روش کنترل پیش‌بین است. بالانویس ^ نیز نشانگر متغیر تخمین زده شده است.

- **مدل دینامیکی خازن‌های شناور**

هدف کنترلی مهم دیگری که باید کنترل شود تا عملکرد کلی سیستم تضمین شود، ولتاژ خازن‌های شناور مبدل 4L-NNPC است. همانطور که در بخش مقدمه اشاره شد، برای دستیابی به عملکرد مناسب در مبدل 4L-NNPC، ولتاژ خازن‌های شناور باید در $V_{dc}/3$ با یک نوسان مجاز کنترل شود. در غیر این صورت، تنش ولتاژ کلیدهای قدرت افزایش می‌یابد و باید از خازن‌های بزرگ‌تری استفاده شود که منجر به افزایش هزینه و اندازه مبدل می‌شود. کنترل خازن‌های شناور مبدل 4L-NNPC، به ویژه در فرکانس‌های کاری پایین، کاری چالش‌برانگیز است، بنابراین هدف کنترلی مهم دوم، کنترل ولتاژ خازن‌های شناور است. ولتاژ خازن‌های شناور فاز x را می‌توان به صورت رابطه (۱۳) نوشت.

$$\begin{aligned} \frac{dv_{c1,x}}{dt} &= \frac{i_{c1,x}}{C_{x,1}},\ x \in \{R,S,T\} \\ \frac{dv_{c2,x}}{dt} &= \frac{i_{c2,x}}{C_{x,2}} \end{aligned} \tag{۱۳}$$

که در رابطه بالا، $C_{x,1}$ و $C_{x,2}$، ظرفیت خازن‌های شناور فاز x هستند. $v_{c1,x}$ و $v_{c2,x}$ نیز ولتاژ خازن‌های شناور بالا و پایین فاز x هستند. بر اساس جدول (۱)، جریان عبوری خازن‌های شناور، تابعی از حالت‌های کلیدزنی و جریان بار است که به صورت رابطه (۱۴) بیان می‌شود.

$$\begin{aligned} i_{c1,x} &= (S_{1,x} - S_{2,x}) i_x \\ i_{c2,x} &= (S_{5,x} - S_{6,x}) i_x \end{aligned} \tag{۱۴}$$

۲-۳- استخراج روابط پیش‌بین اهداف کنترلی

برای پیاده‌سازی روش کنترلی پیشنهادی بر روی سخت‌افزارهای کنترل دیجیتال، مدل دینامیکی سیستم باید گسسته شود و روابط پیش‌بین اهداف کنترلی استخراج شود. چندین روش گسسته‌سازی در مقالات معرفی شده است [۱۷]. یکی از پرکاربردترین روش‌های گسسته‌سازی،

روش گسسته‌سازی اویلر است. در این پژوهش نیز از این روش استفاده شده است.

- **رابطه پیش‌بینی متغیرهای کنترلی موتور**

گشتاور الکترومغناطیسی و شار استاتور دو متغیر اصلی کنترلی مورد نظر در موتور هستند. اگر رابطه (۱۱) برای لحظه نمونه‌برداری بعدی (k+1) بازنویسی شود، مقدار پیش‌بینی شده شار استاتور را می‌توان به صورت زیر تعریف نمود.

$$\psi_s(k+1)=\hat{\psi}_s(k)+T_s v_s(k)-R_s T_s i_s(k) \qquad (۱۵)$$

طبق رابطه (۵)، پیش‌بینی گشتاور بر اساس پیش‌بینی شار روتور و جریان استاتور بدست می‌آید. بنابراین، معادله پیش بینی گشتاور به شکل زیر تعریف می‌شود.

$$T(k+1)=\frac{3}{2}p^* Re\left\{\overline{\psi_s}(k+1)i_s(k+1)\right\} \qquad (۱۶)$$

با گسسته‌سازی رابطه دینامیکی جریان استاتور (۶)، مقدار پیش‌بینی جریان استاتور به شکل زیر قابل تعریف خواهد بود [۱۸].

$$i_s^p(\mathrm{k}+1)=\left(1+\frac{T_s}{\tau_\sigma}\right)i_s(k) + \frac{T_s}{\tau_\sigma+T_s}\left\{\frac{1}{R_\sigma}\left[\left(\frac{k_r}{\tau_r}-k_r j\omega\right)\hat{\psi}_r(k)+v_s(k)\right]\right\} \qquad (۱۷)$$

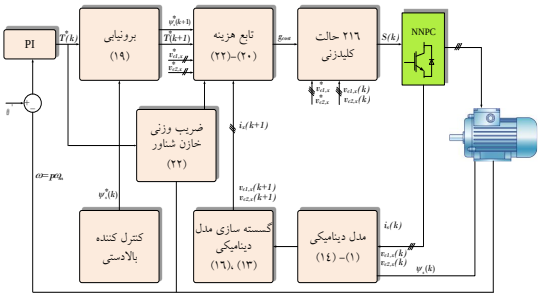
- **رابطه پیش‌بینی ولتاژ خازن‌های شناور**

به صورت مشابه در این بخش نیز با استفاده از روش گسسته‌سازی اویلر و جایگزینی رابطه (۱۴) در رابطه (۱۳)، رابطه پیش‌بینی ولتاژ خازن‌های شناور به صورت رابطه (۱۸) به دست می‌آید.

$$\begin{aligned} v_{c1,x}(k+1)&=v_{c1,x}(k)+\frac{T_S}{C_{x,1}}(S_{1,x}-S_{2,x})i_x \\ v_{c2,x}(k+1)&=v_{c2,x}(k)+\frac{T_S}{C_{x,2}}(S_{5,x}-S_{6,x})i_x \end{aligned} \qquad (۱۸)$$

۳- اصول طرح کنترلی پیشنهادی برای مبدل 4L-NNPC

در این بخش به اصول طرح کنترلی پیشنهادی پرداخته می‌شود. با استفاده از معادلات زمان گسسته بدست آمده، روابط پیش‌بینی متغیرها و جدول حالات کلیدزنی، انتخاب حالت کلیدزنی بهینه از طریق ارزیابی در داخل تابع هزینه بدست می‌آید. در این مرحله، یک تابع هزینه باید تعریف شود که از طریق آن حالت کلیدزنی بهینه انتخاب شود. مورد مهم دیگر در کنترل پیش‌بین، تنظیم مناسب ضرایب



شکل ۲- بلوک کنترلی روش FCS-MPC پیشنهادی

وزنی است به نحوی که عملکرد سیستم در تمامی نقاط کاری تامین شود. به طور خلاصه، طرح کنترلی پیشنهادی در شکل (۲) نشان داده شده است که بخشی از این بلوک دیاگرام در بخش قبل تشریح شد، مابقی نیز در ادامه این بخش معرفی خواهد شد.

در مبدل 4L-NNPC مورد مطالعه، مرجع گشتاور از حلقه کنترل سرعت با تنظیم‌کننده PI حاصل می‌شود. مرجع شار استاتور نیز از کنترل‌کننده بالادستی بر اساس ناحیه کاری موتور تعیین می‌شود. در تابع هزینه، مقادیر پیش‌بینی‌شده در لحظه (k+1)ام با مقادیر مرجع مقایسه می‌شوند. بنابراین، مقادیر مرجع در لحظه (k+1)ام باید با استفاده از برون‌یابی محاسبه شوند. برای این منظور از برون‌یابی مرتبه چهارم لاگرانژ [۱۹] استفاده می‌شود. با توجه به مرجع ثابت ولتاژ خازن‌ها، نیازی به برون‌یابی در این مراجع نیست. بر این اساس رابطه (۱۹) بدست می‌آید. برای افزایش دقت کنترل شار و گشتاور، مراجع این دو متغیر برونیابی شده است.

$$\begin{aligned} T^*(k+1)&=4T^*(k)-6T^*(k-1)+4T^*(k-2)-T^*(k-3) \\ \psi_s^*(k+1)&=4\psi_s^*(k)-6\psi_s^*(k-1)+4\psi_s^*(k-2)-\psi_s^*(k-3) \\ v_{C1}^*&=v_{C2}^*=V_{dc}/3 \end{aligned} \qquad (۱۹)$$

که در رابطه بالا، $T^*(k+1)$ و $\Psi^*_s(k+1)$ به ترتیب مراجع برونیابی‌شده گشتاور و شار استاتور برای لحظه k+1 است. برای ساده‌سازی روابط در صورت لزوم می‌توان از برونیابی مراجع شار استاتور و گشتاور نیز صرفنظر کرد. زیرا این دو متغیر نیز رفتاری تقریباً ثابت دارند. اما برای افزایش دقت کنترلی استفاده از برونیابی موردنیاز خواهد بود.

۳-۱- تعیین تابع هزینه

یکی از مهم‌ترین ارکان روش کنترل پیش‌بین، تعریف تابع هزینه است. در داخل تابع هزینه، اهداف کنترلی مدلسازی‌شده قرار می‌گیرند و بر اساس ضریب اهمیت آنها که به صورت ضریب وزنی تعریف می‌شود، کنترل‌کننده آن اهداف را دنبال می‌کند. در روش پیشنهادی، تابع هزینه به صورت رابطه (۲۰)، تعریف می‌شود که شامل خطای گشتاور، خطای شار استاتور و خطای ولتاژ خازن‌های شناور است.

جدول ۲- جدول تنظیم ضریب وزنی بهینه به ازای گشتاور ثابت

(ω,T)= (1440 RPM,7100N.m)			**(ω,T)= (144 RPM, 7100N.m)**		
λ_{cap}	ΔT	Δv_{ce}	λ_{cap}	ΔT	Δv_{ce}
0.2	2.71%	16.8%	0.3	3.56%	38.23%
0.3	2.94%	15.7%	0.5	3.66%	33.33%
0.4	3.08%	13.5%	0.7	3.72%	29.48%
0.5	3.21%	11.12%	0.9	3.81%	26.73%
0.6	3.35%	10.8%	1.1	3.98%	23.94%
0.7	3.47%	9.2%	1.3	4.17%	21.17%
0.8	3.56%	8.9%	1.5	4.83%	19.43%
0.9	3.62%	7.7%	1.7	5.4%	17.48%
1	3.81%	6.8%	1.9	5.92%	14.71%
1.1	3.87%	5.5%	2.1	6.5%	10.81%
1.2	4.32%	4.2%	2.3	7.3%	7.19%
1.3	4.72%	3.7%	2.5	7.9%	5.9%
1.4	5.31%	3.6%	2.7	8.35%	5.3%
1.5	5.76%	3.4%	2.9	8.8%	5.1%
1.6	5.88%	3.3%	3	9.2%	4.96%
1.7	5.91%	3.2%	3.2	9.4%	4.7%
1.8	6.34%	3.1%	3.4	9.6%	4.5%
1.9	6.39%	3.05%	3.6	9.9%	4.3%
2	6.51%	3%	3.8	10.3%	4.25%
2.1	6.55%	2.97%	4	10.8%	4.2%

$$g_{\cos t} = g_T + g_\psi + g_{cap} \qquad (۲۰)$$

که در رابطه بالا، متغیرهای g_T، g_ψ و g_{cap} به ترتیب اهداف کنترل گشتاور، کنترل شار استاتور و ولتاژهای خازن‌های شناور در داخل تابع هزینه هستند و به صورت زیر تعریف می‌شوند.

جدول ۳- جدول تنظیم ضریب وزنی بهینه به ازای سرعت ثابت

(ω,T)= (1440 RPM, 7100N.m)			**(ω,T)= (1440 RPM, 3550N.m)**		
λ_{cap}	ΔT	Δv_{ce}	λ_{cap}	ΔT	Δv_{ce}
0.2	2.71%	16.8%	0.1	3.14%	8.9%
0.3	2.94%	15.7%	0.15	3.25%	7.6%
0.4	3.08%	13.5%	0.2	3.31%	6.3%
0.5	3.21%	11.12%	0.25	3.40%	5.7%
0.6	3.35%	10.8%	0.3	3.52%	5.2%
0.7	3.47%	9.2%	0.35	3.67%	4.7%
0.8	3.56%	8.9%	0.4	3.73%	4.3%
0.9	3.62%	7.7%	0.45	4.7%	3.9%
1	3.81%	6.8%	0.5	5.11%	3.3%
1.1	3.87%	5.5%	0.55	5.7%	2.8%
1.2	4.32%	4.2%	0.6	5.9%	2.4%
1.3	4.5%	3.8%	0.65	6.3%	1.8%
1.4	5.31%	3.6%	0.7	6.96%	1.6%
1.5	5.76%	3.4%	0.75	7.7%	1.5%
1.6	5.88%	3.3%	0.8	8.3%	1.45%
1.7	5.91%	3.2%	0.85	8.7%	1.44%
1.8	6.34%	3.1%	0.9	9.2%	1.42%
1.9	6.39%	3.05%	0.95	9.4%	1.41%
2	6.51%	3%	1	9.7%	1.4%
2.1	6.55%	2.97%	1.05	10.2%	1.4%

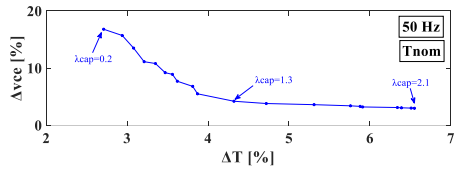
$$\begin{aligned} g_T &= \frac{1}{T_{nom}} \times \left| T^*(k+1) - T(k+1) \right| \\ g_\psi &= \frac{1}{\psi_{s,nom}} \times \left| \psi_s^*(k+1) - \psi_s(k+1) \right| \\ g_{cap} &= \lambda_{cap} \times \frac{1}{v_{ci}^*} \times \sum_{x=R,S,T} \left(\sum_{i=1}^{2} \left| v_{ci}^* - v_{ci,x} \right| \right) \end{aligned} \qquad (۲۱)$$

که متغیرهای T_{nom}، $\Psi_{s,nom}$ و v^*_{ci}، به ترتیب گشتاور نامی، شار نامی و مرجع ولتاژ خازن‌های شناور است. متغیر λ_{cap} نیز ضریب وزنی هدف کنترل خازن شناور در تابع هزینه است. با توجه به اینکه شار و گشتاور به صورت یکنواخت در موتور باید کنترل شوند، ضریب وزنی ۱ برای آنها درنظر گرفته شده است. لازم به ذکر است تمام اهداف کنترلی رابطه (۲۱)، یکه‌سازی (نرمالیزه) شده است.

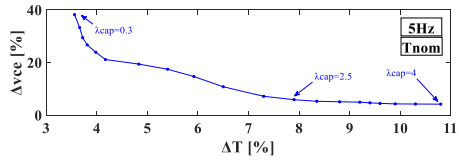
۳-۲- تعیین ضرایب وزنی

برای اطمینان از عملکرد صحیح روش پیشنهادی، ضرایب وزنی باید به طور مناسب تنظیم و طراحی شوند تا در تمام

نقاط عملکردی، سیستم بتواند کارکرد مناسب خود را داشته باشد. در کنترل پیش‌بین، اهداف کنترلی به دو دسته اهداف کنترلی اولیه و اهداف کنترلی ثانویه تقسیم‌بندی می‌شوند [۲۰]. اهداف کنترل اولیه، اهدافی هستند که عملکرد پایدار سیستم منوط به کارکرد مناسب آنها خواهد بود و اهداف ثانویه، اهداف فرعی هستند که به بهبود کارکرد سیستم منجر می‌شود. در مبدل4L-NNPC در کاربرد محرکه الکتریکی، تمامی اهداف کنترلی از اهمیت یکسانی برخوردار هستند و برای کارکرد مناسب مبدل 4L-NNPC این اهدف باید همزمان برآورده شوند. همانطور که قبلاً توضیح داده شد، کنترل ولتاژ خازن‌های شناور در مبدل 4L-NNPC در فرکانس‌های کاری پایین پیچیده‌تر می‌شود. بنابراین، ضریب وزنی کنترل خازن‌های شناور در تابع هزینه یعنی λ_{cap} باید به گونه‌ای اصلاح شود که اهمیت این هدف در تابع هزینه با کاهش فرکانس کاری افزایش یابد. از طرف دیگر، مولفه دیگری که بر مقدار نوسانات فرکانس پایین خازن‌های شناور اثر گذار است، جریان کاری است. در کاربرد محرکه الکتریکی به ازای یک سرعت مشخص و شار ثابت، جریان، متناسب با گشتاور خواهد بود. در پژوهش [۱۳]، مشخصه جریان و نوسانات ولتاژ خازن شناور نشان داده شده است. مطابق نتایج به دست آمده، با افزایش جریان، نوسانات ولتاژ خازن‌های شناور نیز افزایش یافته است، بنابراین این مولفه یعنی گشتاور کاری نیز بر مقدار نوسانات ولتاژ خازن شناور اثر گذار خواهد. در بخش



(الف)



(ب)

شکل ۳- رسم مشخصه ریپل خازن بر حسب ریپل گشتاور به ازای ضرایب وزنی مختلف در فرکانس‌های کاری (الف) ۵۰ هرتز و (ب) ۵ هرتز در گشتاور نامی

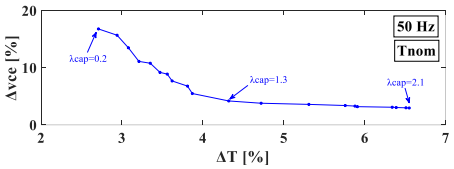
بعدی، مراحل تعیین و تعریف ضریب وزنی مناسب برای هدف کنترل ولتاژ خازن‌های شناور تشریح شده است.

- **تنظیم ضریب وزنی بهینه**

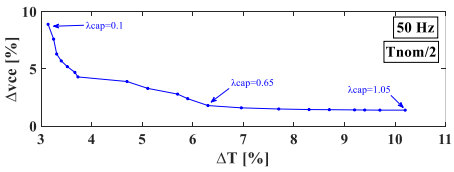
برای تنظیم مناسب ضرایب وزنی، از روشی مبتنی بر رسم مشخصه‌های عملکردی سیستم و استخراج رابطه تقریبی ضریب وزنی استفاده شده است. برای این منظور به ازای مقادیر مختلف ضرایب وزنی، معیارهای مربوط به اهداف کنترلی ترسیم می‌شود. معیارهای ارزیابی اصلی موردنظر در کاربرد موردنظر، ریپل ولتاژ خازن‌های شناور (Δv_c) و نوسانات گشتاور (ΔT) سیستم است. این معیارها به صورت کمی در روابط (۲۳) و (۲۴) در بخش شبیه‌سازی تعریف شده است.

ضریب وزنی که منجر به کمترین مقدار ممکن مجاز هر دو معیار ریپل گشتاور و ولتاژ خازن‌های شناور شود بعنوان بهترین ضریب وزنی در آن نقطه کاری انتخاب می‌شود.

در رابطه (۲۱)، تمام اهداف کنترلی نرمالیزه شده است. با نرمالیزه کردن اهداف کنترلی، همه اهداف کنترلی در داخل تابع هزینه به یک اندازه مهم خواهند بود. در نتیجه مقدار $\lambda_{cap}=1$ را می‌توان به عنوان نقطه شروع در نظر گرفت. حال با توجه به اثر فرکانس (سرعت) کاری و میزان گشتاور مورد نیاز، دو ارزیابی برای ضریب وزنی در نظر گرفته شده است که به ترتیب اثر سرعت و گشتاور بر ضریب وزنی مطلوب کنترل خازن‌های شناور را تحلیل می‌کند.



(الف)



(ب)

شکل ۴- رسم مشخصه ریپل خازن بر حسب ریپل گشتاور به ازای ضرایب وزنی مختلف در گشتاورهای کاری (الف) نامی و برابر ۷۱۰۰ نیوتن متر و (ب) نصف نامی گشتاور نامی و برابر ۳۵۵۰ نیوتن متر در فرکانس نامی ۵۰ هرتز

- **اثر سرعت بر ضریب وزنی ولتاژ خازن‌های شناور**

مشخصات سیستم تحت بررسی در جدول ۵ آورده شده است. لغزش نامی موتور مورد بررسی در حدود ۴٪ است. از این رو سرعت نامی در حدود ۱۴۴۰ دور بر دقیقه[1] (RPM) خواهد بود. برای بررسی اثر سرعت بر ضریب وزنی ولتاژ خازن‌های شناور، در سرعت نامی ۱۴۴۰ دور بر دقیقه (فرکانس ۵۰ هرتز) و در بار با گشتاور نامی ۷۱۰۰ نیوتن متری، ضریب وزنی ولتاژ خازن‌های شناور λ_{cap} با پله‌های $\Delta\lambda_{cap}$ =0.1 تغییر می‌کند. سپس، حداکثر خطای ولتاژ خازن‌های شناور Δv_c و مقدار ریپل گشتاور ΔT، همانطور که در جدول (۲) نشان داده شده است، اندازه‌گیری می‌شود. همانطور که گفته شد برای این نقطه کاری، ضریب وزنی بر اساس مصالحه بین مقدار Δv_c و ΔT تعیین می‌شود و بهترین نقطه از نظر Δv_c و ریپل گشتاور ΔT انتخاب می‌شود (مطابق شکل ۳). لازم به ذکر است، نقطه انتخابی از لحاظ ریپل مجاز گشتاور و وریپل ولتاژ خازن‌های شناور در محدوده مجاز قرار دارد. با افزایش بیشتر ضریب وزنی، برای سرعت کاری ۱۴۴۰ دور بر دقیقه، λ_{cap} در حدود ۱/۳ تعیین می‌شود. این فرآیند برای سرعت ۱۴۴ دور بر دقیقه (۵ هرتز) و گشتاور نامی تکرار می‌شود و نتایج برای این نقطه کاری در جدول (۲) محاسبه شده است. لازم به ذکر است که تمامی این نتایج به ازای گشتاور نامی و ثابت ۷۱۰۰ نیوتن‌متر محاسبه شده است. همانطور که گفته شد، استخراج این نتایج بر اساس شرایط شبیه‌سازی جدول (۵) بدست آمده است. همچنین کنترل شار نیز به عنوان هدف دیگر به صورت غیر مستقیم در ریپل گشتاور خود را نشان می‌دهد. علاوه بر این در تمام ضرایب وزنی بایستی انحراف شار از مقدار مرجع در محدود ۱۵٪ واقع شده باشد. در بخش شبیه‌سازی نشان داده خواهد شد که ضریب وزنی پیشنهادی قابلیت کنترل خازن‌های شناور را در تمام سرعت‌های موردنیاز موتور الکتریکی فراهم می‌کند.

- **اثر گشتاور بر ضریب وزنی ولتاژ خازن‌های شناور**

در این بخش به بررسی اثر گشتاور بار بر انتخاب مناسب ضریب وزنی پرداخته می‌شود. برای این منظور در سرعت نامی و دو نقطه کار گشتاور نامی و نصف گشتاور نامی به ازای سرعت نامی، نتایج ثبت شده است. سپس، حداکثر خطای ولتاژ خازن‌های شناور Δv_c و مقدار ریپل گشتاور ΔT، در جدول (۳) ثبت شده است. در نقطه کاری سرعت نامی و گشتاور نامی، منحنی نوسانات گشتاور و خازن و با ضریب وزنی ولتاژ خازن‌های شناور λ_{cap} که با پله‌های $\Delta\lambda_{cap}$ =0.1 تغییر می‌کند، در جدول ۳ ثبت شده است. نتایج بدست آمده دقیقاً همان نتایج ستون سمت چپ جدول (۲) خواهد بود چرا که همان نقطه کاری بررسی شده است. در نقطه کار بعدی برای بررسی اثر کاهش گشتاور بار، ضریب وزنی با پله‌های $\Delta\lambda_{cap}$ =0.05، در سرعت نامی به نصف گشتاور نامی تغییر می‌کند و نتایج به دست آمده در ستون سمت راست جدول ۳، ثبت شده است. مجدداً نتایج در شکل (۴)، برای دو نقطه کاری گشتاور نامی و نصف آن در سرعت نامی رسم شده است. در این بخش نیز به طور مشابه، ضریب وزنی بر اساس مصالحه بین مقدار Δv_c و ΔT تعیین می‌شود و بهترین نقطه از نظر Δv_c و ریپل گشتاور ΔT انتخاب می‌شود.

این نتایج برای تمام نقاط کاری بین ۵ هرتز تا ۵۰ هرتز با پله‌های ۵ هرتز در گشتاور بار نامی و نصف آن تکرار شده است و مطابق نتایج بدست آمده رابطه تناسب گشتاور با ریپل ولتاژ خازن‌های شناور به صورت یک رابطه مستقیم و تقریبا خطی برازش شده است. از این رو یک ضریب T^*/T_{nom} برای مدلسازی اثر گشتاور در ضریب وزنی درنظر گرفته شده است. از سوی دیگر، ضریب وزنی اصلاح شده با سرعت موتور رابطه معکوس دارد، یعنی هر چقدر که سرعت موتور کاهش می‌یابد، برای رسیدن به نوسانات ولتاژ خازن شناور مطلوب، ضریب وزنی باید افزایش یابد. این ضریب وزنی با یک ضریب تقریبی برابر با $(2-\omega^*/\omega_{nom})$ برای مدل کردن اثر سرعت در رابطه ضریب وزنی درنظر گرفته شده است. بر این اساس رابطه کلی موردنظر برای گشتاور به شکل رابطه (۲۲) مدل شده است.

$$\lambda_{cap} = \lambda_{cap1} \times (2 - \frac{\omega^*}{\omega_{nom}}) \times \frac{T^*}{T_{nom}} \qquad (۲۲)$$
$$\lambda_{cap1} = 1.3$$

در رابطه (۲۲)، ω^* و ω_{nom} به ترتیب سرعت مرجع و سرعت نامی سنکرون (۱۲۰۰ دور بر دقیقه) است. T^* و T_{nom}، مرجع گشتاور (که در حالت ماندگار برابر با گشتاور بار است و از خروجی کنترل‌کننده سرعت بدست می‌آید) و

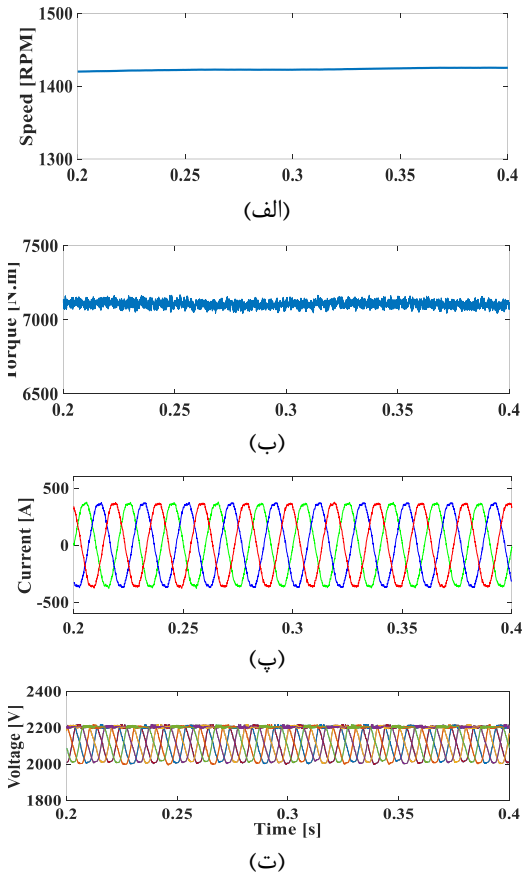
[1] revolution per minute (RPM)

گشتاور نامی موتور الکتریکی متصل به مبدل است.

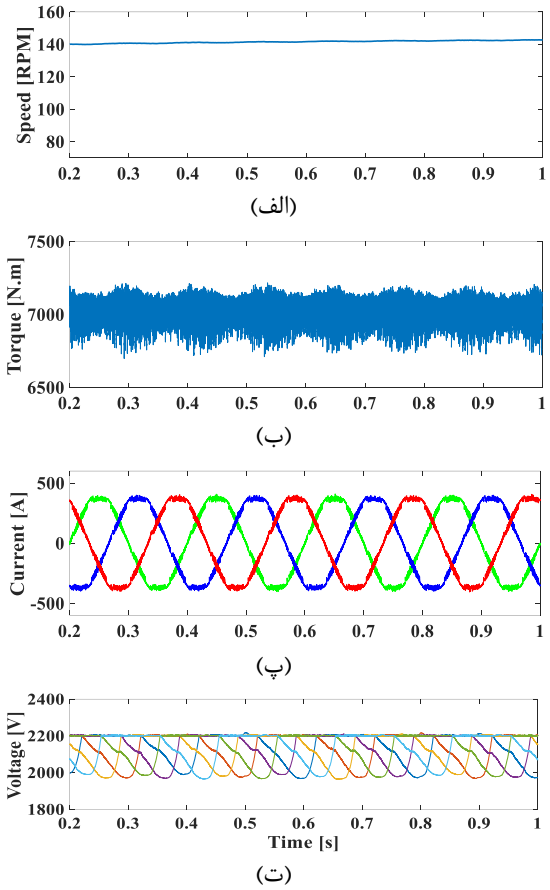
برای برازش درست رابطه ضریب وزنی، یک ضریب تنظیم‌گر ثابت با نام λ_{cap1} در نظر گرفته شده است که این ضریب مطابق نتایج حاصل از جداول ۲ و ۳ برابر با ۱/۳ درنظر گرفته شده است. به این ترتیب با تعریف ضریب وزنی رابطه (۲۲)، انتظار داریم در اثر تغییر سرعت مرجع و همچنین گشتاور بار، مقدار ضریب وزنی جهت اصلاح هدف کنترل خازن‌های شناور به صورت خودکار تنظیم شود و عملکرد صحیح سیستم محرکه الکتریکی در کل بازه کاری مورد نیاز موتور الکتریکی تحت کنترل، تضمین گردد. برای صحت‌سنجی عملکرد سیستم با ضریب وزنی طراحی شده، در بخش بعدی، نتایج شبیه‌سازی در محیط MATLAB/Simulink ارائه شده است.

۴- نتایج شبیه‌سازی

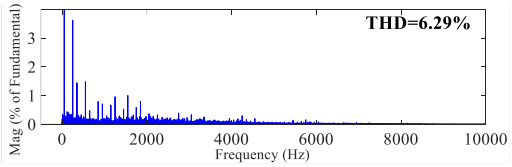
برای بررسی عملکرد روش پیشنهادی، یک مبدل NNPC چهارسطحی ولتاژ متوسط متصل به یک موتور القایی سه‌فاز ۱۵۰۰ اسب بخاری، چهار قطب، با ولتاژ خط ۴۱۶۰ ولت و مبدل با لینک dc ۶۶۰۰ ولتی در نرم‌افزار MATLAB/Simulink شبیه‌سازی شده است. زمان نمونه‌برداری روش کنترل پیش‌بین پیشنهادی برابر ۱۰۰ میکروثانیه درنظر گرفته شده است. سایر پارامترهای سیستم مذکور در جدول ۵ آمده است. آزمون‌های انجام شده برای ارزیابی سیستم شامل آزمون‌های حالت ماندگار و حالت گذرا است که در بخش بعدی نتایج مربوط به این دو آزمون آورده شده است. در این آزمون‌ها از بار گشتاور ثابت استفاده شده است.



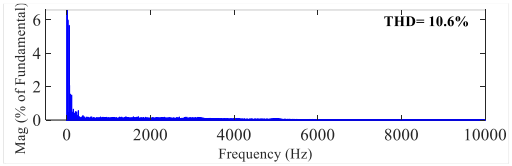
شکل ۵- رفتار حالت دائم محرکه الکتریکی مبتنی بر ساختار 4L-NNPC در سرعت ۱۴۴۰ دور بر دقیقه (فرکانس خروجی ۵۰ هرتز) (الف) سرعت موتور، (ب) گشتاور موتور، (پ) جریان سه فاز، (ت) ولتاژ خازن‌های شناور



شکل ۶- رفتار حالت دائم محرکه الکتریکی مبتنی بر ساختار 4L-NNPC در سرعت ۱۴۴ دور بر دقیقه (فرکانس خروجی ۵ هرتز) (الف) سرعت موتور، (ب) گشتاور موتور، (پ) جریان سه فاز، (ت) ولتاژ خازن‌های شناور



(الف)



(ب)

شکل ۷- طیف هارمونیکی روش پیشنهادی در نقاط کاری

۴-۱- آزمون حالت ماندگار

در این آزمون عملکرد حالت ماندگار روش کنترل پیشنهادی، به ازای مراجع فرکانسی ۵ و ۵۰ هرتز که منجر به سرعت حدود ۱۴۴ و ۱۴۴۰ دور بر دقیقه (RPM) می‌شوند، بررسی شده است. حلقه کنترل سرعت، یک کنترل‌کننده PI است و مرجع شار استاتور نیز مقدار نامی و برابر ۹ وبر در فرکانس ۵۰ هرتز درنظر گرفته شده است. گشتاور بار نیز برابر مقدار نامی یعنی ۷۱۰۰ نیوتن متر درنظر گرفته شده است. شکل (۵)، شرایط حالت ماندگار عملیات ۵۰ هرتز را نشان می‌دهد. شکل‌های (۵-الف)، (۵-ب)، (۵-پ) و (۵-ت)، به ترتیب سرعت موتور، گشتاور الکتریکی، جریان‌های سه‌فاز و ولتاژ خازن‌های شناور را نشان می‌دهد. به طور مشابه شکل (۶)، شرایط حالت ماندگار به ازای مرجع فرکانس ۵ هرتز را نشان می‌دهد. برای بررسی عملکرد حالت ماندگار، معیار ریپل گشتاور، ریپل ولتاژ خازن‌های شناور و میزان THD جریان لحاظ شده است. این متغیرها به ترتیب، مطابق روابط زیر به دست می‌آید.

$$T_{ripple}=\Delta T=\frac{\sqrt{\frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}(T(i)-T_{avg})^2}}{T_{avg}} \quad (۲۳)$$

$$\Delta V_c=\frac{\Delta V_{c\text{-}pp}}{V_{c,nom}} \quad (۲۴)$$

$$THD=\frac{\sqrt{I_1^2+I_2^2+I_3^2+\ldots}}{I_n^2} \quad (۲۵)$$

مطابق نتایج به دست آمده در سرعت حدود ۱۴۴۰ دور بر دقیقه (فرکانس خروجی ۵۰ هرتز)، مقدار ریپل گشتاور، حداکثر نوسانات ولتاژ خازن‌های شناور و THD جریان به ترتیب برابر ۴/۵٪، ۶/۸٪ و ۶/۲۹٪ به دست آمده است که مقادیر فوق در محدوده مطلوب عملکردی قرار دارند و اهداف کنترلی در این شرایط تامین شده است. به طور مشابه این نتایج برای به ازای سرعت ۱۴۴ دور بر دقیقه (فرکانس ۵ هرتز) برابر ۷/۹٪، ۸/۲٪ و ۱۰/۶٪ آمده است. در شرایط فرکانس پایین با توجه به افزایش ضریب وزنی رابطه (۱۵)، میزان ریپل گشتاور و THD جریان بالاتر از شرایط کاری فرکانس پایه ۵۰ هرتز شده است. اما با این حال در این شرایط نیز اهداف کنترلی به خوبی تامین شده است. در هر دو ناحیه کاری نیز شار مرجع با ریپل زیر ۱۵٪ مقدار مرجع را دنبال کرده است. نتایج مربوط به طیف هارمونیکی، در شرایط عملکردی ۵۰ و ۵ هرتز به ترتیب در شکل‌های (۷-الف) و (۷-ب) نمایش داده شده است.

۴-۲- مقایسه روش پیشنهادی با روش مدولاسیون بردار فضایی ساده‌شده [۲۱]

در این بخش روش مدولاسیون بردار فضایی ساده‌شده[1] (SSVM) بعنوان یکی از روش‌های مبتنی بر مدولاسیون شبیه‌سازی و با روش پیشنهادی مقایسه شده است. روش‌های مبتنی بر مدولاسیون پیشنهاد شده در مقالات برای کنترل مبدل 4L-NNPC دارای محدودیت‌های ذاتی هستند که امکان استفاده از آن‌ها را محدود می‌کند. روش پیشنهادی در مقاله [۲۱] بر خلاف روش FCS-MPC پیشنهادی که به صورت مستقیم قابلیت کنترل شار و گشتاور را تامین می‌کند، در این روش، مبتنی بر کنترل ولتاژ عمل می‌کند و باید حلقه کنترلی برای تبدیل مرجع مناسب شار و گشتاور به مرج ولتاژ درنظر گرفت.

موضوع مهم دیگر محدودیت عملکردی این روش در اندیس‌های مدولاسیون بالاتر از ۰/۳۳ و فرکانس کاری پایین است. چرا که این مبدل حالات کلیدزنی مناسب برای کنترل ولتاژ خازن‌های شناور را تحت عملیات فرکانس پایین را ندارد. نتایج مربوط به شبیه‌سازی در فرکانس کاری ۵۰ و ۵ هرتز و گشتاور ۷۱۰۰ نیوتن-متر، به ترتیب در شکل‌های (۸) و (۹) نشان داده شده است. مطابق نتایج به دست آمده، روش SSVM، در مقایسه با روش پیشنهادی از کیفیت کنترلی پایین‌تری برخوردار است. مطابق شکل

[1] Simplified Space Vector Modulation (SSVM)

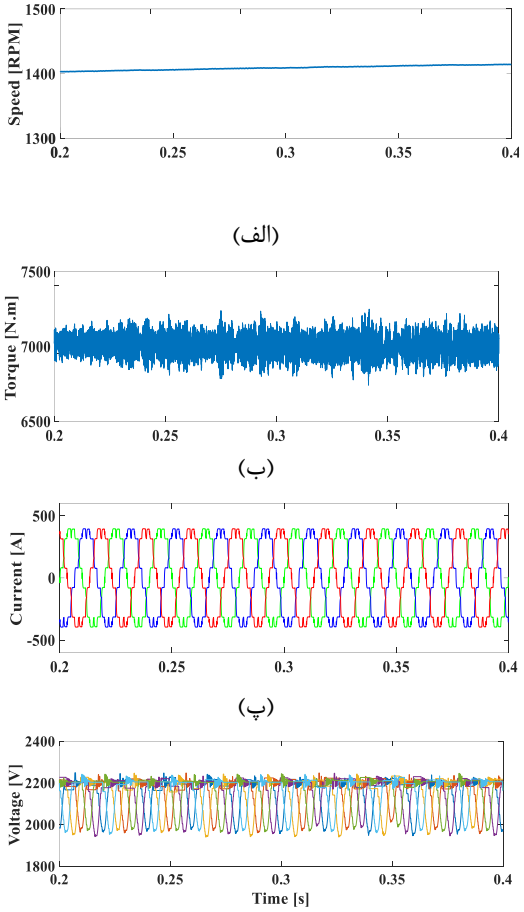
(۹)، در عملیات فرکانس پایین، ریپل ولتاژ خازن‌های شناور روش SSVM افزایش قابل توجهی یافته است که نشان‌دهنده محدودیت در عملکرد است. دلیل این موضوع نیز، کامل نبودن حالات افزونگی کلیدزنی برای اندیس‌های کاری بالاتر از ۰/۳۳ و فرکانس‌های کاری پایین است. نتایج کمی مربوط به این مقایسه در جدول ۴ نشان داده شده است.

۴-۳- تاثیر ضریب وزنی ثابت بر عملکرد سیستم

برای بررسی بیشتر، ضریب وزنی کنترل خازن شناور در تابع هزینه چند هدفه، به ازای تمام نقاط کار موتور، ثابت در نظر گرفته شده است. به عبارت دیگر، ضریب وزنی کنترل خازن شناور در سرعت فرکانس مرجع ۵ هرتز برابر با شرایط فرکانس مرجع ۵۰ هرتز لحاظ شده است. نتایج به دست آمده در شکل (۱۰) نشان داده شده است. مطابق نتایج بدست آمده مشاهده می‌شود اگر ضریب وزنی به صورت خودکار تنظیم نشود، با کاهش سرعت و فرکانس خروجی اینورتر، نوسانات خازن‌های شناور افزایش قابل توجهی (در حدود ۲۹٪) پیدا می‌کند که منجر به اضافه ولتاژ بر روی ادوات کلیدزنی شده و در نهایت، خطر آسیب رسیدن به کلیدهای الکترونیک قدرت و خازن‌شناور را افزایش می‌دهد.

۴-۴- آزمون حالت گذرا

در این بخش رفتار حالت گذرای روش کنترل پیشنهادی مورد بررسی قرار گرفته است تا عملکرد پایدارکنترل‌کننده و پاسخ دینامیکی آن ارزیابی شود. برای این منظور در آزمون اول، یک تغییر پله‌ای در مرجع فرکانس کاری داده می‌شود. در این تغییر پله‌ای، مرجع فرکانس کاری در لحظه t=0.4s از ۵۰ هرتز به ۵ هرتز (سرعت ۱۴۴۰دور بر دقیقه به ۱۴۴ دور بر دقیقه) با شرایط گشتاور نامی ثابت تغییر می‌یابد. در این شرایط سرعت، گشتاور، جریان‌های سه فاز و ولتاژ خازن‌های شناور در شکل (۱۱)، نشان داده شده است. همانطور که قابل مشاهده است کنترل‌کننده به خوبی توانسته است اهداف کنترلی را برآورده سازد. لازم به ذکر است در این شرایط، شار استاتور نیز در بازه مجاز ریپل ۱۵٪ حفظ شده است. همانطور که از نتایج مشخص است، کنترل‌کننده با سرعت دینامیکی بالایی و کمتر از یک چهارم سیکل، توانسته است به مقدار جدید تغییر وضعیت دهد. این موضوع در کاربرد محرکه‌های الکتریکی که نیاز به پاسخ سریع به تغییرات سرعت و گشتاور است، یک امتیاز



شکل ۸- رفتار حالت دائم محرکه الکتریکی با روش مدولاسیون SSVM در سرعت ۱۴۴۰ دور بر دقیقه (فرکانس خروجی ۵۰ هرتز) (الف) سرعت موتور، (ب) گشتاور موتور، (پ) جریان سه فاز، (ت) ولتاژ خازن‌های شناور

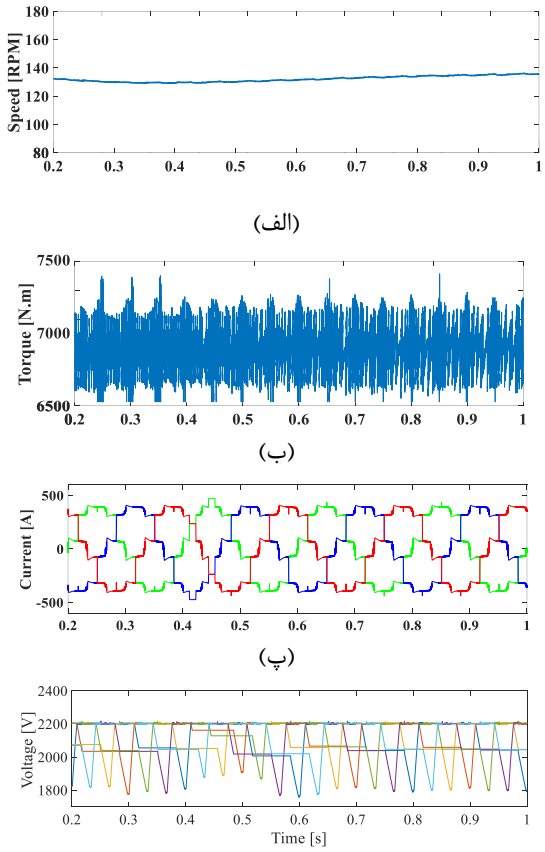
جدول ۴- مقادیر متغیرهای مبدل 4L-NNPC با بار موتوری مورد مطالعه در شبیه‌سازی

موارد مقایسه	روش پیشنهادی		روش SSVM	
	۵ هرتز	۵۰ هرتز	۵ هرتز	۵۰ هرتز
ΔT	۷/۹٪	۴/۵٪	۱۴/۲٪	۷/۲٪
Δv_c	۸/۲٪	۶/۸٪	۱۸٪	۱۱/۲٪
THD	۱۰/۶٪	۶/۲۹٪	۱۸/۴٪	۱۰/۱٪

مهم به بار در لحظه t=0.4s از نصف گشتاور نامی به گشتاور نامی در شرایط سرعت نامی انجام می‌شود. تحت این شرایط، سرعت، گشتاور، جریان‌های سه فاز و ولتاژ خازن‌های در شکل (۱۲)، نشان داده شده است. همانطور که قابل مشاهده است در این حالت نیز کنترل‌کننده به خوبی توانسته است اهداف کنترلی را برآورده سازد.

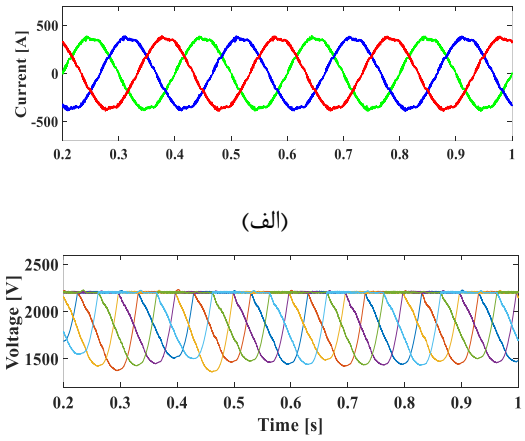
جدول ۵- مقادیر متغیرهای مبدل 4L-NNPC با بار موتوری مورد مطالعه در شبیه‌سازی

متغیرها	نماد	مقدار	متغیرها	نماد	مقدار
توان نامی	P_n	1500 hp	سلف نشتی روتور	L_r	5.2 mH
ولتاژ نامی خط موتور	V_n	4160 V	سلف مغناطیسی	L_m	155 mH
ولتاژ لینک DC	V_{dc}	6600 V	شار نامی استاتور	$\Psi_{s,nom}$	9.0 Wb
ظرفیت خازن شناور	$C_{1,x},C_{2,x}$	1668 µF	شار نامی روتور	$\Psi_{r,nom}$	8.35 Wb
جریان نامی موتور	I_{nom}	150 A	گشتاور نامی	T_{nom}	7100 N.m
مقاومت استاتور	R_s	0.21 Ω	سرعت نامی	ω_n	1440 RPM
مقاومت روتور	R_r	0.146 Ω	اینرسی	J	22 kg.m^2
سلف نشتی استاتور	L_s	5.2 mH	زمان نمونه‌برداری	T_s	100 µs

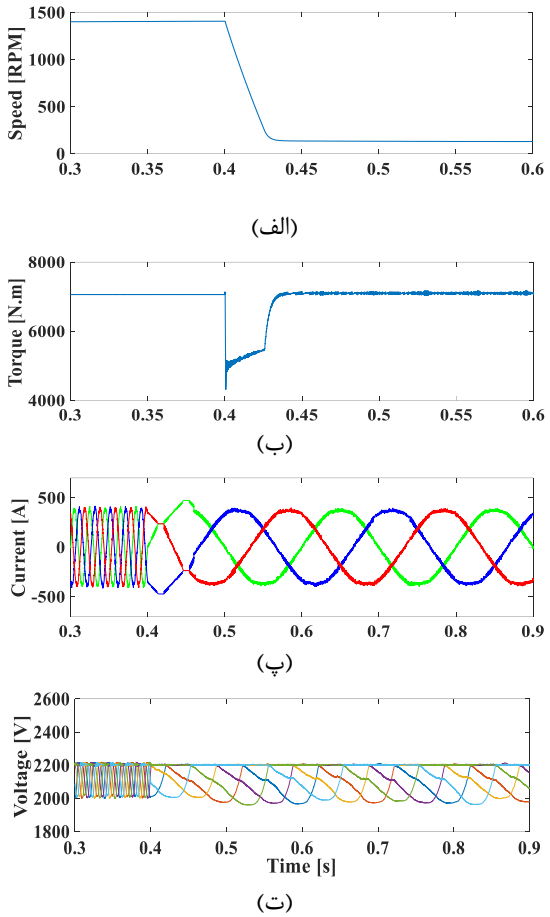


شکل ۹- رفتار حالت دائم محرکه الکتریکی با روش مدولاسیون SSVM در سرعت ۱۴۴۰ دور بر دقیقه (فرکانس خروجی ۵ هرتز) (الف) سرعت موتور، (ب) گشتاور موتور، (پ) جریان سه فاز، (ت) ولتاژ خازن‌های شناور

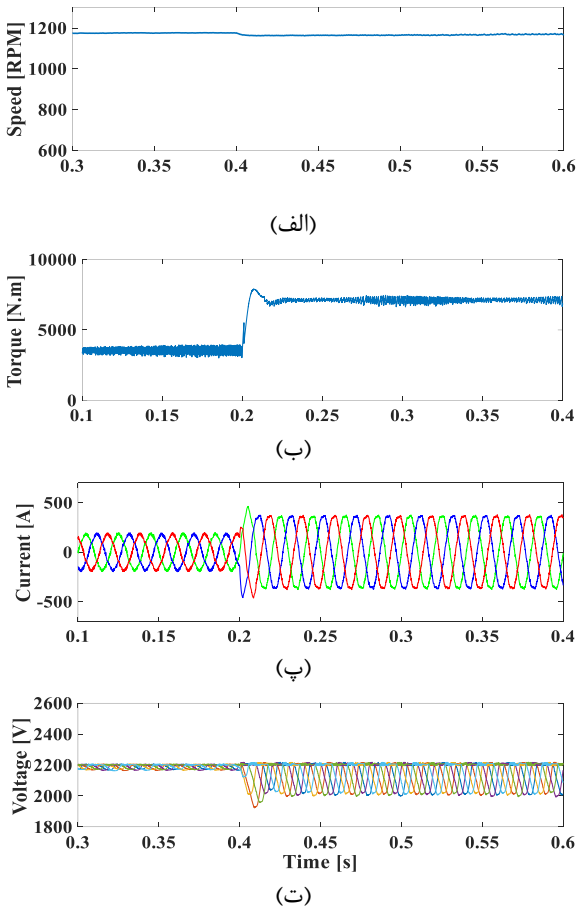
در آزمون دوم، یک تغییر پله‌ای در گشتاور نتایج به دست آمده نشان می‌دهد روش پیشنهادی، با تعریف یک تابع هزینه چند هدفه (شامل اهداف مربوط به کنترل موتور القائی و خازن‌های شناور در اینورتر) و تنظیم مناسب ضریب وزنی کنترل خازن‌های شناور، قادر است هم در سمت موتور و هم در سمت اینورتر، اهداف کنترلی را در تمام نواحی کار موتور القائی، برآورده سازد. ضریب وزنی تعریف شده، در سرعت‌های مختلف و گشتاورهای بار متفاوت به ویژه در سرعت‌های پایین که مورد نیاز کاربرد محرکه الکتریکی است، می‌تواند نوسانات خازن‌های شناور را به شکلی مناسب کنترل کند و از نوسانات با دامنه بالا در خازن‌های شناور که موجب تنش ولتاژی و آسیب رسیدن به ادوات کلیدزنی و خود خازن‌ها می‌شود، جلوگیری کند.



شکل ۱۰- رفتار حالت دائم محرکه الکتریکی مبتنی بر ساختار 4L-NNPC با ضرایب وزنی ثابت در تمامی بازه‌های فرکانس کاری. نتایج مربوط به عملیات ۵ هرتز (الف) جریان سه فاز، (ب) ولتاژ خازن‌های شناور



شکل ۱۱- رفتار حالت گذرای سیستم در عملیات تغییر پله‌ای مرجع فرکانس از ۵۰ هرتز به ۵ هرتز در لحظه t=0.4s (الف) سرعت موتور، (ب) گشتاور الکتریکی موتور، (پ) جریان سه‌فاز، (ت) ولتاژ خازن‌های شناور



شکل ۱۲- رفتار حالت گذرای سیستم در عملیات تغییر پله‌ای گشتاور بار از نصف گشتاور نامی به گشتاور نامی در لحظه t=0.4s در سرعت نامی (الف) سرعت موتور، (ب) گشتاور الکتریکی موتور، (پ) جریان سه‌فاز، (ت) ولتاژ خازن‌های شناور

۵-نتیجه گیری

در این مقاله، یک روش کنترل پیش‌بین با ضریب وزنی متغیر برای تحقق اهداف کنترل گشتاور، شار و ولتاژ خازن‌های شناور برای مبدل 4L-NNPC در کاربرد محرکه‌های الکتریکی معرفی شده است. روش پیشنهادی قابلیت تامین اهداف کنترلی مبدل 4L-NNPC در کاربرد محرکه الکتریکی برای تمام فرکانس‌های کاری را تضمین می‌کند. برای معرفی روش پیشنهادی، ابتدا مدل زمان گسسته موتور و مبدل (ولتاژ خازن‌های شناور) استخراج شده است. سپس، یک تابع هزینه چند هدفه با ضریب وزنی متغیر برای تحقق این اهداف تعریف شده است. روش پیشنهادی، بسته به نقطه کار موتور، ضریب وزنی مربوط به کنترل ولتاژ خازن‌های شناور را اصلاح می‌کند. روش کنترل ارائه شده مزایای زیر را ارائه می‌دهد، ۱) قابلیت بکارگیری اینورتر 4L-NNPC برای کاربرد محرکه الکتریکی و ۲) امکان کنترل مطلوب ریپل خازن شناور مبدل 4L-NNPC در سرعت و فرکانس‌های کاری مختلف محرکه الکتریکی (بویژه در عملیات فرکانس پایین). نتایج شبیه‌سازی در محیط نرم‌افزار MATLAB/Simulink به همراه یک مقایسه با روش مبتنی بر مدولاسیون بردار فضایی ساده شده (SSVM) به منظور بررسی صحت و کارایی روش پیشنهادی در شرایط کاری حالت ماندگار و حالت گذرا ارائه شده است. نتایج ارائه شده صحت عملکرد روش پیشنهادی را تایید می‌کند و نشان می‌دهد در صورت عدم وجود یک ضریب وزنی متغیر با شرایط سیستم، امکان تامین اهداف کنترلی در بازه مجاز، به ویژه، هدف کنترل خازن‌های شناور در عملیات فرکانس پایین با چالش روبرو خواهد شد.

مراجع

[1] A. Salem, H. Van Khang, K. G. Robbersmyr, M. Norambuena, and J. Rodriguez, “Voltage source multilevel inverters with reduced device count: Topological review and novel comparative factors,” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 36, No. 3, 2020, pp. 2720–2747.

[2] Z. Ke, J. Pan, M. Al Sabbagh, R. Na, J. Zhang, J. Wang, and L. Xu, “Capacitor voltage ripple estimation and optimal sizing of modular multi-level converters for variable-speed drives,” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 35, No. 11, 2020, pp. 12 544–12 554.

[3] J. A. Anderson, G. Zulauf, J. W. Kolar, and G. Deboy, “New figure-ofmerit combining semiconductor and multi-level converter properties,” IEEE Open Journal of Power Electronics, Vol. 1, 2020, pp. 322–338.

[۴] بابک حسینی منتظر، جواد علمایی، مجید حسین‌پور و بابک مظفری، "یک ساختار تعمیم‌یافته حاوی دیود برای اینورتر چندسطحی با تعداد سویچ و درایور کمتر"، نشریه مدل‌سازی در مهندسی، دوره ۱۹، شماره ۶۶، پائیز ۱۴۰۰، صفحه ۳۷-۵۱.

[5] D. Krishnachaitanya and C. A., "Quantitative Analysis of Asymmetric Multilevel Inverters With Reduced Device Count From Reliability and Cost Function Perspective—A Review," in IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 36, No. 10, 2022, pp. 11068-11086.

[6] H. Li, H. Xiao, and G. Yang, “Reconstructed current model predictive control of npc three-level grid-tied converter with current sensor fault,” IEEE Access, Vol. 9, 2021, pp. 141 098–141 106.

[7] V. Jayan and A. M. Y. M. Ghias, “A single-objective modulated model predictive control for a multilevel flying-capacitor converter in a dc microgrid,” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 37, No. 2, 2021, pp. 1560–1569.

[۸] مجید حسین‌پور و علی سیفی، "ارائه یک ساختار جدید برای مبدل چندسطحی متقارن به منظور کاهش تعداد سویچ"، نشریه مدل‌سازی در مهندسی، دوره ۱۸، شماره۶۰، بهار ۱۳۹۹، صفحه ۷۱-۸۵.

[9] Z. Xin, F. Xiao and L. Hu, "A Switching Sequence Optimization Method (SSOM) to Eliminate the Dead-Time Unexpected Output Levels for Four-Level Nested Neutral Point Clamped Converter," in IEEE Transactions on Transportation Electrification, Vol. 7, No. 4, 2021, pp. 2085-2094.

[10] K. K. Monfared, H. Iman-Eini and Y. Neyshabouri, "Cost comparison of four-level NNPC converter with four-level FC and NPC converters," 2022 13th Power Electronics, Drive Systems, and Technologies Conference (PEDSTC), 2022.

[11] Z. Xin, F. Xiao, and L. Hu, “A switching sequence optimization method (ssom) to eliminate the dead time unexpected output levels for fourlevel nested neutral point clamped converter,” IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2021.

[12] H. Tian and Y. W. Li, “Carrier-based stair edge pwm (sepwm) for capacitor balancing in multilevel converters with floating capacitors,” IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 54, No. 4, 2018, pp. 3440– 3452.

[13] A. K. Peter, J. Mathew and K. Gopakumar, "A Simplified DTC-SVPWM Scheme for Induction Motor Drives Using a Single PI Controller," in IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 38, No. 1, 2023, pp. 750-761.

[14] L. Tan, B. Wu, V. Sood, D. Xu, M. Narimani, Z. Cheng, and N. R. Zargari, “A simplified space vector modulation for four-level nested neutral-point clamped inverters with complete control of flying-capacitor voltages,” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 33, No. 3, 2017, pp. 1997–2006.

[15] M. Narimani, B. Wu, V. Yaramasu, Z. Cheng, and N. R. Zargari, “Finite control-set model predictive control (fcs-mpc) of nested neutral pointclamped (nnpc) converter,” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 30, No. 12, 2015, pp. 7262–7269.

[16] H. Xie, W. Tian, X. Gao, F. Wang, J. Rodríguez and R. Kennel, "An Ensemble Regulation Principle for Multi-Objective Finite Control Set Model Predictive Control of Induction Machine Drives," in IEEE Transactions on Power Electronics, 2022.

[17] Y. Yang, H. Wen, M. Fan, X. Zhang, L. He, R. Chen, M. Xie, M. Norambuena, and J. Rodriguez, “Low complexity finite-control-set mpc based on discrete space vector modulation for t-type three-phase three-level converters,” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 37, No. 1, 2021, pp. 392–403.

[۱۸] 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.

[19] N. Jin, D. Dai, H. Xie, J. Wu and L. Guo, "Virtual Vector-Based FCS-MPC for NPC Three-Level Grid-Tied Inverter Without Weighting Factor of Neutral-Point Voltage Balancing," in IEEE Access, Vol. 10, 2022, pp. 72806-72814.

[20] A. Gonzalez-Prieto, C. Martin, I. González-Prieto, M. J. Duran, J. Carrillo-Ríos and J. J. Aciego, "Hybrid Multivector FCS–MPC for Six-Phase Electric Drives," in IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 37, No. 8, 2022, pp. 8988-8999.

[21] L. Tan et al., "A Simplified Space Vector Modulation for Four-Level Nested Neutral-Point Clamped Inverters With Complete Control of Flying-Capacitor Voltages," in IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 33, No. 3, 2018, pp. 1997-2006.