

بسم الله الرحمن الرحيم



نشریه سامانه‌های غیر خطی در مهندسی برق

دوره ۱۱، شماره ۲، پاییز و زمستان ۱۴۰۳

JNSEE
سامانه‌های غیر خطی در مهندسی برق



ISSN: 2322-3146

صاحب امتیاز: دانشگاه صنعتی سهند - معاونت پژوهش و فناوری

مدیر مسئول: دکتر رضا فلاح

سر دبیر: دکتر علی بهرامی

مدیر اجرایی: خانم دکتر آرزو جهانی

ناشر: دانشگاه صنعتی سهند با همکاری مرکز منطقه‌ای اطلاع‌رسانی علوم و فناوری و پایگاه استنادی علوم جهان اسلام (ISC)

حروفچینی و صفحه آرایی: دکتر آرزو جهانی

هیأت تحریریه:

دکتر بهنام محمدی ایواتلو - استاد گروه قدرت دانشگاه LUT فنلاند

دکتر فرزاد هاشم زاده - استاد گروه کنترل دانشگاه ITU ترکیه

دکتر علی رستمی - استاد گروه الکترونیک دانشگاه تبریز

دکتر فرخ مروستی - استاد گروه مخابرات دانشگاه صنعتی شریف

دکتر آرش امینی - استاد گروه مخابرات دانشگاه صنعتی شریف

دکتر محمداقبر شمس اللهی - استاد گروه مهندسی پزشکی دانشگاه صنعتی شریف

دکتر افشین ابراهیمی - استاد گروه مخابرات دانشگاه صنعتی سهند تبریز

دکتر اسماعیل نجفی اقدم، استاد گروه الکترونیک دانشگاه صنعتی سهند تبریز

دکتر اکبر غفارپور رهبر - استاد گروه مهندسی کامپیوتر دانشگاه صنعتی سهند تبریز

دکتر علی بهرامی - استاد گروه الکترونیک دانشگاه صنعتی سهند تبریز

گروه ویراستاری: دکتر رسول کاظم زاده، دکتر رضا محبوبی و دکتر معصومه آذغانی

نشریه سامانه‌های غیر خطی در مهندسی برق با مجوز شماره ۱۵۹۸۱۱/۳/۱۸ مورخ ۱۳۹۱/۰۸/۰۲ و کسب اعتبار علمی-پژوهشی با مجوز شماره ۱۰۲۶۱/۱۸/۳ مورخ ۱۳۹۶/۰۵/۱۵ از کمیسیون نشریات علمی-پژوهشی وزارت علوم، تحقیقات و فناوری به زبان فارسی منتشر شده و در پایگاه استنادی جهان اسلام (ISC) نمایه می‌شود. این نشریه تخصصی در راستای تحقق اهداف و توسعه مرزهای دانش و به منظور گسترش و نشر پژوهش‌های بنیادی، کاربردی و توسعه‌ای، مقالات اصیل علمی در گرایش‌های مختلف مهندسی برق و کامپیوتر که قبلاً در هیچ نشریه دیگری انتشار نیافته باشند را با تأکید بر تحلیل و طراحی سامانه‌های غیر خطی به چاپ می‌رساند. مطالب مندرج در مقالات صرفاً بیانگر نقطه نظرات نویسندگان بوده و این آراء لزوماً نظر مسئولین نشریه نیستند.

نشانی پستی نشریه: تبریز، شهر جدید سهند، پردیس دانشگاه صنعتی سهند، معاونت پژوهش و فناوری، دبیرخانه نشریات تخصصی دانشگاه، کد پستی: ۵۳۳۱۸/۱۷۶۳۴

تلفن: ۰۴۱-۳۳۴۵۹۳۴۰ و ۰۴۱-۳۳۴۵۹۳۲۱ دورنگار: ۰۴۱-۳۳۴۴۳۸۷۷

پست الکترونیک: jnsee@sut.ac.ir سایت اینترنتی: <http://jnsee.sut.ac.ir>

نشریه سامانه‌های غیرخطی در مهندسی برق

دوره ۱۱، شماره ۲، پاییز و زمستان ۱۴۰۳

فهرست مقالات

شماره صفحه	عنوان
۵	طراحی دبی سنج کوریولیس برای سنجش جریان های کم بر اساس روش محاسبه سریع ابداعی نویسندهگان: توحید آقائی، حسن فرجی بگناش، حبیب بدری قویفکر
۱۹	یک برنامه شیمی درمانی با قابلیت ضد رگ زایی برای درمان سرطان با رهیافت کنترل پیش بین مبتنی بر مدل غیرخطی نویسندهگان: محمدرضا نقی مرام ساوه، ولی اله غفاری، وحید میگلی
۳۳	کنترل میدان-گرا موتور سنکرون آهنربای دائم با استفاده از کنترل مد لغزشی ترمینال سریع فازی نویسندهگان: محمد دیواندری
۵۴	اندازه گیری شاخص های بطنی برای بررسی تغییرات مورفومتریک بطن های مغزی از روی تصاویر MRI در طول فازهای قمری با استفاده از یک چارچوب یادگیری ژرف مبتنی بر مکان یابی لندمارک ها نویسندهگان: اکبر علی پور صیفار، موسی شمسی، محمد حسین صدیقی، محمد حسین دقیقی
۷۳	بهبود عملکرد مدل های زبانی کوچک با انتقال دانش و RAG نویسندهگان: هلیا میرحسینی، ژیلای آمینی ششده
۹۲	اینورتر نه سطحی دوبرابر کننده ترکیبی با TSV کاهش یافته و بیشینه دشارژ پیوسته کوتاه و غیر تکراری نویسندهگان: حسین منصوری زاده، مجید حسین پور، علی سیفی

Journal of Nonlinear Systems in Electrical Engineering

Vol. 11, No. 2, Autumn and Winter 2024

List of articles

Title	Page
Design of a Coriolis Mass Flowmeter for Low Flow Rate Measurement Using a Novel Fast Computational Approach Authors: Tohid Aghaei, Hassan Faraji Baghtash*, Habib Badri Ghavifekr	5
A Chemo-Therapy Program with Angiogenic Capability for Cancer Treatment via Nonlinear Model Predictive Control Approach Authors: Mohammadreza Naghimaram Saveh, Valiollah Ghaffari *, Vahid Meygoli	19
Fuzzy Fast Terminal Sliding Mode Control of a Permanent Magnet Synchronous Motors Drive Based on Field-Oriented Control Authors: Mohammad Divandari	33
Measurement of Ventricular Indices for Assessing Morphometric Changes of Brain Ventricles Across Lunar Phases Using a Deep Learning–Based Landmark Localization Framework Authors: Akbar Alipour Sifar, Mousa Shamsi, Mohammad Hossein Sedaaghi, Mohammad Hossein Daghighi	54
Performance Enhancement of Small Language Models via Distillation and Retrieval-Augmented Generation Authors: Zhila Amini-Sheshdeh, Helia Mirhosseini	73
A Hybrid Double-Voltage-Gain Nine-Level Inverter with Reduced TSV and Longest Discharge Period Authors: Hossein Mansourizadeh, Majid Hosseinpour*, Ali Seifi	92

Design of a Coriolis Mass Flowmeter for Low Flow Rate Measurement Using a Novel Fast Computational Approach

Tohid Aghaei, Hassan Faraji Baghtash*, Habib Badri Ghavifekr

Faculty of Electrical Engineering, Sahand University of Technology, Sahand New Town, Tabriz, Iran

* Corresponding author email: hfaraji@sut.ac.ir



Sahand University
of Technology

DOR:

[20.1001.1.23223146.1403.11.2.1.9](https://doi.org/10.1001.1.23223146.1403.11.2.1.9)

Journal of Nonlinear
Systems in Electrical
Engineering

Vol. 11, No. 2

Autumn and Winter 2024

ISSN: 2322 – 3146

<http://jnsee.sut.ac.ir>

Abstract

In this paper, a dual U-shaped Coriolis mass flowmeter operating at the millimeter scale is designed and numerically analyzed for low flow rate measurement. A novel fast computational approach, referred to as the Rapid Computational Method (RCM), is introduced to estimate the Coriolis force without performing time-dependent structural simulations. The proposed method replaces the direct calculation of tube velocity with the curl of the displacement field multiplied by the natural angular frequency of the vibrating tube. This simplification significantly reduces computational cost while preserving acceptable accuracy under resonant operating conditions.

The proposed flowmeter consists of two symmetric U-shaped copper tubes oscillating in anti-phase, which enhances immunity to external disturbances such as environmental vibrations and thermal variations. The structure is modeled and analyzed using COMSOL Multiphysics 5.6. Geometrical parameters, particularly tube thickness, are systematically investigated to evaluate their influence on tube mass, resonant frequency, and phase difference sensitivity. Analytical expressions are used to estimate tube and fluid mass, while finite element simulations are employed to extract the natural frequency of the structure under resonant excitation.

A fluid dynamics analysis is conducted to obtain the velocity distribution of water flowing inside the tube under low-pressure conditions. The resulting fluid velocity, together with the tube vibrational velocity derived from the displacement curl, is used to compute the Coriolis force based on an algebraic formulation. This force is then applied symmetrically to the tube arms in a steady-state mechanical analysis to determine the relative displacement and phase difference between the sensing points.

Simulation results demonstrate that tube thickness plays a dominant role in flow sensitivity. Reducing the tube thickness from 1.5 mm to 0.5 mm increases the natural frequency and significantly enhances the measurable phase difference at low flow velocities. For the optimized geometry with a tube thickness of 0.5 mm, a phase difference of approximately 5.8 degrees is obtained at low flow rates, confirming the feasibility of accurate mass flow detection in this regime. The results also show that increases in tube thickness suppress Coriolis-induced phase shifts more strongly than reductions in fluid velocity.

Compared to conventional approaches, the proposed RCM eliminates the need for time-dependent fluid-structure interaction simulations, offering a fast and computationally efficient alternative for preliminary design and geometry screening of Coriolis mass flowmeters. While the method involves controlled simplifications, it maintains sufficient accuracy under resonant operation and provides clear physical insight into the relationship between tube geometry, vibrational behavior, and Coriolis-induced phase difference. Overall, this work presents a practical and low-cost design methodology for developing reliable Coriolis mass flowmeters for low flow rate applications.

Keywords

Coriolis mass flowmeter; Coriolis force; Phase difference; Actuator; Design calculations

1. Short Introduction

Accurate measurement of low mass flow rates is essential in many industrial, medical, and pharmaceutical applications. Coriolis mass flowmeters are widely used due to their high accuracy and robustness against variations in fluid properties. However, the design and optimization of Coriolis flowmeters operating at low flow rates often rely on time-dependent simulations, leading to high computational cost. This creates a need for fast and reliable computational approaches that can support preliminary design and geometry optimization of low-flow Coriolis mass flowmeters.

2. Proposed Work

In this study, a dual U-shaped Coriolis mass flowmeter with millimeter-scale copper tubes is designed and analyzed. A rapid computational method based on the curl of the displacement field is introduced to estimate the tube velocity and Coriolis force without requiring time-dependent simulations. Structural, fluidic, and mechanical analyses are performed using COMSOL Multiphysics. A parametric investigation of tube thickness demonstrates its strong influence on resonant frequency and phase difference sensitivity. Simulation results indicate that a tube thickness of 0.5 mm provides optimal performance, yielding a measurable phase difference of 5.8 degrees at low flow rates, thereby validating the effectiveness of the proposed design and computational approach.

3. Conclusion

A fast and efficient design methodology for a low-flow Coriolis mass flowmeter has been presented. The proposed rapid computational method significantly reduces simulation time while maintaining acceptable accuracy. The results confirm that tube thickness is a key design parameter for enhancing sensitivity at low flow rates. The proposed approach is suitable for preliminary design and optimization of compact Coriolis mass flowmeters.

طراحی دبی سنج کوریولیس برای سنجش جریان های کم بر اساس روش محاسبه سریع ابداعی

توحید آقائی^۱، حسن فرجی بگتاش^{۲*}، حبیب بدری قویفکر^۳

^۱ دانشجوی دکتری مهندسی برق، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی سهند، تبریز، ایران

^۲ دانشیار، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی سهند، تبریز، ایران

^۳ استاد، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی سهند، تبریز، ایران

* آدرس پست الکترونیکی نویسنده مسئول: hfaraji@sut.ac.ir



دانشگاه صنعتی سهند

DOR:

[20.1001.1.23223146.1403.11.2.1.9](https://doi.org/10.1001.1.23223146.1403.11.2.1.9)

نشریه سماندهای غیرخطی در مهندسی برق

دوره ۱۱ - شماره ۲

پاییز و زمستان ۱۴۰۳

صفحات ۵ الی ۱۸

ISSN: 2322-3146

<http://jnsee.sut.ac.ir>

تاریخ پذیرش: ۱۴۰۴/۵/۷

تاریخ بازنگری: ۱۴۰۴/۴/۳۰

تاریخ ارسال: ۱۴۰۴/۲/۲۵

چکیده

در این مقاله، یک دستگاه دبی سنج جرمی کوچک-مقیاس مبتنی بر نیروی کوریولیس، به منظور اندازه گیری جریان های کم حجم، طراحی و شبیه سازی شده است. دبی سنج پیشنهادی از نوع دو لوله ای U شکل بوده و برای کاربردهای پزشکی و داروسازی مورد استفاده قرار می گیرد. از مهم ترین ویژگی های این دستگاه می توان به دقت بالا، عدم وابستگی به ویژگی های فیزیکی سیال مانند دما، فشار و چگالی اشاره کرد. در این تحقیق، یک روش محاسباتی ساده و سریع برای برآورد نیروی کوریولیس در دبی سنج های دو لوله ای ارائه شده است. این روش مبتنی بر استفاده از کرل جابجایی ضربدر فرکانس طبیعی به جای استخراج مستقیم سرعت لوله است. رویکرد پیشنهادی به طرز چشمگیری زمان محاسبه را کاهش داده و برای تحلیل های پارامتریک یا طراحی های اولیه بسیار مؤثر است. فرآیند طراحی و شبیه سازی این دبی سنج با استفاده از نرم افزار کامسول و در ابعاد میلی متری انجام شده است. نتایج حاصل از شبیه سازی نشان دهنده اختلاف فاز قابل قبول معادل ۵/۸ درجه بین خروجی حسگرهای متصل به بازوهای چپ و راست لوله است، که عملکرد مناسب دستگاه را در اندازه گیری دقیق جریان تأیید می کند.

واژه های کلیدی

دبی سنج جرمی

نیروی کوریولیس

اختلاف فاز

عملگر

محاسبات طراحی

۱ - مقدمه

در بسیاری از کاربردهای جریان داخلی، آگاهی از مقدار جریان جرمی از اهمیت بالایی برخوردار است. یک دبی سنچ جرمی^۱ واقعی با تکیه بر اصل کوریولیس^۲ قابل دستیابی است [۱]. در طول دو دهه گذشته، دبی سنچ های جریان مبتنی بر اصل کوریولیس به یکی از مهمترین زمینه های توسعه در اندازه گیری جرمی جریان تبدیل شده اند. پیشرفت قابل توجه در فناوری اندازه گیری جریان کوریولیس، جنبه های فنی متعددی را در بر گرفته است؛ این توسعه مرهون پیشرفت هایی در حوزه مدل سازی نظری^۳، پردازش سیگنال^۴، قدرت محاسباتی^۵، امکانات آزمایشگاهی و از همه مهم تر، پذیرش گسترده آن در صنایع مختلف است [۲]. با توجه به اینکه معمولاً مخلوط هایی با ترکیبات متغیر وجود دارند، استفاده از دبی سنچ جرمی کوریولیس^۶ برای اندازه گیری دقیق جریان جرمی ضروری به نظر می رسد [۳]. دقت اندازه گیری در این دبی سنچ ها بالا است، زیرا عوامل تأثیر گذار مانند چگالی، فشار و دمای سیال اثر ناچیزی بر عملکرد آن ها دارند. علاوه بر نرخ جریان جرمی، دبی سنچ های کوریولیس می توانند پارامترهایی مانند نرخ جریان حجمی، چگالی، دما، ویسکوزیته و غلظت را نیز اندازه گیری کنند. در حال حاضر، رایج ترین نوع دبی سنچ های کوریولیس مورد استفاده در کاربردهای صنعتی، نوع دو لوله ای U شکل^۷ است. بر اساس شکل لوله ارتعاشی، دبی سنچ های جرمی کوریولیس به طور معمول به سه نوع تقسیم می شوند: لوله U شکل، لوله W شکل، و لوله مستقیم [۴]. به منظور کاهش تغییر شکل لوله در اثر فشار محیط و افزایش بازه اندازه گیری جریان، نیاز به یک مقطع دایره ای با قطر بزرگ وجود دارد [۵]. وابستگی شکل مقطع به فشار، بر سختی ساختار لوله تأثیر می گذارد که این موضوع در سنسورهای رزونانسی مانند حسگر جریان جرمی کوریولیس یا حسگر چگالی، منجر به خطا در اندازه گیری می شود [۶]. دبی سنچ جرمی کوریولیس عمدتاً از محرک ها (عملگر)^۸، یک لوله اندازه گیری و حسگرهای ارتعاش^۹ تشکیل شده است. محرک ها، لوله اندازه گیری را به نوسان هارمونیک ساده وادار می کنند. در شرایطی که سیالی درون لوله جریان ندارد، سیگنال های خروجی حسگرهای ارتعاش در دو انتهای لوله به صورت موج های سینوسی با دامنه و فاز یکسان ظاهر می شوند. اما زمانی که سیال از لوله عبور می کند، اثر کوریولیس موجب ایجاد اختلاف فاز^{۱۰} ($\Delta\phi$) در سیگنال های سینوسی دو سر لوله می گردد [۷]. در این حالت، نرخ جریان جرمی^{۱۱} (q_m) با اختلاف فاز نسبت مستقیم دارد، در حالی که ضریب تناسب^{۱۲} (K) تنها به خود دبی سنچ وابسته است و به پارامترهای فیزیکی سیال وابسته نیست. این ویژگی منحصر به فرد باعث شده است که دبی سنچ جرمی کوریولیس در میان ابزارهای اندازه گیری متعدد ممتاز باشد. از این رو، بیشتر تحقیقات در زمینه دبی سنچ کوریولیس بر نحوه استخراج اختلاف فاز از دو سیگنال سینوسی متمرکز شده اند [۸]. از جمله روش های استخراج اختلاف فاز می توان به تبدیل سیگنال ولتاژ در حوزه زمان بر اساس تبدیل فوریه گسسته^{۱۳} به دامنه و فاز در حوزه فرکانس [۹]، اندازه گیری فاز مبتنی بر تبدیل فوریه گسسته با

¹ Mass flowmeter

² Coriolis principle

³ Theoretical modelling

⁴ Signal processing

⁵ Computing power

⁶ Coriolis mass flowmeter (CMF)

⁷ Dual U-tube

⁸ Actuator

⁹ Vibration detectors

¹⁰ Phase difference

¹¹ Mass flow rate

¹² Proportional coefficient

¹³ Discrete Fourier transform (DFT)

اصلاح فرکانس منفی^۱ [۱۰]، تبدیل هیلبرت^۲ برای پردازش دنباله اولیه به منظور تولید دو دنباله کسینوسی با قطبیت مخالف و دامنه برابر [۱۱، ۱۲] اشاره کرد. علاوه بر این، روش های مبتنی بر ضرب داخلی بردار^۳، حلقه قفل فاز دیجیتال^۴، آشکارسازی مربعی^۵، فیلتر ناچ تطبیقی^۶ و غیره نیز در سیستم اندازه گیری دبی سنج کوریولیس کاربرد دارند [۱۳، ۱۴].

ساخت دبی سنج های جرمی کوریولیس در ابعاد میکرو و نانو بسیار رایج است. مهم ترین مزایای حسگرهای جریان جرمی کوریولیس میکرو نسبت به سایر روش های اندازه گیری جریان، عدم وابستگی آن ها به فشار، پروفایل جریان، و خواص سیال است [۱۵]. اغلب حسگرهای جریان کوریولیس میکرو با استفاده از فناوری های میکرو مکانیکی سیلیکونی ساخته می شوند، مانند اچ تر شونده (مرطوب) آنیزوتروپیک [۱۶-۱۸] و اچ خشک [۲۱-۱۹]، و فناوری کانال سطحی [۲۲-۲۶].

در این مقاله، یک دبی سنج جرمی کوریولیس از نوع دو لوله ای U شکل برای اندازه گیری جریان های کم حجم طراحی و شبیه سازی شده است. در فرایند طراحی این دبی سنج کوچک، از یک روش محاسباتی سریع^۷ ابداعی استفاده شده است که بدون نیاز به حل وابسته به زمان، از کرل میدان جابجایی به همراه فرکانس طبیعی بهره می گیرد. در این روش، به جای محاسبه کرل سرعت جابجایی لوله های مسی (که از نیروی اعمال شده به شیء متصل به لوله ها ناشی می شود)، کرل جابجایی لوله محاسبه شده و سپس به سرعت تبدیل می شود. در نهایت حل به صورت استاتیکی انجام می پذیرد. در حالی که این روش با ساده سازی همراه است، اما توانایی بر آورد دقیق نیروی کوریولیس را در شرایط تشدید لوله حفظ کرده و راهکاری مؤثر، سریع و کم هزینه برای طراحی های اولیه و غربالگری هندسه ها محسوب می شود.

این مقاله در پنج بخش تنظیم شده است؛ پس از مقدمه، در بخش دوم، ابعاد دبی سنج پیشنهادی و تأثیر پارامترهای هندسی لوله U شکل در ایجاد نیروی کوریولیس بررسی می شود. بخش سوم به معرفی روش محاسباتی سریع اختصاص دارد که برای طراحی دبی سنج جرمی کوریولیس و تحلیل عملکرد آن در اندازه گیری جریان های کم حجم به کار گرفته می شود. در بخش چهارم، به منظور ارزیابی کارایی دبی سنج طراحی شده، نتایج شبیه سازی مدار پیشنهادی با استفاده از نرم افزار کامسول ارائه شده است. در نهایت، جمع بندی و نتیجه گیری کلی در بخش پنجم مطرح شده است.

۲- ابعاد دبی سنج جرمی کوریولیس دو لوله ای

شکل ۱ نمایی از دبی سنج جرمی کوریولیس دو لوله ای طراحی شده با استفاده از نرم افزار کامسول را از زوایای مختلف نشان می دهد. در این دبی سنج دو لوله به صورت هم زمان و هماهنگ در خلاف جهت یکدیگر به ارتعاش درمی آیند. با مقایسه ی پاسخ های ارتعاشی این دو لوله، می توان تأثیر اغتشاشات خارجی نظیر لرزش های مکانیکی محیط، نویزهای سیستمی، و تغییرات دمایی را تا حد زیادی حذف یا کاهش داد. این ویژگی موجب افزایش پایداری سیستم و بهبود دقت اندازه گیری جریان جرمی می شود. ابعاد کلی این دبی سنج برابر $166/67 \text{ mm} \times 50 \times 80$ می باشد. شکل ۱-الف نمای روبه رو (صفحه XZ) را نشان می دهد. در این نما، اجزای اصلی شامل یک پایه مکعب مستطیل از جنس آهن به ابعاد $40 \times 40 \times 80 \text{ mm}$ ، لوله مسی با طول (L) $246/6 \text{ mm}$ ، شعاع داخلی (r_1) 1 mm و شعاع خارجی (r_2) $1/5 \text{ mm}$ ، نگه دارنده سنسورها در دو سمت بازوی لوله مسی و همچنین نگه دارنده عملگر قابل مشاهده است. شکل ۱-ب نمای جانبی دستگاه (صفحه YZ) را نمایش می دهد. در این نما، تقارن دو لوله مسی و مسیر ورودی سیال که بر

¹ Negative frequency correction

² Hilbert transform

³ Vector inner product

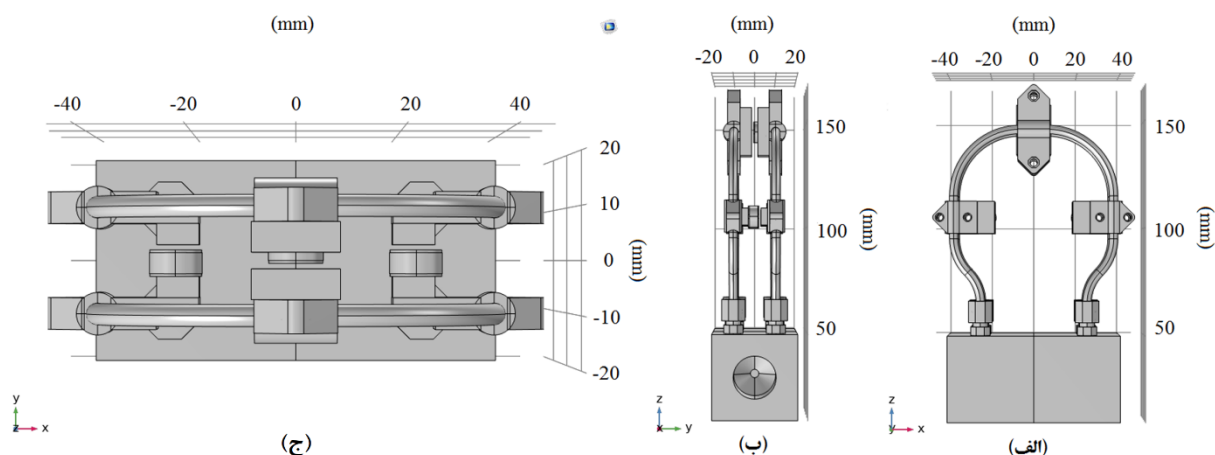
⁴ Digital phase-locked loop

⁵ Quadrature demodulation

⁶ Adaptive notch filter

⁷ Rapid calculation method: RCM

روی پایه مکعب تعبیه شده است به وضوح مشخص است. شکل ۱-ج نمای بالایی از دستگاه (صفحه XY) را نشان می دهد که دید کلی تری از نحوه چینش اجزا فراهم می کند. اطلاعات ارائه شده در این بخش به منظور ارائه تصویری کلی از طرح دبی سنج می باشد. جزئیات فنی هر بخش به طور کامل در بخش های بعدی مقاله مورد بررسی قرار خواهد گرفت.



شکل ۱: نمای شماتیک دبی سنج جرمی کوریولیس دولوله ای پیشنهادی، طراحی شده در محیط نرم افزار COMSOL Multiphysics 5.6

۲-۱- تأثیر پارامترهای هندسی لوله در قابلیت دبی سنج کوریولیس

پارامترهای هندسی نظیر ضخامت و طول لوله مسی و انتخاب مناسب آن ها تأثیر بسزایی در ایجاد نیرو کوریولیس دارند. زمانی که لوله ها توسط عملگر در فرکانس بدنه لوله به نوسان در می آیند و تشدید اتفاق می افتد، عبور سیال از داخل لوله های در حال تشدید باعث ایجاد اختلاف فاز بین سنسورهای متصل بر روی بازوهای لوله مسی می شود. در این میان، ضخامت لوله نقش مهمی ایفا می کند. بر اساس روابط ریاضی ساده و با ثابت نگه داشتن شعاع داخلی لوله (r_{in}) برابر ۱ mm، وزن لوله در ضخامت های مختلف محاسبه می شود:

$$W_{Cu} = \rho_{Cu} L (\pi r_{out}^2 - \pi r_{in}^2) \quad (1)$$

در رابطه (۱)، W_{Cu} بیانگر وزن لوله مسی، $\rho_{Cu} = 8960 \left(\frac{kg}{m^3}\right)$ چگالی مس، طول لوله (L) برابر ۲۴۶/۶ mm است. همچنین r_{in} و r_{out} به ترتیب شعاع داخلی و خارجی لوله مسی هستند. با در نظر گرفتن ضخامت های مختلف لوله، خواهیم داشت:

$$\text{If } d = 0.5mm, r_1 = 1mm, r_2 = 1.5mm \Rightarrow W_{Cu} = 35.168(g) \cdot L \quad (2)$$

$$\text{If } d' = 1mm, r_1' = 1mm, r_2' = 2mm \Rightarrow W_{Cu}' = 84.403(g) \cdot L \quad (3)$$

$$\text{If } d'' = 1.5mm, r_1'' = 1mm, r_2'' = 2.5mm \Rightarrow W_{Cu}'' = 147.705(g) \cdot L \quad (4)$$

در روابط (۲) تا (۴)، وزن لوله به صورت تابعی از طول آن محاسبه شده است و d نشان دهنده ضخامت لوله می باشد که در بازه ای بین ۰/۵ mm تا ۱/۵ mm تغییر می کند. در ادامه، با استفاده از رابطه (۵)، وزن سیال (آب) موجود درون لوله مسی محاسبه می شود:

$$W_{water} = \rho_{water} L (\pi r_{in}^2) = 3.13058(g) \cdot L \quad (5)$$

با در نظر گرفتن چگالی آب برابر $\rho_{Cu} = 997 \left(\frac{kg}{m^3}\right)$ ، وزن سیال موجود در لوله مسی برابر $3/13058(g) \cdot L$ به دست آمد. با استفاده از رابطه (۶)، می توان فرکانس تشدید را برای دو حالت مختلف محاسبه کرد: زمانی که لوله مسی خالی است و حالتی که لوله با آب پر شده است:

$$\omega_r = 2\pi f_r = \sqrt{K/m} \quad (6)$$

ثابت فنر^۱ (K) بیانگر سختی دینامیکی لوله مسی بوده و در حالتی که لوله خالی است m تنها معادل جرم لوله مسی (m_{tube}) در نظر گرفته می شود. با جایگذاری روابط (۲) تا (۴) در رابطه (۶) فرکانس تشدید لوله خالی برای ضخامت های $d = 0.5 \text{ mm}$ ، $d' = 1.0 \text{ mm}$ و $d'' = 1.5 \text{ mm}$ به ترتیب برابر $f_{r(Cu)} = 0.168 \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K}{L}}$ ، $f_{r(Cu)} = 0.109 \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K}{L}}$ و $f_{r(Cu)} = 0.082 \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K}{L}}$ محاسبه می شود. همان طور که مشاهده می شود، با افزایش وزن لوله مسی فرکانس تشدید آن کاهش می یابد. اکنون برای محاسبه فرکانس لوله مسی پر از آب، در رابطه (۶) به جای m مجموع جرم سیال (آب) و لوله مسی ($m_{tube} + m_{liquid}$)، در نظر گرفته می شود. در این حالت، فرکانس تشدید برای ضخامت های $d = 0.5 \text{ mm}$ ، $d' = 1.0 \text{ mm}$ و $d'' = 1.5 \text{ mm}$ به ترتیب برابر $f_{r(Cu+water)} = 0.161 \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K}{L}}$ ، $f_{r(Cu+water)} = 0.107 \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K}{L}}$ و $f_{r(Cu+water)} = 0.0814 \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K}{L}}$ است. در ادامه با استفاده از رابطه (۷)، میزان تأثیر جرم سیال و حرکت آن بر رفتار تشدید لوله مسی به دست می آید:

$$\text{effect of thickness (\%)} = \frac{f_{r(Cu+water)}}{f_{r(Cu)}} \quad (7)$$

که برای ضخامت های $d = 0.5 \text{ mm}$ ، $d' = 1.0 \text{ mm}$ و $d'' = 1.5 \text{ mm}$ درصد تأثیر ضخامت به ترتیب برابر $0.95/0.99$ و $0.98/0.99$ درصد محاسبه می شود. همان طور که از نتایج مشاهده می شود، با افزایش ضخامت لوله مسی، درصد تأثیر سیال (آب) بر رفتار دینامیکی لوله در حالت تشدید کاهش می یابد. بنابراین، انتخاب لوله مسی با ضخامت $d = 0.5 \text{ mm}$ به عنوان بهترین گزینه برای ادامه طراحی دستگاه دبی سنج جرمی کوریولیس به منظور اندازه گیری جریان های کم پیشنهاد می شود.

۳- توضیحات روش محاسباتی سریع (RCM)

اصل عملکرد دبی سنج جرمی کوریولیس پیشنهادی بر مبنای عبارت جبری زیر است:

$$F_{Coriolis} = 2\rho_{Fluid} \overline{V_{Fluid}} \times \overline{\omega_{Tube}} = 2\rho_{Fluid} V_{Fluid} (\omega_0 \text{CurlX}) \quad (8)$$

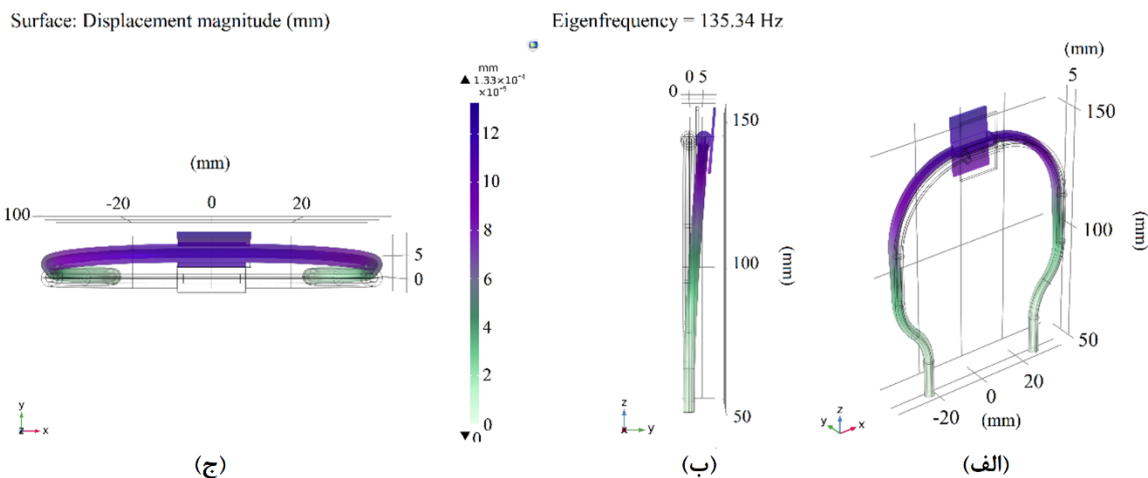
که در رابطه (۸) ρ_{Fluid} چگالی سیال، $\overline{V_{Fluid}}$ سرعت سیال در راستای محور Z و $\overline{\omega_{Tube}}$ سرعت لوله مسی در راستای محور X است. در روش محاسباتی سریع برای تعیین نیروی کوریولیس به منظور رسیدن به سرعت لوله مسی ($\overline{\omega_{Tube}}$)، به جای محاسبه کرل سرعت، از کرل جابجایی (CurlX) استفاده شده و نتیجه در فرکانس طبیعی (ω_0) لوله ضرب می شود. این رویکرد، ساده سازی قابل توجهی در تحلیل دینامیکی ایجاد می کند. در روش RCM هر چند چگالی سیال به طور مستقیم در فرمول نیروی کوریولیس وارد شده است، این به معنای وابستگی عملکرد دبی سنج به چگالی سیال نیست. در سیستم واقعی، اثر چگالی از طریق اختلاف فاز یا جابجایی نسی دو بازوی لوله شناسایی می شود و نیازی به دانستن مقدار دقیق چگالی نمی باشد. بنابراین، ادعای عدم وابستگی عملکرد دبی سنج به ویژگی های سیال همچنان معتبر است، زیرا اندازه گیری بر پایه ی پاسخ دینامیکی خود سیستم انجام می شود نه محاسبه مستقیم ویژگی های سیال. در ادامه، هر یک از اجزای رابطه (۸) به صورت مجزا مورد بررسی قرار خواهند گرفت.

۳-۱- فرکانس طبیعی لوله مسی

به منظور دستیابی به فرکانس طبیعی بدنه لوله مسی، مدل سازی مستقیم اجزایی مانند نگه دارنده و عملگر در نظر گرفته نشد و به جای آن، از یک صفحه معادل که در مرکز لوله متصل شده بود، استفاده شد. لوله مسی با مشخصات طول $L = 246/6 \text{ mm}$ ، شعاع داخلی $r_1 = 0.5 \text{ mm}$ و شعاع خارجی $r_2 = 1.5 \text{ mm}$ ، در محیط شبیه سازی نرم افزار کامسول طراحی و تحلیل شد. فرکانس طبیعی بدنه لوله مسی در حالتی که صفحه معادل به آن متصل است از طریق این شبیه سازی برابر با $f_0 = 135/34 \text{ Hz}$ به دست آمد. شکل ۲، نتایج

¹ Vector inner product

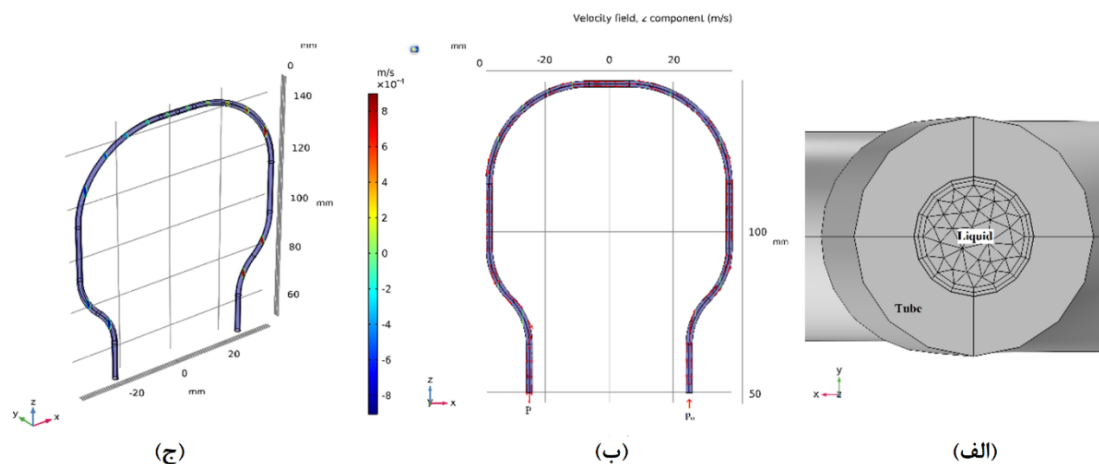
شبهه سازی را نشان می دهد که در آن فرکانس تشدید و میزان جابجایی مشخص شده است. این فرکانس به عنوان یکی از پارامترهای کلیدی، مبنای محاسبات بعدی نیروی کوریولیس خواهد بود.



شکل ۲: نمایی از فرکانس طبیعی لوله مسی با مشخصات هندسی معین

۲-۳- حل Fluidic جریان توربولانس سیال

هدف از انجام تحلیل سیال (Fluidic) دستیابی به توزیع سرعت سیال در نقاط مختلف داخل لوله مسی است. در این تحلیل، سیال مورد استفاده آب در نظر گرفته شده و فضای داخلی لوله مسی تا شعاع r_1 به طور کامل با این سیال پر شده است. به دلیل ماهیت متلاطم (توربولانس) جریان، تنها ناحیه سیال در نرم افزار کامسول مش بندی شده است تا تمرکز تحلیل بر روی تغییرات سرعت در این ناحیه باشد. در این مدل، یک سمت لوله به عنوان ورودی (Inlet) در نظر گرفته شده که در آن، آب با فشار اولیه $P_0 = 1 \text{ Pa}$ وارد می شود. سمت دیگر لوله به عنوان خروجی (Outlet) در نظر گرفته شده و فشار آن برابر با $P = 0 \text{ Pa}$ تعریف شده است. شکل ۳ نتایج مربوط به حل جریان توربولانس سیال را نشان می دهد. در شکل ۳-الف، مش بندی ناحیه سیال با دقت Fine نمایش داده شده است. شکل ۳-ب جهت ورودی، حرکت و خروج سیال در طول لوله را نشان می دهد و شکل ۳-ج توزیع سرعت سیال در مقاطع مختلف لوله مسی را ارائه می کند. با توجه به محل قرارگیری سیم پیچ های مربوط به سنسورها در دو سوی بازوی لوله مسی، سرعت سیال در این نواحی اهمیت بیشتری دارد. بر اساس نتایج شبهه سازی، سرعت سیال در این نقاط برابر با $V_{water} = 5 \times 10^{-4} \text{ (m/s)}$ محاسبه شده است.



شکل ۳: تحلیل جریان سیال در لوله مسی: (الف) مش بندی ناحیه سیال با دقت Fine، (ب) مسیر ورود و خروج سیال در لوله، (ج) توزیع سرعت سیال در مقاطع مختلف لوله مسی

۳-۳- حل مکانیکی حالت پایدار

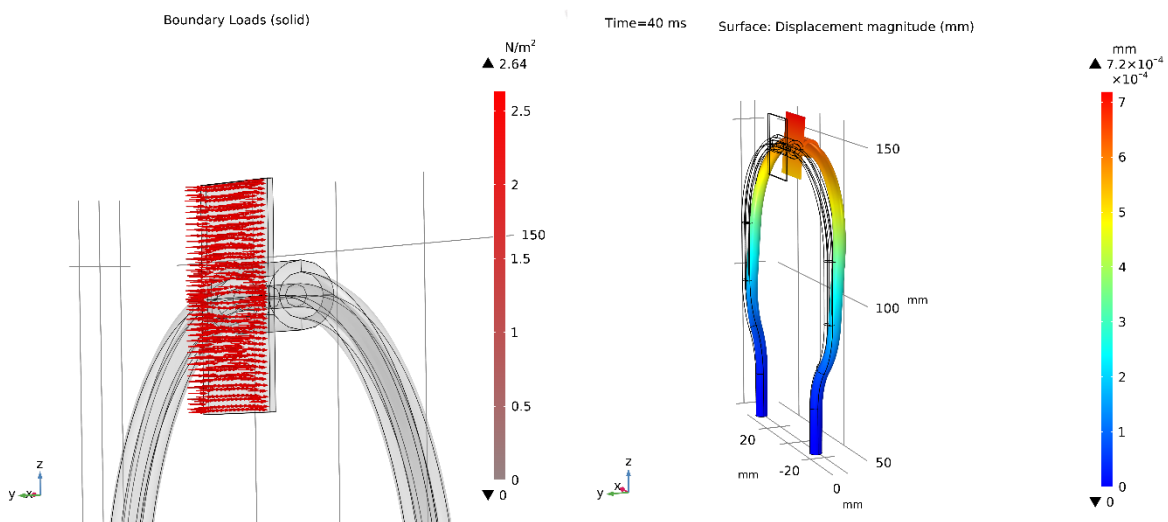
در تحلیل مکانیکی، به منظور در نظر گرفتن اثر هم زمان لوله مسی و سیال درون آن، یک ماده معادل تعریف می گردد که خواص مکانیکی آن بین مس و سیال توزیع شده است. بنابراین، لازم است چگالی معادل و همچنین مدول یانگ مؤثر این ماده ترکیبی تعیین گردد. همانطور که می دانیم چگالی لوله مسی و آب به ترتیب برابر $\rho_{Cu} = 8960 \left(\frac{kg}{m^3}\right)$ و $\rho_{Water} = 997 \left(\frac{kg}{m^3}\right)$ است، از طریق رابطه (۹) خواهیم داشت:

$$\rho_i = \rho_{Cu} \frac{(r_2)^2 - (r_1)^2}{(r_2)^2} + \rho_{Water} \frac{(r_1)^2}{(r_2)^2} = 8960 \frac{(1.5)^2 - (1)^2}{(1.5)^2} + 997 \frac{(1)^2}{(1.5)^2} = 5420.88 \left(\frac{kg}{m^3}\right) \quad (9)$$

در رابطه (۹)، چگالی ماده معادل حاصل از ترکیب لوله مسی و سیال درون آن، برابر با $\rho_i = 5420 \left(\frac{kg}{m^3}\right)$ محاسبه شد. به منظور تعیین مدول یانگ ماده معادل، با توجه به اینکه آب در حالت مایع دارای مقاومت کششی و برشی قابل توجهی نیست، مدول یانگ آن عملاً صفر در نظر گرفته می شود، با در نظر گرفتن مدول یانگ مس برابر $E_{Cu} = 100(GPa)$ ، خواهیم داشت:

$$E_i = E_{Cu} \cdot \frac{(r_2)^2 - (r_1)^2}{(r_2)^2} = 100 \cdot \frac{(1.5)^2 - (1)^2}{(1.5)^2} = 55.5(GPa) \quad (10)$$

با استفاده از چگالی و مدول یانگ به دست آمده از روابط (۹) و (۱۰)، ماده معادل تعریف گردیده و مش بندی برای کل ساختار لوله مسی انجام شد. سپس، یک صفحه با ابعاد مشخص به مرکز لوله مسی، در محل قرارگیری عملگر، متصل گردید. نیروی محرک به صورت تابع ثابت با دامنه مشخص $(F_{act} = 3/42)$ ، در خلاف جهت محور y به صفحه مذکور اعمال شد. این نیرو موجب تغییر شکل لوله مسی در راستای محور y می گردد و فرض ما این است تمام نقاط با همین دامنه با فرکانس طبیعی با $f_b = 135/34 Hz$ با نوسان خواهد کرد. بیشینه جابجایی لوله مسی حاصل از اعمال این نیرو بر صفحه برابر $A = 7/2 \times 10^{-4} mm$ محاسبه شده است (شکل ۴).



شکل ۴: بیشینه جابجایی لوله مسی در اثر اعمال نیروی سینوسی با فرکانسی برابر با فرکانس تشدید طبیعی لوله

همان گونه که پیش تر نیز اشاره شد، حرکت سیال در راستای محور Z و جابجایی حاصل از تحریک مکانیکی لوله مسی در راستای محور Y رخ می دهد. در شرایطی که لوله مسی در فرکانس تشدید طبیعی خود نوسان می کند و هم زمان سیال از آن عبور می کند، نیروی کوریولیس در اثر این برهم کنش باعث ایجاد اختلاف فاز بین دو بازوی چپ و راست لوله می شود.

در این وضعیت، آنچه از نظر دینامیکی اهمیت می یابد، بسامد زاویه ای نوسان لوله ($\bar{\omega} = \text{Curl} \bar{u}$) است. برای به دست آوردن آن، از مقدار کرل جابجایی ($\text{Curl} X$) استفاده می شود که در نهایت در فرکانس طبیعی (ω_0) لوله مسی ضرب می گردد تا مؤلفه مؤثر سرعت زاویه ای به دست آید:

$$\bar{\omega} = \text{Curl} \bar{u} = \begin{bmatrix} a_x & a_y & a_z \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ u & v & w \end{bmatrix} \quad (11)$$

طبق توضیحات داده شده تنها مؤلفه $a_x \left(\frac{\partial \omega}{\partial y} - \frac{\partial v}{\partial z} \right)$ مدنظر خواهد بود اگر جابجایی لوله مسی بر اثر اعمال نیروی خارجی را به صورت $x = x_0 \cos \omega t$ در نظر بگیریم سرعت لوله مسی برابر خواهد بود با:

$$\bar{u} = \frac{\partial x}{\partial t} = x_0 \omega_0 \sin \omega_0 t \quad (12)$$

$$|\bar{\omega}| = \text{curl} |\bar{u}| = \omega_0 \text{curl} |x| = 2\pi f_b \text{curl} |x| = 2 \cdot 3.14 \cdot 135.34 \cdot 5.2737E-6 = 4.48 \times 10^{-3} (1/s) \quad (13)$$

همانطور که از رابطه (۱۳) بر می آید جهت دستیابی به سرعت لوله مسی از جابجایی کرل گرفته شده است در این رابطه $\omega_0 = 2\pi f_b$ و مقدار کرل جابجایی در نقاطی که سنسورهای تشخیص اختلاف فاز در آن قرار دارند (بازوهای چپ و راست لوله مسی) بیانگر نرخ چرخش میدان برداری جابجایی در فضای دوبعدی صفحه yz می باشد که در شبیه سازی انجام شده با نرم افزار کامسول برابر $6 \times 10 \times 5/2737 \times 10^{-3} (1/s)$ گزارش شده است که در نهایت سرعت لوله مسی برابر $4.48 \times 10^{-3} (1/s)$ محاسبه گردید.

۳-۴- حل مکانیکی بر اثر اعمال نیروی کوریولیس

همان گونه که پیش تر نیز بیان شد، روال طراحی دبی سنج جرمی کوریولیس پیشنهادی مبتنی بر رابطه ی جبری ارائه شده در معادله (۸) می باشد. در بخش های پیشین، هر یک از مؤلفه های این رابطه به طور جداگانه به دست آمده اند. در صورتی که سیال عبوری آب در نظر گرفته شود، پارامترهای مؤثر شامل چگالی آب، سرعت جریان سیال داخل لوله مسی و سرعت نوسانی لوله مسی به ترتیب برابر $\rho_{water} = 997 \left(\frac{kg}{m^3} \right)$ ، $V_{water} = 5 \times 10^{-4} (m/s)$ و $\omega_{tube} = 4.48 \times 10^{-3} (1/s)$ خواهد بود. با جایگذاری این مقادیر در رابطه (۸)، مقدار نیروی کوریولیس مؤثر وارد بر لوله مسی در حضور جریان سیال طبق رابطه (۱۴) برابر $4.37 \times 10^{-3} \left(\frac{N}{m^3} \right)$ محاسبه می شود که مبنای تعیین اختلاف فاز بین بازوها و در نتیجه محاسبه دبی جرمی سیال خواهد بود.

$$F_{Coriolis} = 2\rho_{Fluid} \bar{V}_{Fluid} \times \bar{\omega}_{Tube} = 2\rho_{Fluid} V_{Fluid} (\omega_0 \text{Curl} X) = 2 * 977 * 5E-4 * 4.48 \times 10^{-3} = 4.37 \times 10^{-3} \left(\frac{N}{m^3} \right) \quad (14)$$

از آنجایی که عبور سیال از درون لوله ای که در فرکانس طبیعی خود در حال نوسان است، منجر به ایجاد اختلاف فاز ϕ بین دو بازوی چپ و راست لوله می شود، لذا این پدیده در سیگنال های دریافتی توسط سنسورها که در دو بازو نصب شده اند قابل مشاهده و اندازه گیری خواهد بود. به منظور تحلیل این اثر، سرعت نوسانی سنسورها در دو سمت لوله را با نمادهای V_R (برای بازوی راست) و V_L (برای بازوی چپ) نمایش می دهیم. با در نظر گرفتن اختلاف فاز ϕ ، روابط بین این سرعت ها به صورت زیر قابل بیان است:

$$V_R = A \cos(\omega_0 t + \frac{\varphi}{2}) = A \cos \omega_0 t \cdot \cos \frac{\varphi}{2} - A \sin \omega_0 t \cdot \sin \frac{\varphi}{2} \quad (15)$$

$$V_L = A \cos(\omega_0 t - \frac{\varphi}{2}) = A \cos \omega_0 t \cdot \cos \frac{\varphi}{2} + A \sin \omega_0 t \cdot \sin \frac{\varphi}{2} \quad (16)$$

با توجه به اینکه مقدار اختلاف فاز بسیار کوچک است ($\frac{\varphi}{2} \rightarrow 0$)، در نتیجه ($\cos \frac{\varphi}{2} = 1$ ، $\sin \frac{\varphi}{2} = \frac{\varphi}{2}$)، حال روابط (۱۵) و (۱۶)

ساده سازی می شوند:

$$V_R = A \cos \omega_0 t - A \sin \omega_0 t \cdot \frac{\varphi}{2} \quad (17)$$

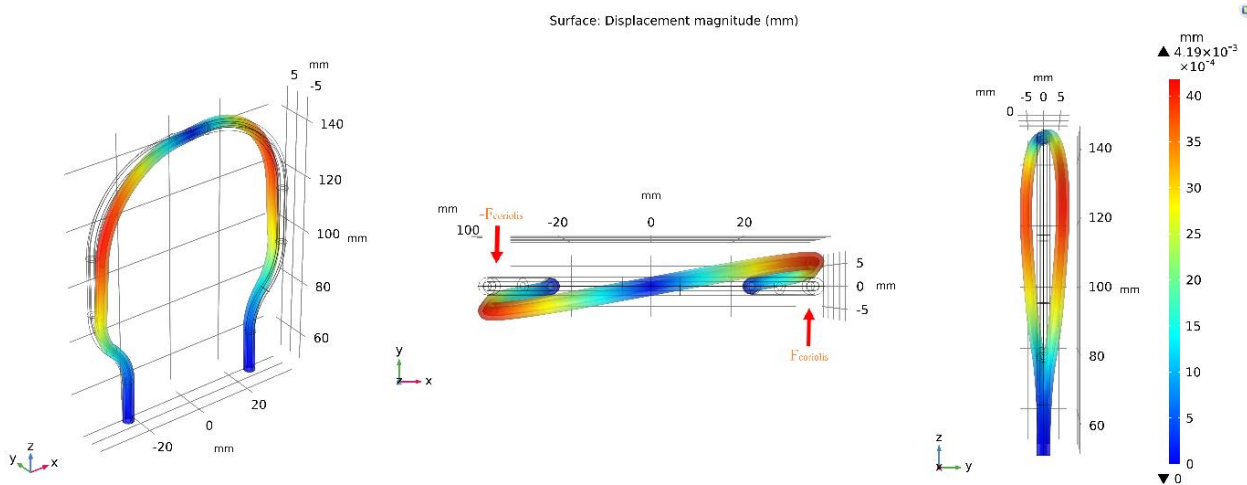
$$V_L = A \cos \omega_0 t + A \sin \omega_0 t \cdot \frac{\varphi}{2} \quad (18)$$

$$V_L - V_R = A \varphi \sin \omega_0 t = A' \sin \omega_0 t \quad (19)$$

رابطه (۱۹) بیان گر اختلاف فاز φ بین دو سنسور نصب شده بر روی بازوهای چپ و راست لوله مسی است. براساس تحلیل مکانیکی، دامنه جابجایی نوسانی لوله در حالت تشدید برابر $A = \sqrt{2} \times 10^{-4} \text{ mm}$ محاسبه شد. در ادامه، نیروی کوریولیس محاسبه شده از رابطه (۱۶) در محل استقرار سنسورها به صورت مقارن اعمال شد؛ یک نیرو در راستای محور y بر بازوی راست و نیرویی برابر در خلاف جهت محور y بر بازوی چپ لوله وارد شد. این اعمال مقارن نیرو منجر به جابجایی نسبی (A') دو سر لوله در اثر اعمال نیروی کوریولیس شده که از تحلیل زمانی سیستم در شرایط تحریک با فرکانس تشدید و عبور سیال برابر $4/19 \times 10^{-3} \text{ mm}$ $A' =$ به دست می آید که در شکل ۵ نمایش داده شده است. هدف اصلی این تحلیل، محاسبه دقیق اختلاف فاز φ میان سنسورهای دو طرف لوله است. با استفاده از رابطه (۱۹)، مقدار اختلاف فاز به صورت زیر محاسبه شد:

$$A \varphi = A' \rightarrow \varphi = \frac{A'}{A} = \frac{4.19 \times 10^{-3}}{7.2 \times 10^{-4}} = 5.8^\circ \quad (20)$$

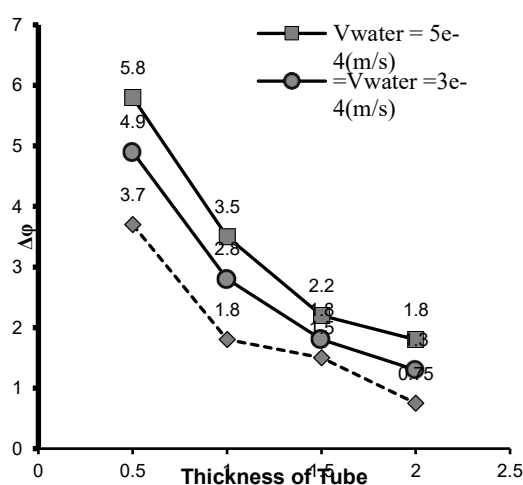
رابطه (۲۰) میزان اختلاف فاز بین دو سنسور نصب شده بر روی بازوهای لوله مسی را پس از اعمال نیروی کوریولیس مشخص می کند. بر اساس نتایج شبیه سازی، مقدار اختلاف فاز برابر $\varphi = 5.8^\circ$ به دست آمد که مقداری قابل قبول برای عملکرد دبی سنج جرمی کوریولیس محسوب می شود. این مقدار، مستقیماً به عنوان خروجی قابل اندازه گیری توسط دبی سنج جرمی کوریولیس مورد استفاده قرار می گیرد و به نرخ دبی جرمی سیال عبوری وابسته است. نمودار مربوط به این اختلاف فاز در شکل ۵ ارائه شده است و نشان دهنده اثر مستقیم نیروی کوریولیس بر جابجایی نسبی بازوها است.



شکل ۵: جابجایی بازوهای لوله مسی در اثر اعمال نیروی کوریولیس در نقاط استقرار سنسورها

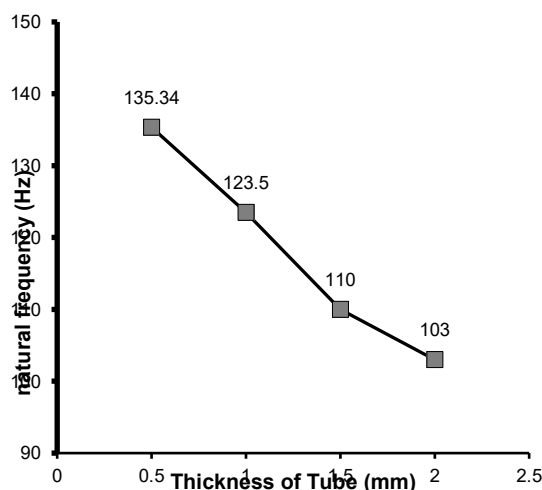
۴- نتایج شبیه سازی

دستگاه دبی سنج جرمی کوریولیس در مقیاس میلی متری طراحی است. شکل ۶ تغییرات اختلاف فاز بین سنسورهای متصل به بازوهای چپ و راست لوله مسی را نسبت به ضخامت لوله و سرعت سیال (آب) نشان می دهد. مطابق نمودار، با کاهش سرعت سیال و افزایش ضخامت لوله مسی، میزان تغییرات اختلاف فاز به طور محسوسی کاهش می یابد. این کاهش به گونه ای است که در سرعت های پایین و لوله هایی با ضخامت بیشتر، آشکارسازی اختلاف فاز مستلزم استفاده از مدارات الکترونیکی با دقت و پیچیدگی بالا خواهد بود. نکته قابل توجه آن است که افزایش ضخامت لوله تأثیر بیشتری نسبت به کاهش سرعت سیال در کاهش اختلاف فاز دارد. به عنوان مثال، در حالتی که ضخامت لوله برابر با ۰/۵ mm در نظر گرفته شده است، بیشینه اختلاف فاز در سرعت سیال (m/s) 5.8×10^{-4} مقدار 5.8° به دست آمد.



شکل ۶: اختلاف فاز بین سنسورهای بازوهای چپ و راست لوله مسی بر اثر نیروی کوریولیس در ضخامت ها و سرعت های مختلف سیال

در شکل ۷، تأثیر تغییر ضخامت لوله مسی بر فرکانس طبیعی لوله نمایش داده شده است. همان طور که از نمودار مشخص است، افزایش ضخامت لوله منجر به کاهش فرکانس طبیعی آن می شود. این روند به دلیل افزایش جرم مؤثر لوله است که در نتیجه آن، پاسخ دینامیکی سیستم کندتر می شود. به عنوان نمونه، در ضخامت ۰/۵ mm، بیشینه مقدار فرکانس طبیعی برابر با ۱۳۵/۳۴ Hz به دست آمد.



شکل ۷: تغییرات ضخامت لوله مسی نسبت به فرکانس طبیعی لوله

جدول ۱: مقایسه بین کار پیشنهادی با کارهای پیشین

نکته نوآورانه	جنس لوله	پردازش سیگنال	روش تحریک	نوع ساختار لوله	تاریخ انتشار	عنوان مقاله
استفاده از کرل جابجایی برای استخراج سرعت	مسی ($r1=1mm$, $r2=1.5mm$)	آنالوگ	الکترومغناطیسی	دو لوله U شکل مسی	-	کار پیشنهادی
حجم بسیار کوچک و مجتمع	سیلیکون میکروماشین	دامنه/فاز متقارن	پیزوالکتریک	میکرو لوله U شکل	۲۰۱۳	[3]
مدل سازی دقیق FSI	استیل / آلیاژ	اختلاف FEM + فاز	نیروی مکانیکی خارجی	دو لوله U شکل	۲۰۲۱	[4]
روش جدید برای تشخیص فاز	نامشخص	هیلبرت ترنسفورم	بدون تحریک (پردازش سیگنال)	نامشخص (پردازش سیگنال)	۲۰۱۸	[11]
استفاده از پرینت سه بعدی	پلاستیک چاپ سه بعدی	سنی + تجربی	اکتشافی (بدون تحریک خاص)	چاپ سه بعدی	۲۰۲۳	[15]
کاربرد صنعتی	سیلیکون MEMS	تقویت سیگنال صنعتی	الکترومغناطیسی	صنعتی MEMS	۲۰۰۸	[19]
سنسور چگالی و جرم همزمان	سیلیکون	آنالوگ → دیجیتال	Micromachined Excitation	Micromachined	۲۰۰۱	[20]
طراحی/مدل سازی MEMS	سیلیکون	پایش فاز و دامنه	پیزوالکتریک	میکروسیستم U شکل	۲۰۱۰	[23]
تحریک با PZT Thin Film	سیلیکون با PZT	تجزیه طیفی	PZT Thin Film	PZT-driven microtube	۲۰۲۱	[25]
سیستم ساده با خروجی مقاومتی	سیلیکون	خوانش مقاومتی	مقاومتی (Resistive)	با μ -Coriolis خوانش مقاومتی	۲۰۲۰	[26]

در این مقاله، رویکردی نوآورانه برای استخراج سرعت لوله ارتعاشی با استفاده از عملگر کرل بر روی میدان جابجایی به دست آمده از شبیه سازی ارائه شده است. برخلاف بسیاری از مطالعات پیشین که مستقیماً از فاز یا دامنه سیگنال های جابجایی استفاده کرده اند، در این روش ابتدا جابجایی لوله در نقاط مختلف محاسبه شد، سپس با اعمال کرل، میدان سرعت استخراج شد و بر اساس آن نیروی کوریولیس به دست آمد. این روش نیاز به انجام تحلیل وابسته به زمان را حذف کرده و باعث کاهش زمان محاسباتی می شود، در حالی که دقت قابل قبولی نیز حاصل شده است (۵/۸ درجه اختلاف فاز در سرعت پایین). همچنین استفاده از لوله های مسی با شعاع های متفاوت (۱ و ۱/۵ میلی متر) در ساختار U شکل، علاوه بر نزدیک تر کردن طراحی به کاربردهای پزشکی و داروسازی، هزینه ساخت را نسبت به ساختارهای MEMS و پیزوالکتریک کاهش داده و پیاده سازی آن را در مقیاس واقعی ساده تر می کند. در مجموع، کار پیشنهادی ترکیبی از مدل سازی فیزیکی ساده، پردازش عددی مبتنی بر هندسه و استفاده از مصالح قابل دسترس ارائه می دهد که می تواند مبنای توسعه دبی سنج های قابل اعتماد برای کاربردهای حساس و کم هزینه باشد.

۵- نتیجه گیری

در این پژوهش، طراحی و تحلیل یک دبی سنج جرمی کوریولیس دو لوله ای در مقیاس میلی متری با استفاده از نرم افزار کامسول و با تکیه به روش محاسباتی سریع ابداعی انجام گرفت. تمرکز اصلی بر شبیه سازی مکانیکی، دینامیکی و سیالاتی ساختار لوله مسی و بررسی اثرات مختلفی مانند ضخامت لوله، سرعت سیال، و نیروی کوریولیس بر عملکرد سیستم بود. نتایج نشان داد که ضخامت لوله مسی تأثیر مستقیم و معکوس بر فرکانس طبیعی و اختلاف فاز سنسورها دارد؛ به طوری که کاهش ضخامت از ۱/۵ mm به mm

۰/۵، موجب افزایش قابل توجه در فرکانس طبیعی لوله و نیز افزایش اختلاف فاز ناشی از نیروی کوریولیس شد. از سوی دیگر، با کاهش سرعت جریان سیال، تغییرات اختلاف فاز به شدت کاهش می یابد و این امر، دقت اندازه گیری را در سرعت های پایین دشوارتر می کند. با بررسی حالت های مختلف، ضخامت ۰/۵ mm برای لوله مسی به عنوان گزینه بهینه انتخاب شد، زیرا ضمن حفظ فرکانس تشدید بالا، بیشترین اختلاف فاز را در سرعت های پایین سیال فراهم می کند و امکان تشخیص دقیق جریان های کم را میسر می سازد. در مجموع، مدل ارائه شده در این تحقیق پایه ای مناسبی برای توسعه دبی سنچ های کوریولیس دقیق و کم حجم فراهم می کند و می تواند در طراحی سامانه های اندازه گیری جریان سیالات با دقت بالا و ابعاد کوچک، مورد استفاده قرار گیرد.

مراجع

- [1] Enoksson, Peter; Stemme, Göran; Stemme, Erik, "A Coriolis Mass Flow Sensor Structure in Silicon," Proceedings of the IEEE International Workshop on Micro Electromechanical Systems (MEMS), 1996, 11–15 Feb, San Diego, USA.
- [2] Wang, Tao; Baker, Roger, "Coriolis flowmeters: A review of developments over the past 20 years, and an assessment of the state of the art and likely future directions," Flow Measurement and Instrumentation, 2014, Vol. 40, pp. 1–11.
- [3] Sparreboom, Wouter; Van de Geest, Jan; Katerberg, Marcel; Postma, Ferry; Haneveld, Jeroen; Groenesteijn, Jarno; Lammerink, Theo; Wiegerink, Remco; Lötters, Joost, "Compact Mass Flow Meter Based on a Micro Coriolis Flow Sensor," Micromachines, 2013, Vol. 4, No. 1, pp. 22–33.
- [4] Hu, Yuh-Chung; Chen, Zen-Yu; Chang, Pei-Zen, "Fluid–Structure Coupling Effects in a Dual U-Tube Coriolis Mass Flow Meter," Sensors, 2021, Vol. 21, No. 3, Article 982.
- [5] Groenesteijn, Jarno; de Boer, Michiel J.; van Putten, Jeroen; Sparreboom, Wouter; Lötters, Joost C.; Wiegerink, Remco J., "Fabrication of Free Hanging Tubes for a High Flow Micro-Coriolis Mass Flow Meter," Proceedings of the 4th Conference on Microfluidic Handling Systems, 2019, pp. 93–96.
- [6] Alveringh, Dennis; Wiegerink, Remco J.; Lötters, Joost C., "Integrated Pressure Sensing Using Capacitive Coriolis Mass Flow Sensors," Journal of Microelectromechanical Systems, 2017, Vol. 26, No. 3, pp. 653–661.
- [7] Zhang, Yanjin; Liu, Yajun; Liu, Zhendong; Liang, Weiping, "Developing a Long Short-Term Memory-based Signal Processing Method for Coriolis Mass Flowmeter," Measurement, 2019, Vol. 137, pp 106896.
- [8] Anklin, Martin; Drahm, Wolfgang; Rieder, Alfred, "Coriolis mass flowmeters: Overview of the current state of the art and latest research," Flow Measurement and Instrumentation, 2006, Vol. 17, No. 6, pp. 317–323.
- [9] Chen, Kun; Zheng, Dezhi; Fan, Shangchun; Li, Fan; Zhao, Jianhui, "Novel Coriolis Mass Flowmeter Signal Processing Algorithms Based on DFT and Digital Correlation," Proceedings of the 2010 IEEE Symposium on Industrial Electronics and Applications (ISIEA), 2010, 3–5 Oct, Penang, Malaysia, pp. 56–60.
- [10] Tu, Yaqing; Zhang, Haitao, "Method for CMF Signal Processing Based on the Recursive DTFT Algorithm With Negative Frequency Contribution," IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2008, Vol. 57, No. 11, pp. 2647–2654.
- [11] Lin, Wei; Zhao, Jing-Lei, "A Novel Method Based on Hilbert Transform for Signal Processing of Coriolis Mass Flowmeter," International Journal of Pattern Recognition and Artificial Intelligence, 2018, Vol. 32, No. 10, Article 1858001.
- [12] Yang, Huiyue; Tu, Yaqing; Zhang, Haitao; Yang, Kanghui, "A Hilbert Transform Based Method for Dynamic Phase Difference Measurement," Proceedings of the 2012 24th Chinese Control and Decision Conference (CCDC), 2012, 23–25 May, Taiyuan, China, pp. 2115–2119.
- [13] Yi, Peng; Tu, Yaqing; Xie, Min; Shen, Ting'ao, "Analysis of Phase Difference Tracking Methods for Signal of Coriolis Mass Flowmeter," Proceedings of the 10th World Congress on Intelligent Control and Automation (WCICA), 2012, 6–8 July, Beijing, China, pp. 502–507.
- [14] Ruoff, Jürgen; Gauchel, Wolfgang; Kück, Heinz, "Analysis of Signal Processing Algorithms of Coriolis Mass Flowmeters," Key Engineering Materials, 2014, Vol. 605, pp. 408–411.

- [15] Yariesbouei, Mahdiah; Sanders, Remco G. P.; Wiegerink, Remco J.; Lötters, Joost C., "Modeling, Fabrication, and Testing of a 3D-Printed Coriolis Mass Flow Sensor," *Sensors*, 2023, Vol. 23, No. 8, Article 4062.
- [16] Enoksson, Peter; Stemme, Göran; Stemme, Erik, "Fluid Density Sensor Based on Resonance Vibration," *Sensors and Actuators A: Physical*, 1995, Vol. 47, pp. 327–331.
- [17] Enoksson, Peter; Stemme, Göran; Stemme, Erik, "A Silicon Resonant Sensor Structure for Coriolis Mass-Flow Measurements," *Journal of Microelectromechanical Systems*, 1997, Vol. 6, No. 2, pp. 119–125.
- [18] Najmzadeh, Mohammad; Haasl, Stefan; Enoksson, Peter, "A Silicon Straight Tube Fluid Density Sensor," *Journal of Micromechanics and Microengineering*, 2007, Vol. 17, No. 8, Article 1657
- [19] Smith, Richard; Sparks, David R.; Riley, David; Najafi, Nader, "A MEMS-Based Coriolis Mass Flow Sensor for Industrial Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2008, Vol. 56, No. 4, pp. 1066–1071.
- [20] Zhang, Yan; Tadijadi, Srinivas; Najafi, Nader, "A Micromachined Coriolis-Force-Based Mass Flowmeter for Direct Mass Flow and Fluid Density Measurement," in *Transducers' 01 Eurosensors XV*, Springer: Berlin/Heidelberg, Germany, 2001, pp. 1432–1435.
- [21] Sparks, David; Smith, Richard; Massoud-Ansari, Shahram; Najafi, Nader, "Coriolis Mass Flow, Density and Temperature Sensing with a Single Vacuum Sealed MEMS Chip," in *Proceedings of the Solid-State Sensor, Actuator and Microsystems Workshop*, Hilton Head Island, SC, USA, June 6–10, 2004, Vol. 4.
- [22] Dijkstra, Maarten; de Boer, Michiel J.; Berenschot, Jeroen W.; Lammerink, Theo S.; Wiegerink, Remco J.; Elwenspoek, Miko, "A Versatile Surface Channel Concept for Microfluidic Applications," *Journal of Micromechanics and Microengineering*, 2007, Vol. 17, No. 10, Article 1971.
- [23] Haneveld, Jeroen; Lammerink, Theo S.; de Boer, Michiel J.; Sanders, Remco G.; Mehendale, Ashish; Lötters, Joost C.; Dijkstra, Maarten; Wiegerink, Remco J., "Modeling, Design, Fabrication and Characterization of a Micro Coriolis Mass Flow Sensor," *Journal of Micromechanics and Microengineering*, 2010, Vol. 20, No. 12, Article 125001.
- [24] Sparreboom, Wouter; van de Geest, Jeroen; Katerberg, Maarten; Postma, Feiko; Haneveld, Jeroen; Groenesteijn, Joost; Lammerink, Theo S.; Wiegerink, Remco J.; Lötters, Joost C., "Compact Mass Flow Meter Based on a Micro Coriolis Flow Sensor," *Micromachines*, 2013, Vol. 4, No. 1, pp. 22–33.
- [25] Zeng, Yufeng; Groenesteijn, Joost; Alveringh, Dennis; Wiegerink, Remco J.; Lötters, Joost C., "Design, Fabrication, and Characterization of a Micro Coriolis Mass Flow Sensor Driven by PZT Thin Film Actuators," *Journal of Microelectromechanical Systems*, 2021, Vol. 30, No. 6, pp. 885–896.
- [26] Schut, Tim; Wiegerink, Remco J.; Lötters, Joost C., " μ -Coriolis Mass Flow Sensor with Resistive Readout," *Micromachines*, 2020, Vol. 11, No. 2, Article 184.

A Chemo-Therapy Program with Angiogenic Capability for Cancer Treatment via Nonlinear Model Predictive Control Approach

Mohammadreza Naghimaram Saveh, Valiollah Ghaffari *, Vahid Meygoli

Department of Electrical Engineering, Faculty of Intelligent Systems Engineering and Data Science, Persian Gulf University, Bushehr, Iran

* Corresponding author email: vghaffari@pgu.ac.ir



Sahand University
of Technology

DOR:

[20.1001.1.23223146.1403.11.2.2.0](https://doi.org/10.1001.1.23223146.1403.11.2.2.0)

Journal of Nonlinear
Systems in Electrical
Engineering

Vol. 11, No. 2

Autumn and Winter 2024

ISSN: 2322 – 3146

<http://jnsee.sut.ac.ir>

Abstract

Based on a logistic growth model, this study employs a predictive control strategy to optimize the dosages of chemotherapy and anti-angiogenic drugs for controlling tumor growth. The method achieves precise and effective drug administration by minimizing the cancer cell population and drug usage. Given the model's nonlinearity and the constraints, its dynamic behavior is simulated in Matlab. Using optimization software, the drugs' effects are evaluated under model predictive control. The method's embedded optimization, guided by performance indices and fine-tuned parameters, enables optimal personalized dosing protocols, thereby significantly improving therapeutic efficacy. Moreover, the method is robust to parametric uncertainties, noise, and disturbances, maintaining effective tumor control. Simulations of a modified strategy confirm significant tumor volume reduction with optimized drug use, minimizing side effects and enhancing treatment effectiveness. Even under environmental noise and disturbances, both the cancer cell population and the drug dosage are substantially reduced. This advance not only improves patients' quality of life but also marks a major step toward advanced personalized cancer therapies.

Keywords

Predictive control; chemotherapy; anti-angiogenesis; cancer treatment

1. Short Introduction

Cancer remains a formidable global challenge, where conventional treatments often cause severe side effects and face limitations like drug resistance. This study proposes an innovative model predictive control (MPC) strategy to optimize the simultaneous administration of chemotherapy and anti-angiogenic drugs. Employing a logistic tumor growth model, the method aims to effectively suppress cancer progression while minimizing drug dosage and associated toxicity. The designed personalized protocols demonstrate robustness against clinical uncertainties such as noise and parameter variations. This work establishes an advanced, patient-specific framework for enhancing the efficacy and safety of cancer therapy.

2. Proposed Work

In this section, the proposed work including design, simulation results and discussion has been briefly explained and the most important findings have been presented.

2.1. Control Framework Design

This work proposes a novel MPC framework for the simultaneous optimization of chemotherapy and anti-angiogenic drug dosing. The design is centered on a five-state nonlinear logistic model that describes the dynamics between healthy cells (x_1), cancerous cells (x_2), endothelial cells (x_3), chemotherapy agent (y), and anti-angiogenic agent (w). The primary control inputs are the infusion rates of the two drugs (δ, φ). The MPC algorithm solves a finite-horizon optimal control problem online at each step, minimizing a quadratic cost function (J) that penalizes deviations from the desired state and excessive drug use, subject to critical safety constraints on states and inputs.

2.2. Simulation Methodology & Modified Algorithm

The system was simulated in Matlab, with the optimization problem solved using the CasADi toolkit. An initial implementation revealed a practical flaw: the optimal solution produced high drug peaks at the start of each 15-day treatment horizon, which is clinically infeasible. To address this, a modified MPC algorithm was introduced. Instead of applying a full pre-computed 15-day sequence, only the first optimal control action is implemented. The system's state is then updated, and this new state is used as the initial condition for the next optimization step, creating a receding horizon approach. This modification generated smoother, clinically realistic dosing profiles.

2.3. Key Results and Discussion

The proposed MPC strategy demonstrated significant success across several metrics:

- Effective tumor suppression: The population of cancer cells (x_2) was driven to near-zero levels, while the healthy cell (x_1) count was preserved and recovered.
- Optimal drug utilization: The modified algorithm generated smooth, non-impulsive drug infusion trajectories that minimized the total administered dosage, thereby reducing the potential for systemic toxicity.
- Robust performance: Under simulated conditions of parameter uncertainty, measurement noise, and transient disturbances (applied between days 32-37), the controller maintained stable performance and effective tumor control, confirming its robustness.
- Comparative advantage: When compared to standard methods like the state-dependent Riccati equation (SDRE) control and the calculus of variation, the proposed MPC provided superior performance with smoother control signals and no saturation at maximum dose limits.

In summary, the simulation results confirm that the designed MPC framework not only achieves the primary therapeutic goals but does so through a safe, efficient, and adaptive protocol that is robust to real-world clinical variability. The modified implementation strategy was crucial for transitioning from a theoretical optimum to a clinically applicable solution.

3. Conclusion

This study successfully developed a MPC framework for the simultaneous and personalized optimization of chemotherapy and anti-angiogenic drug dosing. Simulation results demonstrated its efficacy in significantly suppressing tumor growth while minimizing drug usage and side effects. The modified algorithm produced clinically feasible, smooth dosing profiles and maintained robust performance against uncertainties and disturbances. This work provides a principled, adaptive strategy that advances the potential for intelligent, patient-specific cancer therapy protocols, bridging a critical gap between control theory and clinical oncology.

یک برنامه شیمی درمانی با قابلیت ضد رگ‌زایی برای درمان سرطان با رهیافت کنترل پیش بین مبتنی بر مدل غیر خطی

محمد رضا نقی مرام ساوه، ولی‌اله غفاری*، وحید میگلی

گروه مهندسی برق، دانشکده مهندسی سیستم‌های هوشمند و علوم داده، دانشگاه خلیج فارس، بوشهر، ایران

* آدرس پست الکترونیکی نویسنده مسئول: vghaffari@pgu.ac.ir



دانشگاه صنعتی سهند

DOR:

[20.1001.1.23223146.1403.11.2.2.0](https://doi.org/10.1001.1.23223146.1403.11.2.2.0)

نشریه سازه‌های غیرخطی در مهندسی برق

دوره ۱۱ - شماره ۲

پاییز و زمستان ۱۴۰۳

صفحات ۱۹ الی ۳۲

ISSN: 2322-3146

<http://jnsee.sut.ac.ir>

تاریخ پذیرش: ۱۴۰۴/۹/۳

تاریخ بازنگری: ۱۴۰۴/۸/۱۰

تاریخ ارسال: ۱۴۰۴/۵/۲

چکیده

در این مطالعه، برای بهینه‌سازی میزان دوز داروی شیمی‌درمانی و ضد رگ‌زایی در کنترل رشد تومورهای سرطانی، از تکنیک کنترل پیش‌بین مبتنی بر یک مدل لجستیک استفاده شده است. به منظور کنترل دقیق و مؤثر تزریق دارو، هدف این روش کاهش جمعیت سلول‌های سرطانی و بهینه‌سازی مقدار داروی مصرفی است. به دلیل حضور قيود متعدد و ماهیت غیرخطی مدل، برای بررسی رفتار مدل و تأثیر داروها تحت کنترل پیش‌بین، از یک نرم‌افزار بهینه‌ساز به همراه شبیه‌سازی پاسخ مدل در نرم‌افزار متلب بهره گرفته شده است. بهینه‌سازی ضمنی موجود در این روش با شاخص‌های بهینگی هدفمند و تنظیم دقیق پارامترهای این شاخص منجر به طراحی پروتکل‌های بهینه دوزدهی برای درمان سرطان شده است که می‌تواند به طور قابل توجهی کارایی درمان را افزایش دهد. با لحاظ نمودن اغتشاش، نویز و عدم قطعیت در پارامترهای مدل، مشاهده می‌شود که روش پیشنهادی در برابر این تغییرات مقاوم بوده و عملکرد مطلوبی در کنترل بیماری خواهد داشت. در ادامه، با انجام اصلاحاتی در نحوه پیاده‌سازی کنترل پیش‌بین پیشنهادی، نتایج شبیه‌سازی تایید می‌کند که با کاهش عوارض جانبی و افزایش اثربخشی درمان، حجم تومور به طور قابل توجهی کاهش یافته و مقدار داروی مصرفی نیز بهینه شده است. به علاوه، در مواجهه با نویز و اغتشاشات محیطی، با بهینه‌سازی میزان مصرف دارو جمعیت سلول‌های سرطانی به نحو قابل توجهی کاهش داشته است. این دستاورد نه تنها به بهبود کیفیت زندگی بیماران مبتلا به سرطان کمک می‌کند، بلکه گامی مؤثر در راستای توسعه روش‌های درمانی پیشرفته و شخصی‌سازی شده محسوب می‌شود.

واژه‌های کلیدی

کنترل پیش‌بین

شیمی‌درمانی

ضد رگ‌زایی

درمان سرطان

۱ - مقدمه

امروزه سرطان، پس از بیماری‌های قلبی، دومین عامل مرگ‌ومیر در دنیا به‌شمار می‌رود. در طول چند دهه اخیر تحقیقات گسترده‌ای برای تشخیص، درمان و پیشگیری از سرطان انجام شده است [۱]. به‌رغم چنین تحقیقات گسترده‌ای، مرگ به واسطه سرطان در حال افزایش است. پیش‌بینی می‌شود که تا سال ۲۰۳۰، بیش از ۱۳ میلیون نفر به دلیل سرطان جان خود را از دست خواهند داد. از این رو، مدل‌سازی و درمان سرطان مورد توجه بسیاری از دانشمندان در حوزه‌های علوم ریاضی، مهندسی کنترل و زیست‌شناسی قرار گرفته است [۲]. در تمام انواع سرطان، که بیش از ۱۰۰ نوع هستند، سلول‌ها بی‌وقفه تقسیم می‌شوند و در بافت مادر و همچنین از طریق جریان خون به دیگر اندام‌ها و بافت‌ها سرایت می‌کنند. به چنین تجمعی از سلول‌های غیر قابل کنترل در رشد و تکثیر، "تومور" اطلاق می‌گردد. تومور در حالت کلی به هر نوع برآمدگی یا توده در بدن گفته می‌شود که سرطان نیز نوعی تومور محسوب می‌شود. تومورها حالات مختلفی دارند که گاهی از تجمع غیر عادی از نوع خود سلول می‌باشد و گاهی مانند سرطان خون ناشی از اختلال در عملکرد سلول‌های مغز استخوان است.

مدل‌سازی ریاضی سرطان و ارائه روش‌های بهینه درمانی مبتنی بر چنین مدل‌هایی، نه تنها موجب صرفه‌جویی در وقت و هزینه می‌شود، بلکه به ارائه روش‌های درمانی جدیدی منجر خواهد شد که تاکنون مورد توجه نبوده‌اند. مدل‌سازی و شبیه‌سازی برای کشف سلول‌های تومور ابزارهای مهمی هستند [۳]. رویه‌های متداول درمان شامل جراحی، پرتودرمانی و شیمی‌درمانی هستند. متأسفانه، هر یک از انواع درمان معایب خاص خود را دارند [۴]. امروزه، ایمنی درمانی، شیمی‌درمانی، پرتودرمانی، هورمون‌درمانی، ضد رگ‌زایی و ترکیبی از این ایده‌ها، از جمله روش‌های متعارف درمانی در میان پزشکان و متخصصین است. تکنیک درمانی ارائه شده باید علاوه بر نابودی سلول‌های سرطانی، به کمینه‌سازی دوز داروی مصرفی نیز بینجامد [۵]. داروهای مورد استفاده برای درمان سرطان مانند داروهای شیمیایی، علاوه بر نابودی سلول سرطانی، به سلول‌های سالم نیز آسیب وارد می‌کنند و موجب مرگ آن‌ها می‌شوند. همچنین مصرف زیاد این داروها موجب بروز مقاومت دارویی در بدن بیمار می‌شوند و تاثیر دارو با گذشت زمان کاهش می‌یابد.

گاهی برای ریشه‌کنی کامل سلول‌های سرطانی، از ترکیب چندین روش درمانی به صورت هم‌زمان یا متناوب استفاده می‌شود [۶]. در این درمان‌ها، علاوه بر بهره‌گیری از اثرات چندین داروی مختلف، برای کاهش دوز دارو و همچنین کاهش اثرات جانبی و سمیت آن برای بیمار تلاش می‌شود. به دلیل تنوع سلولی در تومورها، مقاومت تقریباً اجتناب‌ناپذیر است، چرا که سلول‌های سرطانی از ژنوم انسانی برای اتخاذ استراتژی‌های مقاومت بهره می‌گیرند. با تمرکز بر فرآیندهای تکاملی، به بررسی راهکارهای جدیدی پرداخته شده است که با پیش‌بینی و هدایت دینامیک، به کنترل یا درمان سرطان بینجامد. دو رویکرد تطبیقی و انقراضی برای درمان تومورهای سرطانی وجود دارد که در درمان تطبیقی، ترکیب دینامیک تکاملی در پروتکل‌های درمانی می‌تواند کنترل بیماری را طولانی‌تر کند و در درمان انقراضی، تومور به‌سوی انقراض سوق داده می‌شود. این استراتژی‌ها مشابه رویکردهای موفق در درمان لوسمی کودکان هستند و می‌توانند راهی نو برای درمان انواع سرطان‌های مقاوم باشند [۷].

چالش دیگر در توسعه استراتژی کنترل برای درمان سرطان، در نظر گرفتن عدم قطعیت‌های تصادفی است که می‌تواند بر نتایج درمان تأثیر بگذارد. برای حل این مسئله، از روش‌های کنترل پیش‌بین تصادفی استفاده می‌شود. از جمله کنترل پیش‌بین مبتنی بر قیود احتمالی است که قادر به مدیریت این قیود و تبدیل آن‌ها به معادله‌های قطعی است که از تخریب سیستم ایمنی بیمار جلوگیری می‌کند و به کاهش چشم‌گیر حجم تومور و دوز داروی تجویزی منجر می‌شود [۸]. توانایی مدل‌سازی ریاضی تأثیر قابل توجهی بر درمان سرطان از طریق بهینه‌سازی برنامه‌های مدیریت دارو دارد [۹]. توسعه مدل عمدتاً بر پایه مکانیسم‌هایی نظیر رشد و افول جمعیت‌های سلولی مختلف در محیط توموری، اثرات دارو بر جمعیت‌ها، میزان رقابت بین آن‌ها و رفتار سیستم ایمنی بدن در جهت ایجاد استراتژی کنترل مناسب برای ریشه‌کن کردن جمعیت سلول‌های سرطانی می‌باشد. با توجه به افزایش کاربردهای محاسبات

کسری در دهه‌های اخیر، مدل‌سازی بر پایه مشتقات کسری با استفاده از ۱۸ معادله دیفرانسیل معمولی به دلیل ویژگی‌های وراثت و حافظه در کسب نتایج نزدیک به واقعیت می‌تواند مؤثر باشد [۱۰].

رویکرد پیشنهادی در [۱۱] استفاده از یک روش ترکیبی در درمان است. درمان اصلی شیمی‌درمانی و درمان دوم ضد‌رگ‌زایی است که به نوعی مکمل درمان اول می‌باشد و به تنهایی با توجه به علائم بالینی ناامیدکننده به عنوان یک استراتژی درمانی به حساب نمی‌آید. شیمی‌درمانی اغلب با یک داروی ضد‌آنژیوژنیک همراه است. این رویکرد جالب در زمینه‌ی سرطان پروستات، اخیراً به ادبیات ریاضی معرفی شده است [۱۲]. از چالش‌های اساسی در این روش آن است که داروی ضد‌رگ‌زایی علاوه بر اینکه موجب از بین بردن عروق خونی اطراف تومور می‌شود، مانع رسیدن مواد غذایی مانند اکسیژن به سلول‌های سرطانی می‌شود. در حالی که چنین عروقی برای رساندن داروی شیمیایی در درمان اصلی تومور بسیار حیاتی هستند [۱۳]. هدف اصلی درمان‌های ضد‌رگ‌زایی معمولی، عادی‌سازی و ایجاد رگ‌های توموری با تکامل است. این پدیده، باعث افزایش دسترسی تومور به داروهای شیمی‌درمانی می‌شود و زیرسازی بهتری را هم برای ایمونوتراپی سرطان فراهم می‌کند [۱۴]. تکامل مقاومت در جمعیت‌های بزرگ و متنوع سلولی امری اجتناب‌ناپذیر است، در نظر گرفتن تکامل داروینی بر دینامیک سلول‌های مقاوم به دارو می‌تواند در افزایش احتمال درمان یا کنترل بسیار مفید باشد [۷]. در نظر گرفتن جنبه‌های اساسی همچون شاخص‌های ژنتیکی، داده‌های متابولیکی و پاسخ‌های سیستم ایمنی می‌تواند تأثیر چشم‌گیری بر اثربخشی درمان‌ها داشته باشد [۸]. منابع مختلفی می‌توانند بر تکامل تومورهای ناهمگن تأثیر بگذارند. به دلیل ماهیت تصادفی تکامل سرطان، با استفاده از نظریه کنترل بهینه تصادفی، از سیاست‌های درمانی تطبیقی بهینه تحت دینامیک تصادفی تومور بهره گرفته شده است [۱۵]. کنترل پیش‌بین تصادفی با در نظر گرفتن نویز فرایندی نامحدود همراه با تضمین‌های عملکرد حلقه بسته، یک چارچوب افق کاهش‌یافته مفهومی را معرفی می‌کند که از مجموعه‌های دسترسی احتمالاتی کل بهره می‌برد و هزینه انتظاری را به حداقل می‌رساند [۱۶]. به منظور کاهش بار محاسباتی برخط، کنترل پیش‌بین تطبیقی برای سیستم‌های خطی گسسته‌زمان در مواجهه با تعداد زیاد قید استفاده شده است [۱۷]. مدل‌سازی مبتنی بر عامل می‌تواند بر درک رفتار تومور و تکامل سلول‌های مقاوم به دارو و اثر دارو مؤثر باشد. درک و کمی‌سازی این مکانیسم‌ها به طور دقیق‌تر به تصحیح مدل‌ها کمک می‌کند [۱۸].

مقاومت در برابر دارو تنها یک مانع برای درمان موفق نیست، بلکه یک دلیل عمده برای ناامیدی در تلاش‌های ما برای بهینه‌سازی توسعه دارو و روش درمان است. نظریه سلول بنیادی سرطان بیان می‌کند که هم سلول‌های بنیادی طبیعی و هم سلول‌های بنیادی سرطانی به طور مشابه دارای پمپ‌های تخلیه قوی، مکانیسم‌های ضد‌آپوپتوز قوی و ذخایر آنتی‌اکسیدانی فراوان هستند. نظریه سلول بنیادی سرطان، مقاومت در برابر شیمی‌درمانی را با حساسیت به شیمی‌درمانی پیوند می‌زند [۱۹]. با بهره‌گیری از قدرت محاسباتی، امکان انجام شبیه‌سازی‌های گسترده و جستجوی کارآمد در فضای پارامترها و همچنین برخورد با داده‌های نویزی وجود دارد. یک روش خودکار و داده‌محور برای حمایت از تصمیم‌گیری در مراقبت‌های بهداشتی و طراحی درمان بررسی شده است [۲۰]. استفاده از فیلتر کالمن جهت تخمین حالت‌های غیر قابل اندازه‌گیری در کنترل‌کننده پیش‌بین می‌تواند در مدل‌های تجربی که دقیق نیستند، به کار رود [۲۱]. امروزه به طور گسترده پذیرفته شده است که سرطان یک فرآیند تکاملی است و تنوع و انتخاب بر مقاومت به دارو تأثیر می‌گذارد. در حالی که این دانش جدید تحقیقات سرطان را پیش می‌برد، تاکنون تأثیر چندانی در عمل نداشته است و اکثر پروتکل‌های بالینی بر رویکردهای مبتنی بر حداکثر دوز قابل تحمل تکیه می‌کنند که قطعاً در بیشتر بیماری‌های متاستاتیک شکست می‌خورند. از این رو، با کمک نظریه تکاملی بازی‌ها، در بیشتر شرایط اولیه بیمار، درمان بهینه‌سازی و به نتایج قابل قبولی منجر شده است [۲۲].

در سال‌های اخیر، استفاده از روش‌های کنترل پیشرفته در حوزه پزشکی مورد توجه بسیاری از پژوهشگران قرار گرفته است. کنترل پیش‌بین مبتنی بر مدل به عنوان یکی از قدرتمندترین ایده‌های کنترل، قابلیت منحصر به فردی در مدیریت سیستم‌های پیچیده

و غیر خطی دارد. این روش با بهره‌گیری از یک مدل ریاضی سیستم، قادر به پیش‌بینی رفتار آتی و محاسبه سیگنال‌های کنترلی بهینه با در نظرگیری قیود مختلف حاکم بر سیستم است. در این مقاله، یک چارچوب کنترل پیش‌بین برای بهینه‌سازی هم‌زمان دوز داروهای شیمی‌درمانی و ضد رگ‌زایی ارائه می‌شود. رویکرد پیشنهادی، با به کارگیری مدل لجستیک رشد تومور، به طراحی پروتکل درمانی شخصی‌سازی شده می‌پردازد که اهداف کلیدی آن کنترل مؤثر رشد تومور، بهینه‌سازی مصرف داروها و کاهش عوارض جانبی هستند.

در ادامه، به منظور دستیابی به دستورالعمل مناسب تزریق دارو بر پایه کنترل پیش‌بین، ابتدا به معادلات غیرخطی توصیف‌کننده سرطان پرداخته می‌شود. در این مطالعه، با انجام اصلاحاتی در نحوه محاسبه سیگنال کنترل، نسخه بهبودیافته‌ای برای پیاده‌سازی کنترل پیش‌بین پیشنهاد می‌شود. بنابراین با رویکرد پیش‌بین فرامین مناسب کنترلی در افق محدود محاسبه و به مدل سیستم اعمال می‌شود. در نهایت، معادلات حلقه‌بسته شبیه‌سازی می‌شوند تا مقاوم بودن و برتری رویکرد پیشنهادی نسبت به روش‌های دیگر تایید شود.

۲- مدل سازی و معادلات حاکم

در فضای حالت، مدل غیرخطی دینامیک سرطان با ۵ معادله دیفرانسیل به صورت زیر توصیف می‌شود [۲۳]:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \alpha_1 x_1 (1 - x_1) - q_1 x_1 x_2 - p_1(x_3, w) \frac{x_1 y}{a_1 + x_1} \\ \dot{x}_2 = \alpha_2 x_2 \left(1 - \frac{x_2}{1 + \gamma x_3}\right) - q_2 x_1 x_2 - p_2(x_3, w) \frac{x_2 y}{a_2 + x_2} \\ \dot{x}_3 = \beta x_2 + \alpha_3 x_3 (1 - x_3) - \frac{p_3 x_3 w}{a_3 + x_3} \\ \dot{y} = \delta - \left(\zeta + d_1 \frac{x_1}{a_1 + x_1} + d_2 \frac{x_2}{a_2 + x_2}\right) y \\ \dot{w} = \phi - \left(\eta + d_3 \frac{x_3}{a_3 + x_3}\right) w \end{cases} \quad (1)$$

در معادلات فوق، حالت‌های x_1, x_2, x_3, y و w متغیرهای بدون بعد هستند که به ترتیب بیان‌گر سلول‌های سالم (NG)، سلول‌های سرطانی (CC)، سلول‌های اندوتلیال (EC)، عامل شیمی‌درمانی (CA) و عامل ضد رگ‌زایی (AA) می‌باشند. در روابط فوق، متغیرهای δ و ϕ به ترتیب عامل‌های شیمیایی و ضد رگ‌زایی (سیگنال‌های کنترلی دینامیک) هستند. نشان داده شده است که مدل رفتاری لجستیک بیشترین تطبیق را با داده‌های سرطان سینه، کبد، ریه و فلانوما دارد [۲۴]. در این مدل، جمله $p_i(x_3, w)$ دارای ساختار زیر است:

$$p_i(x_3, w) = p_{i0} + p_{i1} + p_{i2} w \quad , \quad i = 1, 2 \quad (2)$$

مقادیر عددی پارامترهای مدل به قرار زیر می‌باشد [۲۳]:

$$\alpha_1 = 0.0068, \alpha_2 = 0.01, \alpha_3 = 0.002, q_1 = 0.00702, q_2 = 0.00072, \gamma = 0.1615, \beta = 0.00371, \\ a_1 = 1.10, a_2 = 4.6205, a_3 = 4.6666, d_1 = 0.0002, d_2 = 0.032, d_3 = 0.032, p_{10} = 1.2 \times 10^{-7}, \\ p_{11} = 4.2 \times 10^{-8}, p_{12} = 1.0 \times 10^{-7}, p_{20} = 0.2051, p_{21} = 0.00431, p_{22} = 19.4872, p_3 = 1.7143, \\ \zeta = 0.01813, \eta = 0.136.$$

از طرفی، قیود مساله (محدودیت‌های متغیرهای حالت و متغیرهای کنترل) به شرح ذیل است:

$$x_{i, \min} \leq x_i(t) \leq x_{i, \max} \quad , \quad i = 1, 2, 3 \quad (3)$$

$$y_{\min} \leq y(t) \leq y_{\max} \quad (4)$$

$$w_{\min} \leq w(t) \leq w_{\max} \quad (5)$$

$$0 \leq \delta(t) \leq \delta_{\max} \quad (6)$$

$$0 \leq \phi(t) \leq \phi_{\max} \quad (7)$$

معمولاً کران پایین محدودیت‌ها صفر بوده و کران بالای آن‌ها مقادیر معلومی است. مدل رشد برای سلول‌های x_1 ، x_2 به صورت لجستیک انتخاب شده است. چون که شواهد تجربی نشان می‌دهد نرخ رشد در بسیاری از تومورها با گذشت زمان کاهش می‌یابد و به یک مقدار ثابت ظرفیت حمل همگرا می‌شود. در معادله (۱)، جمله $(1 - x_1)$ نشان می‌دهد که جمعیت سلولی وقتی به مقدار یک برسد، نرخ رشد تأثیری ندارد. در معادله دوم از رابطه (۲)، جمله $(1 - \frac{x_2}{1 + \gamma x_3})$ نشان می‌دهد که اگر تساوی $x_2 = 1 + \gamma x_3$ برقرار شود، به ظرفیت حمل خود (CC) همگرا می‌شود. به بیان دیگر افزایش جمعیت سلولی x_3 یا سلول‌های اندوتلیال باعث تقویت رشد سلول‌های سرطانی یا همان افزایش ظرفیت حمل (CC) سلول‌های سرطانی می‌شود. همچنین، جمله $-q_i x_1 x_2$ بیانگر اثر سمیت دارو بر میزان سلول‌های سالم می‌باشد. به این معنا که عوامل شیمی درمانی با نرخ p در تخریب و از بین بردن x_1 نقش دارند. این موضوع برای جمله $p_2(x_3, W) \frac{x_2 \gamma}{a_2 + x_2}$ هم صادق است. به بیانی دیگر، عامل مذکور تأثیر دارو را در جمعیت‌های سلولی بیان می‌کند.

۳- استراتژی کنترل پیش بین

کنترل پیش بین یک روش مبتنی بر بهینه‌سازی است که در سیستم‌های کنترل دینامیکی کارایی بالایی دارد. افزون بر آن، تضمین می‌کند که محدودیت‌های ایمنی حیاتی رعایت می‌شوند [۱۶]. گنجاندن صریح محدودیت‌های حالت به همراه سیگنال ورودی و قابلیت مدیریت سیستم‌های چند ورودی - چند خروجی از مزایای برجسته روش کنترل پیش بین است [۱۸]. بر اساس مطالعات انجام شده، تاکنون استراتژی پیش بین برای این نوع مدل از دینامیک سرطان با درمان ترکیبی پیاده‌سازی نشده است. بهینه‌سازی دوز دارویی تزریقی به بیمار علاوه بر کاهش اثرات سمیت و جانبی، باعث افزایش میزان مقاومت بیمار به دارو می‌شود [۲۵]. به منظور دستیابی به فرامین کنترل بهینه با رویکرد پیش بین، با لحاظ نمودن مدل دینامیکی مذکور، با دوره درمانی ۱۵ روزه، مقدار بهینه شاخص زیر محاسبه خواهد شد:

$$J = \int_0^{15} ((\xi(t) - \xi_{\text{ref}})^T Q (\xi(t) - \xi_{\text{ref}}) + u^T(t) R u(t)) dt \quad (8)$$

دلیل انتخاب تابع هزینه (۸) آن است که علاقه‌مندیم ضمن صفر شدن سیگنال کنترلی $u(t)$ ، حالت‌های سیستم به بردار مرجع ξ_{ref} میل نمایند. در رابطه فوق، داریم:

$$\xi = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ y \\ w \end{bmatrix}, u = \begin{bmatrix} \delta \\ \phi \end{bmatrix}$$

در این تابع هزینه مربعی، Q و R ماتریس‌های وزن هستند. ماتریس Q بایستی مثبت نیمه معین و ماتریس R بایستی مثبت معین ($R > 0$ و $Q \geq 0$) باشد تا تابع هزینه منطقی و متعاقب آن، مسئله بهینه‌سازی دارای جواب باشد. به عبارت دیگر، Q اهمیت دنبال شدن (ردیابی حالت‌ها) و R هزینه‌ی اعمال ورودی‌ها (مقدار داروی مصرفی) را تعیین می‌کنند. انتخاب وزن‌دهی متغیرها در تابع هزینه بخش بسیار مهم در طراحی سیستم‌های کنترل پیش بین است، زیرا این وزن‌ها مشخص می‌کنند که چه میزان به هر یک از اهداف مختلف بهینه‌سازی توجه گردد. برای انتخاب وزن‌ها روش‌های مختلفی وجود دارند. یکی از این روش‌ها تحلیل حساسیت است که در آن تغییرات در وزن‌ها و تأثیر آن‌ها بر عملکرد کلی سیستم بررسی می‌شود. این کار کمک می‌کند تا وزن‌های بهینه‌ای که تأثیر بیشتری بر اهداف مورد نظر دارند، شناسایی شوند. همچنین، استفاده از تجربه و دانش متخصصان در زمینه مورد نظر می‌تواند راهگشا باشد. متخصصان با توجه به تجربیات خود می‌توانند وزن‌های اولیه‌ای پیشنهاد دهند که پس از شبیه‌سازی و آزمایش نتایج، این وزن‌ها تنظیم گردند. شبیه‌سازی‌های متعدد و بررسی نتایج آن‌ها نیز کمک می‌کند تا بهترین مقادیر برای وزن‌ها پیدا شود. این

فرآیند شامل تنظیم وزن‌ها بر اساس نتایج شبیه‌سازی‌های قبلی است که به نتایج مطلوبی منجر می‌شود. گاهی اوقات، استفاده از روش‌های بهینه‌سازی چند هدفه نیز می‌تواند مفید باشد، چرا که در این روش وزن‌ها به عنوان متغیرهای تصمیم‌گیری در نظر گرفته می‌شوند و بهینه‌سازی به گونه‌ای انجام می‌شود که تعادل مناسبی بین اهداف مختلف برقرار شود. در نهایت، تحلیل هزینه-فایده یکی دیگر از روش‌های موثر است که در آن وزن‌ها طوری تعیین می‌شوند که تعادل مناسبی بین هزینه‌ها و فواید به وجود آید. این روش به خصوص در مسائلی که در آن‌ها نیاز به تعادل میان هزینه‌ها و فواید وجود دارد، مانند انتخاب داروها یا روش‌های درمانی، کاربرد زیادی خواهد داشت. بنا به آنچه بیان شد در این مطالعه، ماتریس‌های وزن Q و R به قرار زیر انتخاب شده‌اند:

$$Q = \begin{bmatrix} 5 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 20 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, R = \begin{bmatrix} 2 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

شرایط اولیه مدل $\xi(0)$ و بردار مرجع ξ_{ref} به صورت زیر می‌باشد:

$$\xi(0) = \begin{bmatrix} 0.6 \\ 0.6 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \xi_{ref} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

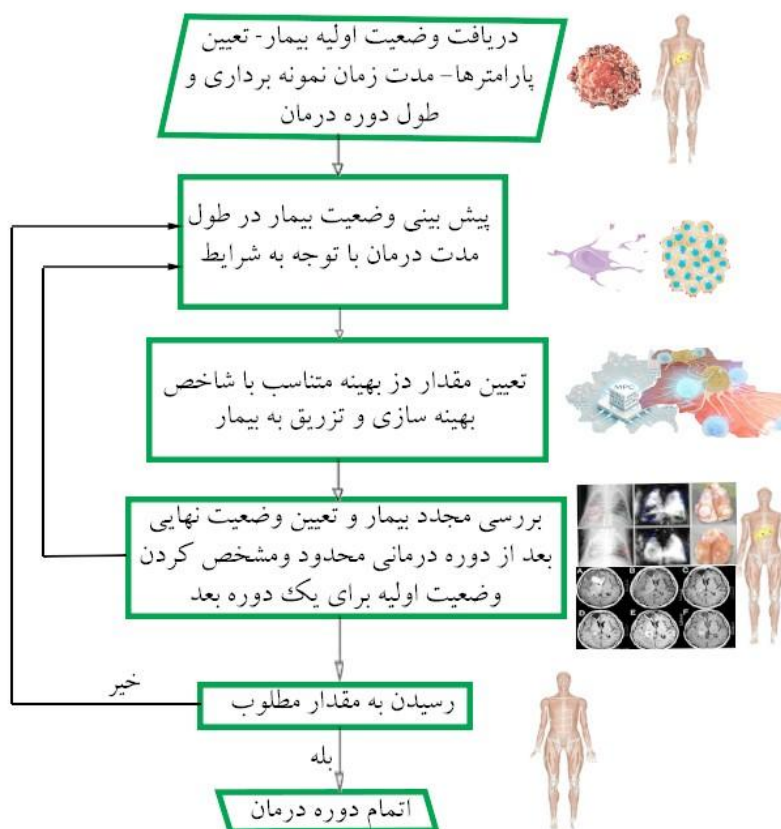
قیود بر روی حالت‌ها و ورودی‌ها توسط پزشک انتخاب می‌شود. انعطاف‌پذیری در این مورد برای پزشک می‌تواند به تنظیم کارآمد دوره درمانی کمک کند. از طرفی، با توجه به عوامل بالینی در بیمار می‌تواند فرد به فرد متغیر باشد. در این مطالعه، کران مقادیر برای حالت‌ها و ورودی‌های کنترل به صورت زیر انتخاب شده است:

$$x_{1,min} = 0.5, x_{2,min} = 0, x_{3,min} = 0, y_{min} = 0, w_{min} = 0$$

$$x_{1,max} = 1, x_{2,max} = 1, x_{3,max} = 1, y_{max} = 1, w_{max} = 1$$

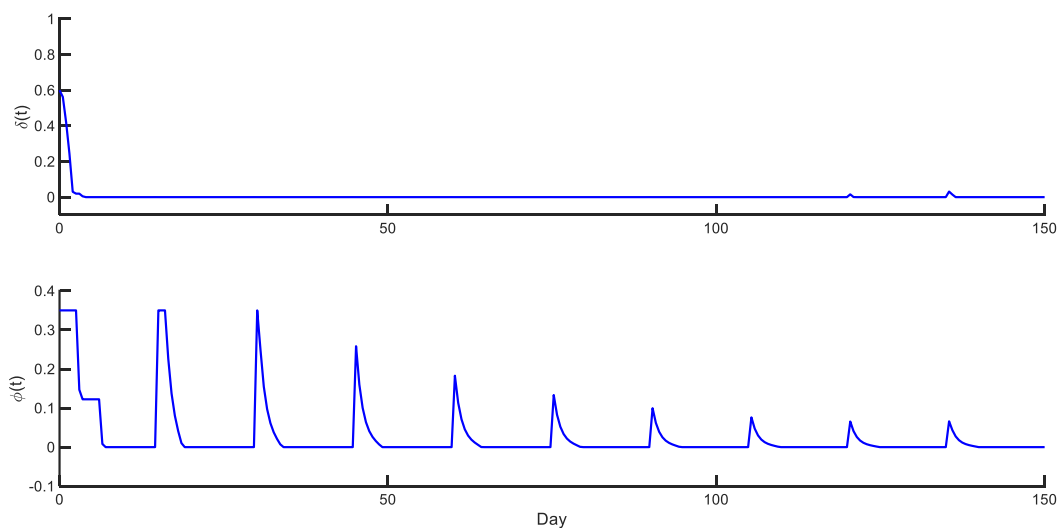
$$\delta_{max} = 0.6, \phi_{max} = 0.35$$

با یافتن مقدار بهینه تابع هزینه (۸) با مدل دینامیکی (۱) به همراه قیود (۳) تا (۷) در نرم‌افزار بهینه‌ساز به سیگنال کنترل بهینه (میزان دوز تزریق دارو) دست خواهیم یافت. شایان ذکر است برای حل مساله بهینه‌یابی از بهینه‌ساز CasADi استفاده شده است. در این دوره ۱۵ روزه برنامه بهینه درمانی به بیمار اعمال می‌شود، پس از ۱۵ روز مجدداً با کمک تصویربرداری، علائم بالینی و روش‌های دیگر، وضعیت نهایی بیمار به عنوان شرایط اولیه برای یافتن دوره درمانی ۱۵ روزه بعدی با شاخص بهینه‌سازی (۸) در نظر گرفته می‌شود. این رویکرد عملاً باعث می‌شود دوره درمانی بعدی در برابر نویز، اغتشاش و عدم قطعیت مقاوم باشد. شکل ۱ شماتیک الگوریتم کنترل‌کننده را نشان می‌دهد. طراح می‌تواند مقادیر زمان نمونه‌برداری و مدت دوره درمان و افق کنترلی را انتخاب کند.

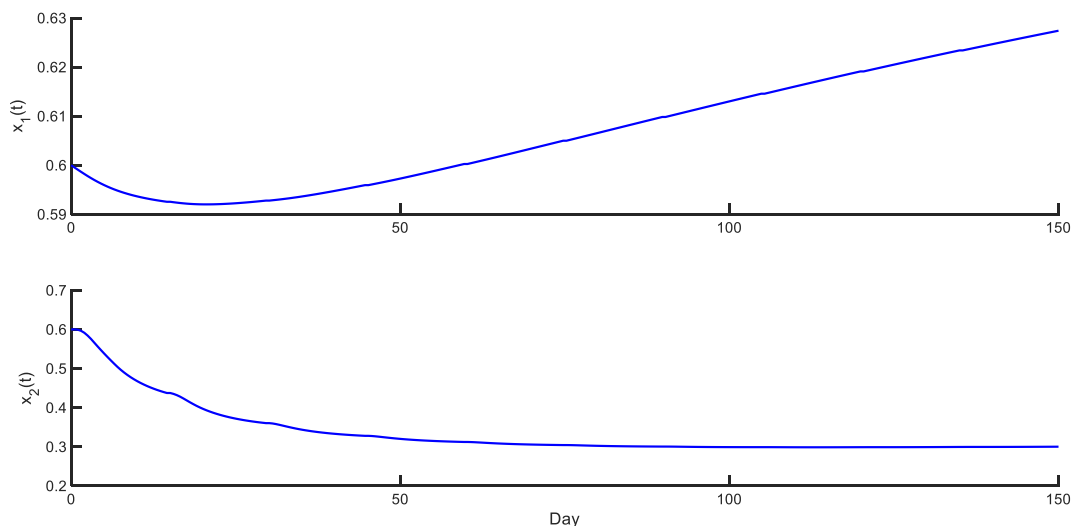


شکل ۱: شماتیک الگوریتم کنترل کننده

در شکل های ۲ و ۳ نتایج با رویکرد کنترل پیش بین برای دوره ۱۵ روزه (که حاصل پاسخ بهینه در افق پیش بین ۱۵ دوره می باشد) مشاهده می گردد. توجه گردد محور افقی نمودارها در این شبیه سازی بر حسب روز بیان شده است.



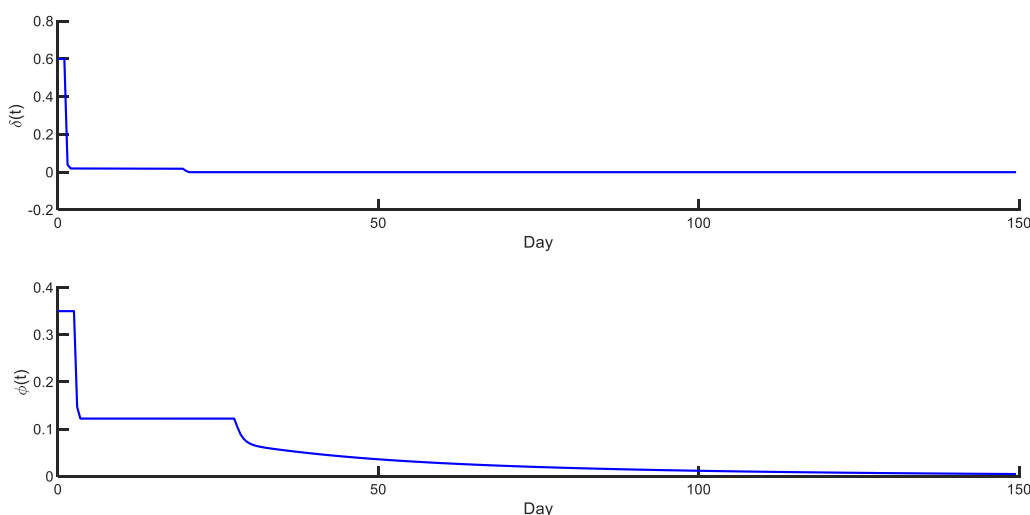
شکل ۲: نرخ دوز داروی شیمی درمانی و ضد رگ زایی با درمان پیش بین



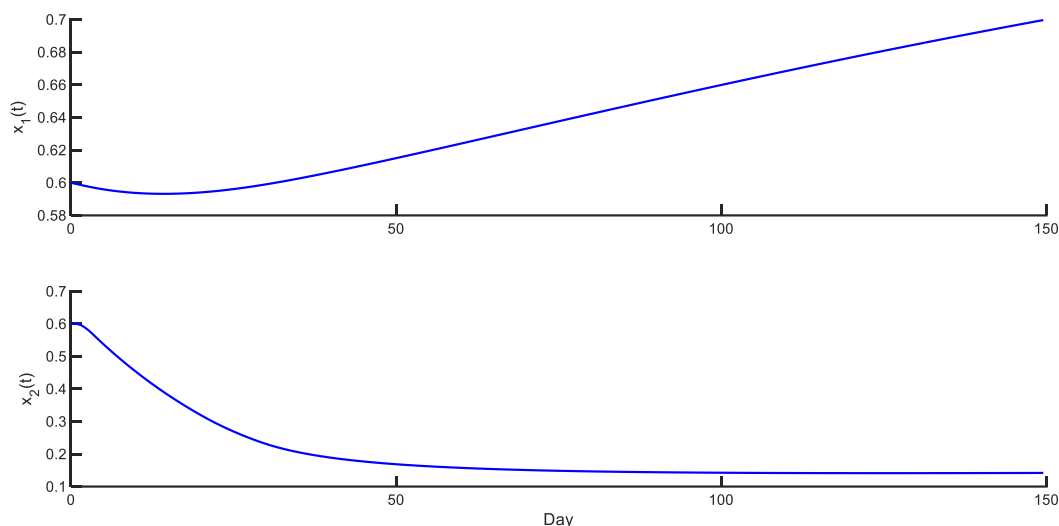
شکل ۳: رشد و افول سلول‌های سالم و سرطانی با درمان پیش‌بین

با انجام شیه‌سازی، از خروجی نتایج (شکل ۲) مشاهده می‌شود که مقدار جهش ایجاد شده در ابتدای هر دوره ۱۵ روزه از نقاط ضعف طرح درمانی پیش‌بین ارائه شده است. لذا تزریق دوز محاسبه شده (در شکل ۲) به بیمار به صورت عملی امکان‌پذیر نیست. پیشنهاد می‌شود راه‌حل درمانی مبتنی بر کنترل پیش‌بین به شرح ذیل اصلاح گردد:

پس از پایان یافتن یک دوره درمانی بهینه ۱۵ روزه، نمونه اول این دوره به عنوان اولین نمونه از دوره ۱۵ روز اصلی در حافظه ذخیره شود. سپس با اعمال این نمونه به مدل (۱)، حالت‌های سیستم به عنوان شرایط اولیه برای دوره بعدی در نظر گرفته شود. این فرآیند با توجه به زمان نمونه‌برداری تکرار می‌شود تا یک دوره ۱۵ روزه ساخته شود. این الگوریتم متناسب با طول دوره درمان تکرار خواهد شد. با راه‌کار ارائه شده فوق، بهینه‌ساز مجدداً اجرا می‌شود و معادلات سیستم حلقه‌بسته (۱) شیه‌سازی می‌شود. شکل‌های ۴ و ۵ نتایج الگوریتم راه‌حل اصلاح شده را نشان می‌دهند.



شکل ۴: نرخ دوز داروی شیمی‌درمانی و ضد رگ‌زایی برای طرح درمانی پیش‌بین اصلاح شده



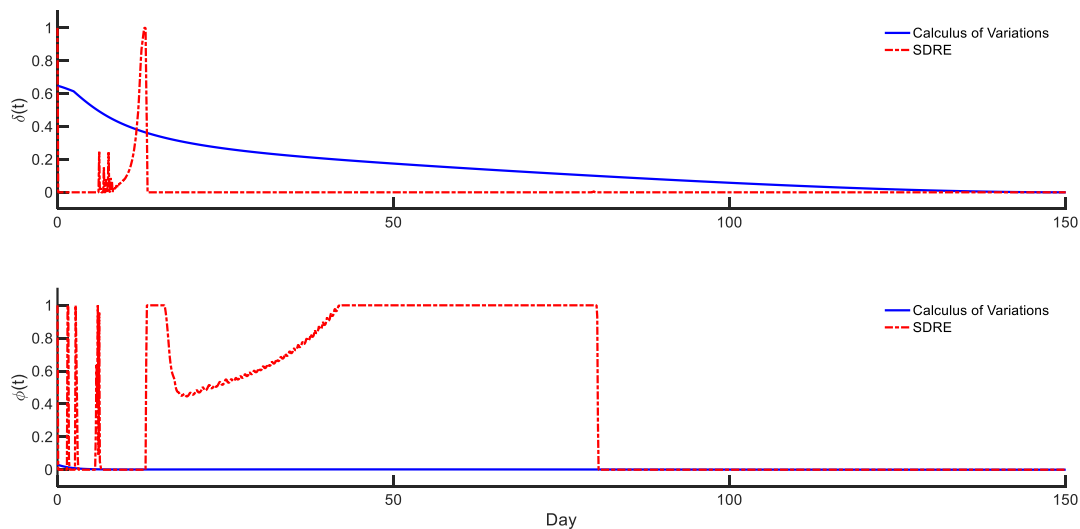
شکل ۵: رشد و افول سلول‌های سالم و سرطانی در طرح درمانی پیش بین اصلاح شده

به منظور ارزیابی نتایج در قیاس با دیگر روش‌های کنترلی پیاده‌سازی شده برای این مدل، نتایج با روش‌های مبتنی بر معادله ریگاتی وابسته به حالت (SDRE) و کاهش گرادیان (ناشی از رهیافت حساب تغییرات [۲۶]) مقایسه شده‌اند. شاخص‌های ارزیابی از قبیل مجموع دوز تزریق شده، زمان رسیدن به نصف حجم تومور و مقدار نهایی سلول‌های سرطانی محاسبه گردیده و در جدول ۱ آورده شده است.

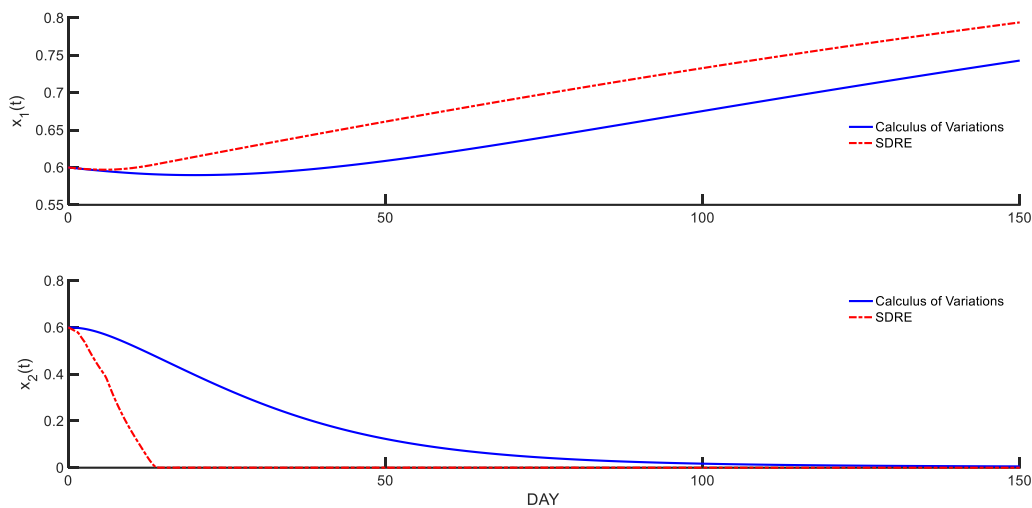
جدول ۱: مقایسه روش پیشنهادی با سایر روش‌ها

روش حساب تغییرات	روش SDRE	روش پیشنهادی	
22.5	60.5	8.6	مجموع دوز تزریق شده
28.1	7.3	22.0	زمان رسیدن به نصف حجم تومور
0.01	0.00	0.15	مقدار نهایی سلول‌های سرطانی

جدول ۱ مویده آن است مجموع دوز تزریق شده با تکنیک پیشنهادی در قیاس با دو روش دیگر به نحو قابل توجهی کاهش داشته است. از طرفی، زمان لازم برای رسیدن به نصف حجم تومور از روش حساب تغییرات کمتر شده، اما از روش SDRE بیشتر شده است. همان‌گونه که انتظار می‌رفت مقدار نهایی سلول‌های سرطانی در هر سه روش به عددی نزدیک به صفر همگرا شده است. شکل ۶ ورودی کنترل و شکل ۷ مقادیر حالت اول و دوم برای کنترل SDRE و حساب تغییرات [۲۶] را نشان می‌دهد. روش درمانی پیشنهادی برای مدل نامی (۱) بدون وجود اغتشاش و نویز طراحی شده است. مشاهده می‌شود ورودی کنترلی با روش اصلاح شده هموارتر و با گذشت زمان نیز مقدار دوز تزریقی کاهش می‌یابد. در حالی که در SDRE در میانه درمان دوز کنترلی به مقدار بیشینه خود همگرا می‌شود. این در حالی است که رهیافت حساب تغییرات، یک کنترل حلقه باز و فاقد مزایای کنترل حلقه بسته می‌باشد.

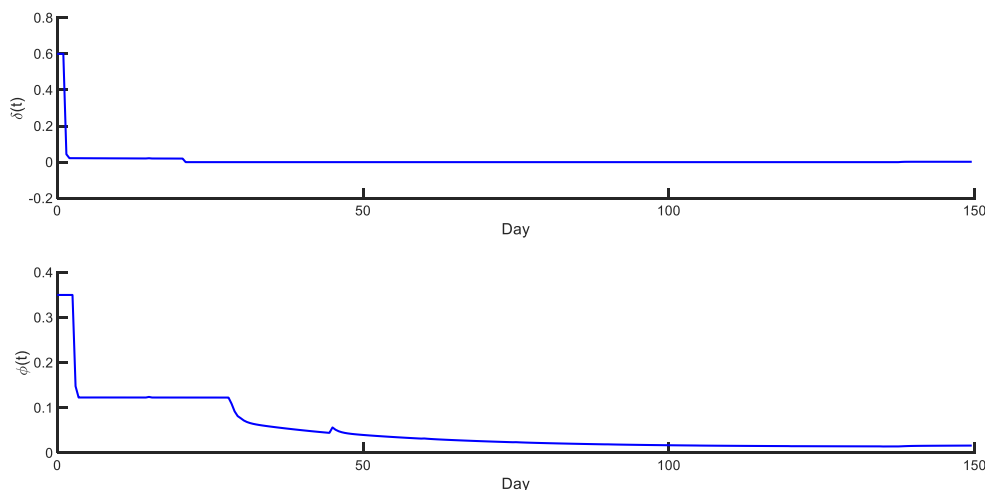


شکل ۶: نرخ دوز داروی شیمی درمانی و ضدگرزایی در قوانین کنترل مبتنی بر SDRE و حساب تغییرات

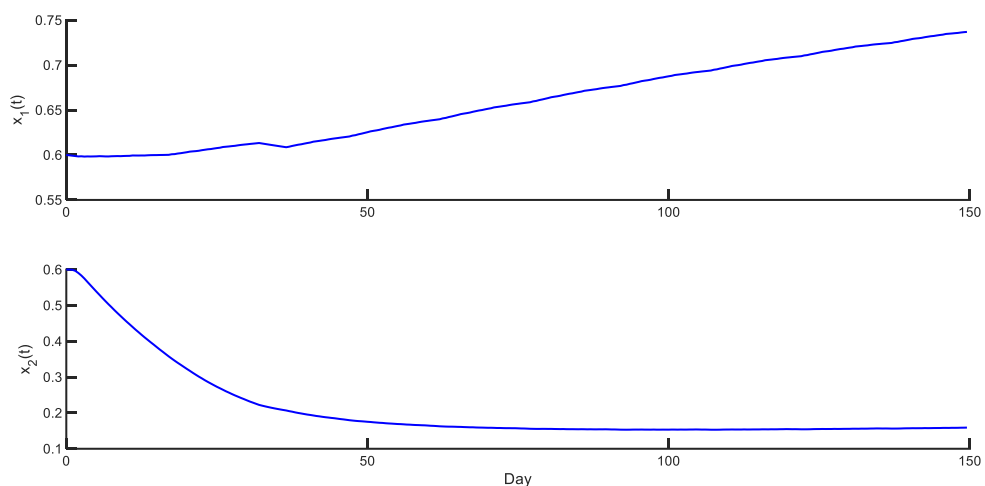


شکل ۷: رشد و افول سلول‌های سالم و سرطانی در قوانین کنترل مبتنی بر SDRE و حساب تغییرات

به منظور نشان دادن مقاومت روش کنترل، مواردی از قبیل نویز، اغتشاش و عدم قطعیت پارامتری در شبیه‌سازی لحاظ شده است. از نظر پزشکی، برای هر کدام از آنها منشأ واقعی وجود دارد. تغییراتی مانند جهش‌های سلولی یا تغییر در نرخ رشد آن، پاسخ غیرخطی سلول به دارو، تغییرات متابولیسمی بدن، نویز اندازه‌گیری و خطای آن، میزان و نوع تغذیه یا خارج شدن بیمار از رژیم تغذیه خود می‌تواند با نویز مدل شوند. مواردی از قبیل تغییر در رژیم دارویی یا قطع آن توسط خود بیمار، خطای میزان تزریق دارو، بیماری‌های جانبی یا آلرژیک و تغییر در پارامترهای فیزیولوژیک کلی بدن رفتاری مشابه اغتشاش خواهند داشت. همچنین تفاوت بین مدل واقعی تومور و مدل ریاضی رشد آن و متغیر بودن فنوتیپ و فنوژنیک بیماران متأثر از محیط و سبک زندگی به عنوان عدم قطعیت مدل در نظر گرفته می‌شوند.



شکل ۸: نرخ دوز دارویی طرح درمانی پیش بین اصلاح شده در حضور نویز، عدم قطعیت و اغتشاش



شکل ۹: رشد و افول سلول های سالم و سرطانی در حضور نویز، عدم قطعیت و اغتشاش با راه حل درمانی پیش بین اصلاح شده

در ادامه، برای نمایش مقاوم بودن این تکنیک در برابر نویز، اغتشاش و عدم قطعیت با ایجاد عدم قطعیت در پارامترهای مدل به همراه وجود نویز دائم و اغتشاش در روزهای ۳۲ الی ۳۷، خروجی شبیه سازی در شکل های ۸ و ۹ ارائه می گردد. نتایج شبیه سازی مؤید آن است روش درمانی مبتنی بر کنترل پیش بین اصلاح شده نتایج مورد انتظار از روند درمان را بر آورده کرده و تا حد مطلوبی نسبت به انواع عدم قطعیت ها و اغتشاش مقاوم می باشد.

۴- نتیجه گیری

در این مقاله، یک روش کنترل پیش بین مبتنی بر مدل برای بهینه سازی هم زمان دوز داروهای شیمی درمانی و ضد رگ زایی ارائه شد. نتایج شبیه سازی ها نشان داد که روش پیشنهادی با وجود غیر خطی بودن مدل و وجود قیود مختلف، قادر به دستیابی به اهداف درمانی شامل کنترل مؤثر رشد تومور به همراه کاهش معنادار حجم سلول های سرطانی، بهینه سازی مصرف دارو با حداقل سازی عوارض جانبی و حفظ پایداری و قابلیت اطمینان در شرایط عدم قطعیت پارامتری و اغتشاشات محیطی می باشد. روش پیشنهادی با ارائه پروتکل های درمانی شخصی سازی شده، قابلیت تطبیق با شرایط مختلف بیماران را دارد. همچنین، با بهره گیری از مدل لاجستیک و الگوریتم های بهینه سازی پیشرفته، دقت بالایی در پیش بینی رفتار سیستم و محاسبه دوز بهینه دارو ارائه می کند. در

مقایسه با روش‌های مرسوم، رویکرد پیشنهادی از مزایای قابل توجهی در زمینه کارآیی درمانی و کاهش هزینه‌های جانبی برخوردار است.

مراجع

- [1] F. Biemar, M. Foti, Global progress against cancer-challenges and opportunities, *Cancer Biology and Medicine*, vol. 10, no. 4, pp. 183–186, 2013.
- [2] R. P. Araujo, D. L. S. McElwain, A history of the study of solid tumour growth: the contribution of mathematical modelling, *Bulletin of Mathematical Biology*, vol. 66, pp. 1039–1091, 2004.
- [3] J. Poleszczuk, P. Hahnfeldt, H. Enderling, Therapeutic implications from sensitivity analysis of tumor angiogenesis models, *PLoS One*, vol. 10, no. 3, p. 0120007, 2015.
- [4] U. Ledzewicz, H. Schättler, A. Friedman, E. Kashdan, *Mathematical methods and models in biomedicine*, Springer, 2012.
- [5] J. C. Doloff, D. J. Waxman, Transcriptional profiling provides insights into metronomic cyclophosphamide activated innate immune-dependent regression of brain tumor xenografts, *BMC Cancer*, vol. 15, p. 375, 2015.
- [6] F. F. Teles, J. M. Lemos, Cancer therapy optimization based on multiple model adaptive control, *Biomedical Signal Processing and Control*, vol. 48, pp. 255–264, 2019.
- [7] R. A. Gatenby, J. S. Brown, Integrating evolutionary dynamics into cancer therapy, *Nature Reviews Clinical Oncology*, vol. 17, no. 11, pp. 675–686, 2020.
- [8] A. Hernandez-Rivera, P. Velarde, A. Zafra-Cabeza, J. M. Maestre, Optimal drug administration in cancer therapy using stochastic non-linear model predictive control, *European Control Conference*, Stockholm, 2024.
- [9] A. Bukkuri, Optimal control analysis of combined chemotherapy-immunotherapy treatment regimens in a PKPD cancer evolution model, *Biomath*, vol. 9, no. 1, p. 2002137, 2020.
- [10] N. H. Sweilam, S. M. Al-Mekhlafi, T. Assiri, A. Atangana, Optimal control for cancer treatment mathematical model using Atangana–Baleanu–Caputo fractional derivative, *Advances in Difference Equations*, 2020, DOI: <https://doi.org/10.1186/s13662-020-02793-9>.
- [11] E. Ioannidou, M. Moschetta, S. Shah, et al., Angiogenesis and anti-angiogenic treatment in prostate cancer: Mechanisms of action and molecular targets, *International Journal of Molecular Sciences*, vol. 22, p. 9926, 2021.
- [12] M. Conti, S. Gatti, A. Miranville, Mathematical analysis of a phase-field model of brain cancers with chemotherapy and antiangiogenic therapy effects, *AIMS Mathematics*, vol. 7, no. 1, pp. 1536–1561, 2021.
- [13] F. Lopes-Coelho, F. Martins, S. A. Pereira, J. Serpa, Anti-angiogenic therapy: current challenges and future perspectives, *International Journal of Molecular Sciences*, vol. 22, p. 3765, 2021.
- [14] M. J. Ansari, D. Bokov, A. Markov, et al., Cancer combination therapies by angiogenesis inhibitors: a comprehensive review, *Cell Communication and Signaling*, vol. 20, no. 1, 2022.
- [15] M. Y. Wang, J. G. Scott, A. Vladimirov, Stochastic optimal control to guide adaptive cancer therapy, *BioRxiv*, 2022, DOI: <https://doi.org/10.1101/2022.06.17.496649>.
- [16] J. Kohler, M. N. Zeilinger, Predictive control for nonlinear stochastic systems: closed-loop guarantees with unbounded noise, *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2024, DOI: 10.1109/TAC.2025.3571575.
- [17] S. A. N. Nouwens, B. de Jager, M. M. Paulides, W. P. M. H. Heemels, Constraint removal for MPC with performance preservation and a hyperthermia cancer treatment case study, *IEEE Conference on Decision and Control*, Austin, 2021.
- [18] S. Belkhir, F. Thomas, B. Roche, Darwinian approaches for cancer treatment: benefits of mathematical modeling, *Cancers*, vol. 13, no. 17, p. 4448, 2021.
- [19] S. M. Tu, C. C. Guo, D. S. L. Chow, N. M. Zacharias, Stem cell theory of cancer: implications for drug resistance and chemosensitivity in cancer care, *Cancers*, vol. 14, no. 6, p. 1548, 2022.
- [20] F. Angaroni, A. Graudenzi, M. Rossignolo, D. Maspero, T. Calarco, An optimal control framework for the automated design of personalized cancer treatments, *Frontiers in Bioengineering and Biotechnology*, 2020.

- [21] B. Smart, I. D. Cesare, L. Renson, L. Marucci, Model predictive control of cancer cellular dynamics: a new strategy for therapy design, *Frontiers in Control Engineering*, vol. 3, 2022.
- [22] M. Gluzman, J. G. Scott, A. Vladimirov, Optimizing adaptive cancer therapy: dynamic programming and evolutionary game theory, *Proceedings of the Royal Society B*, vol. 287, no. 1925, p. 20192454, 2020.
- [23] S. T. R. Pinho, F. S. Bacelar, R. F. S. Andrade, H. I. Freedman, A mathematical model for the effect of anti-angiogenic therapy in the treatment of cancer tumors by chemotherapy, *Nonlinear Analysis: Real World Applications*, vol. 14, no. 1, pp. 815–828, 2013.
- [24] E. A. Sarapata, L. G. De Pillis, A comparison and catalog of intrinsic tumor growth models, *Bulletin of Mathematical Biology*, vol. 76, no. 8, pp. 2010–2024, 2014.
- [25] S. Ragusa, B. Prat-Luri, A. González-Loyola, et al., Antiangiogenic immunotherapy suppresses desmoplastic and chemo resistant intestinal tumors in mice, *The Journal of Clinical Investigation*, vol. 130, pp. 1199-1216, 2020.
- [26] P. Khalili, S. Zolatash, R. Vatankhah, S. Taghvaei, Optimal control methods for drug delivery in cancerous tumour by anti-angiogenic therapy and chemotherapy, *IET Systems Biology*, vol. 15, no. 1, pp. 14-25, 2021.

Fuzzy Fast Terminal Sliding Mode Control of a Permanent Magnet Synchronous Motors Drive Based on Field-Oriented Control

Mohammad Divandari^{1,2,*}

¹ Department of Electrical Engineering, AK.C., Islamic Azad University, Aliabad Katoul, Iran

² Energy Research Center, AK.C., Islamic Azad University, Aliabad Katoul, Iran

* Corresponding author email: m.divandari@iau.ac.ir



Sahand University
of Technology

DOR:

[20.1001.1.23223146.1403.11.2.3.1](https://doi.org/10.1001.1.23223146.1403.11.2.3.1)

Journal of Nonlinear
Systems in Electrical
Engineering

Vol. 11, No. 2

Autumn and Winter 2024

ISSN: 2322 – 3146

<http://jnsee.sut.ac.ir>

Abstract

This paper presents a novel speed control strategy for a Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) based on Field-Oriented Control (FOC) combined with a Fuzzy Fast Terminal Sliding Mode Controller (FFTSMC). The proposed approach aims to achieve high-precision speed tracking, finite-time convergence, and effective chattering suppression in the presence of external load disturbances and parametric uncertainties. In the proposed structure, the conventional FOC framework is employed to decouple torque and flux components, while a fast terminal sliding mode control law ensures rapid convergence of the speed error. To mitigate the inherent chattering phenomenon of sliding mode control, a fuzzy logic compensator is integrated into the terminal control law, adaptively regulating the discontinuous control gain. This integration improves robustness and smoothness without increasing computational complexity.

The effectiveness of the proposed FFTSMC strategy is evaluated through comprehensive MATLAB/Simulink simulations in both time and frequency domains under different operating speeds and load torque conditions. The results are compared with classical PI control, conventional sliding mode control, and fast terminal sliding mode control. Simulation results demonstrate that the proposed method significantly reduces speed ripple, overshoot, and total harmonic distortion (THD), while providing faster settling time and superior disturbance rejection performance.

Keywords

Permanent Magnet Synchronous Motor; Field-Oriented Control; Fast Terminal Sliding Mode Control; Fuzzy Logic Control; Speed Control

1. Short Introduction

Permanent Magnet Synchronous Motors are widely used in industrial and electric vehicle applications due to their high efficiency, fast dynamic response, and compact structure. Conventional PI-based FOC schemes suffer from degraded performance under model uncertainties and load disturbances. Sliding mode-based controllers offer robustness but introduce chattering. This paper addresses these limitations by proposing a fuzzy-assisted fast terminal sliding mode speed controller within an FOC framework.

2. Proposed Work

This study develops a speed control scheme for PMSM drives using FOC combined with a Fuzzy Fast Terminal Sliding Mode Controller. Classical PI, conventional SMC, and FTSMC are first designed for comparison purposes. Then, a fuzzy logic compensator is incorporated into the FTSMC law to estimate disturbances and reduce chattering. The proposed controller guarantees finite-time convergence and robust speed tracking. Extensive simulations are conducted under different reference speeds and load torque conditions, and performance is evaluated in both time and frequency domains using speed response and THD analysis.

3. Conclusion

The proposed FFTSMC-based FOC strategy significantly improves PMSM speed control performance by achieving fast convergence, high robustness, and reduced chattering. Compared with PI, SMC, and FTSMC methods, the proposed approach provides smoother speed response and lower harmonic distortion under load disturbances. The results confirm the effectiveness of integrating fuzzy logic with fast terminal sliding mode control for high-performance PMSM drives.

کنترل میدان-گرا موتور سنکرون آهنربای دائم با استفاده از کنترل مد لغزشی ترمینال سریع فازی

محمد دیواندری^{۱،۲*}

^۱ گروه مهندسی برق، واحد علی آباد کتول، دانشگاه آزاد اسلامی، علی آباد کتول، ایران

^۲ مرکز تحقیقات انرژی، واحد علی آباد کتول، دانشگاه آزاد اسلامی، علی آباد کتول، ایران

* آدرس پست الکترونیکی نویسنده مسئول: m.divandari@iau.ac.ir



دانشگاه صنعتی سهند

DOR:

[20.1001.1.23223146.1403.11.2.3.1](https://doi.org/10.1001.1.23223146.1403.11.2.3.1)

نشریه سالانه‌ی غیرنظمی در مهندسی برق

دوره ۱۱ - شماره ۲

پاییز و زمستان ۱۴۰۳

صفحات ۳۳ الی ۵۳

ISSN: 2322-3146

<http://jnsee.sut.ac.ir>

تاریخ پذیرش: ۱۴۰۴/۱۰/۶

تاریخ بازنگری: ۱۴۰۴/۹/۲۲ و ۱۴۰۴/۱۰/۴

تاریخ ارسال: ۱۴۰۴/۴/۲۷

چکیده

در این مطالعه، یک تکنیک نوین برای کنترل سرعت موتورهای سنکرون آهنربای دائم با استفاده از روش کنترل مد لغزشی ترمینال سریع فازی ارائه شده است. در این روش، کنترل میدان-گرا برای ساختار کنترل سرعت این موتور به کار گرفته می‌شود. روش پیشنهادی، عملکرد خوبی را در حضور اغتشاشاتی مانند بار از خود نشان می‌دهد. علاوه بر پایداری در برابر بار، همگرایی در زمان محدود برای ردیابی سرعت تحت این شرایط تضمین شده است. برای بررسی اثربخشی روش پیشنهادی، این روش با کنترل کننده‌های تناسبی-انتگرالی (PI) کلاسیک، کنترل مد لغزشی متداول و کنترل مد لغزشی ترمینال سریع مقایسه شده است. نتایج شبیه‌سازی با استفاده از نرم افزار متلب در دو حوزه زمان و فرکانس و در شرایط مختلف سرعت و گشتاور بار ارائه شده است. روش کنترل پیشنهادی با کاهش اثرات نامطلوب لرزش تحت گشتاور بار، باعث کاهش تنش مکانیکی و اعوجاج هارمونیک کل در گشتاور و سرعت در سرعت‌های مختلف می‌شود.

واژه‌های کلیدی

موتور سنکرون آهنربای دائم
کنترل مد لغزشی ترمینال سریع فازی
کنترل میدان-گرا

۱- مقدمه

موتورهای سنکرون آهنربای دائم (PMSM)^۱ در صنایع مختلفی مانند کشش الکتریکی، هواپیما، کشتی، وسایل نقلیه الکتریکی و رباتیک به‌طور قابل توجهی به کار می‌روند [۱-۳]. یکی از ویژگی‌های اصلی این موتور در مقایسه با موتورهای القایی (IM)^۲ در طراحی روتور آن‌ها نهفته است. بر اساس طراحی روتور، موتورهای سنکرون به روتورهای قطب برجسته و غیر برجسته تقسیم می‌شوند. این موتورها راندمان بالاتر و پاسخ سریع‌تری دارند. علاوه بر مزایای فراوان، این موتورها دارای اندازه جمع‌وجور، وزن سبک، محدوده سرعت عملیاتی گسترده، ممان اینرسی کم، شتاب بالا و عملکرد دینامیکی عالی هستند. آن‌ها می‌توانند در یک حلقه بسته برای کاربردهای حساس مانند سیستم‌های نوار نقاله و موتورهای ریسندگی نساجی کار کنند، در حالی که کاربردهای ساده‌تر مانند پمپ‌ها و فن‌ها اغلب از پیکربندی حلقه باز استفاده می‌کنند [۴].

در روش حلقه بسته، دو رویکرد وجود دارد: کنترل اسکالر و کنترل مبتنی بر جهت شار روتور. برای بهبود کنترل این موتور، دو روش مؤثر کنترل میدان-گرا (FOC)^۳ و کنترل گشتاور مستقیم (DTC)^۴ بر اساس کنترل برداری به کار گرفته می‌شوند [۵-۶]. در [۷]، عرفان قریشی و ویکاس شارما کنترل PWM بردار فضایی (SVPWM)^۵ و کنترل بردارهای فضایی اصلاح‌شده بدون حسگر (MSVPWM)^۶ برای این موتور را پیشنهاد و با کنترل ولتاژ/فرکانس (V/F) مقایسه کرده‌اند. نتایج نشان داده است که روش پیشنهادی آن‌ها عملکرد قابل قبولی را در حالت پایدار و شرایط بار دینامیکی ارائه می‌دهد. در [۸]، محمود ف. المرشدی و همکاران کنترل میدان-گرا را برای این موتور در خودروهایی برقی بر پایه یک اینورتر چندسطحی آشناری هفت‌سطحی پیشنهاد کرده‌اند. برای فراهم کردن شروع نرم و شیب‌دار در این موتور، امیل راجف و ولادیسلاو پتروف در [۹] یک درایو کنترل میدان-گرا را با استفاده از مشاهده گر مد لغزشی (SMO)^۷ برای ردیابی موقعیت روتور معرفی کرده‌اند. استفاده از حسگر سرعت در درایو موتور هم قابلیت اطمینان را کاهش می‌دهد و هم خطا را در سرعت‌های پایین افزایش می‌دهد. بنابراین، در برخی کاربردها مانند درایوهای کمپرسور، برای کنترل سرعت، طراحی یک تکنیک کنترل میدان-گرا بدون حسگر می‌تواند برای درایو این موتور مفید باشد [۱۰]. علاوه بر روش میدان-گرا، برخی تحقیقات آن را با سایر رویکردهای کنترل مدرن مانند کنترل مدل پیش‌بین (MPC)^۸ در دامنه‌های زمان پیوسته و گسسته برای درایو PMSM مقایسه کرده‌اند [۱۱].

کنترل میدان-گرا متداول با کنترل کننده تناسبی-انتهگرای (PI) نمی‌تواند بهترین راه‌حل در مواجهه با اغتشاشات خارجی ناشناخته و عدم قطعیت پارامترهای مدل غیرخطی این موتور باشد. چندین کنترل کننده برای مقابله با غیرخطی بودن مدل، عدم قطعیت و اغتشاش مانند کنترل تطبیقی، کنترل پیش‌بین، شبکه‌های عصبی، کنترل فازی و کنترل مد لغزشی استفاده شده‌اند. کنترل کننده‌های مد لغزشی (SMC)^۹ یکی از بهترین گزینه‌ها برای درایوهای موتور الکتریکی به‌ویژه درایوهای اینگونه موتورها هستند [۱۲-۱۴]. علاوه بر مزایای فراوان SMC، آن‌ها ذاتاً لرزش تولید می‌کنند که باعث ایجاد ریبیل گشتاور و تغییرات سرعت می‌شود. برای سرکوب لرزش و بهبود عملکرد درایو، لی فنگ و همکاران یک کنترل سرعت برای درایوهای این موتور بر اساس یک کنترل کننده مد لغزشی جدید پیشنهاد کرده‌اند که در آن تابع پیوسته سیگموئید جایگزین تابع علامت می‌شود [۱۵]. برای اعمال روش کنترل

¹ Permanent Magnet Synchronous Motors

² Induction Motors

³ Field-oriented Control

⁴ Direct Torque Control

⁵ Space Vector PWM

⁶ Sensor-less Modified SVPWM

⁷ Sliding Mode Observer

⁸ Mode Predictive Control

⁹ Sliding Mode Control

کننده مد لغزشی در کنترل سرعت‌های بالای ۴۰۰۰۰ دور در دقیقه، یک تکنیک کنترل کننده مد لغزشی سوپر-پیچشی بهبودیافته از مرتبه دوم در موتورهای برای کمپرسور گریز از مرکز سلول سوختی هیدروژنی بر اساس الگوریتم بهینه‌سازی گرگ خاکستری پیشنهاد شده است [۱۶]. همچنین، یونگ‌چائو لیو و همکاران در مرجع [۱۷]، کنترل کننده مد لغزشی مکمل مبتنی بر مشاهده‌گر اغتشاش را با یک تکنیک سوپر-پیچشی جدید معرفی کرده‌اند. برخی محققان روش منطق فازی را بر روی تکنیک سوپر-پیچشی جایگزین الگوریتم‌های هوشمند تحت اغتشاشات ناشناخته برای درایو این موتور کرده‌اند [۱۸]. همچنین، سایر محققان روش‌های هوشمند مانند منطق فازی، شبکه‌های عصبی مصنوعی و روش‌های یادگیری ماشین را با کنترل کننده‌های مد لغزشی تطبیقی برای درایو این موتور ترکیب کرده‌اند. نتیجه عملکرد خوبی را در دینامیک موتور نشان داد، اما پیچیدگی ساختار، زمان محاسبات را افزایش داده است و به پردازنده‌های سریع نیاز دارد [۱۹-۲۲].

علاوه بر سرکوب لرزش در کنترل کننده‌های مد لغزشی، زمان همگرایی سیگنال خروجی به سیگنال مرجع بسیار مهم است. یکی از رویکردهای اصلی کنترل کننده مد لغزشی ترمینال سریع واکنش در برابر اغتشاشات خارجی و عدم قطعیت پارامترها مقاوم است. علاوه بر این، آن‌ها همگرایی سریع را تضمین می‌کنند، لرزش شدید را کاهش می‌دهند و پاسخ دینامیکی سریعی دارند که می‌تواند عملکرد ردیابی بالا را برآورده کند [۲۳-۲۵]. در سیستم‌های عملی، عدم قطعیت پارامترهای مدل دارای مرز ناشناخته است و برای تضمین پایداری حلقه بسته، محققان در طول شروع SMC ها، ضریب تابع علامت را افزایش می‌دهند که منجر به افزایش لرزش می‌شود [۲۶]. یکی از چالش‌های اصلی در کنترل کننده‌های مد لغزشی ترمینال سریع مشکل تکنیکی نزدیک نقطه تعادل است. برای مقابله با این مشکل، برخی محققان کنترل کننده مد لغزشی ترمینال سریع غیر تکین (NFTSMC^۳) را پیشنهاد کرده‌اند و عملکرد کنترل کننده مد لغزشی ترمینال سریع را در نزدیکی نقطه تعادل تضمین کرده‌اند [۲۷-۲۸]. مشابه SMC های متداول، برای بهبود عملکرد درایوهای این موتور، کنترل کننده‌های مد لغزشی ترمینال سریع با تکنیک‌های سوپر-پیچشی به کار گرفته شده‌اند. در مرجع [۲۹]، مینگیوان هو و همکاران روش کنترل کننده مد لغزشی ترمینال سریع لگاریتمی سوپر-پیچشی را پیشنهاد و با نتایج کنترل کننده مد لغزشی ترمینال سریع نمایی مقایسه کرده است که زمان همگرایی کمتری نسبت به روش کنترل کننده مد لغزشی ترمینال سریع نمایی داشت.

علاوه بر ترکیب سوپر-پیچشی با کنترل کننده‌های مد لغزشی ترمینال سریع، برخی از محققان در مرجع [۳۰]، SMO ها را برای بهبود تخمین اغتشاشات ترکیب کرده و یک قانون رسیدن ترکیبی جدید را برای کنترل کننده مد لغزشی ترمینال سریع به کار برده‌اند که منجر به همگرایی سریع شده است. در برخی شرایط، کنترل کننده مد لغزشی ترمینال سریع به اشباع می‌روند که یکی از راه‌حل‌ها جایگزینی تابع علامت با تابع سیگموئید است. برای تضمین یک کران کوچک در نزدیکی سطح لغزش، بسیاری از محققان کنترل مد لغزشی ترمینال مرتبه کامل (FOTSMC^۴) را برای کنترل سرعت درایوهای الکتریکی مانند موتور سوئیچ رلوکتانسی و این موتور به کار برده‌اند [۳۱-۳۲]. در مرجع [۳۳]، رون‌هوی یائو و همکاران یک رویکرد مد لغزشی مرتبه کامل تطبیقی بهبودیافته را برای درایو بدون حسگر این موتورها در سرعت بالا پیشنهاد کرده‌اند. رویکردهای مد لغزشی مرتبه بالا و مرتبه کسری می‌توانند در مقایسه با رویکردهای مد لغزشی مرتبه پایین، بهره مشاهده‌گر را به طور قابل توجهی کاهش دهند. همچنین، استفاده از FOASMC با بهره کم می‌تواند جهش را جبران و اغتشاشات را دفع کند [۳۴]. در مرجع [۳۵]، لیگو ژانگ و همکاران یک کنترل مد لغزشی دو-سلسله‌مراتبی با مرتبه کسری را برای کنترل درایو این موتور در خودروهای الکتریکی پیشنهاد کرده‌اند. آن‌ها قانون همگرایی نمایی فازی را برای کنترل کننده مد لغزشی مرتبه کسری به کار برده‌اند که زمان ردیابی و همگرایی به سرعت مرجع را بهبود می‌بخشد.

¹ Second-Order Super-Twisting SMC

² Singularity

³ Non-Singular FTSMC

⁴ Full-Order TSMC

یک FSMC غیر تکین مرتبه کسری جدید برای این موتور مبتنی بر شبکه عصبی توسط جین لیانگ ژانگ و همکاران در مرجع [۳۶] نیز پیشنهاد شده است.

به طور خلاصه، ساختار اصلی روش های کنترل برای این موتور به ویژه بر روی کنترل میدان-گرا کنترل کننده مد لغزشی متمرکز است. این روش ها گاهی با تکنیک های کنترل مقاوم همراه با الگوریتم های هوشمند و روش های کنترل مرتبه بالا ترکیب می شوند. این رویکردها با هدف افزایش عملکرد دینامیکی، قابلیت اطمینان و دقت درایوهای این موتور در کاربردهای مختلف دنبال می شوند. تحقیقات اخیر نشان می دهد که مسیرهای تحقیقاتی آینده ممکن است شامل ترکیب بیشتر روش های یادگیری ماشین و روش های محاسباتی کارآمدتر باشد که منجر به افزایش پیچیدگی این استراتژی های کنترل پیشرفته می شود. در مقایسه با کنترل کننده های مد لغزشی، کنترل کننده مد لغزشی ترمینال با بهره کمتر، سریع تر هستند، در حالی که همگرایی در زمان محدود آنها تضمین شده است. روش های مرتبه بالاتر و مرتبه کسری می توانند گزینه های خوبی در مشاهده گره های مد لغزشی باشند، در حالی که ترکیب آنها با برخی روش ها مانند پیش بین و شبکه های عصبی می تواند هزینه درایو را افزایش دهد. علاوه بر عملکرد خوب کنترل کننده مد لغزشی های ترمینال در سرکوب اغتشاشات خارجی و عدم قطعیت پارامترها، آنها نیز از لرزش ذاتی رنج می برند. در این مطالعه، روش تحقیق بر کنترل سرعت این موتور متمرکز است. ابتدا، کنترل کننده های مرسوم، شامل PI کلاسیک و کنترل کننده مد لغزشی استاندارد، برای کنترل سرعت موتور طراحی می شوند. سپس، کنترل کننده مد لغزشی ترمینال سریع توسعه داده شده و کنترل کننده مد لغزشی ترمینال سریع فازی (FFTSMC) پیشنهادی برای موتور معرفی می شود.

نوآوری اصلی این پژوهش ارائه یک ساختار کنترل سرعت مبتنی بر کنترل میدان-گرا همراه با کنترل کننده مد لغزشی ترمینال سریع فازی است که به طور همزمان سرعت همگرایی کنترل و میزان وزوز را نسبت به روش های موجود بهبود می دهد. در این روش، یک جبران ساز فازی در قانون کنترل ترمینال ادغام شده است تا اثرات عدم قطعیت و اغتشاش کاهش یابد و پایداری سیستم در محدوده های مختلف سرعت حفظ شود. علاوه بر این، کارایی کنترل کننده پیشنهادی در دو حوزه زمان و فرکانس با کنترل کننده های SMC، PI و FFTSMC مقایسه شده و برتری آن از نظر ردیابی سرعت، ریبیل کمتر و کاهش اعوجاج عارمونیک کل (THD) نشان داده شده است.

ساختار این مقاله به شرح زیر سازماندهی شده است: بخش دوم به مدل ریاضی PMSM و بخش سوم روش FOC را معرفی می کند. در بخش چهارم روش شناسی تحقیق پیشنهادی بر اساس روش های کنترل کننده سرعت بیان می شود که شامل چهار زیربخش کنترل کننده PI، روش SMC، روش FFTSMC و روش FFTSMC است. در نهایت، نتایج شبیه سازی، بحث و نتیجه گیری به ترتیب در بخش پنجم، بخش ششم و بخش هفتم ارائه داده شده اند.

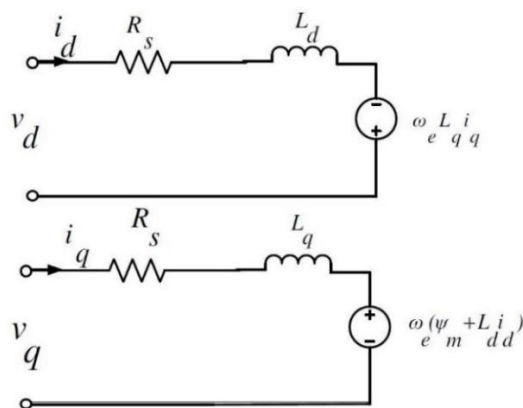
۲- مدل ریاضی PMSM

مدار الکتریکی معادل یک PMSM سه فاز در دستگاه مرجع چرخان روتور (dq) در شکل (۱) نشان داده شده است. در این دستگاه مرجع، محورهای d و q با سرعت الکتریکی ω_e می چرخند و محور d با شار آهنربای دائمی همسو می شود. این مدل برای موتورهای قطب برجسته سه فاز (IPMSM³) با توزیع سیم پیچ سینوسی و تلفات آهن ناچیز، با فرض مدارهای مغناطیسی خطی بدون اشباع، اعمال می شود.

¹ Fuzzy Fast Terminal Sliding Mode Control

² Total Harmonic Distortion

³ Interior PMSM



شکل (۱): مدار معادل IPMSM سه فاز در قاب مرجع چرخان روتور (dq)

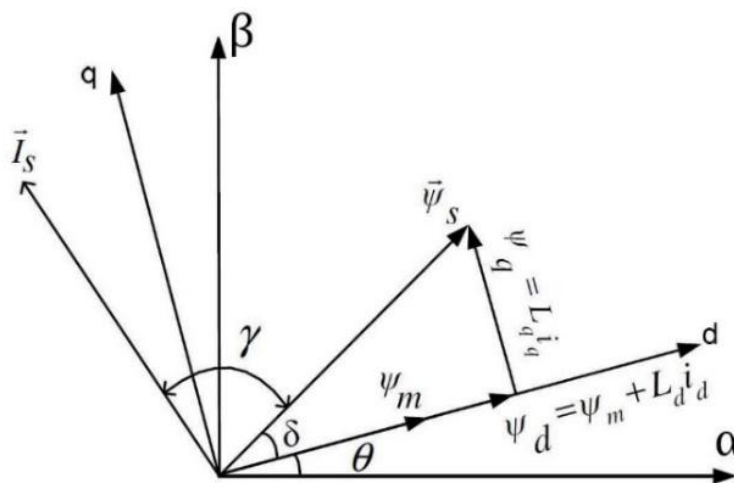
مدل ریاضی این موتور شامل معادلات ولتاژ، معادلات شار و گشتاور الکترومغناطیسی در دستگاه مرجع dq، از مرجع [۳۹] آورده شده است که به طور گسترده در تحلیل و طراحی الگوریتم‌های کنترل برای ماشین‌های سنکرون مورد استفاده قرار می‌گیرد.

معادلات موتور در دستگاه چرخشی دو محوره به شرح زیر است [۳۹]:

$$v_d = R_s i_d - \omega_e L_q i_q + L_d \frac{di_d}{dt} \quad (1)$$

$$v_q = R_s i_q + \omega_e (L_q i_d + \psi_m) + L_q \frac{di_q}{dt} \quad (2)$$

که در آن، R_s مقاومت سیم‌پیچ استاتور، L_d و L_q به ترتیب اندوکتانس‌های محوره‌های d و q و ψ_m شار آهنربای دائم است. نمودار برداری محوره‌های موتور در شکل (۲) نشان داده شده است.



شکل (۲): نمودار برداری محوره‌های PMSM

که در آن، ψ_m و θ به ترتیب بردار شار پیوندی استاتور، زاویه محور ثابت "alpha" و شار آهنربای دائمی هستند. همچنین، δ زاویه توان یا زاویه شار آهنربای دائمی و شار استاتور است. بنابراین،

$$\psi_d = \psi_m + L_d i_d \quad (3)$$

$$\psi_q = L_q i_q \quad (4)$$

$$\delta = \tan^{-1} \left(\frac{\psi_q}{\psi_d} \right) = \sin^{-1} \left(\frac{\psi_q}{\psi_s} \right) \quad (5)$$

گشتاور الکترومغناطیسی موتور را می‌توان به صورت زیر بدست آورد:

$$T_e = \frac{3}{2} P (\vec{\psi}_s \times \vec{I}_s) \quad (6)$$

پس از جداسازی بردار شار و جریان استاتور و ساده‌سازی ریاضی، گشتاور الکترومغناطیسی موتور در دستگاه دوار و دستگاه ثابت را می‌توان به صورت زیر محاسبه کرد:

$$T_e = \frac{3}{2} P (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (7)$$

با جایگزینی مقادیر ψ_d و ψ_q در (۳) و (۴) در (۷)، گشتاور الکترومغناطیسی موتور به صورت زیر بدست می‌آید:

$$T_e = \frac{3}{2} P i_q [\psi_m + (L_d - L_q) i_d] \quad (8)$$

در [۳۹]، معادلات موتور به دستگاه دوار تبدیل می‌شوند و گشتاور الکترومغناطیسی با جزئیات به شرح زیر بدست می‌آید:

$$T_e = \frac{3P\psi_s}{4L_d L_q} [2\psi_m L_q \sin\delta + (L_d - L_q)\psi_s \sin 2\delta] \quad (9)$$

در نهایت، معادله دینامیکی را می‌توان به صورت زیر توصیف کرد:

$$T_e = T_L + J \frac{d\omega_e}{dt} + B\omega_m \quad (10)$$

که در آن، T_L ، J و B به ترتیب گشتاور بار، ممان اینرسی و ویسکوزیته هوا هستند. با توجه به معادلات دینامیکی موتور، مسئله کنترل در این پژوهش طراحی یک قانون کنترل سرعت است که بتواند سرعت مکانیکی موتور ω_m را در حضور اغتشاش بار و عدم قطعیت‌های مدل، به مقدار مرجع ω_{ref} برساند و خطای ردیابی را به صورت تضمینی، در یک زمان محدود به صفر همگرا کند. علاوه بر این، ساختار کنترل باید قادر باشد پایداری حلقه بسته را حفظ کرده و نوسانات ناشی از وزوز در گشتاور و سرعت را به حداقل برساند.

۳- روش کنترل میدان-گرا (FOC)

هدف اصلی کنترل میدان-گرا جداسازی مؤلفه‌های تولیدکننده شار و گشتاور است تا کنترل مستقل هر مؤلفه امکان‌پذیر شود. در این چارچوب، هدف کنترلی عبارت است از تنظیم جریان q برای ایجاد گشتاور مورد نیاز، تثبیت جریان d در مقدار مرجع صفر، و ایجاد ولتاژهای مرجع مناسب برای حصول سرعت مطلوب موتور. بنابراین، ساختار میدان-گرا بستری فراهم می‌کند که در آن کنترل‌کننده‌های SMC، PI، FTSMC و FFTSMC بتوانند مستقیماً خطای سرعت را جبران کرده و ردیابی دقیق سرعت در شرایط بار متغیر را تضمین کنند.

در ماشین‌های AC، میدان‌های استاتور و روتور متعامد نیستند. تنها جریان استاتور قابل کنترل است. برای دستیابی به کنترل جداگانه گشتاور و شار در ماشین‌های AC، از تکنیک کنترل میدان-گرا استفاده می‌شود. این روش جریان‌های استاتور را از یک دستگاه مرجع ثابت به مؤلفه‌های تولیدکننده گشتاور و شار در یک دستگاه مرجع چرخان تبدیل می‌کند. مزایای اصلی این روش عبارتند از [۸-۱۰]: تبدیل یک مدل AC پیچیده و کوپل شده به یک سیستم خطی ساده، کنترل مستقل گشتاور و شار، پاسخ دینامیکی سریع، گشتاور بالا در سرعت پایین و راندمان بالا.

این روش شامل سه دستگاه مرجع است و نیاز به تبدیل بین آنها دارد.

در تبدیل کلارک، جریان‌های موتور (a, b, c) از سه فاز به یک دستگاه مرجع ثابت متعامد دو محوره تبدیل می‌شوند. این

تبدیل به صورت زیر بیان می‌شود:

$$\begin{aligned} I_\alpha &= I_a \\ I_\beta &= \frac{(I_a + 2I_b)}{\sqrt{3}} \\ I_a + I_b + I_c &= 0 \end{aligned} \quad (11)$$

در تبدیل پارک، دستگاه مرجع ثابت متعامد دو محوره به دستگاه مرجع دوار تبدیل می‌شود. تبدیل پارک به صورت زیر توصیف

می‌شود:

$$\begin{aligned} I_d &= I_\alpha \cos(\theta) + I_\beta \sin(\theta) \\ I_q &= I_\beta \cos(\theta) - I_\alpha \sin(\theta) \end{aligned} \quad (12)$$

۴-۱- کنترل کننده PI

در کنترل کننده سرعت PI، خطای سرعت و مرجع جریان به ترتیب به عنوان ورودی و خروجی در نظر گرفته می شوند. خطای سرعت به عنوان تفاوت بین سرعت مرجع و سرعت واقعی موتور تعریف می شود. تابع تبدیل کنترل کننده PI به صورت زیر نمایش داده می شود:

$$G(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{\tau_i s}\right) \quad (14)$$

$$G(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (15)$$

که در آن K_p ، K_i و $\tau_i = K_p/K_i$ به ترتیب بهره تناسبی، بهره انتگرالی و ثابت زمانی انتگرالی هستند [۴۱].

۴-۲- روش SMC

با جایگزینی $x_1 = \theta$ و $x_2 = \omega$ ، مدل ریاضی را می توان به صورت زیر بازنویسی کرد:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f(x) + \Delta f(x) + d(t) + U^* \\ y = x_2 \end{cases} \quad (16)$$

که در آن $x \in R^n$ ($n = 2$) و $y \in R$ متغیرهای حالت سیستم، U^* به عنوان ورودی و y به عنوان خروجی هستند. با استفاده از

معادله (۱۰)، $f(x)$ یک تابع خطی است که به صورت زیر بیان می شود:

$$f(x) = -\frac{B}{J}x_2 \quad (17)$$

علاوه بر این، $\Delta f(x)$ و $d(t)$ به ترتیب نشان دهنده عدم قطعیت محدود و اغتشاشات محدود خارجی هستند که $|\Delta f(x)| < \delta_2$ و $|d(t)| < \delta_1$ را بر آورده می کنند که در آن $\delta_1, \delta_2 \in R^+$ کرانه های مثبت شناخته شده هستند. در معادله (۱۸)، $U^* = bu$ است، که در آن $b = 1/J$ و $u \in R$ ورودی کنترل می باشد. علاوه بر این، اغتشاش خارجی $d(t)$ را می توان به صورت زیر بیان کرد:

$$d(t) = -\frac{T_l(t)}{J} \quad (18)$$

کنترل کننده های مد لغزشی مرسوم بر روی سیگنال سرعت و خطای سرعت اعمال می شوند. در معادله (۱۶)، معادله سرعت اولیه

به صورت زیر بیان می شود:

$$\dot{x}_2 = f(x) + \Delta f(x) + d(t) + U^* \quad (19)$$

با استفاده از حالت مطلوب $x_{d2}(t)$ و خطای ردیابی $e_{d2}(t) = x_2(t) - x_{d2}(t)$ سطح لغزش را می توان به صورت زیر تعریف کرد:

$$s = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{n-1} e \quad (20)$$

که در آن، $\lambda \in R^+$ و n به ترتیب بهره لغزش و ابعاد سطح لغزش هستند. با استفاده از (۲۰) و با فرض $n = 1$ ، سطح لغزش را

می توان به صورت $s = e$ ساده کرد. تابع لیاپانوف پیشنهادی به صورت زیر است:

$$v = \frac{1}{2} s^2 \quad (21)$$

پایداری سیستم تضمین می شود اگر:

$$\dot{v} = s\dot{s} = e\dot{e} < 0 \quad (22)$$

برای تضمین پایداری، شرط لغزش زیر باید برقرار باشد:

$$s\dot{s} < -\eta|s| \quad (23)$$

که در آن، $\eta \in R^+$ با ساده سازی این نامعادله، شرط لغزش به صورت زیر در می آید:

$$(\dot{x}_2 - \dot{x}_{d2})\text{sign}(s) < -\eta \quad (24)$$

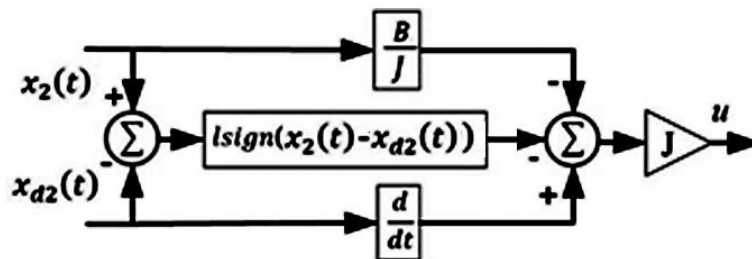
با جایگزینی $\Delta f(x)$ در این شرط، قانون کنترل به صورت زیر بدست می آید:

$$(f(x) + \Delta f(x) + d(t) + U^* - \dot{x}_{d2}) \text{sign}(s) < -\eta \quad (25)$$

با جایگزینی $U^* = u/b$ سیگنال کنترل u بصورت زیر حاصل می شود:

$$u = -\frac{1}{b}(l \text{sign}(s) + f(x) - \dot{x}_{d2}) \quad (26)$$

که در آن، $l \in R^+$ به گونه ای انتخاب می شود که $l > \eta + \delta_1 + \delta_2$ باشد. شکل (۴) نمودار بلوکی کنترل کننده مد لغزشی مرسوم را نشان می دهد. در این نمودار، سرعت های واقعی و مرجع ورودی ها هستند و سیگنال کنترل $u = T_{ref}$ خروجی را نشان می دهد.



شکل (۴): نمودار بلوکی SMC مرسوم برای درایو PMSM

۴-۳- روش FTSMC

علاوه بر مزایای کنترل کننده مد لغزشی مانند مقاومت در برابر عدم قطعیت مدل و اغتشاشات، سیگنال های کنترل ناپیوسته می توانند وزوز را که ممکن است برای سیستم های مکانیکی مانند این موتور نامطلوب باشد، سرکوب کنند. علاوه بر این، در حالی که کنترل کننده مد لغزشی ممکن است همگرایی را در یک زمان محدود تضمین نکند، FTSMC پاسخ سریعی ارائه می دهد و زمان همگرایی را در حضور اغتشاشات و عدم قطعیت ها کاهش می دهد [۲۸] و [۴۱]. در کنترل سرعت این موتور، برای اعمال FTSMC از بردار حالت $x = [x_1(t), x_2(t)]^T \in R^2$ برای نمایش حالت سیستم استفاده می شود. هدف کنترل این است که اطمینان حاصل شود که بردار حالت x بردار حالت مورد نظر $x_d = [x_{d1}(t), x_{d2}(t)]^T$ را در حضور اغتشاشات و عدم قطعیت های خارجی دنبال می کند. بنابراین، بردار خطای ردیابی $e(t)$ به صورت زیر تعریف می شود:

$$e(t) = x(t) - x_d(t) = [e_1(t), e_2(t)]^T = [x_1(t) - x_{d1}(t), x_2(t) - x_{d2}(t)]^T \quad (27)$$

هدف کنترل را می توان به صورت زیر بیان کرد:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \|e(t)\| = \lim_{t \rightarrow \infty} \|x(t) - x_d(t)\| \rightarrow 0 \quad (28)$$

دینامیک خطای ردیابی را می توان با این رابطه توصیف کرد:

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= e_2 \\ \dot{e}_2 &= f(x) + \Delta f(x) + d(t) + U^* \end{aligned} \quad (29)$$

بنابراین، هدف کنترل، پایدارسازی دینامیک خطا در معادله (۲۹) است. طبق تکنیک FTSMC، سطوح لغزشی به صورت زیر

تعریف می شوند:

$$\begin{cases} s_1 = \dot{s}_0 + \alpha_0 s_0 + \beta_0 s_0^{\frac{m_0}{n_0}} \\ s_2 = \dot{s}_1 + \alpha_1 s_1 + \beta_1 s_1^{\frac{m_1}{n_1}} \end{cases} \quad (30)$$

که در آن S_1 و S_2 سطوح لغزشی هستند. در (۳۰)، $\alpha_0 \geq 0$ ، $s_0 = e_1$ ، $m_i, n_i (i = 0,1)$ و $m_i > n_i$ ، $\beta_0 \geq 0$ ، مقادیر فرد مثبت هستند. بر این اساس، متغیرهای حالت سیستم شرح داده شده در معادله (۱۶) می‌توانند در یک زمان محدود با استفاده از قانون کنترل زیر ردیابی شوند:

$$\begin{aligned} U^* &= -f(x) - \alpha_0 \frac{d}{dt}(s_0) - \beta_0 \frac{d}{dt}\left(s_0^{\frac{m_0}{n_0}}\right) + \dot{x}_{d2} - l \operatorname{sign}(s_1) \\ &= -f(x) - \alpha_0 \dot{s}_0 - \beta_0 \frac{m_0}{n_0} \dot{s}_0 s_0^{\left(\frac{m_0}{n_0}-1\right)} + \dot{x}_{d2} - l \operatorname{sign}(s_1) \\ &= u_{eq} - l \operatorname{sign}(s_1) \end{aligned} \quad (31)$$

که در آن $l \in R^+$ به گونه‌ای انتخاب می‌شود که $l > \delta_1 + \delta_2$. بنابراین، سیستم توصیف شده توسط معادله (۱۶) در زمان محدود t_n به سطح لغزشی $s_1 = 0$ همگرا می‌شود و روی آن باقی می‌ماند. زمان محدود t_n به صورت زیر تعریف می‌شود:

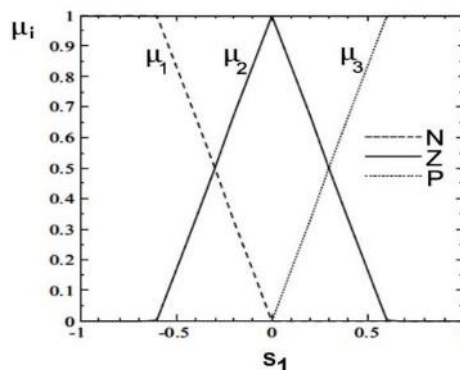
$$t_n \leq \frac{|s_1(0)|}{(l-\delta_1-\delta_2)} \quad (32)$$

پاسخ سریع FTSMC آن را به یک تکنیک جذاب برای کنترل سیستم‌های غیرخطی با عدم قطعیت‌ها و اغتشاشات تبدیل می‌کند. با این حال، چالش‌های عملی مانند وابستگی به مدل دینامیکی و اثرات نامطلوب وزوز می‌تواند بر عملکرد کنترل تأثیر بگذارد. برای مقابله با این چالش‌ها، می‌توان از تکنیک‌های هوشمند مانند شبکه‌های عصبی و سیستم‌های منطق فازی برای افزایش کارایی کنترل استفاده کرد.

۴-۴- روش پیشنهادی FFTSMC

در این بخش، یک FTSMC با منطق فازی پیشنهاد می‌شود تا اثرات نامطلوب وزوز ناشی از اغتشاشات و عدم قطعیت‌های مدل را سرکوب کند. همچنین، سطح لغزشی غیرخطی S_1 از معادله (۳۰) به عنوان ورودی جبران‌کننده منطق فازی (FLC) در قانون کنترل اعمال می‌شود. قانون کنترل u_{eq} در معادله (۳۱) شامل عباراتی برای عدم قطعیت و اغتشاش است که می‌توان آنها را با استفاده از جبران‌کننده منطق فازی تقریب زد. این ادغام به طور موثر بهره کنترل بخش ناپیوسته l در قانون کنترل را کاهش می‌دهد. علاوه بر این، عبارت $l \operatorname{sign}(s_1)$ که عدم قطعیت و اغتشاش را در معادله (۳۱) جبران می‌کند، با جبران‌کننده منطق فازی جایگزین می‌شود و در نتیجه اثرات وزوز را به طور قابل توجهی سرکوب می‌کند. سطح لغزشی S_1 به عنوان ورودی جبران‌کننده منطق فازی عمل می‌کند. سه مجموعه فازی برای این ورودی تعریف می‌شود: منفی (N)، صفر (Z) و مثبت (P)، با توابع عضویت مربوطه که در شکل (۵) نشان داده شده‌اند. قوانین فازی به شرح زیر تعریف می‌شوند:

$$\begin{aligned} \text{Rule1: If } s_1 \text{ is N, then } y_1 &= u_{eq} \\ \text{Rule2: If } s_1 \text{ is Z, then } y_2 &= k_z \cdot s_1 \\ \text{Rule3: If } s_1 \text{ is P, then } y_3 &= u_{eq} \end{aligned} \quad (33)$$



شکل (۵): توابع عضویت FLC

که در آن k_z یک بهره مثبت است. در FLC پیشنهادی، خروجی بخش قانون کنترل فازی به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$U_{fuzzy}(s_1) = \frac{\sum_{i=1}^3 (\mu_i \cdot y_i)}{\sum_{i=1}^3 (\mu_i)} \quad (34)$$

که، $0 \leq \mu_i \leq 1$ و

$$0 < \sum_{i=1}^3 (\mu_i) \leq 1, s_1(-\infty, +\infty) \quad (35)$$

قانون کنترل بهبود یافته با FLC به صورت زیر بیان می شود:

$$U^* = U_{fuzzy}(s_1) - l \operatorname{sign}(s_1) \quad (36)$$

برای انجام تحلیل پایداری، سیستم فازی باید به گونه ای طراحی شود که به اهداف زیر دست یابد:

$$|u_{eq} + \Delta f(x) + d(t) - U_{fuzzy}(s_1)| < \varepsilon \quad (37)$$

که در آن $\varepsilon \in R^+$ است. برای اطمینان از همگرایی، تابع لیاپانوف به صورت زیر تعریف می شود:

$$V = \frac{1}{2} s_1^2 \quad (38)$$

پایداری قانون کنترل بهبود یافته می تواند توسط FLC تضمین شود اگر شرط زیر برقرار باشد:

$$\dot{V} = \dot{s}_1 s_1 < 0 \quad (39)$$

با استفاده از معادله (۳۱)، مشتق s_1 به صورت زیر داده می شود:

$$\begin{aligned} \dot{s}_1 &= \ddot{s}_0 + \alpha_0 \dot{s}_0 + \beta_0 \frac{m_0}{n_0} \dot{s}_0 s_0 \left(\frac{m_0}{n_0} - 1\right) \\ &= \dot{x}_2 - \dot{x}_{d2} + \alpha_0 \dot{s}_0 + \beta_0 \frac{m_0}{n_0} \dot{s}_0 s_0 \left(\frac{m_0}{n_0} - 1\right) \end{aligned} \quad (40)$$

$$= U_{fuzzy}(s_1) - l \operatorname{sign}(s_1) + f(x) - \Delta f(x) - d(t) - \dot{x}_{d2} + \alpha_0 \dot{s}_0 + \beta_0 \frac{m_0}{n_0} \dot{s}_0 s_0 \left(\frac{m_0}{n_0} - 1\right)$$

مشابه (۳۱)، مشتق s_1 را می توان به صورت زیر بیان کرد:

$$\dot{s}_1 = -u_{eq} + U_{fuzzy}(s_1) - \Delta f(x) - d(t) - l \operatorname{sign}(s_1) \quad (41)$$

با جایگذاری در عبارت مشتق تابع لیاپانوف، خواهیم داشت:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= (-u_{eq} + U_{fuzzy}(s_1) - \Delta f(x) - d(t) - l \operatorname{sign}(s_1)) s_1 \\ &= (-u_{eq} + U_{fuzzy}(s_1) - \Delta f(x) - d(t)) s_1 - l \end{aligned} \quad (42)$$

بنابراین،

$$\dot{V} < (|-u_{eq} + U_{fuzzy}(s_1) - \Delta f(x) - d(t)| - l) |s_1| \quad (43)$$

طبق (۲۸)، مشتق تابع لیاپانوف به صورت زیر ساده می شود:

$$\dot{V} < (\varepsilon - l) |s_1| < 0 \quad (44)$$

بنابراین، قانون کنترل بهبود یافته FFTSMC به صورت زیر داده می شود:

$$u = \frac{1}{b} (U_{fuzzy}(s_1) - l \operatorname{sign}(s_1)) \quad (45)$$

شکل (۶) نمودار بلوکی FFTSMC پیشنهادی را نشان می دهد. در این شکل، ورودی ها سرعت، موقعیت روتور، سرعت مرجع، موقعیت مرجع و خروجی سیگنال کنترل $u = T_{ref}$ هستند. الگوریتم کلی طراحی و پیاده سازی کنترل کننده FFTSMC به صورت زیر سازمان دهی شده است:

مرحله ۱: خطای سرعت و مشتق آن بر اساس تعریف ارائه شده در معادلات دینامیکی موتور (معادله (۱۶)) محاسبه شده و ردیابی سرعت مورد ارزیابی قرار می گیرد.

مرحله ۲: سطح لغزش ترمینال با استفاده از ساختار پیشنهادی در رابطه (۳۰) تعیین می شود. پارامترهای ترمینال به گونه ای انتخاب می گردند که همگرایی در زمان محدود تضمین شود.

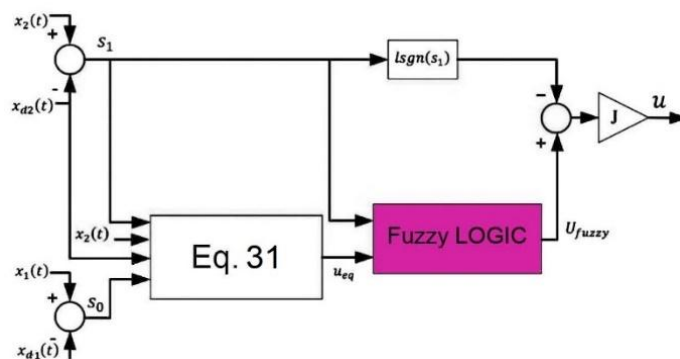
مرحله ۳: قانون کنترل پایه FTSMC بر مبنای سطح لغزش تعریف شده و مطابق رابطه (۳۱) استخراج می‌شود تا چارچوب اولیه کنترل مشخص شود.

مرحله ۴: سطح لغزش به‌عنوان ورودی سیستم منطق فازی در نظر گرفته شده و مجموعه‌های فازی و قواعد مربوط مطابق شکل ۶ و رابطه (۳۳) تنظیم می‌گردد.

مرحله ۵: خروجی جبران‌ساز فازی طبق روابط (۳۴) و (۳۵) محاسبه شده و به‌عنوان تخمین‌زن عبارت اغتشاش و عدم قطعیت مورد استفاده قرار می‌گیرد.

مرحله ۶: قانون کنترل نهایی FFTSMC با ترکیب قانون کنترل پایه و خروجی فازی طبق رابطه (۴۵) تشکیل می‌شود تا بهره بخش ناپیوسته کاهش یافته و وزوز محدود شود.

مرحله ۷: پایداری سیستم حلقه بسته با استفاده از تابع لیاپانوف معرفی شده و شرایط ارائه‌شده در روابط (۳۷) تا (۴۴) بررسی می‌شود و سپس کنترل‌کننده در حلقه سرعت FOC پیاده‌سازی می‌گردد.

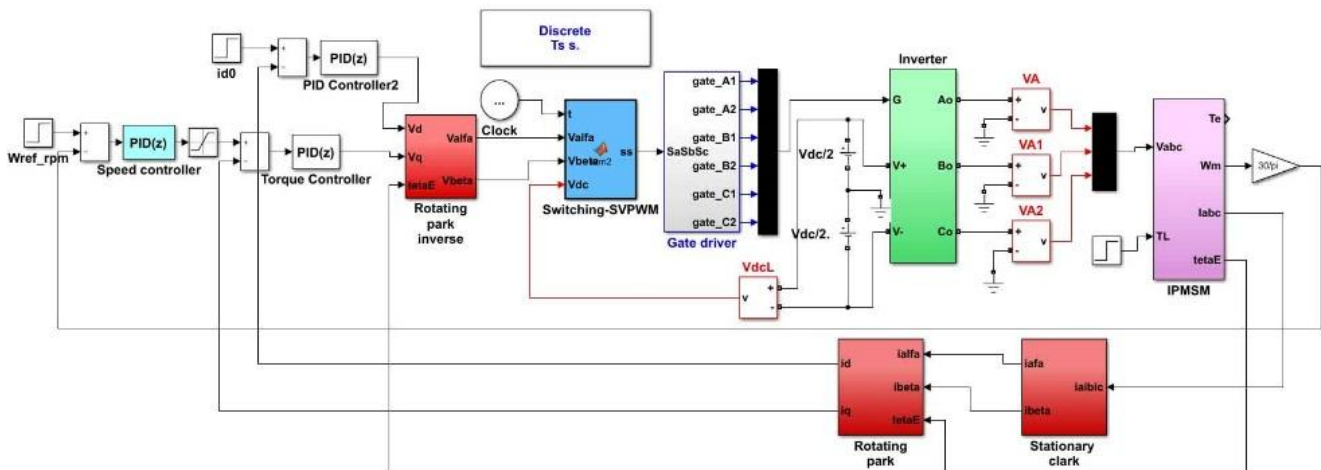


شکل (۶): نمودار بلوکی FFTSMC پیشنهادی

۵. نتایج شبیه‌سازی

در این پروژه، کنترل سرعت یک موتور با استفاده از روش کنترل میدان-گرا توسط نرم افزار متلب، تحت سرعت‌ها و شرایط بار-گشتاور مختلف شبیه‌سازی شد.

شبیه‌سازی در حوزه گسسته انجام و زمان نمونه‌برداری T_s روی ۲۵ میکروثانیه تنظیم شد. شکل (۷) شبیه‌سازی کنترل این موتور با استفاده از کنترل میدان-گرا را نشان می‌دهد. به طور کلی، شبیه‌سازی با یک مرجع سرعت (ω_{ref}) شروع می‌شود. کنترل‌کننده سرعت با تنظیم گشتاور، سیگنالی برای حفظ سرعت مطلوب تولید می‌کند.



شکل (۷): شبیه‌سازی کنترل PMSM با استفاده از FOC

در ادامه، کنترل کننده گشتاور با کنترل جریان‌های محور dq ، گشتاور موتور را تنظیم می‌کند. تبدیل معکوس پارک چرخشی، سیگنال‌های dq را به $\alpha\beta$ تبدیل می‌کند که سپس توسط بلوک SVPWM برای تولید سیگنال‌های PWM استفاده می‌شوند. این سیگنال‌های PWM برای راه‌اندازی اینورتر استفاده می‌شوند که DC را به AC تبدیل کرده و موتور را راه‌اندازی می‌کند. سرعت و جریان‌های واقعی موتور برای حفظ کنترل دقیق به حلقه‌های کنترل بازگردانده می‌شوند. در هر شبیه‌سازی، یک کنترل کننده سرعت π ، SMC، PI، FTSMC و FFTSMC مورد آزمایش قرار گرفت. این کنترل کننده سرعت مرجع (ω_{ref}) را با سرعت واقعی (ω_m) موتور مقایسه می‌کند و یک سیگنال کنترلی برای کاهش خطای سرعت تولید می‌کند. نتایج شبیه‌سازی در دو حوزه زمان و فرکانس به دست آمده است. برای دستیابی به کنترل سرعت در موتور در گشتاور بار نامی، سرعت مرجع روی دو سرعت تنظیم شد: ۷۵۰ دور در دقیقه و ۱۵۰۰ دور در دقیقه. شکل‌های (۸) و (۹) نتایج شبیه‌سازی را در دو حوزه نشان می‌دهند. پارامترهای اصلی این موتور در جدول (۱) فهرست شده‌اند.

جدول (۱): پارامترهای IPMSM

مقادیر	پارامتر
350V	ولتاژ DC
42.44mH	اندوکتانس L_d
79.57mH	اندوکتانس L_q
1.93 Ω	مقاومت سیم پیچ R_s
330 Ω	مقاومت هسته R_e
0.316H	شار مغناطیسی λ_m
2	تعداد قطبها N_p
4N.m	گشتاور نامی T_{ref}
0.01 * T_{Ref}	باند هیستریزس گشتاور
0.4681Wb	شار مرجع ϕ_{ref}
0.01 * ϕ_{ref}	باند هیستریزس شار
1800rpm	سرعت نامی ω_m
0.003kgm ²	ممان اینرسی J
0.0008ML ⁻¹ T ⁻¹	ویسکوزیته B

۵-۱- تحلیل حوزه زمان

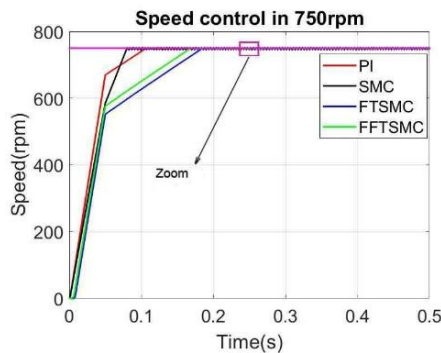
• کنترل سرعت در ۱۵۰۰ دور در دقیقه

شکل‌های (۸) (الف) و (ب) عملکرد کنترل سرعت را در سرعت مرجع ۱۵۰۰ دور در دقیقه نشان می‌دهند. FFTSMC نشان می‌دهد. عملکرد کنترل کننده در سرعت‌های عملیاتی مختلف ثابت می‌ماند و این نشان‌دهنده ثبات و قابلیت اطمینان آن در حفظ کنترل دقیق سرعت حتی در سرعت‌های بالاتر است. پاسخ با وضوح بالا در شکل (۸) (ب) نشان می‌دهد که سیستم به طور موثر هرگونه نوسان احتمالی را تضعیف می‌کند و عملکرد پایدار را تضمین می‌کند.

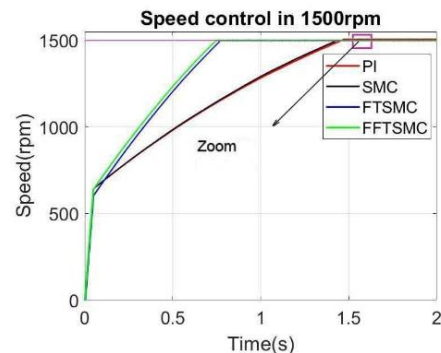
• کنترل سرعت در ۷۵۰ دور در دقیقه

نتایج شبیه‌سازی در شکل‌های (۹) (الف) و (ب) پاسخ سرعت موتور را هنگامی که سرعت مرجع روی ۷۵۰ دور در دقیقه تنظیم شده است، نشان می‌دهد. FFTSMC به طور مؤثر سرعت مرجع را با حداقل فراجهدش و زمان استقرار سریع ردیابی می‌کند. منحنی سرعت، انتقال نرم به سرعت مرجع را نشان می‌دهد که نشان می‌دهد کنترل کننده قادر به مدیریت موثر اختلالات بار است. علاوه بر این، پاسخ سرعت با وضوح بالا در شکل (۹) (ب) نوسانات کم یا وزوز را نشان می‌دهد که یک مسئله مهم در FSMC و

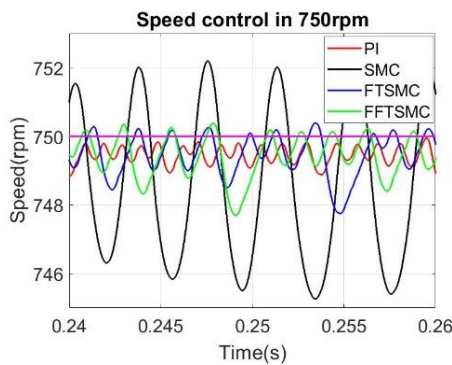
FFTSMC معمولی است. این پاسخ روان نشان می‌دهد که ترکیب منطق فازی می‌تواند قانون SMC را تنظیم دقیق کند، و زوز را کاهش دهد و پایداری کلی سیستم را افزایش دهد.



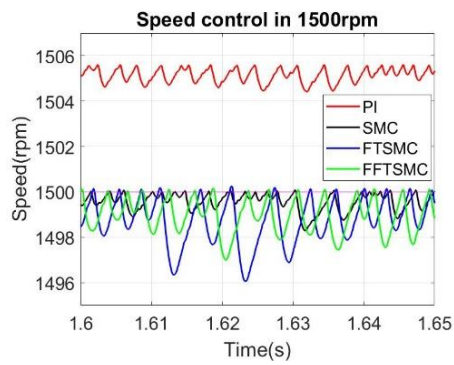
(الف)



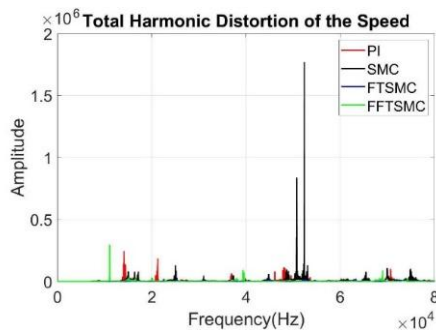
(الف)



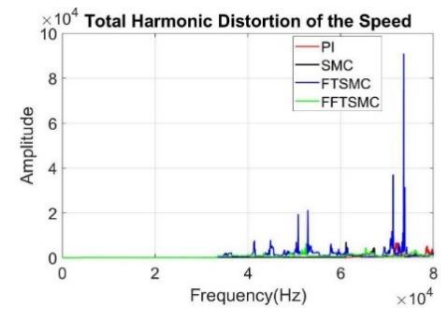
(ب)



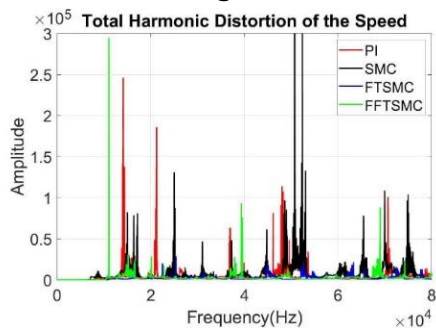
(ب)



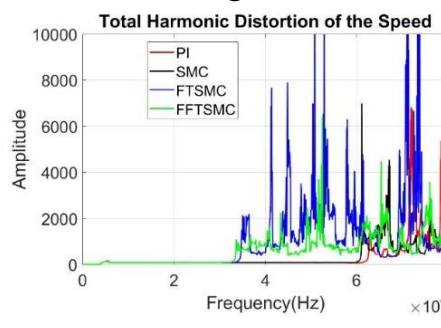
(ج)



(ج)



(د)



(د)

شکل (۹): نتایج شبیه‌سازی کنترل سرعت در ۷۵۰ دور در دقیقه (حوزه زمان و فرکانس). (الف) پاسخ سرعت (ب) پاسخ سرعت با وضوح بالا (ج) THD سرعت (د) THD سرعت با وضوح بالا.

شکل (۸): نتایج شبیه‌سازی کنترل سرعت در ۱۵۰۰ دور در دقیقه (حوزه زمان و فرکانس). (الف) پاسخ سرعت (ب) پاسخ سرعت با وضوح بالا (ج) THD سرعت (د) THD سرعت با وضوح بالا.

۵-۲- تحلیل حوزه فرکانس

• اعوجاج هارمونیک در ۱۵۰۰ دور در دقیقه

در سرعت ۱۵۰۰ دور در دقیقه، همانطور که در شکل (۸) (ج) و (د) نشان داده شده است. FFTSMC همچنان THD پایین را حفظ می کند و کارایی خود را در کاهش اعوجاج هارمونیک در محدوده های مختلف سرعت نشان می دهد. تجزیه و تحلیل حوزه فرکانس در این سرعت بالاتر، این نتیجه را تقویت می کند که استراتژی کنترل پیشنهادی نه تنها در ردیابی سرعت، بلکه در حفظ کیفیت عملکرد موتور نیز با به حداقل رساندن لرزش و تنش های مکانیکی قوی است. ثبات در کاهش THD در هر دو سرعت، تطبیق پذیری و قابلیت اطمینان رویکرد FFTSMC را نشان می دهد. مقایسه بین سرعت های مختلف عملکرد FFTSMC در هر دو سرعت ۷۵۰ دور در دقیقه و ۱۵۰۰ دور در دقیقه نشان می دهد که این کنترل کننده در طیف وسیعی از سرعت های عملیاتی بسیار مؤثر است. ردیابی سرعت ثابت و اعوجاج هارمونیک پایین در هر دو تنظیم سرعت، توانایی کنترل کننده را در مدیریت شرایط بار مختلف بدون به خطر انداختن عملکرد نشان می دهد. این تطبیق پذیری، FFTSMC را به انتخابی مناسب برای کاربردهایی تبدیل می کند که نیاز به کنترل دقیق سرعت در طیف وسیعی از سرعت ها دارند.

• اعوجاج هارمونیک در ۷۵۰ دور در دقیقه

در حوزه فرکانس، THD سرعت موتور در ۷۵۰ دور در دقیقه در شکل های (۹) (ج) و (د) نشان داده شده است. روش FFTSMC به طور قابل توجهی محتوای هارمونیک را کاهش می دهد و منجر به مقدار THD پایین می شود. این THD پایین بسیار مهم است زیرا نشان می دهد که موتور با حداقل نویز و ارتعاشات مکانیکی که برای افزایش طول عمر موتور و افزایش راندمان سیستم درایو ضروری هستند به طور روان کار می کند. منحنی THD با وضوح بالا در شکل ۹ (د) نیز تأیید می کند که روش FFTSMC به طور مؤثر هارمونیک های مرتبه بالاتر را به حداقل می رساند و به عملکرد تمیزتر و کارآمدتر کمک می کند.

۶. بحث

در این بخش، عملکرد استراتژی FFTSMC اعمال شده بر کنترل سرعت موتور را تحت دو سرعت مرجع مختلف ۷۵۰ دور در دقیقه و ۱۵۰۰ دور در دقیقه مورد بحث قرار می دهیم. این تحلیل در هر دو حوزه زمان و فرکانس انجام می شود تا اثربخشی FFTSMC در حفظ معیارهای عملکرد مطلوب مانند ردیابی سرعت، پایداری و اعوجاج هارمونیک ارزیابی شود. نتایج شبیه سازی حوزه های زمان و فرکانس در جداول (۲) و (۳) فهرست شده اند.

الف. نتایج حوزه زمان: تحلیل جدول (۲) نشان می دهد که در سرعت ۷۵۰ دور بر دقیقه، کنترل کننده های FTSMC و FFTSMC کمترین فراجش و ریبیل را داشته اند و به خطای حالت پایدار صفر رسیده اند، در حالی که PI دارای خطای حالت پایدار و SMC دارای ریبیل و فراجش بالاتر بوده است. در سرعت ۱۵۰۰ دور بر دقیقه نیز کنترل کننده PI بزرگ ترین فراجش و خطای حالت پایدار را نشان داده است، در حالی که FFTSMC با زمان خیز کوتاه تر، ریبیل کم و خطای حالت پایدار صفر بهترین عملکرد را ارائه داده است. به طور کلی، در سرعت پایین ۷۵۰ دور بر دقیقه، FTSMC و FFTSMC تعادل خوبی میان فراجش، ریبیل و زمان خیز داشته اند؛ اما در سرعت ۱۵۰۰ دور بر دقیقه، عملکرد FFTSMC از نظر پایداری، سرعت پاسخ و دقت ردیابی برتر بوده است.

ب. نتایج حوزه فرکانس: بر اساس جدول (۳)، در سرعت ۷۵۰ دور بر دقیقه کنترل کننده FTSMC کمترین دامنه نوسانات و میانگین دامنه را داشته است، در حالی که SMC بیشترین نوسانات فرکانسی را ایجاد کرده است. در سرعت ۱۵۰۰ دور بر دقیقه، دامنه نوسانات کنترل کننده های PI، SMC و FFTSMC کاهش یافته و رفتار پایداری نسبت به سرعت ۷۵۰ دور بر دقیقه مشاهده می شود، اما FTSMC افزایش دامنه را نشان داده است که بیانگر کاهش پایداری فرکانسی آن در سرعت های بالاتر است.

در مجموع، در سرعت پایین، FTSMC و FFTSMC رفتار مناسبی از نظر دامنه نوسانات ارائه می‌دهند؛ ولی در سرعت بالا، روش FFTSMC با ترکیب پاسخ سریع، دامنه نوسانات کمتر و پایداری بهتر برجسته تر ظاهر شده است.

جدول (۲): نتایج شبیه‌سازی در حوزه زمان

750rpm				
Control method	Overshoot (rpm)	Rise time(s)	Ripple (rpm)	Error in steady state (rpm)
PI	0	0.11	1	1
SMC	3	0.08	9	0
FTSMC	0.5	0.165	2	0
FFTSMC	0.5	0.175	2	0
1500rpm				
Control method	Overshoot (rpm)	Rise time(s)	Ripple (rpm)	Error in steady state (rpm)
PI	5	1.42	1	5
SMC	0.1	1.41	1.5	0
FTSMC	0.25	0.75	3	0
FFTSMC	0.2	0.7	2	0

جدول (۳): نتایج شبیه‌سازی در حوزه فرکانس

750rpm			
Control method	Maximum amplitude (rpm)	Average amplitude (rpm)	Frequency peak (Hz)
PI	2.45e+05	3.81e+03	1.41e+4
SMC	1.77e+06	7.15e+03	5.24e+4
FTSMC	2.86e+04	2.16e+03	2.54e+4
FFTSMC	2.94e+05	2.47e+03	1.10e+4
1500rpm			
Control method	Maximum amplitude (rpm)	Average amplitude (rpm)	Frequency peak (Hz)
PI	6.83e+03	327.7962	7.21e+4
SMC	6.99e+03	306.5269	6.11e+4
FTSMC	9.09e+04	1.01e+03	7.36e+4
FFTSMC	6.41e+03	313.53	5.25e+4

با توجه به نتایج به دست آمده، مشاهده می‌شود که روش FFTSMC پیشنهادی نسبت به طیف گسترده‌ای از کنترل‌کننده‌های لغزشی موجود عملکرد برتری ارائه می‌دهد. در روش‌های SMC استاندارد گزارش شده در [۱۲-۱۴]، وزوز به عنوان یک چالش اصلی باقی مانده و موجب نوسانات نامطلوب در گشتاور و سرعت می‌شود. در حالی که در روش حاضر، بهره بخش ناپیوسته به طور تطبیقی توسط جبران‌ساز فازی تعدیل شده و میزان وزوز کاهش یافته است. همچنین، روش‌های FTSMC رایج در [۲۳-۲۵] اگرچه همگرایی سریع‌تری فراهم می‌کنند، اما همچنان به عدم قطعیت‌های پارامتری حساس هستند و کاهش پایداری در نزدیکی سطح لغزش گزارش شده است، در حالی که ساختار پیشنهادی با استفاده از تقریب فازی، پایداری بهتری در حضور اغتشاش بار فراهم کرده است. علاوه بر این، در تکنیک‌های سوپرپیچشی و مرتبه‌بالا نظیر [۱۶]، [۱۷] و [۲۹]، پیچیدگی محاسباتی و نیاز به تنظیم پارامترهای متعدد مطرح شده است؛ در حالی که FFTSMC بدون افزایش پیچیدگی، توانسته است نوسانات و THD را کاهش دهد. روش‌های غیرتکین نظیر NFTSMC در [۲۷] و [۲۸] نیز اگرچه برای رفع تکینگی بهبود یافته‌اند، اما مسئله وزوز را به طور کامل برطرف نکرده‌اند. نتایج این مطالعه نشان می‌دهد که ترکیب ساختار ترمینال سریع با جبران‌سازی فازی توانسته است کاستی‌های روش‌های لغزشی موجود را کاهش داده و پاسخ روان‌تر، پایداری بالاتر و اعوجاج کمتر نسبت به روش‌های گزارش شده در [۱۲-۱۷] و [۲۳-۳۰] ارائه دهد. جدول (۴) مقایسه تکنیک‌های مد لغزشی بر روی این موتور را با روش پیشنهادی نشان می‌دهد.

جدول (۴): مقایسه تکنیکهای مد لغزشی

روش کنترلی لغزشی	مزایا	محدودیتها	بهبودها	مراجع
SMC کلاسیک	ساده، مقاوم، مناسب برای عدم قطعیت‌های مدل	وزوز شدید، نوسان سرعت و گشتاور، حساسیت به اغتشاش	کاهش محسوس وزوز به واسطه جبران‌ساز فازی؛ بهبود پایداری گذرا	[۱۲-۱۴]
FTSMC	همگرایی سریع، زمان پاسخ کوتاه	حساسیت به اغتشاش، افزایش وزوز، تکینگی نزدیک سطح لغزش	رفع ضعف FTSMC با جبران‌ساز فازی و تنظیم تطبیقی بهره؛ همگرایی پایدارتر	[۲۳-۲۵]
NFTSMC	حذف تکینگی، عملکرد بهتر نزدیک سطح لغزش	باقی ماندن وزوز، نیاز به تنظیم ضرایب دقیق	کاهش وزوز و بهبود کیفیت سیگنال کنترلی بدون افزایش پیچیدگی	[۲۷-۲۸]
Super-Twisting SMC / HOSMC	کاهش مشتق‌گیری، عملکرد مقاوم مناسب	پیچیدگی محاسباتی، نیاز به پارامترهای متعدد	دستیابی به عملکرد مشابه یا بهتر با پیچیدگی کمتر و THD پایین‌تر	[۲۹]، [۱۷]، [۱۶]
Fuzzy-SMC و روش‌های هوشمند	بهبود نرمی سطح لغزش، تنظیم تطبیقی	پیچیدگی بالا، بار محاسباتی زیاد، نیاز به داده آموزشی	استفاده از فازی فقط در نقش جبران‌ساز ساده و سبک برای کاهش وزوز	[۱۸-۲۲]
FFTSMC پیشنهادی (این مقاله)	همگرایی سریع، کاهش محسوس وزوز، بهبود THD و ریبیل سرعت، پایداری بالا تحت اغتشاش بار و پیچیدگی محاسباتی کم	نیاز به تنظیم پارامترهای فازی و ضرایب لغزش؛ وابستگی عملکرد به انتخاب مناسب توابع عضویت؛ حساسیت متوسط به نویز اندازه‌گیری سرعت	کاهش وزوز، کاهش THD، پایداری در حضور اغتشاش بار، همگرایی سریع، پیچیدگی کم	مقاله پیشنهادی

۷. نتیجه گیری

در این مقاله، یک روش کنترل سرعت مبتنی بر کنترل میدان‌گرا برای موتور سنکرون آهنربای دائم با استفاده از کنترل‌کننده مد لغزشی ترمینال سریع فازی ارائه شد. هدف اصلی، بهبود دقت ردیابی سرعت، کاهش پدیده وزوز و افزایش پایداری سیستم در حضور اغتشاشات بار و عدم قطعیت‌های پارامتری بود. به منظور ارزیابی عملکرد روش پیشنهادی، رفتار آن با سه کنترل‌کننده متداول شامل کنترل‌کننده تناسبی-انتگرالی کلاسیک، کنترل مد لغزشی معمولی و کنترل مد لغزشی ترمینال سریع مقایسه گردید. نتایج شبیه‌سازی در حوزه‌های زمان و فرکانس نشان داد که کنترل‌کننده پیشنهادی قادر است سرعت مرجع را با دقت بالا، فراجاهش کم و زمان نشست کوتاه در سرعت‌های مختلف دنبال کند. همچنین، این روش در مقایسه با سایر کنترل‌کننده‌ها، ریبیل سرعت و اعوجاج هارمونیک کل را به‌طور محسوس کاهش داده و پاسخ دینامیکی روان‌تر و پایدارتری را در حضور تغییرات گشتاور بار فراهم کرده است. استفاده از جبران‌ساز منطبق فازی در ساختار کنترل، موجب تنظیم تطبیقی بهره بخش ناپیوسته و کاهش اثرات نامطلوب وزوز شده است، بدون آن‌که پیچیدگی محاسباتی سیستم به‌طور قابل توجهی افزایش یابد. به‌عنوان کارهای آینده، می‌توان پیاده‌سازی عملی کنترل‌کننده پیشنهادی را بر روی سخت‌افزارهای کنترلی مورد بررسی قرار داد و عملکرد آن را در شرایط واقعی و در حضور نویز اندازه‌گیری ارزیابی کرد. همچنین، توسعه روش پیشنهادی برای ساختارهای

کنترل بدون حسگر، بررسی عملکرد آن در شرایط خطای موتور و گسترش آن به کاربردهای چندموتوره یا سیستم‌های محرکه پیشرفته می‌تواند مسیرهای پژوهشی آتی در امتداد این کار باشد.

مراجع

- [1] Khalaf S. Gaeid, Takialddin Al Smadi, Ukashatu Abubakar, "Double control strategy of PMSM rotor speed-based traction drive using resolver" Results in Control and Optimization, 2023, vol. 13, pp. 1-12.
- [2] Tanja Zwerger, Paolo Mercorelli, "Optimal control strategies for PMSM with a decoupling super twisting SMC and inductance estimation in the presence of saturation" Journal of the Franklin Institute, 2024, vol. 361, pp. 1-30.
- [3] Amel Kasri, Kamel Ouari, Youcef Belkhier, Adel Oubelaid, Mohit Bajaj, Milkias Berhanu Tuka, "Real-time and hardware in the loop validation of electric vehicle performance: Robust nonlinear predictive speed and currents control based on space vector modulation for PMSM" Results in Engineering, 2024, vol. 22, pp. 1-17.
- [4] Attila Simoa, Simona Dzitacb, Flaviu Mihai Frigura-Iliasaa, Mihaela Frigura-Iliasaa, Dragoş Meianub, Virgil Marian Ionescua, "Fuzzy-Logic Controller for Smart Drives" 9th International Conference on Information Technology and Quantitative Management, 2022, vol. 214, pp. 1396-1403.
- [5] Pham Quoc Khanh, Ho Pham Huy Anh, "Advanced PMSM speed control using fuzzy PI method for hybrid power control technique" Ain Shams Engineering Journal, 2023, vol. 14, pp. 2-9.
- [6] Andrei Oprea, Dan Floricau, "Field Oriented Control of Permanent Magnet Synchronous Motor with Graphical User Interface" 12th International Symposium on Advanced Topics in Electrical Engineering March 25-27, 2021, vol. 11, pp. 305-311.
- [7] Irfan Qureshi, Vikas Sharma, "Analysis of different control schemes of PMSM motor and also a comparison of FOPI and PI controller for sensorless MSVPWMM scheme" e-Prime - Advances in Electrical Engineering, Electronics and Energy, 2023, vol. 6, pp. 2-10.
- [8] Mahmoud F. Elmorshedy, Kotb M. Kotb, "Field-Oriented Control for PMSM in Electric Vehicles Based on 7-level CHB Multilevel Inverter" 23rd International Middle East Power Systems Conference (MEPCON), 2022, pp. 1-7.
- [9] Emil Rachev, Vladislav Petrov, "Reducing the transient in switching from scalar to field-oriented control for smooth ramp start of a permanent magnet synchronous motor" 11th Electrical Engineering Faculty Conference (BulEF), 2019, pp. 1-4.
- [10] Tolga Odabaşı, Alper Tap, Lale T. Ergene, "Simulation and Design of a Sensorless FOC Driver for a PMSM used in Compressor" 3rd Global Power, Energy and Communication Conference (IEEE GPECOM, 2021, pp. 97-102.
- [11] Yuanqi Li, Peng Zhang, Jun Hang, Shichuan Ding, Lu Liu, Qunjing Wang, "Comparison of Dynamic Characteristics of Field Oriented Control and Model Predictive Control for Permanent Magnet Synchronous Motor" 13th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2018, pp. 2431-2434.
- [12] Bartosz Jereczek, Igor Maciejewskia, Tomasz Krzyzynskia, Tomasz Krolikowskia, "Implementation of the SMC control strategy to an active horizontal seat suspension system" 27th International Conference on Knowledge-Based and Intelligent Information & Engineering System (KES2023), 2023, vol. 225. pp. 3527-3535.
- [13] Qiming Wang, Changhong Jiang, Niaona Zhang, Yanbo Wang, "Disturbance observer-based sliding mode control strategy of PMSM against mismatched disturbance" Franklin Open, 2024, vol. 7, pp. 1-12.
- [14] Kanthi Mathew K, Dolly Mary Abraham, Ani Harish, "Speed regulation of PMSM drive in electric vehicle applications with sliding mode controller based on harris Hawks optimization" e-Prime-Advances in Electrical Engineering, Electronics and Energy, 2024, vol. 9. pp. 1-10.
- [15] Li Feng, Meng Deng, Shuiqing Xu, and Darong Huang, "Speed Regulation for PMSM Drives Based on a Novel Sliding Mode Controller" IEEE Access, 2020, vol. 8, pp. 63577-63584.
- [16] Li Dong, Pei Jiang, "Improved super-twisting sliding mode control strategy in permanent magnet synchronous motors for hydrogen fuel cell centrifugal compressor" Heliyon, 2024, vol. 10, pp. 1-12.

- [17] Yong-Chao Liu, Salah Laghrouche, Daniel Depernet Abdesslem Djerdir, and Maurizio Cirrincione, "Disturbance-Observer-Based Complementary Sliding-Mode Speed Control for PMSM Drives: A Super-Twisting Sliding-Mode Observer-Based Approach" *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, VOL. 9, NO. 5, 2021, vol. 9, pp. 5416–5428.
- [18] Jaehyoung Gu, Sesun You, Wonhee Kim, and Jun Moon, "Fuzzy Event-Triggered Super Twisting Sliding Mode Control for Position Tracking of Permanent Magnet Synchronous Motors Under Unknown Disturbances" *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, VOL. 19, NO. 9, 2023, vol. 19, pp. 6432–6444.
- [19] Yongfeng Qiao, Kai Wang, "Fuzzy sliding mode speed control strategy of permanent magnet motor under variable load condition" *International Journal of Dynamics and Control*, 2024, vol. 12, pp. 1616–1625.
- [20] Omar Makke and Feng Lin, "Supervised Learning in Model Reference Adaptive Sliding Mode Control" *International Journal of Control, Automation, and Systems*, 2024, vol. 21, pp. 889–901.
- [21] Zhang Zhang , Xiaodong Yang , Weiyu Wang ,Kaiwen Chen, Norbert Chow Cheung, and Jianfei Pan, Enhanced Sliding Mode Control for PMSM Speed Drive Systems Using a Novel Adaptive Runhui Yao, Jin Zhou, Jinwei Shi, Yangyi Ling, Qiqi Jiang, "An Improved Adaptive Full-Order Sliding-Mode Observer for Sensorless Control of High-Speed Permanent-Magnet Synchronous Motor" *Journal of Electrical Engineering & Technology* , 2024, vol. 7, pp. 1007–1018.
- [22] Sliding Mode Reaching Law Based on Exponential Function" *IEEE transactions on industrial electronics*, 2024, vol. 71, pp. 7254–7266.
- [23] Nguyen Tien Dat, Cao Van Kien³, Ho Pham Huy Anh, "Advanced adaptive neural sliding mode control applied in PMSM driving system" *Electrical Engineering*, 2023, vol. 73, pp. 1-13.
- [24] Wei Xu, Abdul Khaliq Junejo, Yi Liu, Mohamed G. Hussien, and Jianguo Zhu, "An Efficient Antidisturbance Sliding-Mode Speed Control Method for PMSM Drive Systems" *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 6, 2021, vol. 36, pp. 7435-7448.
- [25] Hao Huang, Chunfeng Yu, Zhonghua Sun, Yuanfeng Zhang & Zhibin Zhao, "Sliding mode control strategy based on disturbance observer for permanent magnet in-wheel motor" *Scientific Reports*, 2024, vol. 14, pp. 1-14.
- [26] Wei Xu, Abdul Khaliq Junejo, Yirong Tang, Muhammad Shahab, Habib Ur Rahman Habib, Yiliu, and Shoudao Huang, "Composite Speed Control of PMSM Drive System Based on Finite Time Sliding Mode Observer" *IEEE Access*, 2021, vol. 9, pp. 154321–154333.
- [27] Wenqing Zhang, Juan Kong, "A novel fast and chattering-free speed control method for PMSM motor drive based on sliding mode control" *International Journal of Dynamics and Control*, 2024, vol. 13, pp. 1-13.
- [28] Bo Xu, Lei Zhang, and Wei Ji, "Improved Non-Singular Fast Terminal Sliding Mode Control with Disturbance Observer for PMSM Drives" *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2021, vol. 7, pp. 325-337.
- [29] Junjie Jiang, Housheng Zhang, Duo Jin, Ao Wang, Longhao Liu, "Disturbance observer based non-singular fast terminal sliding mode control of permanent magnet synchronous motors" *Journal of Power Electronics*, 2024, vol. 5, pp. 100-112.
- [30] Mingyuan Hu, Hyeongki Ahn, and Kwanho You, "Speed Tracking of SPMSM via Super-Twisting Logarithmic Fast Terminal Sliding-Mode Control" *IEEE Access*, 2023, vol. 11, pp. 100257-100270.
- [31] Xin Guo, Shoudao Huang, Kaiyuan Lu, Yu Peng, Haixin Wang, and Junyou Yang, "A Fast-Sliding Mode Speed Controller for PMSM Based on New Compound Reaching Law with Improved Sliding Mode Observer" *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2023, vol. 9, pp. 463-475.
- [32] Mohammad Divandari, Behrooz Rezaie, Abolfazl Ranjbar Noei, "Speed control of switched reluctance motor via fuzzy fast terminal sliding-mode control" *Computers and Electrical Engineering*, 2019, vol. 79, pp. 1-12.
- [33] Youcef Belkhier, Rabindra Nath Shaw, Miroslav Bures, Md Rabiul Islam, Mohit Bajaj, Fahad Albalawi, Amru Alqurashi, Sherif S.M. Ghoneim, "Robust interconnection and damping assignment energy-based control

for a permanent magnet synchronous motor using high order sliding mode approach and nonlinear observer” Energy Reports, 2022, vol. 8, pp. 451-462.

[34] Meng Luo, Zhichun Yu, Yang Xiao, Liyong Xiong, Qiang Xu, Li Ma & Zhihong Wu, “Full-order adaptive sliding mode control with extended state observer for high-speed PMSM speed regulation” Scientific Reports, 2023, vol. 13, pp. 1-14.

[35] Liguozhang, Hang Li, Liqun Shan, Lingxi Zhang, Lingxu Zhang, “Double-hierarchical fuzzy exponential convergence law fractional-order sliding mode control for PMSM drive control in EV” Engineering Science and Technology, an International Journal, 2023, vol. 11, pp. 1-15.

[36] Jinliang Zhang, Dunbin Zhu, Wei Jian, Wentao Hu, Guosheng Peng, Yufeng Chen, Zhihu Wang, “Fractional Order Complementary Non-singular Terminal Sliding Mode Control of PMSM Based on Neural Network” International Journal of Automotive Technology, 2024, vol. 25, pp. 1-13.

[37] Meng Shao, Yongting Deng, Hongwen Li, Jing Liu, and Qiang Fei, “Robust Speed Control for Permanent Magnet Synchronous Motors Using a Generalized Predictive Controller with a High-Order Terminal Sliding-Mode Observer” IEEE Access, 2019, vol. 7, pp. 122029–122041.

[38] Maoyun Zhu, Yong Cao, Zhiqin He, Qinmu Wu, Jiaqing Ma, Bing Qiu, Chunshan Luo, “Research on Fractional-Order Sliding Mode PMSM Speed Regulation Based on Load Observer” Journal of Electrical Engineering & Technology, 2024, vol. 5, pp. 1-14.

[39] Yunfeng Kang, Lina Yao, “Sliding mode observer-based fault diagnosis and continuous control set fault tolerant control for PMSM with demagnetization fault”, Measurement, 2024, vol. 236, pp. 1-12.

[40] Qasim Al azze, “Field-Oriented Control of Permanent Magnet Synchronous Motors Based on DSP Controller”, Thesis: Master of Science in the field of Electrical Engineering, Southern Illinois University Edwardsville, 2014.

[41] M. Divandari, B. Rezaie, E. Amiri, “Robust Speed Control of Switched Reluctance Motor Drive Based on Full Order Terminal Sliding Mode Control” IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2020, pp. 1876-1883.

Measurement of Ventricular Indices for Assessing Morphometric Changes of Brain Ventricles Across Lunar Phases Using a Deep Learning–Based Landmark Localization Framework

Akbar Alipour Sifar¹, Mousa Shamsi^{1,*}, Mohammad Hossein Sedaaghi²,
Mohammad Hossein Daghighi³

¹ Faculty of Biomedical Engineering, Sahand University of Technology, Tabriz, Iran

² Faculty of Electrical Engineering, Sahand University of Technology, Tabriz, Iran

³ Faculty of Medicine, Tabriz University of Medical Sciences, Tabriz, Iran

* Corresponding author email: shamsi@sut.ac.ir



Sahand University
of Technology

DOR:

[20.1001.1.23223146.1403.11.2.4.2](https://doi.org/10.1001.1.23223146.1403.11.2.4.2)

Journal of Nonlinear
Systems in Electrical
Engineering

Vol. 11, No. 2

Autumn and Winter 2024

ISSN: 2322 – 3146

<http://jnsee.sut.ac.ir>

Abstract

Previous studies have indicated that lunar cycles may influence the structure and function of the central nervous system. The lunar cycle consists of successive phases through which the Moon passes during its orbit around the Earth. The aim of this study was to develop an automatic hybrid framework for identifying twenty anatomical landmarks of the brain ventricles in MRI images and to analyze their variations across lunar phases. In this study, the U-Net 3+ model with a deep supervision mechanism was employed to train labeled images. Model optimization was performed using a combined Focal–Dice loss function to better focus on hard-to-learn samples. The dataset consisted of MRI scans from eleven healthy male volunteers. Quantitative results demonstrated a mean Dice coefficient of 0.947 and a Jaccard index of 0.91 for automatic landmark identification. Statistical analysis of ventricular changes revealed that significant variations began in the second week of the lunar cycle (first quarter) and reached their maximum in the third week (full moon) ($p < 0.05$). During the last quarter phase, these changes followed a gradual decreasing trend and approached the values observed at the new moon. These findings suggest that the size of the lateral ventricles varies across the lunar cycle under the influence of the Moon's gravitational attraction, confirming the role of lunar phases in brain morphometry.

Keywords

Anatomical landmark detection of brain ventricles; Human brain morphometry; Deep learning networks; Lunar phases

1. Short Introduction

Recent studies suggest that lunar phases may influence brain structure and cerebrospinal fluid dynamics, motivating quantitative analysis of ventricular morphometry. Automatic identification of anatomical landmarks in brain MRI plays a key role in reliable and reproducible ventricular measurements. While deep learning–based segmentation methods are widely used, landmark-based frameworks enable more precise index estimation. In this study, we propose a deep learning framework based on U-Net 3+ with deep supervision for automatic localization of ventricular landmarks in MRI. The extracted landmarks are then used to analyze morphometric changes of brain ventricles across different lunar phases.

2. Proposed Work

We propose an automatic landmark-based framework for ventricular morphometric analysis using brain MRI. A U-Net 3+ architecture with deep supervision is employed to localize 20 anatomical ventricular landmarks from manually annotated landmark masks. Model performance is evaluated using overlap-based metrics and landmark localization accuracy. Experimental results demonstrate high agreement with expert annotations and robust landmark detection. Using the extracted landmarks, ventricular indices are computed and statistically analyzed across lunar phases, revealing significant phase-dependent morphometric variations.

3. Conclusion

This study presents a deep learning–based framework for automatic localization of ventricular anatomical landmarks from brain MRI and subsequent morphometric analysis. The proposed approach achieved high accuracy in landmark detection and enabled reliable computation of ventricular indices. Statistical analysis revealed notable ventricular changes across lunar phases, with peak variations observed around the full moon. Although the results suggest a potential association between lunar cycles and brain ventricular morphology, further large-scale and clinically diverse studies are required to confirm these findings.

اندازه‌گیری شاخص‌های بطنی برای بررسی تغییرات مورفومتریک بطن‌های مغزی از روی تصاویر MRI در طول فازهای قمری با استفاده از یک چارچوب یادگیری ژرف مبتنی بر مکان‌یابی لندمارک‌ها

اکبر علی‌پور صیفار^۱، موسی شمسی^{۲*}، محمد حسین صدیقی^۳، محمد حسین دقیقی^۴

^۱ دانشجوی دکتری، گروه بیوالکترونیک، دانشکده مهندسی پزشکی، دانشگاه صنعتی سهند، تبریز، ایران

^۲ استاد، گروه بیوالکترونیک، دانشکده مهندسی پزشکی، دانشگاه صنعتی سهند، تبریز، ایران

^۳ استاد، گروه برق، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی سهند، تبریز، ایران

^۴ استاد، گروه رادیولوژی، دانشکده پزشکی، دانشگاه علوم پزشکی تبریز، تبریز، ایران

* آدرس پست الکترونیکی نویسنده مسئول: shamsi@sut.ac.ir



دانشگاه صنعتی سهند

DOR:

[20.1001.1.23223146.1403.11.2.4.2](https://doi.org/10.1001.1.23223146.1403.11.2.4.2)

نشریه‌های غیررسمی در مهندسی برق

دوره ۱۱ - شماره ۲

پاییز و زمستان ۱۴۰۳

صفحات ۵۴ الی ۷۲

ISSN: 2322-3146

<http://jnsee.sut.ac.ir>

تاریخ پذیرش: ۱۴۰۴/۱۰/۲

تاریخ بازنگری: ۱۴۰۴/۹/۲۹

تاریخ ارسال: ۱۴۰۴/۷/۳

چکیده

مطالعات پیشین نشان داده‌اند که چرخه‌های ماه می‌توانند بر ساختار و عملکرد سیستم عصبی مرکزی تأثیرگذار باشند. چرخه قمری شامل فازهای متوالی است که ماه در حین گردش به دور زمین از آن عبور می‌کند. هدف این پژوهش توسعه یک چارچوب ترکیبی خودکار جهت شناسایی بیست لندمارک آناتومیک بطن‌های مغزی در تصاویر MRI و تحلیل تغییرات آن طی فازهای قمری است. در این مطالعه از مدل U-Net 3+ با مکانیزم نظارت عمیق برای آموزش تصاویر برجسب‌خورده استفاده شد. بهینه‌سازی مدل با به کارگیری تابع هزینه ترکیبی فوکال-دایس به منظور تمرکز بر نمونه‌های دشوار صورت گرفت. داده‌ها شامل اسکن MRI یازده داوطلب مرد سالم بود. نتایج کمی میانگین شاخص دایس برابر با ۰/۹۴۷ و ژاکارد ۰/۹۱ را در شناسایی خودکار لندمارک‌ها نشان داد. تحلیل آماری تغییرات بطنی نشان داد که تغییرات قابل توجه از هفته دوم چرخه قمری (تربیع اول) آغاز و در هفته سوم (ماه کامل) به بیشینه خود رسید ($p < 0.05$). در فاز تربیع آخر این تغییرات روند آرامی داشته و به مقادیر ماه نو نزدیک شد. این یافته‌ها نشان می‌دهد که اندازه بطن‌های جانبی در طول چرخه‌های قمری تحت تأثیر کشش گرانشی ماه تغییر می‌کند و این ارتباط، نقش فازهای قمری بر مورفومتری مغزی را تأیید می‌نماید.

واژه‌های کلیدی

شناسایی لندمارک‌های آناتومیک

بطن‌های مغزی

مورفومتری مغز انسان

شبکه‌های یادگیری عمیق

فازهای قمری

۱ - مقدمه

فاز قمری به‌عنوان بخش قابل دید ماه در نور خورشید که از زمین مشاهده می‌شود، تعریف می‌گردد. چرخه‌های ماه هم به الگوهای مختلفی اشاره دارند که ماه در حین گردش به دور زمین از آن عبور می‌کند. چرخه‌های ماه اجزاء مختلفی دارند که عبارتند از: ماه نو، هلال افزاینده، تربیع اول، ماه کامل افزاینده، ماه کامل، ماه کامل کاهنده، تربیع دوم و هلال کاهنده. در میان این چرخه‌ها ۴ فاز مهمتر از بقیه هستند که به ترتیب عبارتند از: ماه نو، تربیع اول، ماه کامل و تربیع دوم (تربیع آخر). با توجه به کشش گرانشی ماه بر روی زمین، در فازهای ماه نو و ماه کامل بیشترین میزان کشش گرانشی و در فازهای تربیع اول و دوم کمترین میزان کشش گرانشی وجود دارد. در فاز ماه نو، ماه بین زمین و خورشید قرار دارد. لذا کشش گرانشی ماه و خورشید در یک راستا قرار گرفته و به‌صورت حجمی بر زمین تاثیر می‌گذارد. در ماه کامل هم، ماه در طرف مقابل زمین نسبت به خورشید قرار دارد که در این حالت نیز کشش گرانشی ماه و خورشید هم‌راستا است. در فازهای تربیع اول و دوم، ماه و خورشید به‌صورت عمودی نسبت به یکدیگر قرار گرفته و لذا اثرات گرانشی ماه کاهش می‌یابد.

اثرات گرانشی ماه بر روی بدن انسان‌ها تاثیر گذاشته و برخی مطالعات نشان داده‌اند که ممکن است تغییرات چرخه ماه بر الگوی خواب‌ها و رفتار انسان تاثیر داشته باشد. مطالعات زیادی در تلاش برای توضیح این فرآیند انجام شده است. نشان داده شده است که چرخه ماه، ترشح طبیعی مواد شیمیایی خاصی را تغییر داده و بنابراین بر سیگنال‌های عصبی و هورمون‌های بین قسمت‌های مختلف سیستم عصبی مرکزی^۱ یا CNS (بطن، هیپوکامپ و ...) و اندام‌های پایین دست آن تاثیر می‌گذارد [۱]. برخی مطالعات نشان می‌دهند که تغییرات در عملکرد CNS ممکن است با تغییرات در آناتومی آن مرتبط باشد [۲]. در مطالعه دیگری نشان داده شده است که حجم بطن‌های مغزی در طول فازهای قمری تحت تاثیر اثرات گرانشی ماه قرار می‌گیرد [۳]. همچنین در مطالعه‌ای مشابه نشان داده شده است که تغییرات در چرخه فازهای قمری می‌تواند بر ریتم بیولوژیکی انسان‌ها به‌ویژه در مواردی مانند خودکشی، تصادفات رانندگی و بحران‌های روانی تاثیر بگذارد [۴]. برخی مطالعات نیز نشان داده‌اند که افراد مبتلا به بیماری دو قطبی ممکن است تحت تاثیر فازهای ماه تغییراتی در حالات خلقی خود تجربه کنند [۵]. علاوه بر موارد فوق در مطالعه‌ای که در سال ۲۰۱۳ در وب سایت موسسه ملی سلامت ایالات متحده منتشر شد، نتایج نشان داد که کشش گرانشی ماه ممکن است بر سیستم قلبی عروقی تاثیر گذاشته و کارایی فیزیکی افراد در طول فازهای ماه نو و ماه کامل به‌دلیل این تغییرات سیستمی ماه، افزایش یابد [۶]. اندازه‌گیری شاخص‌های بطنی مغز می‌تواند به تشخیص و مدیریت بسیاری از شرایط نورولوژیکی مانند هیدروسفالی، آتروفی و سایر اختلالات کمک کند. همچنین با اندازه‌گیری شاخص‌های بطنی مغز بیماران در قبل و بعد از فرآیند درمان می‌توان الگوهای پیشرفت بیماری‌ها را شناسایی اثر بخشی روش‌های مختلف درمانی را ارزیابی کرد.

در سال‌های اخیر شناسایی خودکار لندمارک‌های آناتومیکی در تصاویر MRI مغز به دلیل نقش حیاتی این نقاط در هدایت تشخیص‌های نئورو-رادیولوژیکی، کاهش زمان تحلیل دستی متخصصان، افزایش بازتولیدپذیری ارزیابی‌های ساختاری و ضرورت استفاده از سامانه‌های کمکی هوش مصنوعی در مدیریت حجم روبه افزایش داده‌های تصویربرداری به یکی از حوزه‌های مهم پژوهشی تبدیل شده است. لندمارک‌های آناتومیکی به‌عنوان نقاط شاخص و تعریف‌شده در ساختارهای مغزی، نقشی بنیادین در تحلیل هندسی و اندازه‌گیری شاخص‌های بطنی دارند. این لندمارک‌ها معمولاً به سه گروه عمده تقسیم می‌شوند: لندمارک‌های هندسی یا ساختاری که بر اساس ویژگی‌های شکل و انحنای تعیین می‌شوند؛ لندمارک‌های آناتومیکی حاوی نقاطی با مرزهای واضح در ساختارهای تشریحی (مانند حاشیه شاخ قدامی بطن‌ها) که توسط رادیولوژیست‌ها قابل شناسایی مستقیم هستند و لندمارک‌های تابعی تعریف‌شده بر اساس عملکرد یا شاخص‌گذاری که موقعیت آنها با توجه به خطوط محور، تقارن یا فواصل استاندارد تعیین

^۱ Central Nervus System

می‌شود. در این مطالعه نیز ۲۰ لندمارک کلیدی مرتبط با بطن‌های مغزی بر اساس نظر متخصصان رادیولوژی انتخاب شده‌اند. این لندمارک‌ها مبنای محاسبه شاخص‌های بطنی و ارزیابی تغییرات در چهار فاز اصلی چرخه قمری قرار گرفته‌اند. روش‌های دستی مکان‌یابی لندمارک‌های آناتومیکی علاوه بر زمان‌بر بودن، تحت تاثیر خطای انسانی و تکرارپذیری پایین قرار دارند. بنابراین استفاده از رویکردهای خودکار و نیمه‌خودکار امکان افزایش دقت، سرعت و قابلیت تکرار مطالعات طولی و مقیاس‌پذیر را فراهم می‌کند و انگیزه اصلی این مطالعه برای توسعه یک چارچوب یادگیری عمیق جهت شناسایی لندمارک‌ها را توجیه می‌کند. روش‌های مختلفی مبتنی بر رویکردهای سنتی پردازش تصاویر و انواع معماری‌های مبتنی بر یادگیری عمیق برای بهبود دقت، کارایی و قابلیت تکرار در شناسایی لندمارک‌های آناتومیکی به کار گرفته شده‌اند. مطالعات پیشین مکان‌یابی لندمارک‌های آناتومیکی به دو دسته اصلی تقسیم می‌شوند: روش‌های دستی و نیمه‌خودکار که علی‌رغم دقت قابل قبول، زمان‌بر و مستعد خطای انسانی هستند، و روش‌های خودکار مبتنی بر پردازش تصویر و یادگیری ماشین که با استفاده از ویژگی‌های تصویری یا شبکه‌های عمیق، دقت و قابلیت تکرار بالاتری ارائه می‌کنند. با این حال، چالش‌هایی مانند تنوع مورفولوژیک، مرزهای کم کنتراست و نیاز به دقت زیرپیکسلی همچنان باقی است. برستان و همکاران (۲۰۲۲) تاثیر زمان جراحی پارگی دیواره آئورت^۱ نوع حاد را با فازهای ماه کامل و ماه نو، بررسی کردند. نتایج نشان داد که در فاصله بین ۴ تا ۶ روز پس از ماه کامل بروز خطر جراحی افزایش می‌یابد [۷]. هان و همکاران (۲۰۱۴) از جنگل رگرسیون برای یادگیری همزمان مجموعه بهینه ویژگی‌ها و بهترین توصیف لندمارک‌ها برای رجیستر تصاویر MRI مغز استفاده کردند [۸]. کوپه و همکاران روشی مبتنی بر بیج را ارائه کردند که نواحی بطنی و هیپوکامپ را در تصاویر MRI مغز بخش‌بندی می‌کرد [۹]. پولات و همکاران یک مطالعه مورفومتریک از بطن‌های مغزی بر روی داوطلبانی سالم از کشور ترکیه انجام دادند. در این تحقیق مقادیر طبیعی بطن‌ها از طریق اندازه‌گیری با شاخص‌های بطنی مغز تعیین و تفاوت‌های مرتبط با جنسیت و سن آشکار گردید [۱۰].

در سال‌های اخیر الگوریتم‌های یادگیری عمیق به ویژه ساختارهای مبتنی بر شبکه‌های رمزگذار- رمزگشا^۲ مانند UNet [۱۱] و انواع پیشرفته‌تر آن [۱۲] توانسته‌اند در بسیاری از وظایف تحلیل تصاویر پزشکی نتایج قابل قبولی را ارائه دهند. اما با این وجود هنوز چالش‌های زیادی از جمله تنوع مورفولوژیکی بالا، مرزهای کم کنتراست و نیاز به وجود دقت زیر پیکسلی در شناسایی لندمارک‌های آناتومیکی بطن‌های مغزی وجود دارد. چالش‌های اصلی را می‌توان به صورت عدم وجود مجموعه داده‌های عمومی شامل لندمارک‌های دقیق بطنی، کارایی پایین روش‌های سنتی در تشخیص نقاط ریز و کم کنتراست، دقت پایین روش‌های یادگیری عمیق بدون پس‌پردازش برای نقاط کوچک، عدم توجه مطالعات قبلی به تغییرات شاخص‌های بطنی در قبل و بعد از درمان (در طی فازهای قمری) و کمبود سیستم‌های ترکیبی خودکار-نیمه‌خودکار برای اصلاح خطاهای مدل خلاصه نمود.

با توجه به ماهیت مسئله مکان‌یابی لندمارک‌های آناتومیکی بطنی، معماری مورد استفاده باید توانایی حفظ هم‌زمان دقت مکانی بالا و استخراج اطلاعات چندمقیاسی را داشته باشد، به گونه‌ای که تغییرات ظریف مورفولوژیکی بطن‌ها در تصاویر MRI به طور پایدار و قابل اعتماد شناسایی شوند. از این رو، در این مطالعه معماری UNet 3+ [۱۳] به عنوان هسته اصلی چارچوب پیشنهادی انتخاب شد. این انتخاب علاوه بر ملاحظات فنی، حاصل همفکری و اجماع میان تیم مهندسی و گروه رادیولوژیست‌های همکار در پروژه بوده است. معماری UNet 3+ با بهره‌گیری از اتصالات پرش تمام‌مقیاسی امکان ادغام اطلاعات محلی و زمینه‌ای را در تمامی سطوح شبکه فراهم می‌کند که این ویژگی برای مکان‌یابی دقیق نقاط آناتومیکی کوچک و کم کنتراست، به ویژه در نواحی بطنی مغز، اهمیت ویژه‌ای دارد. همچنین در مقایسه با برخی معماری‌های مبتنی بر ترنسفورمر، این شبکه پایداری بهتری در شرایط داده‌های محدود از خود نشان می‌دهد که آن را برای مطالعات طولی با حجم نمونه کنترل‌شده مناسب می‌سازد.

¹ Aortic Dissection² Decoder-Encoder

تغییرات فیزیولوژیک بدن انسان تحت تاثیر چرخه‌های طبیعی مانند چرخه قمری، همواره مورد توجه پژوهشگران علوم اعصاب و پزشکی بوده است. در این میان تغییرات حجمی بطن‌های مغزی به عنوان شاخصی حساس از نوسانات فشار داخل جمجمه‌ای و تعادل مایع مغزی-نخاعی^۱ (CSF) مطرح می‌باشد. با این حال مطالعات پیشین عمدتاً بر تغییرات پاتولوژیک (مانند هیدروسفالی) متمرکز بوده‌اند و بررسی سیستماتیک نوسانات فیزیولوژیک ماهانه بطن‌ها تحت تاثیر چرخه‌های قمری حوزه‌ای کمتر بررسی شده است.

نوآوری‌های اصلی این تحقیق عبارتند از: استفاده از یک چارچوب ترکیبی نوین مبتنی بر یادگیری عمیق برای شناسایی بیست لندمارک بطنی با به‌کارگیری معماری شبکه +Unet 3 و پیاده‌سازی مکانیزم نظارت عمیق^۲، استفاده از یک تابع زیان ترکیبی فوکال + دایس برای کنترل نمونه‌های سخت، انجام پس‌پردازش با استفاده از عملیات مورفولوژیکی تطبیقی برای حذف نویز و بهبود دقت مکانی، همکاری نزدیک با یک تیم رادیولوژیست به سرپرستی دکتر محمد حسین دقتی جهت اعتبارسنجی بالینی داده‌ها، تبدیل خودکار لندمارک‌ها به ۸ شاخص کلینیکی تحلیل تغییرات ماهانه بطن‌ها، طراحی مطالعه با رزولوشن بالا (تصویربرداری MRI مغز از ۱۱ داوطلب سالم در ۴ بازه زمانی منطبق بر چرخه‌های قمری) و روش‌شناسی آماری چندسطحی با استفاده از آزمون ANOVA برای بررسی معنادار بودن تغییرات در هر شاخص اندازه‌گیری بطنی در طی ۴ فاز اصلی قمری.

در این مطالعه از یک سری شاخص استاندارد مربوط به اندازه‌گیری تغییرات بطنی استفاده شده است که برای ارزیابی و تحلیل تغییرات در بطن‌ها استفاده می‌شوند. استفاده از این شاخص‌ها به پزشکان کمک می‌کنند تا وضعیت سلامتی بطن‌های مغزی را بررسی و اختلالات مختلف مربوط به این ناحیه را تشخیص دهند. در حالت کلی ۴ بطن در مغز وجود دارد: بطن‌های جانبی چپ و راست و بطن‌های سوم و چهارم. برای اندازه‌گیری این نواحی شاخص‌های متعددی با توجه به شکل، هندسه و بطن مورد نظر تعریف شده است. در این مطالعه از ۸ شاخص استاندارد اندازه‌گیری بطن‌ها با مشورت گروه رادیولوژیست انتخاب و برای اندازه‌گیری تغییرات بطنی استفاده شد. این شاخص‌ها عبارتند از: شاخص ایوانز که نسبت عرض شاخ‌های فرونتال به حداکثر عرض داخلی جمجمه است [۱۴]. شاخص^۳ FOHR نسبت مجموع ناحیه فرونتال و اکسیپیتال بر نصف حداکثر قطر داخلی جمجمه است [۱۵]. شاخص^۴ FHI نسبت عرض داخلی جمجمه در سطح فرونتال بر حداکثر عرض شاخ‌های فرونتال است [۱۶]. شاخص^۵ BCR نسبت فاصله بین شاخ‌های کادیت بطن‌های جانبی به حداکثر عرض داخلی جمجمه در همان سطح است [۱۷]. شاخص بای‌فرونتال نسبت بیشترین عرض شاخ فرونتال بر حداکثر قطر داخلی جمجمه در همان سطح است [۱۸]. شاخص هکمن مجموع حداکثر عرض شاخ فرونتال به اضافه حداکثر عرض بطن‌های جانبی است [۱۹]. شاخص بای‌کودت-فرونتال نسبت حداکثر عرض بطن‌های جانبی به حداکثر عرض شاخ‌های فرونتال است [۲۰]. شاخص شیرزمن نسبت حداکثر قطر خارجی جمجمه به حداکثر عرض بطن‌های جانبی در حالت حداکثر گسترش بطن‌ها در یک اسلایس خاص است [۲۱].

این مقاله در ادامه به‌صورت زیر سازماندهی شده است. بخش دوم روش‌شناسی است که در آن مشخصات پایگاه داده، پیش‌پردازش، معماری شبکه، شناسایی و اندازه‌گیری لندمارک‌ها و در نهایت ملاحظات اخلاقی مورد بحث قرار گرفته است. بخش سوم مربوط به ارائه نتایج کمی و کیفی مدل پیشنهادی و بررسی تغییرات شاخص‌ها است. در بخش چهارم تفسیر یافته‌ها، ارزیابی پارامترها و اعتبارسنجی کلینیکی توسط رادیولوژیست‌ها مورد بحث قرار گرفته است. در نهایت در بخش پنجم، نتیجه‌گیری کلی و کارهای آینده ارائه گردیده است.

¹ Cerebrospinal Fluid

² Deep Supervision

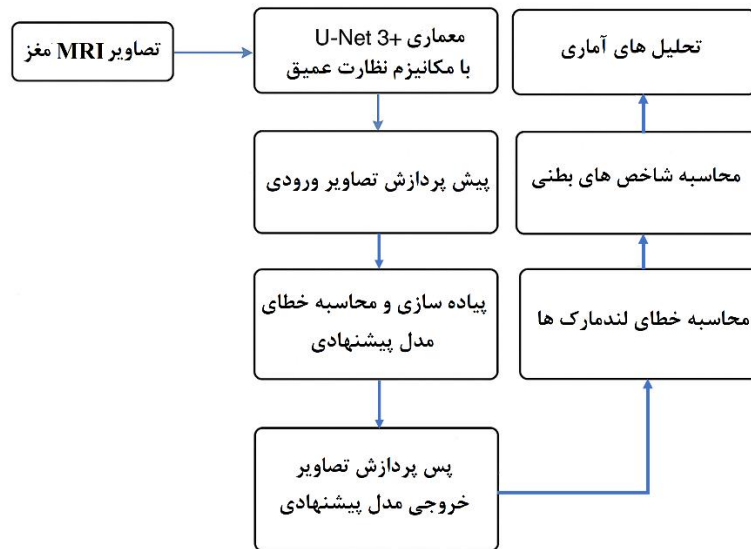
³ Fronto- Occipital Horn Ratio

⁴ Frontal Horn Ratio

⁵ Bicaudate Ratio

۲- روش پیشنهادی

در این مقاله، یک روش شناسایی خودکار لندمارک‌های بطنی در تصاویر MRI مغز پیشنهاد شده است. هدف اصلی این روش، تسهیل در اندازه‌گیری دقیق شاخص‌های بطنی و تحلیل تغییرات آنها در طول چرخه قمری است. به منظور دستیابی به این هدف، الگوریتم پیشنهادی در قالب چند مرحله متوالی طراحی شده است که از مرحله دریافت تصاویر یا داده‌های اولیه آغاز و تا تحلیل آماری نهایی ادامه می‌یابد. ابتدا تصاویر MRI مغز به همراه ماسک لندمارک‌های مربوطه جمع‌آوری شده و تحت پیش‌پردازش‌هایی مانند هموارسازی، هم‌تراز کردن اندازه تصاویر و داده‌افزایی قرار گرفتند. سپس مدل یادگیری عمیق U-Net 3+ با استفاده از مکانیزم نظارت عمیق آموزش داده شد. پس از پیش‌بینی اولیه ماسک خروجی، دقت مدل یادگیری عمیق پیشنهادی از طریق معیارهایی مانند دایس، ژاکارد و دقت ارزیابی گردید. در گام بعد، نتایج حاصل از پیش‌بینی وارد مرحله پس‌پردازش شده و با استفاده از فیلترهای مورفولوژیکی، مختصات دقیق لندمارک‌ها استخراج شدند. در نهایت شاخص‌های اندازه‌گیری بطن‌های مغزی مانند ایوانز، هکمن، شیرزن و ...، با استفاده از مختصات لندمارک‌ها محاسبه و تحلیل‌های آماری نهایی شامل آزمون ANOVA، برای بررسی معنادار بودن تغییرات بطن‌ها در طول فازهای قمری انجام شد. فلوچارت مراحل کامل این فرآیند در شکل شماره ۱ نمایش داده شده است.



شکل ۱: فلوچارت کلی فرآیند مدل پیشنهادی.

۲-۱- پروتکل تصویربرداری و پایگاه داده

هر مرحله از تصویربرداری در چرخه یا فازهای قمری شامل یک دوره ۳ روزه است. مجموع ۱۱ نفر شامل ۳ گروه ۳ نفره و یک گروه دو نفره تقسیم شده و در هر روز از مراحل فازهای قمری در مرکز تصویربرداری آذر مهر تبریز تحت اسکن MRI مغزی قرار گرفتند. تمامی این اسکن‌ها از ساعت ۲۰ تا ۲۲ برای از بین بردن اثرات ریتم شبانه‌روزی در تصویربرداری انجام شدند. همه داوطلبین در هر مرحله از فازهای قمری، در همان روز از مراحل ۳ روزه مورد تصویربرداری قرار گرفته و در مجموع ۴ سری تصویر در ۴ فاز اصلی به ازای هر فرد تهیه گردید. تصویربرداری MRI مغز افراد داوطلب بر روی یک دستگاه اسکنر ۸ کاناله با قدرت ۱/۵ تسلا انجام شد. توالی‌های اخذ شده عبارت بودند از: توالی اسپین اکوی T1 در محور آگزیکال^۱، توالی Trim Dark Fluid بر وزن T2 و در محور آگزیکال و توالی توربو اسپین اکوی بر وزن T2 و در محور کرونال. پارامترها شامل:

- TR: 8000–9000 ms
- TE: 90–120 ms

^۱ Axial

• TI: 2200–2500 ms

توالی Trim Dark Fluid بر وزن T_2 و در محور آگزیکال مبنای اندازه‌گیری شاخص‌ها قرار گرفت. همچنین ضخامت اسلایس‌ها ۴ میلی‌متر و رزولوشن به 256×256 تنظیم گردیده و اسکن‌ها در محور آگزیکال به موازات حاشیه پایینی جسم پینه‌ای به‌دست آمد. در حالت کلی در این مطالعه ۴۴ مجموعه تصویر بر وزن‌های ذکر شده از ۱۱ داوطلب در ۴ فاز قمری از هر فرد تهیه گردید. برای هر فرد تعداد ۱۰۰ اسلایس در هر فاز قمری به‌دست آمد که در مجموع کل ۱۱ نفر تعداد ۴۴۰۰ اسلایس تهیه گردید. در ادامه از میان داده‌های فوق تصاویری که حاوی بطن‌های مغز بودند مبنای محاسبه شاخص‌های ذکر شده در این مطالعه برای اندازه‌گیری تغییرات بطن‌ها قرار گرفت. لازم به ذکر است که در این تحقیق از یک تیم رادیولوژیست با سرپرستی دکتر دقتی با حداقل ۱۰ سال تجربه تصویربرداری عصبی استفاده گردید که تمامی تصاویر را به‌صورت جداگانه مورد ارزیابی قرار دادند.

۲-۲- پیش‌پردازش

برای پیش‌پردازش داده‌ها از عملگر هموارسازی Min-Max جهت مقیاس‌بندی شدت پیکسل‌های ورودی استفاده گردید. همچنین اندازه کل تصاویر به 256×256 تنظیم و عملیات تصحیح حرکت سر نیز بر روی آنها انجام گردید. به‌منظور افزایش اندازه موثر داده‌ها و تقویت تعمیم‌پذیری مدل، مجموعه‌ای از روش‌های داده‌افزایی کنترل‌شده بر روی تصاویر MRI و ماسک‌های لندمارک اعمال شد. عملیات داده‌افزایی بر روی تصویر و ماسک به‌صورت هم‌زمان انجام شد تا موقعیت دقیق لندمارک‌ها حفظ شود. تبدیلات اعمال شده شامل موارد زیر بود:

- (۱) چرخش در بازه ۵ تا ۱۰ درجه جهت شبیه‌سازی تغییرات خفیف زاویه تصویربرداری.
- (۲) معکوس‌سازی افقی و عمودی برای افزایش تنوع ساختاری بدون ایجاد تحریف در ساختارهای بطنی.
- (۳) تغییر مقیاس ملایم تا حدود ۵٪ بدون تغییر نسبت ابعاد جهت جلوگیری از تغییرات غیرواقعی در آناتومی.
- (۴) جابجایی افقی و عمودی در حد چند پیکسل برای افزایش توان مدل در تشخیص لندمارک‌ها در موقعیت‌های کمی جابه‌جا شده.

انتخاب این تبدیلات با دقت و با هدف جلوگیری از تخریب ساختارهای آناتومیکی صورت گرفت و هیچ‌یک از تبدیلات منجر به ایجاد تغییر غیرواقعی در لندمارک‌های بطنی نشد. کلیه پیش‌پردازش‌های فوق با استفاده از نرم‌افزار Image J [۲۲] و عملیات تصحیح حرکت سر با نرم‌افزار SPM12 [۲۳] انجام شد.

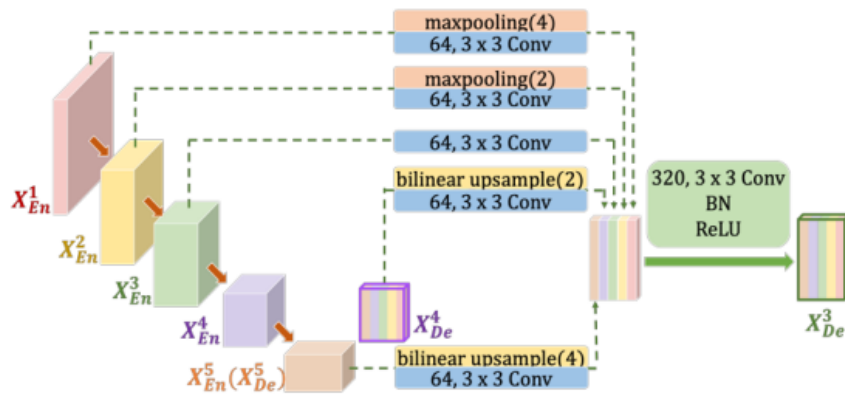
۲-۳- معماری مدل پیشنهادی

در این مقاله از معماری UNet 3+ که پیش‌تر توسط هوانگ و همکاران [۱۳] معرفی شده است با تغییرات خاص برای شناسایی ۲۰ لندمارک بطنی در تصاویر MRI مغز استفاده شده است. برای بهبود روند آموزش و شناسایی دقیق‌تر لندمارک‌ها از مکانیزم نظارت عمیق استفاده شده که باعث می‌شود شبکه در سطوح مختلف خروجی داشته و فرآیند یادگیری در لایه‌های میانی تقویت شود. خروجی‌های چندسطحی حاصل از نظارت عمیق با وزن‌های مساوی ترکیب و برای محاسبه تابع هزینه^۱ استفاده شده‌اند. تابع هزینه ترکیبی مشکل از توابع فوکل + دایس^۲ جهت افزایش دقت در تشخیص نواحی کوچک و پراکنده لندمارک‌ها و همچنین مدیریت داده‌های نامتعادل تعریف شده است. مدل پیشنهادی با استفاده از الگوریتم بهینه‌سازی Adam با نرخ یادگیری اولیه $1e-4$ آموزش داده شد. علاوه بر این مدل در هر اپیاک روی مجموعه اعتبارسنجی ارزیابی و بهترین وزن‌ها بر اساس عملکرد مدل روی آن ذخیره شده است. مدل نهایی پس از آموزش برای پیش‌بینی ماسک لندمارک‌ها به کار گرفته شد. در مرحله بعد از این ماسک‌ها

¹ Loss Function

² Focal- Dice Loss

برای محاسبه موقعیت نقاط کلیدی و محاسبه شاخص‌های اندازه‌گیری بطنی استفاده گردید. شکل ۲ نمایی از معماری پیشنهادی را نشان می‌دهد.



شکل ۲: معماری مدل U-Net3+ پیشنهادی [۱۳].

۲-۴- پارامترهای مدل پیشنهادی

برای آموزش مدل U-Net3+ مجموعه‌ای از تنظیمات دقیق به کار گرفته شد تا همگرایی بهینه و تعمیم‌پذیری مدل تضمین گردد. از ترکیب توابع هزینه دایس و فوکال لاس به عنوان تابع هزینه نهایی استفاده شد. این ترکیب به صورت زیر تعریف شده است:

$$\text{Dice Loss} = 1 - \frac{2 \times \text{Intersection}}{\text{Union} + \text{Intersection}} \quad (1)$$

$$\text{Focal Loss} = -\alpha \times (-p)^\gamma \times \log(p) \quad (2)$$

$$\text{Combined Loss} = \lambda \times \text{Dice Loss} + (1 - \lambda) \times \text{Focal Loss} \quad (3)$$

که در آن Intersection ناحیه‌ای است که توسط مدل شناسایی شده و نواحی بطنی واقعی است. برای تابع زیان فوکال متغیرهای α و γ پارامترهای کنترل‌کننده و p احتمال شناسایی صحیح نواحی بطنی توسط مدل پیشنهادی هستند. در روابط بالا مقدار متغیر α به مقدار ۰/۲۵ و متغیر γ نیز به مقدار ۲ به صورت پیش فرض تنظیم شد. مقدار λ نیز برای مقابله با مشکل عدم توازن در نواحی بسیار کوچک لندمارک‌ها نسبت به پس‌زمینه به ۰/۵ تنظیم گردید. در این مطالعه از ۵ لایه خروجی با فیلترهایی با اندازه ۶۴ تا ۱۰۲۴ با کرنل 3×3 استفاده شده است. در خروجی مدل پیشنهادی به دلیل چند کلاسه بودن خروجی مدل (هر لندمارک به عنوان یک کلاس مجزا) از تابع فعال ساز 1 Softmax استفاده گردید. این مکانیزم باعث افزایش پایداری آموزش و بهبود در همگرایی مدل و در نتیجه افزایش دقت شناسایی لندمارک‌ها گردید. برای بهینه‌سازی از الگوریتم Adam با مقدار اولیه نرخ یادگیری $1e-4$ استفاده شد. برای جلوگیری از بیش برآزش از مکانیزم توقف زودهنگام^۲ با دوره توقف ۱۰ استفاده شد. همچنین بهترین وزن‌های مدل بر اساس کمترین مقدار پارامتر هزینه ارزیابی توسط تابع فراخوان^۳ نقطه واری مدل^۴ ذخیره شدند. مقدار اندازه بچ^۵ به دلیل تعداد زیاد پارامترهای قابل محاسبه و محدود بودن منابع محاسباتی به ۸ تنظیم و آموزش کلی مدل در ۱۵۰ اپاک^۶ انجام گردید. برای آموزش مدل از یک سیستم با CPU چهار هسته‌ای و ۸GB حافظه رم به همراه 4GB حافظه GPU از نوع AMD Radeon HD استفاده شد که محاسبات

¹ Activation Function

² Early Stopping

³ Callback

⁴ Model Checkpoint

⁵ Batch

⁶ Epoch

با استفاده از قابلیت‌های پردازش موازی سازگار با OpenCL انجام گرفت. با استفاده از پلتفرم برنامه‌نویسی پایتون نسخه ۳/۱۲ و فریم‌ورک تانسور فالو^۱ پیاده‌سازی شد.

۲-۵- پس پردازش

پس از پیش‌بینی اولیه نواحی لندمارک‌ها توسط مدل پیشنهادی U-net 3+، مجموعه‌ای از مراحل پس‌پردازش برای پالایش ماسک‌های دودویی و استخراج دقیق مختصات لندمارک‌ها اعمال می‌گردد. این مراحل نقش مهمی در حذف تشخیص‌های نادرست، گروه‌بندی نواحی نزدیک به هم و تضمین یکنواختی مکانی لندمارک‌های پیش‌بینی شده ایفا می‌کنند. در طی این مراحل برای نرم کردن لبه‌های نواحی پیش‌بینی شده و همچنین پر کردن حفره‌های کوچک از عملیات‌های مورفولوژیکی مانند بستن^۲، گسترش^۳ و فرسایش^۴ استفاده می‌گردد. این فرآیند سبب ادغام نواحی پراکنده و تبدیل به لکه‌های یکپارچه مربوط به لندمارک‌ها می‌گردد. در ادامه تمامی نواحی متصل در ماسک باینری به صورت جداگانه برچسب‌گذاری می‌شوند. نواحی بسیار کوچک (بر اساس آستانه‌گذاری) به عنوان نویز حذف می‌شوند. این فرآیند پس‌پردازی با هدف بهبود دقت و کارایی نهایی، کاهش نویز و تثبیت مختصات خروجی مدل انجام شده و نقش مهمی در افزایش اطمینان‌پذیری سیستم دارد.

۲-۶- ارزیابی مدل پیشنهادی و محاسبه خطا

برای ارزیابی دقت مدل در شناسایی لندمارک‌های بطنی از مجموعه‌ای از معیارهای استاندارد ارزیابی در حوزه یادگیری ماشین و تصویربرداری پزشکی استفاده شد. از آنجا که خروجی مدل به صورت ماسک‌های دودویی شامل نقاط لندمارک است، عملکرد مدل در پیش‌بینی این ماسک‌ها با استفاده از شاخص‌های دایس، ژاکارد، دقت، هزینه و متریک‌های ارزیابی^۵ مورد بررسی قرار گرفت. برای ارزیابی بازدهی مدل پیشنهادی برای شناسایی لندمارک‌های هدف، خروجی حاصل با خروجی یک سری از الگوریتم‌های مرجع و معتبر^۶ مقایسه گردید. این مقایسه هم به لحاظ کمی و هم به لحاظ کیفی انجام گرفت که نتایج آن در بخش ۴ ارائه شده است. در این ارزیابی از مدل‌های Attention U-net [۲۴]، U-Net Transformer [۲۵] و شبکه R2 U-Net [۲۶] استفاده گردید. معماری پیشنهادی به طور قابل توجهی نتایج بهبود یافته و دقیق‌تری را در مقایسه با شبکه‌های فوق نشان داد. این شبکه به مقادیر ۰/۹۴۷۲ برای شاخص دایس و ۰/۹۱۰۹ برای شاخص ژاکارد دست یافت که نتایج کامل آن در بخش ۳ ارائه شده است.

با توجه به ماهیت حساس شناسایی لندمارک‌های مغزی در تصاویر MRI، پس از پیش‌بینی خودکار توسط مدل U-net 3+ مراحل پس‌پردازش و ارزیابی خروجی برای بهبود نتایج نهایی ضروری است. این بخش شامل روش‌های استخراج مختصات لندمارک‌ها، ارزیابی فاصله اقلیدسی خطا و اصلاح لندمارک‌های اشتباه یا گم‌شده است. خروجی مدل پیشنهادی به صورت یک نقشه احتمال دودویی است که در آن هر لندمارک به صورت پیکسل سفید روی پس‌زمینه سیاه ظاهر می‌شود. برای هر تصویر خروجی ابتدا با استفاده از الگوریتم برچسب‌گذاری مولفه‌های متصل به هم^۷ (LCC)، تمامی نقاط سفید تشخیص داده شده و سپس شمارش شده و موقعیت هر کدام به صورت مختصات (X,Y) استخراج شدند. در ادامه هر مختصات شناسایی شده با لندمارک متناظر در ماسک مرجع مقایسه شد. سپس با استفاده از معیار خطای اقلیدسی، برای هر جفت لندمارک پیش‌بینی شده و واقعی فاصله اقلیدسی آن محاسبه گردید. در ادامه نیز میانگین خطا در هر تصویر برای تمامی لندمارک‌ها محاسبه و ثبت شد. در مواردی که تعداد نقاط پیش‌بینی

¹ TensorFlow Framework

² Closing

³ Dilation

⁴ Erosion

⁵ Validation Metrics

⁶ State of the Art

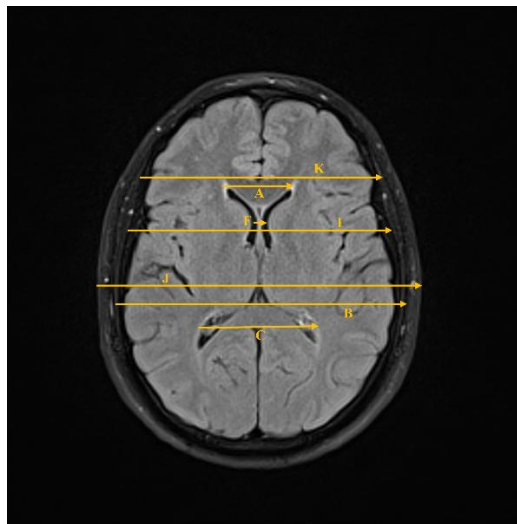
⁷ Largest Connected Component

شده کمتر از ۲۰ لندمارک بود، تصویر برای بازبینی علامت‌گذاری می‌شود. در این حالت نقاط گم شده یا دارای خطای زیاد به صورت دستی در موقعیت صحیح جای‌گذاری یا اصلاح می‌شوند. در ادامه مختصات اصلاح‌شده ثبت و به عنوان نسخه نهایی برای محاسبه شاخص‌های اندازه‌گیری بطنی استفاده می‌شوند. در نهایت میانگین فاصله اقلیدسی قبل و بعد از اصلاح موقعیت لندمارک‌ها محاسبه گردید که نتایج کامل آن در بخش ۳ آورده شده است.

برای بررسی معنادار بودن تغییرات شاخص‌های اندازه‌گیری بطنی در طول زمان (بازه‌های چهارگانه فازهای قمری) تحلیل آماری آزمون ANOVA یک‌طرفه، به کار گرفته شد. این آزمون صرفاً برای بررسی روند تغییرات شاخص‌ها در طول زمان و بررسی معنادار بودن این تغییرات استفاده شده‌اند. نتایج کامل این تحلیل‌ها در بخش نتایج ارائه شده‌اند.

۲-۷- محاسبه شاخص‌های بطنی

پس از استخراج مختصات لندمارک‌ها، از این اطلاعات برای محاسبه شاخص‌های کلیدی ارزیابی وضعیت بطنی مغز در طول بازه‌های ۴ گانه فازهای قمری استفاده گردید. این شاخص‌ها شامل اندازه‌گیری فاصله‌ای بین نقاط مشخصی از بطن‌های جانبی، سوم و چهارم مغز بوده و برای ارزیابی تغییرات ماهانه مورد استفاده قرار می‌گیرند. در این مطالعه از هشت شاخص استاندارد اندازه‌گیری بطنی استفاده گردید که این شاخص‌های بطنی عبارتند از (۱) شاخص ایوانز، (۲) شاخص بایفرون‌تال، (۳) شاخص بایکاوودیت، (۴) شاخص FHI، (۵) شاخص هکمن، (۶) شاخص بایکاوودیت-فرون‌تال، (۷) شاخص FOHR و (۸) شاخص شیرزمن. در ادامه برای محاسبه هر شاخص ابتدا لندمارک‌های مورد نیاز از تصاویر موجود استخراج شد، سپس با استفاده از معیار فاصله اقلیدسی و یک سری روابط ساده، فاصله پیکسلی بین نقاط محاسبه شده و در نهایت این مقادیر با توجه به مقیاس تصویر در صورت نیاز به مقادیر نرمالیزه شده تبدیل شدند. فرمول دقیق این شاخص‌ها به همراه نتایج مقایسه‌ای و تغییرات بطنی در بخش ۳ به‌طور کامل ارائه شده‌اند. شکل ۳ نمایی از نقاط لندمارک نهایی و فواصل اندازه‌گیری شاخص‌های بطنی جهت شناسایی خودکار را نشان می‌دهد.



شکل ۳: نقاط لندمارک و فواصل اندازه‌گیری شاخص‌های بطنی.

۲-۸- ملاحظات اخلاقی

پژوهش فوق بر روی داوطلبینی از موسسه تصویربرداری آذر مهر تبریز با همکاری دانشگاه سهند انجام شد. این پژوهش در محیطی ایمن و بدون خطر آسیب رساندن به داوطلبین انجام شد. پروتکل مطالعه و ایمنی MRI مغز قبل از ثبت نام به افراد داوطلب توضیح داده شد و همه افراد رضایت آگاهانه کتبی را ارائه کردند.

۳- نتایج

۳-۱- ارزیابی کمی مدل پیشنهادی

به منظور ارزیابی عملکرد مدل پیشنهادی U-Net 3+ در شناسایی لندمارک‌های بطنی در تصاویر MRI از مجموعه‌ای از شاخص‌های ارزیابی استاندارد در حوزه تصاویر پزشکی استفاده شد. این شاخص‌ها شامل ضریب دایس^۱، ضریب ژاکارد^۲، دقت^۳ و مقدار زیان میان لندمارک‌های واقعی و پیش‌بینی شده هستند. برای این ارزیابی ۱۰ درصد کل تصاویر ورودی به عنوان تصاویر ارزیابی استفاده شد. میانگین مقادیر شاخص‌های به‌دست آمده در جدول ۱ نشان داده شده است.

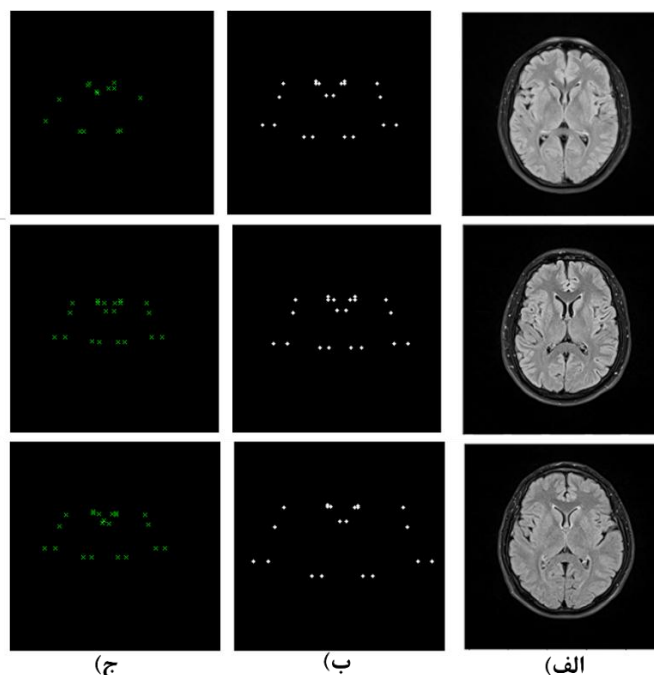
جدول ۱: میانگین مقادیر نتایج آموزش و ارزیابی نهایی در معماری شبکه پیشنهادی.

مدل/شاخص	زیان/آموزش	دقت/آموزش	دایس/آموزش	ژاکارد/آموزش	ارزیابی زیان	ارزیابی دقت	ارزیابی دایس	ارزیابی ژاکارد
مدل پیشنهادی U-Net 3+	۰/۰۹۹	۰/۹۹۹۷	۰/۹۴۷۲	۰/۹۱۰۹	۰/۰۴۹	۰/۹۹۹۷	۰/۹۲۹۶	۰/۸۸۰۸

این نتایج نشان‌دهنده عملکرد مناسب مدل پیشنهادی در شناسایی نقاط مورد نظر بوده و مبنای تحلیل‌های تکمیلی در مراحل بعدی پژوهش قرار گرفته‌اند. مقادیر مربوط به آموزش شبکه عملکرد مدل در حین یادگیری و به‌روزرسانی وزن‌ها را نشان می‌دهد، در حالی که مقادیر ارزیابی نهایی پس از پایان آموزش و بر روی داده‌های اعتبارسنجی/آزمون مستقل محاسبه شده و صرفاً برای سنجش توان تعمیم و مقایسه معماری‌ها به کار رفته‌اند.

۳-۲- ارزیابی کیفی مدل پیشنهادی

در کنار تحلیل‌های کمی ارائه شده در بخش قبل، بررسی کیفی عملکرد مدل پیشنهادی نیز نقش مهمی در ارزیابی جامع سیستم فوق ایفا می‌کند. در این بخش نمونه‌هایی از تصاویر خروجی مدل شامل تصویر ورودی اصلی، ماسک لندمارک واقعی و خروجی پیش‌بینی خودکار مدل توسط مدل پیشنهادی نمایش داده شده‌اند. شکل ۴ چند نمونه از این خروجی‌ها را نشان می‌دهند.



شکل ۴: خروجی مدل پیشنهادی U-Net 3+ برای (الف) تصاویر اصلی، (ب) تصاویر ماسک لندمارک‌ها، (ج) تصاویر پیش‌بینی خروجی.

¹ Dice Coefficient

² Jaccard Index

³ Accuracy

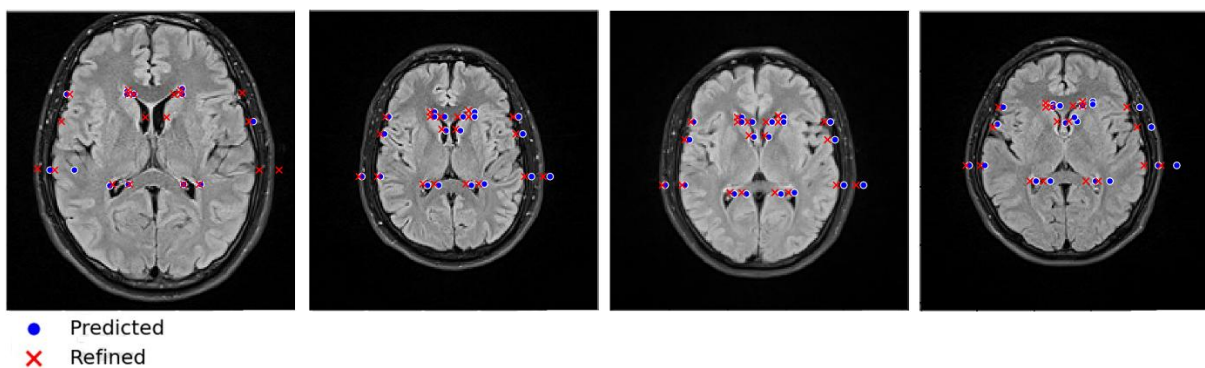
همانطور که از شکل ۴ مشاهده می‌شود، در اغلب موارد پیش‌بینی اولیه دقت بالایی داشته و تنها در برخی از نواحی پیچیده مانند مجاورت سینوس‌های وریدی یا نقاط کم‌کنتراست، نیاز به اصلاح وجود دارد.

۳-۳- ارزیابی خطای شناسایی لندمارک‌ها

در این بخش عملکرد مدل در شناسایی دقیق لندمارک‌های بطنی بررسی شده است و میزان خطای نقاط پیش‌بینی شده نسبت به نقاط واقعی اندازه‌گیری می‌شود. برای ارزیابی دقت شناسایی هر لندمارک، فاصله اقلیدسی بین مختصات پیش‌بینی شده و مختصات واقعی هر نقطه به صورت زیر محاسبه شد:

$$Error = \sqrt{(x_{pred} - x_{true})^2 + (y_{pred} - y_{true})^2} \quad (۴)$$

پس از پیش‌بینی اولیه، تصاویر به صورت کور^۱ در اختیار دو رادیولوژیست مجرب قرار گرفت تا نتایج حاصل را ارزیابی کنند. در این مطالعه داده‌ها به دو بخش آموزشی و آزمایشی تقسیم شدند که در مجموع ۱۰ درصد تصاویر ورودی به عنوان تصاویر آزمایشی انتخاب گردید که در مجموع شامل ۳۱۵ تصویر آموزشی و ۳۵ تصویر آزمایشی بود. میانگین خطای پیش‌بینی مدل در تصاویر آزمایشی، برابر با 0.3 ± 0.12 میلی‌متر به دست آمد. به منظور ارزیابی میزان هم‌خوانی و قابلیت اطمینان نتایج حاصل از مدل پیشنهادی و ارزیابی خطاها توسط رادیولوژیست‌ها بر روی نقاط لندمارک پیش‌بینی شده، از ضریب همبستگی درون کلاسی^۲ (ICC) استفاده شد. مقدار محاسبه شده برای ICC برابر با ۰/۹۱ به دست آمد که نشان‌دهنده توافق بسیار بالا بین خروجی مدل پیشنهادی و اصلاحات بعد از ارزیابی‌های کلینیکی است. این مقدار با استفاده از مدل آماری تاثیرات تصادفی دوطرفه $ICC(2,1)$ محاسبه گردید. جدول ۳ میانگین خطای اقلیدسی پیش از اصلاح و پس از اصلاح موقعیت لندمارک‌ها را نشان می‌دهد. با توجه به جدول ۳ حداکثر خطای مشاهده شده در این مطالعه برابر با ۵/۱ میلی‌متر است که عمدتاً مربوط به لندمارک‌هایی با تقارن کم یا قرارگیری در نواحی کم‌کنتراست، نزدیکی و هم‌پوشانی در تصاویر ورودی، تنوع مورفولوژیکی بالا و عدم وجود نمونه‌های کافی از لندمارک‌های نادر در پایگاه داده، به درستی شناسایی نشده‌اند. پس از ارزیابی خطاها توسط تیم رادیولوژیست و اصلاح خروجی مدل پیشنهادی، خطاهای موقعیت به شکل معناداری کاهش یافته و به مقدار ۱/۲ میلی‌متر رسید. جهت درک بهتر نتایج، چند نمونه از تصاویر خروجی مدل که تصاویر اصلی به همراه ماسک پیش‌بینی شده آنها و تصویر اصلاح شده نهایی هستند، در شکل ۵ ارایه شده است.



شکل ۵: تصاویر لندمارک‌های شناسایی شده (نقاط آبی رنگ) به همراه لندمارک‌های اصلاح شده (نقاط قرمز رنگ).

همانطور که در شکل ۵ مشاهده می‌شود، به ترتیب از سمت چپ به راست، نقاط آبی رنگ مشاهده شده در تصاویر نمایانگر لندمارک‌های پیش‌بینی شده و نقاط قرمز (به شکل x) نمایانگر لندمارک‌های اصلاح شده هستند. تفسیر نتایج فوق در بخش ۴ به طور کامل ارایه شده است.

^۱ Blind

^۲ Inter Class Coefficient

۳-۴- ارزیابی تغییرات بطنی در طول فازهای قمری

۳-۴-۱- روش اندازه‌گیری لندمارک‌ها

در این مطالعه از ۸ شاخص کلینیکی استاندارد اندازه‌گیری بطن‌های مغزی استفاده شد. این شاخص‌ها در چهار بازه زمانی مطابق با تغییرات چرخه قمری اندازه‌گیری و ثبت شد که عبارت بودند از: ماه نو، تربیع اول، ماه کامل و تربیع دوم یا آخر که در بخش مقدمه به‌طور کامل شرح داده شده‌اند. شاخص‌های مورد اندازه‌گیری نیز عبارت بودند از: شاخص‌های ایوانز، FOHR، FHI، BCR، هکمن، بایکودت- فرونتال و شیرزمن. روابط و نحوه محاسبه شاخص‌های فوق در زیر آورده شده است:

$$Evans\ Index = \frac{A}{B} \quad (۵)$$

$$FOHR\ Index = \frac{A+C}{2B} \quad (۶)$$

$$FHI\ Index = \frac{K}{A} \quad (۷)$$

$$BCR\ Index = \frac{F}{I} \quad (۸)$$

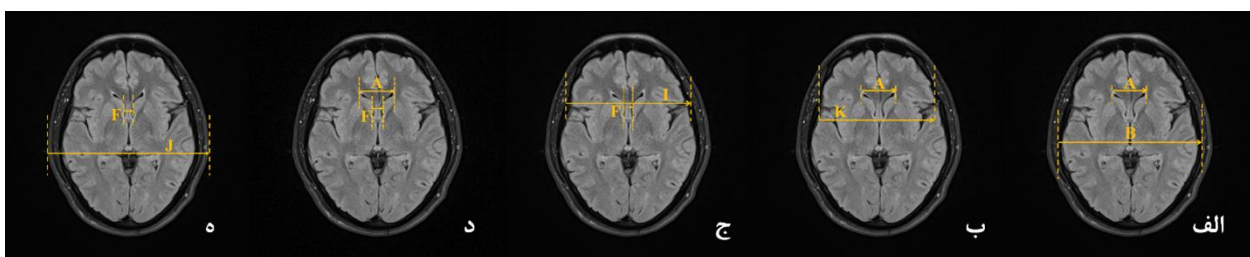
$$Huckman\ Index = A + F \quad (۹)$$

$$Bifrontal\ Index = \frac{A}{I} \quad (۱۰)$$

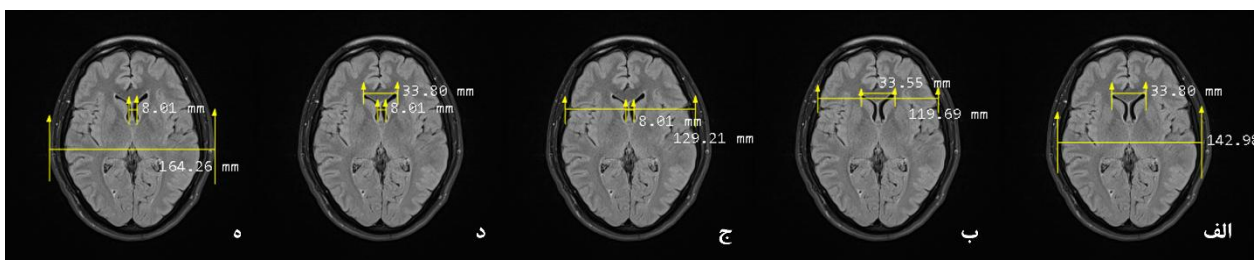
$$Bicuate - Frontal\ Index = \frac{F}{A} \quad (۱۱)$$

$$Schiersman\ Index = \frac{J}{F} \quad (۱۲)$$

جهت درک بهتر شاخص‌ها و موقعیت مکانی متغیرهای درج شده در روابط مربوط به شاخص‌ها و همچنین نحوه اندازه‌گیری آنها، شکل‌های ۶ و ۷ آورده شده است. تعریف شاخص‌های فوق نیز در بخش مقدمه شرح داده شده است.



شکل ۶: خط فاصل بین لندمارک‌ها و نحوه محاسبه برخی از شاخص‌های ۸ گانه. (الف) شاخص ایوانز، (ب) شاخص FHI، (ج) شاخص BCR، (د) شاخص بایکودت-فرونتال، (ه) شاخص شیرزمن.



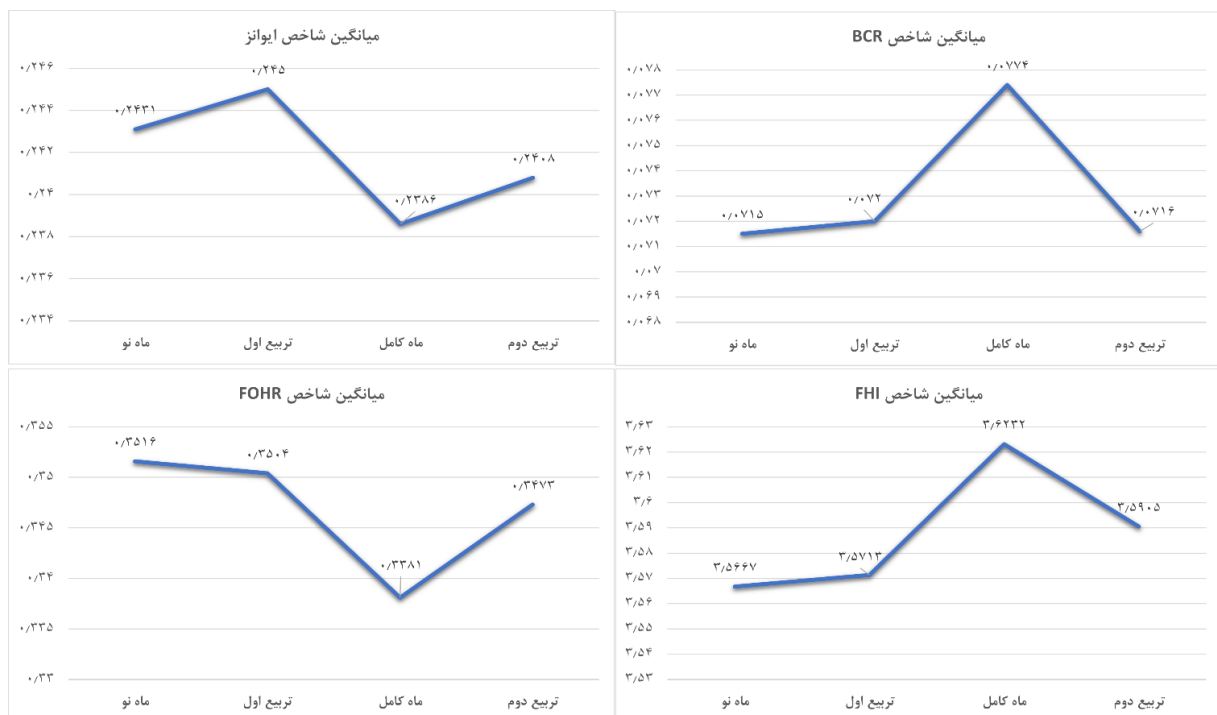
شکل ۷: اندازه‌گیری فواصل بین لندمارک‌ها برای محاسبه شاخص‌ها. (الف) تا (ه) به ترتیب شاخص‌های ایوانز، FHI، BCR، بایکودت-فرونتال و شیرزمن

اندازه‌گیری این شاخص‌ها بر اساس مختصات نهایی لندمارک‌ها و با استفاده از روابط هندسی و فاصله اقلیدسی بین نقاط مربوطه انجام گردید. داده‌ها در طول چرخه قمری برای ۱۱ بیمار و برای هر بیمار چهار بار اندازه‌گیری و مقادیر شاخص‌ها برای هر بیمار و چهار هفته محاسبه گردید. داده‌های اندازه‌گیری شده ۱۱ بیمار به صورت میانگین به علاوه انحراف از معیار برای هر شاخص و در طول چهار فاز قمری اصلی تحلیل شدند که نتایج آن در جدول ۲ نمایش داده شده است.

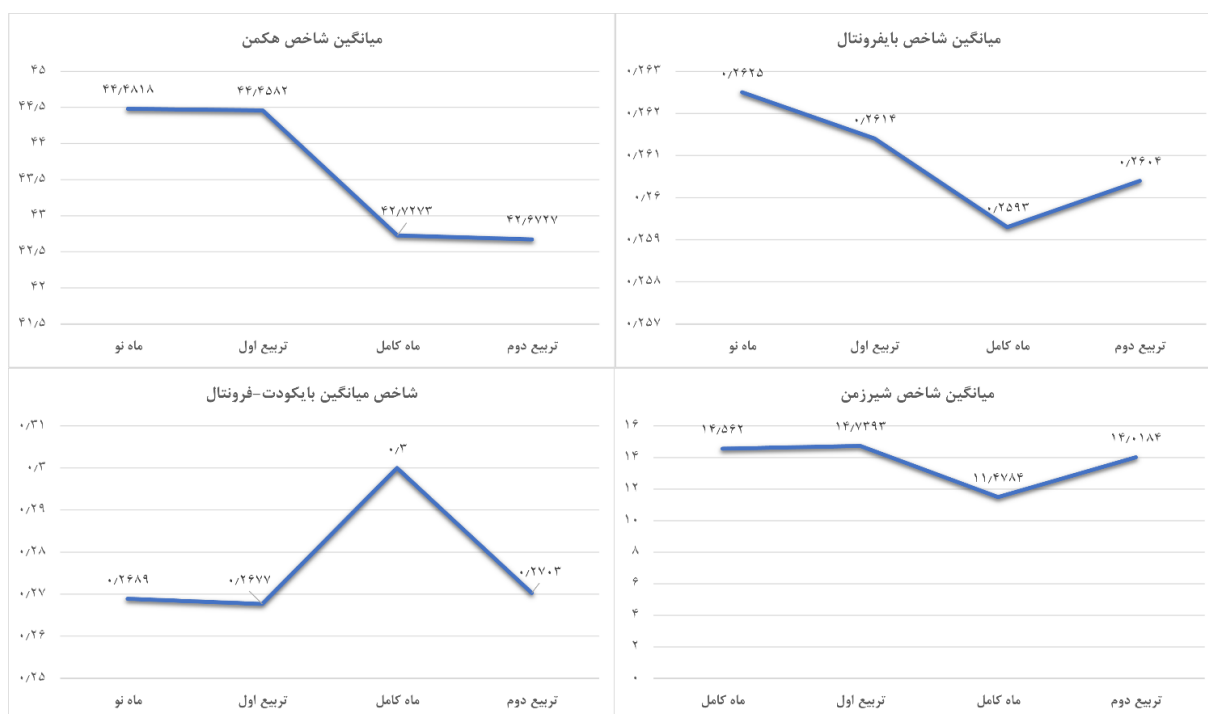
جدول ۲: میانگین کل شاخص‌های اندازه‌گیری بطنی در طول چهار فاز قمری برای کل داوطلبین.

فاز/شاخص	ایوانز	FOHR	FHI	BCR	هکمن	بایفروتال	بایکودت فرونتال	شیرزمن
ماه نو	۰/۲۴۳۱	۰/۳۵۱۶	۳/۵۶۶۷	۰/۰۷۱۵	۴۴/۴۸۱۸	۰/۲۶۲۵	۰/۲۶۸۹	۱۴/۵۶۲۰
تربیع اول	۰/۲۴۵۰	۰/۳۵۰۴	۳/۵۷۱۳	۰/۰۷۲۰	۴۴/۴۵۸۲	۰/۲۶۱۴	۰/۲۶۷۷	۱۴/۳۹۳۳
ماه کامل	۰/۲۳۸۶	۰/۳۳۸۱	۳/۶۲۳۲	۰/۰۷۷۴	۴۲/۷۲۷۳	۰/۲۵۹۳	۰/۳	۱۱/۴۷۸۴
تربیع دوم	۰/۲۴۰۸	۰/۳۴۷۳	۳/۵۹۰۵	۰/۰۷۱۶	۴۲/۶۷۲۷	۰/۲۶۰۴	۰/۲۷۰۳	۱۴/۰۱۸۴

همانگونه که از جدول ۲ مشخص است، تحلیل روند هر شاخص نشان می‌دهد که در بیشتر موارد، افزایش پیوسته‌ای از ماه نو تا تربیع دوم دیده می‌شود. به‌طور ویژه در مورد شاخص‌های ایوانز و شیرزمن، بیشترین رشد نسبی از هفته دوم تا چهارم دیده می‌شود که نمایانگر حساسیت آن به تغییرات ساختاری بطن جانبی و شاخ‌های جلویی است. در مورد شاخص‌های FOHR، هاکمن و بایفروتال مشاهده می‌شود که تغییرات کاملاً به صورت نزولی بوده و در طی فازهای ۴ گانه مقادیر میانگین کاهش یافته است که در مورد شاخص بایفروتال مقداری افزایش در هفته چهارم دیده می‌شود که وجود تغییرات در بطن‌های سوم و چهارم را نشان می‌دهند. در مورد شاخص‌های BCR، FHI و بایکودت-فروتال، افزایش در هفته دوم شروع شده و در هفته سوم برابر با فاز ماه نو به حداکثر مقدار خود رسیده‌اند. سپس مقادیر کاهش یافته و در هفته چهارم به مقدار فاز ماه نو نزدیک شده‌اند. در شکل‌های ۸ و ۹ نمودارهای میانگین محاسبه‌شده برای کلیه شاخص‌های ۸ گانه برای تمام داوطلبین رسم شده است که به صورت کمی در جدول ۲ نیز آورده شده است. تحلیل و تفسیر کامل نتایج فوق در بخش ۴ به‌طور کامل ارائه شده است.



شکل ۸: نمودار مقادیر میانگین ۴ شاخص ایوانز، FOHR، FHI و BCR برای تمام داوطلبین.



شکل ۹: نمودار مقادیر میانگین ۴ شاخص هکمن، بایفرونتال، بایکودت-فرونتال و شیرزمن برای تمام داوطلبین.

۳-۲-۴- تحلیل آماری نتایج حاصله

در این بخش جهت نشان دادن معنادار بودن تغییرات شاخص‌های اندازه‌گیری بطنی، از یک تحلیل آماری استفاده شده است. این تحلیل آماری به صورت جداگانه برای هر شاخص محاسبه شد. این تحلیل آماری آزمون ANOVA جهت ردیابی تغییرات ماهانه و بررسی معنادار بودن تغییرات شاخص‌ها با معیار مقدار P کمتر از ۵ صدم ($P < 0.05$) در یک چرخه قمری است. جدول ۳ نتایج حاصل از آزمون ANOVA را نشان می‌دهد.

جدول ۳: نتایج ارزیابی تحلیل آماری ANOVA شاخص‌های اندازه‌گیری بطنی.

شاخص	ایوانز	FOHR	FHI	BCR	هکمن	بایفرونتال	بایکودت فرونتال	شیرزمن
تحلیل آماری ANOVA (P-value)	۰/۰۰۰۰۵۱	۰/۰۰۰۱۱۱	۰/۰۴۸	۰/۰۰۰۰۰۳	۰/۰۰۶۱	۰/۰۰۰۰۱۲	۰/۰۰۱۰۶	۰/۰۰۰۱

همانطور که از جدول ۳ قابل مشاهده است، در تمام شاخص‌ها مقدار P کمتر از ۰/۰۵ به دست آمده است که نشان می‌دهد تغییرات مشاهده شده بین چهار فاز قمری از نظر آماری معنادار هستند. این یافته‌ها از فرض اولیه تحقیق مبنی بر وجود تغییرات بطنی در طول چرخه قمری حمایت می‌کند. آزمون ANOVA نشان می‌دهد که در تمام شاخص‌ها، تغییرات مشاهده شده در طول چرخه قمری دارای تفاوت معنادار آماری هستند. نتایج کلی حاصل از این تحلیل آماری بین شاخص‌های ۸ گانه اندازه‌گیری بطنی در طول چهار فاز اصلی قمری، نشان‌دهنده وجود نوسانات قابل توجه در برخی از شاخص‌ها و ثبات نسبی در بعضی از هفته‌ها در برخی شاخص‌ها بود.

۳-۵- مقایسه مدل با روش‌های مرجع

به منظور ارزیابی نسبی عملکرد مدل پیشنهادی U-Net 3+، این مدل را با سه معماری پیشرفته و رایج در حوزه شناسایی ساختارهای عصبی در تصاویر MRI مورد مقایسه قرار داده‌ایم. مدل‌های مقایسه‌شده عبارتند از: Attention U-Net، Transformer U-Net و مدل Recurrent Residual U-Net. تمامی مدل‌های فوق تحت شرایط یکسان آموزشی شامل داده‌های ورودی، تنظیمات هایپرپارامترها و تقسیم‌بندی داده‌های آموزش / آزمون، مورد ارزیابی قرار گرفته‌اند. نتایج مقایسه شاخص‌های استاندارد ارزیابی تصاویر در جدول ۴ ارائه شده است.

جدول ۴: نتایج مقایسه شاخص‌های استاندارد ارزیابی تصاویر مدل پیشنهادی با مدل‌های مرجع.

مدل/شاخص	تابع زیان	دقت	دایس	ژاکارد
Attention U-Net	۰/۰۱۰۶	۰/۹۹۳۰	۰/۹۲۶۰	۰/۸۲۸۱
R2 U-Net	۰/۰۳۲	۰/۹۹۸۹	۰/۷۸۴۳	۰/۷۰۱۲
Transformer U-Net	۰/۰۱۹	۰/۹۷۷۰	۰/۸۹۴۱	۰/۸۲۴۰
U-Net	۰/۰۲۹۵	۰/۹۹۱۷	۰/۸۹۶۰	۰/۸۳۲۸
U-Net 3+	۰/۰۹۹	۰/۹۹۹۷	۰/۹۴۷۲	۰/۹۱۰۹

همانگونه که از جدول ۴ قابل مشاهده است، مدل پیشنهادی توانسته است در اکثر معیارها عملکرد بهتری نسبت به سایر مدل‌ها داشته باشد. در شاخص‌های دایس و ژاکارد که معیارهای اصلی ارزیابی خروجی مدل‌ها در تشخیص نواحی لندمارک هستند، مدل پیشنهادی بالاترین مقادیر و در نتیجه بهترین عملکرد را در بین سایر مدل‌ها دارد. از دلایل این برتری می‌توان به بهره‌گیری از تابع زیان فوکال دایس لاس با قابلیت استخراج ویژگی‌های باکیفیت بالا اشاره کرد. همچنین استفاده از مکانیزم نظارت عمیق و طراحی بهینه مسیرهای اتصال چندگانه در معماری U-Net 3+ از دیگر دلایل برتری مدل پیشنهادی است. پس از آن، مدل Attention U-Net و سپس مدل Transformer U-Net در رتبه‌های بعدی قرار گرفتند. در ارزیابی شاخص هزینه که بیانگر میزان خطای مدل در آموزش است، مدل Attention U-Net کمترین مقدار هزینه را ثبت کرد و در این شاخص بهترین عملکرد را داشت. در ادامه مدل ترنسفورمر و سپس مدل Recurrent Residual U-Net در رتبه‌های بعدی قرار گرفتند. در رتبه بعد مدل پیشنهادی U-Net 3+ قرار گرفت اما همچنان عملکرد قابل قبولی داشت. تحلیل کیفی خروجی‌ها و نرخ شناسایی لندمارک‌ها نیز نشان می‌دهد که مدل پیشنهادی قابلیت بالایی در تشخیص خودکار نقاط کلیدی دارد، اگرچه هنوز هم در برخی از نواحی خاص همچنان نیاز به نظارت انسانی وجود دارد.

۴- بحث‌ها

نتایج به‌دست آمده از مدل پیشنهادی U-Net 3+ با استفاده از مکانیزم نظارت عمیق و روش‌های منظم‌سازی^۱ و بهینه‌سازی^۲، نشان داد که این ترکیب می‌تواند با دقت بالا به شناسایی خودکار لندمارک‌های بطنی در تصاویر MRI پردازد. میانگین شاخص دایس برابر با ۰/۹۴۷۲ و ژاکارد ۰/۹۱۰۹ (با تابع هزینه ترکیبی فوکال + دایس) نشان‌دهنده عملکرد موفق و دقیق مدل در تفکیک نقاط مورد نظر پس‌زمینه است. کاهش مقدار کلی تلفات مدل به حدود ۰/۰۳ نیز نشان‌دهنده همگرایی مناسب مدل طی مراحل آموزشی بوده است. تحلیل فاصله اقلیدسی نشان داد که مدل پیشنهادی قادر به شناسایی اکثر لندمارک‌ها با میانگین خطای مکانی $0.36 \pm 1/2$ است که بیانگر اثر قابل توجه پارامترهای طراحی شبکه، ارزیابی خطا توسط رادیولوژیست‌ها و اصلاح آن است. نقاطی مانند تقاطع بطن سوم

¹ Regularization

² Optimization

و قدامی‌ترین نقطه بطن جانبی دارای خطای بسیار کم و دقت بالا بودند. در نواحی نزدیک به سینوس‌های وریدی به دلیل شباهت ساختاری با سایر نواحی مغزی، دقت پایین‌تر بود.

مطالعه بر روی هشت شاخص اندازه‌گیری تغییرات بطنی در بازه‌های چهارگانه یک چرخه قمری نشان داد که در میان اکثر شاخص‌ها تغییرات از فاز دوم که برابر است با تربیع اول شروع شده و در فاز سوم یا همان ماه کامل به حداکثر مقدار خود می‌رسد. همچنین این تغییرات در فاز آخر که برابر با تربیع دوم است، مقداری آرام‌تر شده و شروع به کاهش می‌یابد و در اکثر شاخص‌ها به مقادیر فاز ماه نو نزدیک می‌شود. همانگونه که از شکل‌های ۷ و ۸ هم قابل مشاهده است، تغییرات بطنی در میان تمام شاخص‌ها و در طول فازهای قمری مختلف قابل مشاهده است. تغییرات بطن‌ها در فاز ماه نو به آرامی شروع شده و در اکثر شاخص‌ها فاصله بین فازهای ماه نو و تربیع اول دارای تغییرات نرمی هستند. به جز در مورد شاخص BCR یا نسبت حداقل تغییرات بطن‌های چپ و راست به حداکثر عرض داخلی مجمله در همان ناحیه که در این فاز تغییرات نسبتاً تندی دارد. این تغییرات نشان می‌دهد که در فاصله بین فازهای ماه نو و تربیع اول، فاصله بین بطن‌های جانبی بزرگتر شده و یا در حقیقت حجم بطن‌ها در این فاز بزرگتر می‌گردند. در فاصله مابین فازهای تربیع اول تا ماه کامل تغییرات به حداکثر مقدار خود می‌رسند به‌ویژه در مورد شاخص‌های BCR، FHI و بایکودت-فرونال. با توجه به تعریف این شاخص‌ها که هر سه شاخص فوق تغییرات بطن‌های جانبی در قسمت‌های شاخ فرونتال نسبت به حداکثر قطر داخلی مجمله را در همان سطح اندازه می‌گیرد، این نکته دریافت می‌شود که حجم بطن‌ها در فاصله مابین ماه نو تا ماه کامل افزایش می‌یابد که در فاز ماه کامل به حداکثر مقدار خود رسیده و در حقیقت بیشترین تغییرات را در بطن‌های جانبی داریم. در مورد شاخص‌های ایوانز، بایفرونال و شیرزمن نیز این چرخه اتفاق می‌افتد و ما باز هم بیشترین تغییرات را در فاصله مابین فازهای تربیع اول و ماه کامل را داریم با این تفاوت که در مورد این شاخص‌ها تغییرات به حداقل مقدار خود می‌رسند. این شاخص‌ها تغییرات نواحی فرونتال بطن‌ها نسبت به حداکثر عرض داخلی مجمله در سطح بطن‌های سوم و چهارم را محاسبه می‌کنند. این مورد نشان می‌دهد که با افزایش نسبی در حجم بطن‌های سوم و چهارم و همچنین افزایش عرض داخلی مجمله در این نواحی ما بیشترین تغییر منفی را در مورد این شاخص‌ها داریم. در مورد شاخص‌های FOHR و هکمن نیز این تغییرات در فاز تربیع دوم نیز ادامه یافته و در این فاز به حداقل مقدار خود می‌رسند. شاخص FOHR با توجه به تعریف آن، تغییرات بطن‌های جانبی به همراه تغییرات بطن چهارم نسبت به حداکثر مقدار عرض داخلی مجمله را نشان می‌دهد که در فاز آخر به بیشترین مقدار تغییرات خود می‌رسد. با توجه به رابطه عکس این دو ناحیه در فرمول شاخص فوق، این مورد نشان‌دهنده افزایش مقدار بطن چهارم در فواصل بین فازهای ماه کامل تا تربیع دوم است. تحلیل آماری صورت گرفته نیز موارد فوق را تایید می‌کنند به‌ویژه در مورد تحلیل ANOVA که نشان داد تغییرات معناداری مابین فازهای چهارگانه در تمامی هشت شاخص اندازه‌گیری بطنی در طول چرخه قمری وجود دارد ($P < 0.05$). تفسیر این نتایج ممکن است نشان‌دهنده نقش چرخه‌های قمری در تغییر اندازه بطن‌های مغزی باشد، هر چند به نظر می‌رسد مطالعات بالینی بیشتری برای اثبات این فرض نیاز است.

۴-۱- اعتبارسنجی نتایج

با توجه به ماهیت داده‌های MRI این مطالعه و کاربرد بالینی نتایج، نقش رادیولوژیست‌ها به عنوان ناظر نهایی و تضمین دقت مدل بسیار حیاتی است. در این تحقیق تمامی مراحل پیش‌پردازشی، برجسب‌گذاری لندمارک‌ها و ارزیابی خروجی پیش‌بینی شده مدل با نظارت متخصصین تیم رادیولوژیست‌ها به سرپرستی دکتر محمد حسین دققی انجام گرفت تا در صورت وجود هرگونه خطا (به‌ویژه در شناسایی لندمارک‌ها) امکان اصلاح فراهم شود. وظایف کلیدی رادیولوژیست‌ها شامل موارد زیر بود:

(۱) گردآوری مجموعه داده:

رادیولوژیست‌ها در انتخاب و برجسب‌گذاری تصاویر پزشکی مورد استفاده در این مطالعه کمک کرده و اطمینان حاصل کردند که مجموعه داده‌ها نمایانگر سناریوهای بالینی دنیای واقعی است.

(۲) راهنمایی در پیش‌پردازش و پس‌پردازش:

این تیم راهنمایی‌های تخصصی در مورد مراحل پیش‌پردازش، مانند کاهش نویز و نرمال‌سازی شدت ارائه دادند تا اطمینان حاصل شود که داده‌های ورودی با استانداردهای بالینی مطابقت دارند.

(۳) ارزیابی شناسایی لندمارک‌ها

رادیولوژیست‌ها با بررسی بصری نتایج و مقایسه آنها با برجسب‌گذاری واقعی، خروجی‌های شناسایی لندمارک را به صورت کیفی ارزیابی کردند.

۵- نتیجه‌گیری

در این مطالعه یک چهارچوب دقیق و خودکار برای شناسایی و اصلاح لندمارک‌های بطنی در تصاویر MRI مغز انسان طراحی و پیاده‌سازی شد. مدل پیشنهادی بر پایه معماری شبکه $Unet 3+$ و با استفاده از مکانیزم نظارت عمیق توسعه یافت. با ترکیب توابع زیان مختلف نظیر دایس و فوکال لاس این مدل آموزش داده شد. نتایج ارزیابی کمی نشان داد که ترکیب توابع زیان دایس و فوکال بهترین عملکرد را از نظر شاخص‌های دایس و ژاکارد ارائه می‌دهند. در ادامه تغییرات ۸ شاخص اندازه‌گیری بطنی در چهار فاز چرخه قمری (ماه نو، تربیع اول، ماه کامل و تربیع آخر) تحلیل شد. نتایج آماری اولیه شامل آزمون آماری ANOVA، نشان‌دهنده وجود تغییرات بطنی در طول زمان بودند که می‌تواند گمانه‌هایی را در مورد تاثیر احتمالی چرخه قمری بر سیستم بطنی مغز را تقویت کند. همچنین نتایج حاصل می‌تواند به عنوان پایه‌ای برای توسعه سامانه‌های کمک تشخیصی در کلینیک‌های تصویربرداری عصبی مورد استفاده قرار گیرد. با وجود مشاهده تغییرات در شاخص‌های بطنی در طول چرخه قمری، هنوز نمی‌توان به‌طور قطعی در مورد تاثیرات فیزیولوژیک آن نظر داد و نیاز به تحلیل‌های بالینی در شرایط متنوع احساس می‌شود. توسعه روش‌های کاملاً خودکار برای تشخیص خطاهای مدل و اصلاح آنها بدون دخالت انسان به‌ویژه روش‌هایی بر پایه یادگیری تقویتی و توسعه پایگاه داده از گام‌های مهم کارهای آینده ما می‌باشد.

سپاسگزاری

نویسندگان این مقاله از مرکز تصویربرداری آذر مهر و دکتر محمد حسین دقیقی، دکتر ایوب مالک و تیم رادیولوژیست آنها برای تصویربرداری، همکاری و دسترسی به مجموعه داده‌های MRI و داوطلبین مورد استفاده در این مقاله کمال تشکر را دارد. همچنین نویسندگان از شرکت کنندگانی که رضایت دادند تا داده‌های MRI مغز آنها در این تحقیق استفاده شود، قدردانی می‌کنند.

مراجع

- [1] H.Y. Moon, H. Van Praag, "On the run for hippocampal plasticity," Cold Spring Harbor Perspect Med., pp. 8-a029736, 2018, Doi: 10.1101/cshperspect. a029736.
- [2] K. Batista-Garcia-Ramo, C. Fernandez-Verdecia, "What we know about the brain structure-function relationship," Behav. Sci (Basel), pp. 8-39, 2018, Doi:10.3390/bs8040039.
- [3] A. Malek, M.H. Daghighi, M. Pourisa, T. Pourmohammadi, S. Dastgiri, N. Nezami, M. Mirza-Aghazadeh-Attari, A. Arasteh, A. Zarrintan, "Changes in brain mri under different lunar cycles: a cross-sectional study," Biol. Rhythm. Res., 2021, Doi: 10.1080/09291016.2020.1871546.
- [4] A. Malek, S. Dastgiri, "A study of human biological rhythms based on moon phases and their effects on suicides, car accidents, and psychic crises," Iran J. Psychiatry. Clin. Psychol., pp. 2:32-38, 1996.

- [5] T.A. Wehr, "Bipolar Moon cycles associated with lunar entertainment of a circadian rhythm," *Transl. psychiatry.*, pp. 8-151, 2018, Doi: 10.1038/s41398-018-0203.
- [6] U. Chakraborty, T. Ghosh, "A study on the physical fitness index, hart rate and blood pressure in different phases of lunar month on male human subjects," *Int. J. Biometeorol.*, pp. 57(5):769-74, 2013, Doi: 10.1007/s00484-012-0605-7.
- [7] H. Bjursten, D. Qudin et al., "Once after a full moon: acute type A aortic dissection and lunar phases," *Interactive cardiovascular and thoracic surgery.*, pp. 34(1):105-110, 2022, Doi: 10.1093/icvts/ivab220.
- [8] D. Han, Y. Gao et al., "Robust anatomical landmark detection for mri brain image registration," *Med. Image. Comput.*, pp. 17(10):186-193, 2014, Doi: 10.1007/978-3-319-10404-1-24.
- [9] P. Coupe, V. Manjon et al., "Patch-based segmentation using expert priors: Application to hippocampus and ventricle segmentation," *Neuroimage.*, pp. 54(2):940-954, 2011.
- [10] S. Polat, F.Y. Oksuzler et al., "Morphometric MRI study of the brain ventricles in healthy Turkish subjects," *Int. J. Morphol.*, pp. 37(2):554-560, 2019.
- [11] O. Ronneberger, "Unet: convolutional networks for biomedical image segmentation," In. *conf. medical image computing and computer assisted intervention.*, pp. 234-41, 2015.
- [12] A. Alipour Sifar, M. Shamsi, M.H. Sedaaghi, "A Modified U-Net 3+ based framework for automated segmentation of ventricle regions in brain MRI images," *Signal, image and video processing.*, pp. 19-524, 2025, <https://doi.org/10.1007/s11760-025-04130-7>.
- [13] H. Huang, L. Lin et al., "Unet3+: A full scale connected unet for medical image segmentation," *ICASSP.*, 2020, <https://doi.org/10.1109/ICASSP40776.2020.9053405>.
- [14] W.A.J. Evans, "An encephalographic ratio for estimating ventricular enlargement and cerebral atrophy," *Arch. Neural Psychiatry.*, pp. 47:931-937, 1942, Doi: 10.1001/archneuralspsyc.1942.02290060069004.
- [15] B. O'Hayon, J.M. Drake, M.U. Ossip, S. Teli, M. Clerke, "Frontal and Occipital horn ratio: A linear estimate of ventricular size for multiple imaging modalities in pediatric hydrocephalus," *Pediatr. Neurosurg.*, pp. 29:45-249, 1998.
- [16] F.J.Y. Hahn, K. Rim, "Frontal ventricular dimensions on normal computed tomography," *Am. J. Roentgenol.*, pp. 126:593-596, 1976.
- [17] A.N. Barr, J. Heinz, G.D. Dobben, "Bicaudate index in computerized tomography of Huntington disease and cerebral atrophy," *Neurology.*, pp. 28(11):1196-1200, 1979, Doi: 10.53347/rID-26126.
- [18] L.J. Pelicci, A.D. Bedrick, R.P. Cruse, R.C. Vannucci, "Frontal ventricular dimensions of the brain in infants and children," *Arch. Neural.*, pp. 36, 1979.
- [19] M.S. Huckman, J. Fox, J. Topel, "The validity of criteria for the evaluation of cerebral atrophy by computed tomography," *Radiology.*, pp. 116:85-92, 1975.
- [20] C.G. Goetz, "Textbook of clinical Neurology," Third Edition, Elsevier, 2007, Doi: 10.1016/B978-1-4160-3618-0.x1000-4.
- [21] O. Schiersman, "Einführung in die encephalographic," Stuttgart, Thieme., 1952.
- [22] C.A. Schneider, W.S. Rosband, K.W. Eliceiri, "NIH image to image: 25 year of image analysis," *Nat Methods.*, pp. 9:671-675, 2012, Doi: 10.1038/nmeth.2089.
- [23] W.D. Penny, K.Y. Friston, J.T. Shburner, S.J. Kiebel, T.E. Nichols, "SPM- Statistical Parametric Mapping: The analysis of functional brain images," Academic press, Cambridge, 2007, Doi: 10.1016/B978-0-12-372560-8.x5000-1.
- [24] O. Oktay, J.O. Schlemper, L.L. Folgoc, M. Lee et al., "Attention U-Net: Learning where to look for the pancreas," 2018, <https://doi.org/10.48550/arXiv.1804.03999>.
- [25] J. Chen J Y. Lu et al., "Transformers make strong Encoders for medical image segmentation," 2021, <https://doi.org/10.1186/S40537-016-0043-6>.
- [26] M.D. Alom, M. Hasan, C. Yakopcic, T.M. Taha, V.K. Asari, "Recurrent Residual convolutional neural network based on U-Net (R2U-Net) for medical image segmentation," *med. imaging (Bellingham).*, pp. 6: 1802-06955, 2018, <https://doi.org/10.48550/arXiv.1802.06955>.

Performance Enhancement of Small Language Models via Distillation and Retrieval-Augmented Generation

Zhila Amini-Sheshdeh*, Helia Mirhosseini

Department of Electrical Engineering, Engineering Faculty, Alzahra University, Tehran, Iran

* Corresponding author email: zh.amini@alzahra.ac.ir



Sahand University
of Technology

DOR:

[20.1001.1.23223146.1403.11.2.5.3](https://doi.org/10.1001.1.23223146.1403.11.2.5.3)

Journal of Nonlinear
Systems in Electrical
Engineering

Vol. 11, No. 2

Autumn and Winter 2024

ISSN: 2322 – 3146

<http://jnsee.sut.ac.ir>

Abstract

In recent years, large language models (LLMs) such as CodeGen have demonstrated remarkable capabilities in automatic code generation. However, their practical deployment is limited by high computational cost and demanding hardware requirements. This study proposes a three-stage pipeline to enhance the performance of the small CodeGen-350M model using supervised fine-tuning, knowledge distillation from CodeGen-6B, and a retrieval-augmented generation (RAG) module to compensate for limited internal knowledge. The results show significant improvements in code quality and consistency, enabling the student model to approach the behavior and accuracy of the larger teacher model. Incorporating RAG notably enhances semantic correctness and completeness in code outputs.

Keywords

Knowledge Distillation; Code Generation; Small Language Models; RAG; FAISS

1. Short Introduction

Large Language Models (LLMs) have revolutionized code generation, yet their massive hardware requirements hinder deployment in resource-limited settings. Although knowledge distillation and Retrieval-Augmented Generation (RAG) are proven methods for model optimization, their synergy for lightweight coding assistants is not fully exploited. This work introduces a three-stage pipeline—comprising SFT, Distillation, and RAG—to significantly boost the performance of the CodeGen-350M model. By transferring teacher-level logic and integrating external code indexes, we enable a student model to achieve competitive accuracy with a minimal parameter footprint.

2. Proposed Work

This study implements a three-stage optimization pipeline for the CodeGen-350M model. The design begins with Supervised Fine-Tuning (SFT) on the Code Alpaca dataset to establish foundational syntax stability. Subsequently, knowledge distillation from a 6B-parameter teacher model is utilized to align the student's output distribution, successfully reducing KL Divergence from 63.31 to 59.62. The final stage integrates a Retrieval-Augmented Generation (RAG) module using FAISS and Jina embeddings to provide real-time external knowledge during inference. Experimental results demonstrate a significant performance improvement, with the average problem-solving score rising from 0.35 to 0.81. Discussion of the results confirms that this framework effectively mitigates parameter constraints, allowing a lightweight model to achieve accuracy levels competitive with much larger architectures.

3. Conclusion

This study proves that a three-stage pipeline—SFT, Knowledge Distillation, and RAG—effectively elevates the performance of small language models for code generation. While SFT establishes fundamental syntax, distillation aligns logic, and RAG compensates for parameter limitations. Results show a significant jump in problem-solving scores from 0.35 to 0.81. Ultimately, this framework enables a 350M-parameter model to achieve accuracy competitive with much larger architectures.

بهبود عملکرد مدل های زبانی کوچک با انتقال دانش و RAG

ژیلا امینی ششده^{۱*}، هلیا میرحسینی^۲

^۱ استادیار، گروه مهندسی برق، دانشکده فنی و مهندسی، دانشگاه الزهرا (س)، تهران، ایران

^۲ گروه مهندسی برق، دانشکده فنی و مهندسی، دانشگاه الزهرا (س)، تهران، ایران

* آدرس پست الکترونیکی نویسنده مسئول: zh.amini@alzahra.ac.ir



دانشگاه صنعتی سهند

DOR:

[20.1001.1.23223146.1403.11.2.5.3](https://doi.org/10.1001.1.23223146.1403.11.2.5.3)

نشریه سالانه علمی-فنی مهندسی برق

دوره ۱۱ - شماره ۲

پاییز و زمستان ۱۴۰۳

صفحات ۷۳ الی ۹۱

ISSN: 2322-3146

<http://jnsee.sut.ac.ir>

تاریخ پذیرش: ۱۴۰۴/۱۱/۲

تاریخ بازنگری: ۱۴۰۴/۱۰/۱۴

تاریخ ارسال: ۱۴۰۴/۹/۲

چکیده

واژه‌های کلیدی

انتقال دانش

مدل‌های زبانی کوچک

تولید کد

بازیابی همراه با تولید

مدل CodeGen

در سال‌های اخیر، مدل‌های زبانی بزرگ (LLMs) مانند CodeGen توانسته‌اند عملکرد چشمگیری در تولید خودکار کدهای برنامه‌نویسی ارائه دهند ولیکن حجم بالا و نیاز به منابع سخت‌افزاری پرهزینه، کاربرد عملی این مدل‌ها را محدود می‌سازد. هدف این پژوهش، کوچک‌سازی مدل در کنار حفظ کیفیت خروجی و کاهش وابستگی به منابع محاسباتی سنگین است. در این راستا، از مدل CodeGen-6B به‌عنوان معلم و مدل CodeGen-350M به‌عنوان دانش‌آموز استفاده شده است.

روش پیشنهادی شامل یک خط لوله سه‌مرحله‌ای است که ابتدا مدل دانش‌آموز با استفاده از داده‌های متنی - کدی تحت آموزش نظارت‌شده قرار می‌گیرد تا توانایی پایه‌ای در تولید کد کسب کند. سپس، با به کارگیری انتقال دانش (Distillation)، رفتار و توزیع احتمالات خروجی مدل معلم به مدل دانش‌آموز منتقل می‌شود. در نهایت، برای جبران محدودیت ظرفیت پارامتری مدل کوچک، یک سیستم بازیابی همراه با تولید (RAG) مبتنی بر ایندکس FAISS و امبدینگ‌های کدی، طراحی و به مدل افزوده می‌شود.

نتایج نشان می‌دهد که ترکیب انتقال دانش و بازیابی همراه با تولید منجر به بهبود کیفیت خروجی مدل کوچک شده و امتیاز حل مسائل کدنویسی در نمونه‌های ارزیابی شده از ۰/۵ در حالت مدل پایه به ۱/۵ در نسخه مجهز به RAG افزایش یافته است. همچنین، تحلیل صحت نحوی کدها با استفاده از ساختار AST و کاهش فاصله توزیعی خروجی‌ها بر اساس معیار Divergence KL نشان می‌دهد که مدل دانش‌آموز توانسته رفتاری نزدیک به مدل معلم ارائه دهد. این نتایج بیانگر آن است که مدل ۳۵۰ میلیون پارامتری پیشنهادی، بدون افزایش اندازه مدل، قادر به دستیابی کیفیتی قابل رقابت با مدل‌های بزرگ‌تر در تولید کد می‌باشد.

۱- مقدمه

گسترش مدل های زبانی بزرگ در سال های اخیر، تحول چشمگیری در حوزه پردازش زبان طبیعی، به ویژه در زمینه تولید خودکار کد، ایجاد کرده است. مدل هایی مانند GPT، Codex و CodeGen که بر پایه معماری ترنسفورمر توسعه یافته اند، با آموزش بر روی حجم عظیمی از داده های متنی و کدنویسی، قابلیت هایی فراتر از تکمیل ساده متن از جمله تولید کدهای پیچیده، حل مسائل برنامه نویسی، بازنویسی و بهینه سازی کد، و حتی تعامل چندمرحله ای در گفتگوهای فنی از خود نشان داده اند. این توانمندی ها موجب شده است که مدل های زبانی بزرگ به ابزارهایی پر کاربرد در توسعه نرم افزار، آموزش برنامه نویسی و تحلیل رفتار کد تبدیل شوند [۱، ۲، ۵].

با وجود این موفقیت ها، استفاده عملی از مدل های زبانی بزرگ با چالش های قابل توجهی همراه است. مصرف بالای حافظه، نیاز به سخت افزارهای قدرتمند، هزینه های پردازشی زیاد و دشواری استقرار در محیط های واقعی، از جمله محدودیت های اصلی این مدل ها محسوب می شوند [۱، ۳]. به ویژه برای کاربران شخصی، سازمان های کوچک و سیستم های تعبیه شده، به کارگیری مدل هایی با میلیارد ها پارامتر عملاً امکان پذیر نیست. از این رو، توجه پژوهش ها به سمت روش هایی معطوف شده است که بتوانند کیفیت مدل های کوچک تر را بدون افزایش قابل توجه حجم آن ها ارتقا دهند.

در میان این رویکردها، انتقال دانش به عنوان یکی از راهکارهای مؤثر برای کوچک سازی مدل های بزرگ همراه با حفظ عملکرد آن ها مطرح شده است [۹]. در این روش، مدل بزرگ به عنوان معلم عمل کرده و مدل کوچک تر تلاش می کند توزیع احتمالات خروجی معلم را فرا گیرد. مطالعات متعدد نشان داده اند که به کارگیری معیارهایی نظیر واگرایی کولبک - لایبلر (KL Divergence) و استفاده از دمای نرم سازی شده می تواند نقش مهمی در انتقال دقیق تر دانش ایفا کند. همچنین، پژوهش هایی مانند Self-Instruct و Stanford Alpaca در [۲] و [۳] نشان داده اند که استفاده از مراحل آموزش مبتنی بر دستور (Instruction Tuning) پیش از انتقال دانش، موجب بهبود عملکرد مدل دانش آموز می شود.

در ادامه این مسیر، برخی مطالعات تلاش کرده اند انتقال دانش را با روش های یادگیری تقویتی، به ویژه الگوریتم PPO ترکیب کنند [۱]. با این حال، پیچیدگی محاسباتی بالا، ناپایداری فرآیند آموزش و نیاز شدید به منابع سخت افزاری موجب شده است که این روش ها در بسیاری از موارد صرفاً در محیط های پژوهشی و آزمایشگاهی قابل اجرا باشند. از سوی دیگر، پژوهش های اخیر توجه ویژه ای به معماری های بازیابی همراه با تولید معطوف کرده اند [۴، ۱۰]. در این رویکرد، مدل زبانی به جای اتکا صرف به حافظه پارامتری خود، از یک پایگاه دانش بیرونی برای تولید پاسخ بهره می گیرد. استفاده از بازیابی همراه با تولید این امکان را فراهم می کند که مدل های کوچک تر به دانشی فراتر از ظرفیت داخلی خود دسترسی داشته باشند و در وظایف پیچیده تری مانند تولید کد، پرسش و پاسخ دانش محور و بازیابی اطلاعات، عملکرد بهتری از خود نشان دهند.

۲- کارهای مرتبط

پژوهش های مرتبط با موضوع حاضر را می توان به سه دسته اصلی مدل های زبانی بزرگ برای تولید کد، روش های انتقال دانش برای کوچک سازی مدل ها و معماری های بازیابی همراه با تولید تقسیم کرد که هر کدام را بررسی می کنیم.

- **مدل های زبانی بزرگ در تولید کد:** مدل هایی نظیر GPT، Codex و CodeGen نشان داده اند که معماری های مبتنی بر ترنسفورمر قادر به یادگیری هم زمان زبان طبیعی و زبان های برنامه نویسی هستند. برای مثال Nijkamp و همکاران در معرفی CodeGen نشان دادند که آموزش مدل بر روی داده های گسترده کدنویسی منجر

به بهبود قابل توجه توانایی تولید کد و حل مسائل چندمرحله‌ای می‌شود [۶]. با این حال، این مدل‌ها به دلیل اندازه بسیار بزرگ، محدودیت‌های عملی جدی در استقرار دارند.

- **انتقال دانش و آموزش مبتنی بر دستور:** انتقال دانش به‌عنوان روشی مؤثر برای انتقال توانمندی‌های مدل‌های بزرگ به مدل‌های کوچک‌تر، در مطالعات متعددی بررسی شده است. Devlin و همکاران [۹] و Ouyang و همکاران [۱] نشان داده‌اند که استفاده از توزیع احتمالات نرم مدل معلم می‌تواند موجب بهبود همگرایی مدل دانش‌آموز شود. همچنین، رویکردهایی مانند Self-Instruct و Stanford Alpaca در [۲] و [۳] نشان داده‌اند که آموزش مبتنی بر دستور پیش از انتقال دانش، نقش مهمی در افزایش کیفیت خروجی مدل‌های کوچک ایفا می‌کند. با این وجود، بسیاری از این روش‌ها یا نیازمند داده‌های گسترده انسانی هستند یا به مراحل بهینه‌سازی پیچیده وابسته‌اند.
- **معماری‌های بازبایی همراه با تولید:** رویکرد RAG که نخستین بار توسط Lewis و همکاران معرفی شد [۱۰]، با ترکیب بازبایی اطلاعات و تولید متن، امکان استفاده از دانش بیرونی را برای مدل‌های زبانی فراهم می‌کند. این معماری به‌ویژه برای مدل‌های کوچک اهمیت دارد، زیرا می‌تواند محدودیت ظرفیت پارامتری آن‌ها را جبران کند. مطالعات اخیر نشان داده‌اند که RAG در وظایفی نظیر پرسش و پاسخ دانش‌محور، بازبایی اطلاعات و تولید کد، موجب بهبود دقت و کامل بودن پاسخ‌ها می‌شود [۴، ۱۰].

۱-۲- معیارهای ارزیابی مدل‌های تولید کد

ارزیابی کیفیت خروجی در مدل‌های تولید کد، به دلیل ماهیت مولد و وجود چندین راه‌حل صحیح برای یک مسئله، همواره یکی از چالش‌های اصلی پژوهش در این حوزه بوده است. برخلاف مسائل طبقه‌بندی، در تولید کد نمی‌توان صرفاً به معیارهای ساده‌ای مانند دقت^۱ اکتفا کرد و پژوهش‌ها به سمت معیارهای ساختاری، نحوی و معنایی سوق یافته‌اند.

در برخی مطالعات اولیه، معیارهایی مبتنی بر تطابق متنی مانند BLEU برای ارزیابی کد تولید شده مورد استفاده قرار گرفته‌اند [۸]. با این حال، پژوهش‌ها نشان داده‌اند که این معیارها همبستگی ضعیفی با صحت عملکرد واقعی کد دارند؛ زیرا دو قطعه کد با ساختار متنی متفاوت می‌توانند از نظر عملکرد کاملاً معادل باشند. به همین دلیل، استفاده از معیارهای مبتنی بر شباهت متنی به‌تنهایی برای ارزیابی مدل‌های تولید کد ناکافی تلقی می‌شود.

در ادامه، پژوهش‌ها به سمت معیارهای مبتنی بر صحت نحوی حرکت کرده‌اند. بررسی قابل‌کامپایل بودن یا معتبر بودن کد از نظر قواعد زبان برنامه‌نویسی، یکی از رویکردهای رایج در این زمینه است. برای مثال، در مطالعات مرتبط با CodeGen و مدل‌های مشابه، از تحلیل ساختار درخت نحو انتزاعی (AST) به‌عنوان معیاری برای سنجش صحت نحوی خروجی‌ها استفاده شده است [۶]. این روش امکان تشخیص کدهایی را فراهم می‌کند که از نظر ظاهری صحیح به نظر می‌رسند اما در عمل قابل اجرا نیستند.

علاوه بر صحت نحوی، ارزیابی معنایی و منطقی کد نیز در پژوهش‌های اخیر مورد توجه قرار گرفته است. برخی مطالعات از اجرای کد بر روی مجموعه‌ای از تست‌ها برای بررسی درستی منطق پیاده‌سازی استفاده کرده‌اند، در حالی که در مواردی دیگر، ارزیابی کیفی مبتنی بر مقایسه با پاسخ مرجع یا تحلیل رفتار تابع انجام شده است [۱، ۶]. این رویکردها به‌ویژه در مسائل برنامه‌نویسی که دارای پاسخ‌های متنوع هستند، اهمیت بیشتری پیدا می‌کنند.

در زمینه ارزیابی فرآیند انتقال دانش، معیارهایی نظیر واگرایی کولبک-لایبلر به‌طور گسترده برای سنجش میزان نزدیکی توزیع احتمالات خروجی مدل دانش‌آموز به مدل معلم به کار رفته‌اند [۹]. کاهش مقدار این معیار نشان‌دهنده موفقیت فرآیند انتقال دانش و همگرایی رفتاری میان دو مدل است.

¹ Accuracy

با توجه به این پیشینه، پژوهش حاضر از ترکیبی از معیارهای رایج و پذیرفته شده در ادبیات استفاده می کند؛ به گونه ای که صحت نحوی خروجی ها از طریق تحلیل AST، نزدیکی رفتاری مدل ها با استفاده از KL Divergence و کیفیت منطقی پاسخ ها از طریق ارزیابی کیفی نمونه های کدنویسی مورد بررسی قرار می گیرد. این رویکرد ترکیبی، امکان ارزیابی جامع عملکرد مدل پیشنهادی را بدون وابستگی به معیارهای متنی ناکارآمد فراهم می سازد.

برخلاف بسیاری از کارهای پیشین که بر استفاده از مدل های بزرگ یا روش های یادگیری تقویتی پرهزینه تمرکز دارند، پژوهش حاضر با ترکیب انتقال دانش و معماری بازیابی همراه با تولید در قالب یک خط لوله سبک و قابل اجرا، تلاش می کند کیفیت تولید کد را در یک مدل ۳۵۰ میلیون پارامتری ارتقا دهد. این رویکرد، بدون افزایش اندازه مدل و بدون اتکا به الگوریتم های یادگیری تقویتی سنگین، مسیری عملی برای بهبود مدل های زبانی کوچک ارائه می دهد.

۳- رویکرد روش انجام شده در این پژوهش

در این بخش، چارچوب کلی پژوهش، مراحل پیاده سازی مدل پیشنهادی و روش های ارزیابی در قالب یک ساختار منسجم ارائه می گردد.

۳-۱- معماری مدل ها و جزئیات پیاده سازی

در این پژوهش، به منظور بهبود عملکرد مدل های زبانی کوچک در تولید کد، از خانواده مدل های CodeGen استفاده شده است. CodeGen یک مدل زبانی مولد مبتنی بر معماری ترنسفورمر از نوع فقط - رمزگشا^۱ است که برای تولید خودرگرسیو^۲ دنباله های متنی و کدهای برنامه نویسی طراحی شده است. در این معماری، مدل با پیش بینی نشانه^۳ بعدی بر اساس توکن های قبلی، قادر به تولید پیوسته و ساختار یافته کد می باشد.

در چارچوب پیشنهادی، مدل CodeGen-6B به عنوان مدل معلم و مدل CodeGen-350M به عنوان مدل دانش آموز مورد استفاده قرار گرفته اند. هر دو مدل از یک معماری مشترک و نشانه ساز^۴ یکسان بهره می برند که این هم خانواده بودن، نقش مهمی در پایداری فرآیند انتقال دانش و کاهش ناسازگاری های ساختاری میان مدل ها ایفا می کند. استفاده از نشانه ساز مشترک همچنین موجب شده است که کلیه ورودی ها به صورت یکنواخت پردازش شوند و نیازی به بازآموزی نشانه ساز وجود نداشته باشد.

لازم به تأکید است که در این پژوهش از مدل BERT استفاده نشده است. مدل BERT یک ترنسفورمر دوسویه مبتنی بر معماری رمزگذار^۵ است که عمدتاً برای وظایف درک زبان طبیعی مانند طبقه بندی متن، استخراج ویژگی و پاسخ به پرسش به کار می رود. از آنجا که هدف اصلی پژوهش حاضر، تولید مرحله به مرحله کد بر اساس نشانه های قبلی است، استفاده از معماری های رمزگشا محور مانند CodeGen که به طور خاص برای وظایف مولد طراحی شده اند، انتخاب مناسب تری محسوب می شود.

پیاده سازی و ارزیابی مدل ها در محیط Google Colab Pro و با استفاده از پردازنده گرافیکی NVIDIA A100 انجام شده است. به منظور تضمین قابلیت بازتولید نتایج، مقدار seed برابر با ۴۲ برای تمامی کتابخانه های مورد استفاده تنظیم شد و تنظیمات محاسباتی قطعی در CUDA فعال گردید. این تنظیمات شامل فعال سازی حالت deterministic و غیرفعال سازی benchmark در کتابخانه cudNN می باشد.

در این پژوهش، پیاده سازی مدل ها با استفاده از کتابخانه های PyTorch و Transformers (نسخه ۴.۳.۸ یا بالاتر) انجام شده و از ابزارهایی نظیر PEFT و Accelerate برای مدیریت بهینه مدل ها استفاده شده است. نسخه نهایی مدل دانش آموز، یک مدل

^۱ Decoder-only Transformer

^۲ Autoregressive

^۳ token

^۴ tokenizer

^۵ Encoder-based

CodeGen-350M ادغام شده^۱ است که در مرحله ارزیابی صرفاً در حالت استنتاج^۲ مورد استفاده قرار گرفته و هیچ گونه آموزش یا به روز رسانی پارامتر در این مرحله انجام نشده است. از این رو، پارامترهایی نظیر تعداد epoch، batch size یا زمان بندی بهینه ساز در مرحله ارزیابی تعریف نشده اند.

برای جبران محدودیت ظرفیت پارامتری مدل دانش آموز، یک سازوکار بازیابی همراه با تولید در مرحله استنتاج به مدل افزوده شده است. در این چارچوب، یک پایگاه دانش بیرونی مبتنی بر مسائل و پاسخ های برنامه نویسی ایجاد شده و نمایش برداری اسناد با استفاده از مدل های Sentence Transformer انجام گرفته است. بردارهای حاصل در یک ایندکس برداری با استفاده از کتابخانه FAISS ذخیره شده اند تا امکان بازیابی سریع نمونه های مرتبط فراهم شود. در زمان تولید پاسخ، اسناد بازیابی شده به صورت پویا در قالب پرامپت به ورودی مدل افزوده می شوند و مدل دانش آموز بدون افزایش تعداد پارامترها از دانش بیرونی بهره می گیرد. در طراحی این چارچوب، از هیچ گونه الگوریتم یادگیری تقویتی، مدل پاداش یا روش هایی نظیر PPO استفاده نشده است. هدف اصلی، ارائه یک خط لوله سبک، قابل تکرار و عملی بوده است که بتواند با اتکا به معماری ترنسفورمر و ترکیب انتقال دانش و RAG، کیفیت تولید کد را در مدل های کم پارامتر بهبود دهد.

۳-۲- آموزش نظارت شده

آموزش نظارت شده^۳ (SFT) به عنوان نخستین مرحله از خط لوله پیشنهادی، با هدف ایجاد یک رفتار پایه ای پایدار در مدل دانش آموز CodeGen-350M انجام شد. با توجه به محدودیت ظرفیت پارامتری مدل های زبانی کوچک، آغاز فرآیند آموزش با روش های پیچیده تر می تواند منجر به ناپایداری همگرایی شود. از این رو، مرحله SFT به عنوان گام ابتدایی طراحی شد تا مدل بتواند نگاشت اولیه میان دستور متنی و کد برنامه نویسی را فراگیرد و به درکی حداقلی اما منسجم از ساختار کد دست یابد [۱۱].

برای آموزش نظارت شده، از مجموعه داده Code Alpaca استفاده شد. این مجموعه داده نخستین بار توسط Taori و همکاران معرفی شده و شامل چند هزار نمونه دستور-پاسخ در حوزه برنامه نویسی است که با الهام از رویکرد Self-Instruct تولید شده اند [۳]. داده ها عمدتاً به زبان پایتون ارائه شده اند و طیفی از وظایف متداول برنامه نویسی، از جمله تعریف توابع، استفاده از ساختارهای شرطی و تکرار، و پیاده سازی الگوریتم های ساده را پوشش می دهند. قالب دستور-پاسخ این مجموعه، آن را به گزینه ای مناسب برای آموزش اولیه مدل های مولد کد تبدیل کرده است [۳].

پیش از استفاده، داده ها مورد پاک سازی قرار گرفتند. نمونه های دارای ورودی ناقص، پاسخ های چندبخشی نامنسجم، کدهای دارای خطای نحوی و مواردی که ساختار کد آن ها معتبر نبود حذف شدند. این فرآیند، که در مطالعات پیشین نیز به عنوان یک گام ضروری برای آموزش پایدار مدل های زبانی معرفی شده است، موجب کاهش نویز داده ها و افزایش کیفیت یادگیری گردید [۱۲، ۱].

پس از پاک سازی، داده ها با استفاده از نشانه ساز اختصاصی CodeGen به نشانه های عددی تبدیل شدند. برای یکنواخت سازی طول توالی ها و امکان پردازش دسته ای، عمل پدینگ انجام شد و مقدار max_length به صورت ثابت تنظیم گردید. قالب ورودی به گونه ای طراحی شد که متن دستور و پاسخ در یک توالی واحد قرار گیرند و مدل به صورت یک مدل زبانی علی (Causal Language Model) آموزش داده شود. این شیوه آموزش، که در مدل های مولد مبتنی بر ترنسفورمر رایج است، امکان یادگیری مرحله به مرحله تولید کد را فراهم می سازد [۱۳].

آموزش نظارت شده با استفاده از بهینه ساز AdamW انجام شد که به طور گسترده در آموزش مدل های زبانی بزرگ و کوچک مورد استفاده قرار می گیرد [۱۴]. نرخ یادگیری برابر با 2×10^{-5} تنظیم شد و برای افزایش پایداری همگرایی، ۵ درصد از کل گام های آموزش به مرحله warmup اختصاص یافت. به منظور جلوگیری از نوسانات شدید گرادینان، از تکنیک های gradient clipping

^۱ merged

^۲ Inference

^۳ Supervised Fine-Tuning

و weight decay استفاده گردید. همچنین، برای مدیریت محدودیت حافظه GPU و امکان استفاده از batch های مؤثرتر، تکنیک $\text{gradient accumulation}$ به کار گرفته شد؛ رویکردی که در آموزش مدل های حجیم در محیط های کم منبع توصیه شده است [۱۵].

روند تغییرات مقدار Loss در طول مرحله SFT نشان داد که مدل دانش آموز به تدریج توانسته است الگوهای پایه ای مربوط به تبدیل دستور متنی به کد را فراگیرد. کاهش تدریجی Loss بیانگر شکل گیری یک رفتار اولیه پایدار در مدل است که اجرای مراحل بعدی خط لوله، از جمله انتقال دانش و بهره گیری از دانش بیرونی، را امکان پذیر می سازد. نتایج این مرحله با یافته های گزارش شده در پژوهش های مشابه درباره آموزش اولیه مدل های مولد کد هم راستا است و اهمیت SFT را به عنوان یک پیش نیاز ضروری تأیید می کند [۱۱، ۳].

۳-۳- انتقال دانش

پس از اجرای مرحله آموزش نظارت شده و ایجاد یک رفتار پایه ای پایدار در مدل دانش آموز، مرحله انتقال دانش به عنوان گام دوم خط لوله پیشنهادی اجرا شد. در این پژوهش، مرحله آموزش نظارت شده نقش یک warmup آموزشی را ایفا می کند؛ به این معنا که مدل دانش آموز پیش از ورود به فرآیند انتقال دانش، درکی اولیه از ساختار کد و نگاشت دستور متنی به کد کسب می کند. این رویکرد، که در مطالعات مرتبط با هم راستاسازی و بهبود مدل های زبانی نیز مورد تأکید قرار گرفته است، موجب کاهش نوسانات آموزشی و افزایش پایداری همگرایی در مراحل بعدی می شود [۱، ۲].

در این مرحله، مدل CodeGen-6B به عنوان مدل معلم و مدل CodeGen-350M به عنوان مدل دانش آموز مورد استفاده قرار گرفتند. انتخاب این دو مدل از یک خانواده معماری، با ابعاد embedding و نشانه ساز یکسان، شرایط مناسبی را برای انتقال پایدار دانش فراهم کرده است. هم راستایی معماری میان مدل ها باعث شد اختلافات ساختاری به حداقل برسد و فرآیند انتقال دانش بدون نیاز به تطبیق مجدد فضای ورودی انجام شود [۶].

در فرآیند انتقال دانش، هدف آن است که مدل دانش آموز رفتار پیش بینی مدل معلم را تا حد امکان باز تولید کند. به جای استفاده از برچسب های سخت، از توزیع احتمالات خروجی مدل معلم به عنوان منبع اطلاعات استفاده شد، رویکردی که در ادبیات انتقال دانش به عنوان یک روش مؤثر برای انتقال اطلاعات غنی مدل های بزرگ معرفی شده است [۸].

برای این منظور، خروجی های مدل معلم با اعمال دمای نرم سازی $T=2.0$ هموار سازی شدند. استفاده از دماهای بزرگ تر از ۱ موجب نرم تر شدن توزیع احتمالات و برجسته تر شدن روابط نسبی میان نشانه ها می شود، در حالی که مقادیر بسیار بالا می توانند منجر به از دست رفتن اطلاعات تمایز بخش گردند. مقدار $T=2.0$ به عنوان یک مقدار متعادل انتخاب شد تا امکان انتقال الگوهای تصمیم گیری مدل بزرگ به مدل کوچک فراهم شود، بدون آنکه توزیع خروجی بیش از حد هموار گردد [۱، ۸].

پس از اعمال نرم سازی، فاصله میان توزیع احتمالات خروجی مدل دانش آموز و مدل معلم با استفاده از معیار واگرایی کولبک- لایبلر محاسبه شد. این معیار به طور گسترده در فرآیندهای انتقال دانش برای سنجش نزدیکی توزیع های خروجی به کار می رود و در این پژوهش به عنوان تابع هزینه مرحله انتقال دانش استفاده شده است [۸].

استفاده از برچسب های نرم^۱ این امکان را فراهم کرد که مدل دانش آموز به جای تقلید صرف پاسخ نهایی، ساختار احتمالاتی تصمیم گیری مدل معلم را فراگیرد. این ساختار شامل ترجیحات نسبی، میان نشانه های مختلف و الگوهای تولید کد است که استخراج آن ها از داده های خام به تنهایی امکان پذیر نیست. چنین رویکردی در مطالعات مرتبط با انتقال دانش و هم راستاسازی مدل های زبانی به عنوان یک مزیت کلیدی معرفی شده است [۱، ۲].

¹ Soft Labels

مرحله انتقال دانش در این پژوهش بدون استفاده از الگوریتم های یادگیری تقویتی، مدل پاداش یا معماری *critic* اجرا شد. این تصمیم با هدف کاهش پیچیدگی محاسباتی و افزایش قابلیت اجرا در محیط های کم منبع اتخاذ گردید. این رویکرد در تضاد با روش های مبتنی بر RLHF می باشد و اجرای آن ها مستلزم منابع محاسباتی گسترده و فرآیندهای آموزشی پیچیده است [۱].

به دلیل اجرای مرحله آموزش نظارت شده به عنوان *warmup*، فرآیند انتقال دانش با پایداری مناسبی همراه بود و همگرایی مدل دانش آموز به سمت رفتار مدل معلم به صورت تدریجی و کنترل شده انجام گرفت. نتایج کمی این مرحله، که در بخش ارزیابی ارائه شده اند، نشان می دهند مقدار *KL Divergence* در طول فرآیند انتقال دانش روندی نزولی داشته و بیانگر نزدیک تر شدن توزیع احتمالات خروجی مدل دانش آموز به مدل معلم است.

در مجموع، مرحله انتقال دانش نقش کلیدی در ارتقای توان مدل *CodeGen-350M* ایفا کرده است. ترکیب آموزش نظارت شده به عنوان *warmup* و انتقال دانش مبتنی بر توزیع احتمالات نرم، امکان انتقال مؤثر دانش از مدل بزرگ به مدل کوچک را فراهم کرده است. این نتایج نشان می دهند که بدون اتکا به روش های پرهزینه ای مانند یادگیری تقویتی و تنها با استفاده از سازوکارهای استاندارد انتقال دانش، می توان کیفیت تولید کد را در مدل های کم پارامتر به طور معناداری بهبود داد [۱، ۲، ۶].

۳-۴- بازیابی همراه با تولید

در مرحله سوم خط لوله پیشنهادی، به منظور جبران محدودیت ظرفیت حافظه پارامتری مدل دانش آموز *CodeGen-350M*، از سازوکار بازیابی همراه با تولید استفاده شد. در این معماری، مدل زبانی علاوه بر دانش ذخیره شده در پارامترهای خود، از یک پایگاه دانش بیرونی برای تولید پاسخ بهره می گیرد. این رویکرد به ویژه برای مدل های زبانی کوچک که توان ذخیره دانش گسترده در پارامترهای آن ها محدود است، امکان بهبود کامل بودن و انسجام منطقی خروجی را فراهم می سازد [۱۰، ۱۵].

برای ایجاد پایگاه دانش بیرونی، از مجموعه *MBPP*^۱ استفاده شد. هر نمونه این مجموعه شامل شرح مسئله، نام تابع پیشنهادی و یک پیاده سازی مرجع به زبان پایتون است. پیش از استفاده، داده ها پاک سازی شدند و نمونه های دارای توضیح ناقص، کد نامعتبر یا ساختار نامنسجم حذف گردیدند تا کیفیت اسناد بازیابی شده افزایش یابد.

مجموعه *MBPP* طیفی از وظایف پایه برنامه نویسی پایتون مانند تعریف توابع، استفاده از ساختارهای شرطی و تکرار و پیاده سازی الگوریتم های ساده را پوشش می دهد. با این حال، از نظر حجم و تنوع دامنه، این مجموعه در مقیاس آزمایشگاهی قرار دارد. بنابراین، نتایج این پژوهش عمدتاً بیانگر عملکرد روش پیشنهادی در چارچوب وظایف استاندارد *MBPP* بوده و ارزیابی تعمیم پذیری در دامنه های گسترده تر به عنوان مسیر پژوهشی آینده مطرح می شود.

برای امکان بازیابی مبتنی بر شباهت معنایی، اسناد پایگاه دانش به نمایش های برداری ثابت طول تبدیل شدند. در این پژوهش، از امبدینگ های کدی *Jina* استفاده شد که برای نمایش معنایی متون برنامه نویسی و کد طراحی شده اند. هر نمونه از دیتاست *MBPP*، شامل ترکیبی از شرح مسئله، نام تابع و کد مرجع، به یک بردار عددی با بعد ثابت نگاشت شد.

این نمایش برداری امکان محاسبه شباهت میان مسائل کدنویسی را نه تنها بر اساس شباهت سطحی متنی، بلکه بر اساس ساختار و منطق برنامه نویسی فراهم می کند و برای کاربرد تولید کد اهمیت ویژه ای دارد.

بردارهای امبدینگ تولید شده در یک ایندکس برداری مبتنی بر *FAISS* ذخیره شدند تا امکان جستجوی سریع نزدیک ترین همسایه ها فراهم گردد. برای این منظور، از ساختار *HNSW* استفاده شد که تعادل مناسبی میان سرعت بازیابی و مصرف حافظه ایجاد می کند و برای کاربردهای عملی مناسب است.

¹ Mostly Basic Python Problems

پارامترهای اصلی این بخش به این صورت تنظیم شدند که نوع ایندکس FAISS مبتنی بر HNSW و فضای برداری (\mathbb{R}^d) با بعد ثابت مطابق مدل امبدینگ استفاده شده است همچنین تعداد اسناد بازیابی شده برای هر ورودی $k = 3$ است و معیار شباهت هم شباهت برداری (مطابق تنظیمات پیش فرض پیاده سازی) می باشد.

پارامترهای داخلی HNSW در مقدار پیش فرض کتابخانه FAISS باقی ماندند تا سادگی پیاده سازی و پایداری سیستم حفظ شود.

فرآیند بازیابی و تزریق زمینه به مدل به این گونه است که در زمان استنتاج، ابتدا ورودی کاربر (شرح مسئله) به بردار امبدینگ تبدیل می شود. سپس، با جست و جو در ایندکس FAISS، سه سند نزدیک تر از نظر شباهت برداری بازیابی می گردند. این اسناد به عنوان زمینه کمکی^۱ در اختیار مدل قرار می گیرند تا اطلاعات مرتبط با مسائل مشابه یا الگوهای حل پیشین را در فرآیند تولید پاسخ مورد استفاده قرار دهد.

برای جلوگیری از اختلاط نامناسب اطلاعات و افزایش شفافیت نقش هر بخش، اسناد بازیابی شده با استفاده از یک قالب پرامپت ساخت یافته به ورودی مدل تزریق شدند. در این قالب، متن مسئله اصلی و زمینه بازیابی شده به صورت صریح از یکدیگر جدا شده اند. ساختار پرامپت شامل سه بخش اصلی شرح مسئله^۲، بخش مستقل شامل اسناد بازیابی شده^۳ با جداکننده های ثابت و بخش تولید پاسخ^۴ می باشد.

این تفکیک صریح موجب می شود مدل از اسناد بازیابی شده به عنوان اطلاعات کمکی استفاده کند، بدون آنکه ساختار مسئله اصلی دچار ابهام شود. چنین طراحی ای مطابق با معماری های استاندارد RAG در ادبیات پژوهشی بوده و نقش مؤثری در بهبود کیفیت تولید دارد [۵,۱۰].

با وجود مزایای RAG، استفاده از این رویکرد با محدودیت هایی همراه است. نخست، افزودن مرحله بازیابی باعث افزایش تأخیر زمانی در فرآیند استنتاج می شود. دوم، عملکرد RAG به شدت به کیفیت و پوشش پایگاه دانش وابسته است و در صورت محدود بودن دامنه داده ها، میزان بهبود کاهش می یابد. سوم، امکان بازیابی اسناد نامرتبط وجود دارد که می تواند در برخی موارد موجب انحراف مدل و کاهش دقت خروجی شود. این محدودیت ها ذاتی معماری RAG هستند و باید در تفسیر نتایج و توسعه های آینده مدنظر قرار گیرند [۵,۱۰].

در این پژوهش، RAG به عنوان یک راهکار سبک و عملی برای ارتقای عملکرد مدل کوچک پس از آموزش نظارت شده و انتقال دانش به کار گرفته شد. مقایسه عملکرد مدل دانش آموز در حالت های بدون RAG و مجهز به RAG نشان می دهد که افزودن دانش بیرونی نقش مهمی در افزایش صحت نحوی و کامل بودن منطقی خروجی ها دارد. این نتایج، برتری رویکرد پیشنهادی را نسبت به تنظیم ساده مدل بدون بازیابی نشان می دهد و ضرورت استفاده از RAG را به عنوان مکمل انتقال دانش برجسته می سازد.

۳-۵- ارزیابی و پروتکل آزمایش

به منظور سنجش دقیق تأثیر هر یک از مؤلفه های خط لوله پیشنهادی، یک چارچوب ارزیابی چندمرحله ای طراحی شد که عملکرد مدل دانش آموز CodeGen-350M را در حالت های مختلف مورد بررسی قرار می دهد. هدف از این ارزیابی آن است که مشخص

¹ context

² Instruction

³ Retrieved Context

⁴ Response

شود هر مرحله از خط لوله (آموزش نظارت شده، انتقال دانش و بازیابی همراه با تولید) تا چه حد در بهبود کیفیت تولید کد نقش داشته است.

ارزیابی مدل در سه سناریوی مجزا انجام شد:

(۱) مدل دانش آموز پس از آموزش نظارت شده (SFT-only)

(۲) مدل دانش آموز پس از آموزش نظارت شده و انتقال دانش، بدون استفاده از RAG

(۳) مدل دانش آموز پس از آموزش نظارت شده، انتقال دانش و با استفاده از RAG (مدل نهایی)

این تفکیک امکان تحلیل سهم هر مؤلفه را به صورت مستقل فراهم می سازد و نشان می دهد که بهبود نهایی حاصل از ترکیب چه مراحل بوده است.

برای ارزیابی عملکرد مدل در تولید کد، از مجموعه MBPP استفاده شد. این مجموعه شامل مسائل استاندارد برنامه نویسی پایتون با ساختار مشخص ورودی و خروجی است و به طور گسترده در ارزیابی مدل های مولد کد به کار می رود. انتخاب MBPP امکان مقایسه نتایج با پژوهش های پیشین در حوزه تولید کد را فراهم می سازد [۶].

با توجه به ماهیت آزمایشگاهی مجموعه MBPP، ارزیابی در این پژوهش بر کیفیت حل مسائل پایه و نیمه پایه متمرکز بوده است و تعمیم نتایج به دامنه های بسیار پیچیده تر، نیازمند بررسی های تکمیلی است.

به دلیل محدودیت معیارهای خودکار رایج مانند BLEU یا ROUGE در سنجش کیفیت کد، از معیارهایی استفاده شد که با ماهیت برنامه نویسی سازگارتر هستند.

(۱) صحت نحوی (Syntax Validity)

در این معیار بررسی می شود که آیا کد تولید شده از نظر قواعد زبان پایتون معتبر است یا خیر. برای این منظور، خروجی مدل با استفاده از تحلیل گر نحوی مبتنی بر AST بررسی شد. این معیار از تولید کدهایی که ظاهراً درست اما غیرقابل اجرا هستند جلوگیری می کند.

(۲) صحت منطقی (Semantic Correctness)

در این معیار بررسی می شود که آیا کد تولید شده منطبق مسئله را به درستی پیاده سازی کرده است یا خیر. این ارزیابی به صورت مقایسه خروجی مدل با رفتار مورد انتظار مسئله انجام شد و برای مسائلی که پاسخ های متنوع دارند (مانند توابع بازگشتی یا لیست Comprehension) اهمیت ویژه ای دارد.

(۳) نزدیکی توزیعی به مدل معلم

برای سنجش موفقیت مرحله انتقال دانش، مقدار KL Divergence میان توزیع احتمالات خروجی مدل دانش آموز و مدل معلم محاسبه شد. کاهش این مقدار نشان دهنده نزدیک تر شدن رفتار مدل دانش آموز به مدل بزرگ تر است [۸, ۱].

تمامی مدل ها در مرحله ارزیابی صرفاً در حالت استنتاج مورد استفاده قرار گرفتند و هیچ گونه به روزرسانی پارامتر یا تنظیم مجدد انجام نشد. تنظیمات تولید (مانند طول توالی خروجی و پارامترهای نمونه گیری) در تمامی سناریوها ثابت نگه داشته شدند تا مقایسه منصفانه ای میان مدل ها برقرار شود.

ارزیابی ها به صورت یکسان روی مجموعه مسائل مشخص انجام شد و نتایج به صورت مقایسه ای میان سناریوهای مختلف گزارش گردید. همچنین برای بررسی برتری روش پیشنهادی، نتایج مدل نهایی با سناریوهای پایه مقایسه شد. این سناریوهای پایه شامل مدل دانش آموز با تنها آموزش نظارت شده و مدل دانش آموز با آموزش نظارت شده و انتقال دانش، بدون RAG می باشد.

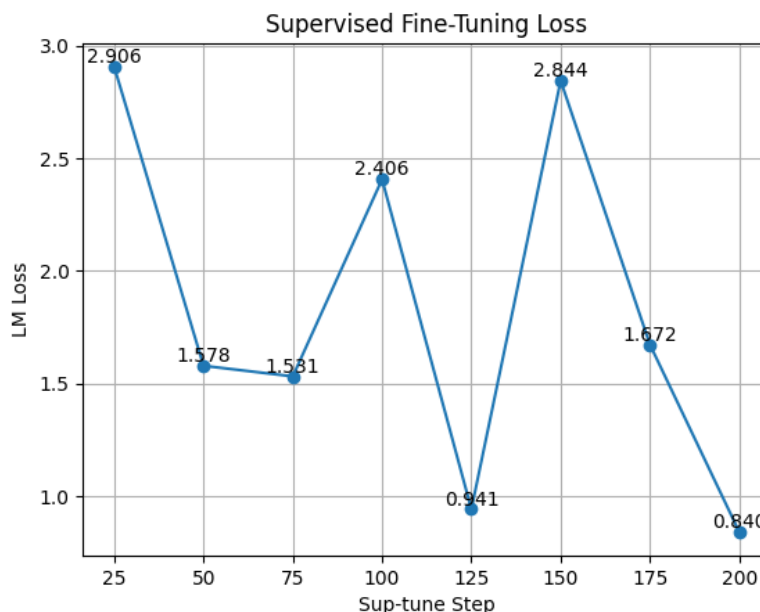
این مقایسه نشان می دهد که افزودن دانش بیرونی از طریق RAG، در کنار انتقال دانش، منجر به افزایش معنادار صحت نحوی و کامل بودن منطقی خروجی ها شده است. چنین مقایسه ای امکان تحلیل دقیق نقش RAG را فراهم می سازد و برتری چارچوب پیشنهادی را نسبت به تنظیم ساده مدل های کوچک نشان می دهد [۵,۶].

۴- نتایج و تحلیل کلی

هدف از بخش نتایج، ارائه ی شواهد تجربی برای پاسخ به این پرسش اصلی است که هر یک از مؤلفه های خط لوله پیشنهادی (آموزش نظارت شده، انتقال دانش و بازیابی همراه با تولید) تا چه حد در بهبود عملکرد مدل زبانی کوچک CodeGen-350M در تولید کد نقش داشته اند. به همین منظور، نتایج به صورت مرحله به مرحله گزارش می شوند تا اثر هر بخش به طور مستقل قابل مشاهده و تحلیل باشد.

در این چارچوب، ابتدا نتایج مربوط به آموزش نظارت شده (SFT) ارائه می شود زیرا این مرحله به عنوان پایه و نقطه شروع کل خط لوله عمل کرده و نقش یک مرحله آماده سازی (warm-up) را برای مراحل بعدی ایفا می کند. سپس در بخش های بعدی، تأثیر انتقال دانش و افزودن شدن RAG بر رفتار مدل بررسی خواهد شد. این رویکرد امکان تحلیل تدریجی روند بهبود مدل و مقایسه منصفانه میان سناریوهای مختلف را فراهم می سازد.

برای ارزیابی عملکرد مدل دانش آموز CodeGen-350M در مرحله آموزش نظارت شده، تغییرات مقدار Loss در مدل زبانی (LM Loss) در طول گام های آموزش مورد بررسی قرار گرفت. نمودار ارائه شده روند تغییرات Loss را در گام های منتخب فرآیند SFT نشان می دهد.



شکل ۱: نمودار Loss بر حسب گام آموزش در یادگیری نظارت شده

شکل ارائه شده روند تغییرات LM Loss مدل CodeGen-350M را در طول گام های منتخب آموزش نظارت شده نشان می دهد. محور افقی نمایانگر گام های آموزش^۱ و محور عمودی مقدار Loss مدل زبانی است. هر نقطه نشان دهنده مقدار میانگین Loss در یک بازه مشخص از آموزش می باشد.

در ابتدای فرآیند (گام ۲۵)، مقدار Loss نسبتاً بالا و در حدود ۲/۹۰۶ مشاهده می شود. این مقدار بالا قابل انتظار است، زیرا مدل دانش آموز در این مرحله هنوز در حال تطبیق با توزیع داده های Instruction-Response بوده و دانش پیشینی محدودی درباره نگاشت دستورات متنی به کد دارد.

با پیشرفت آموزش تا گام های ۵۰ و ۷۵، کاهش قابل توجه Loss تا حدود ۱/۵۸ و ۱/۵۳ مشاهده می شود. این کاهش سریع نشان دهنده آن است که مدل در مراحل ابتدایی، الگوهای پایه ای کدنویسی را به سرعت فرا گرفته است؛ الگوهایی مانند ساختار کلی توابع، نحوه استفاده از ورودی ها و تولید خروجی های نحوی معتبر. این رفتار با انتظار از یک مرحله warm-up کاملاً هم راستا است.

در گام ۱۰۰، افزایش مجدد Loss تا حدود ۲/۴۰۶ مشاهده می شود. این جهش ناگهانی، نشانه واگرایی یا ناپایداری آموزش نیست، بلکه به طور مستقیم به ماهیت ناهمگن داده های آموزشی مربوط می شود. در این بازه، مدل با نمونه هایی مواجه شده است که دارای پیچیدگی منطقی بالاتر بوده اند (مانند توابع بازگشتی یا دستورات چندمرحله ای). از آنجا که آموزش به صورت mini-batch انجام شده است، حضور چند نمونه دشوار در یک batch می تواند باعث افزایش موقتی Loss گردد.

در گام ۱۲۵، افت چشمگیر Loss تا مقدار حدود ۰/۹۴۱ مشاهده می شود که کمترین مقدار در کل نمودار است. این کاهش نشان می دهد که مدل پس از مواجهه با نمونه های پیچیده تر، توانسته است خود را با توزیع جدید داده ها تطبیق دهد و الگوهای پیچیده تر را نیز جذب کند. این رفتار بیانگر توانایی تطبیق پذیری مدل، حتی با ظرفیت پارامتری محدود است.

در گام ۱۵۰، مجدداً یک جهش نسبتاً شدید در Loss حدود ۲/۸۴۴ دیده می شود. این جهش نیز ناشی از تغییر ترکیب داده های batch و ورود نمونه هایی با ساختار غیرمتعارف یا طول توالی بالاتر بوده است. حساسیت مدل های کوچک تر به چنین تغییراتی امری شناخته شده است و در اینجا نیز مشاهده می شود.

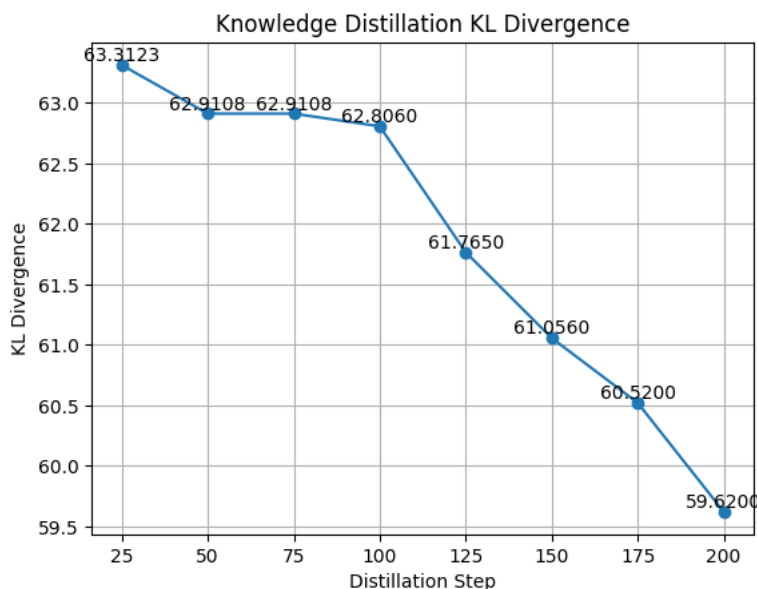
^۱ Supervised Fine-Tuning Steps

پس از این جهش، روند کاهش Loss در گام های ۱۷۵ و ۲۰۰ ادامه یافته و در نهایت به مقدار حدود ۰/۸۴۰ در انتهای آموزش می رسد. رسیدن به چنین مقدار پایینی از Loss نشان می دهد که مدل توانسته است یک رفتار پایه ای پایدار و قابل اتکا در تولید کد کسب کند.

نکته کلیدی آن است که تمامی جهش های Loss موقتی بوده اند و هیچ کدام منجر به واگرایی پایدار یا افزایش روندی خطا نشده اند. در مقابل، کاهش نهایی Loss نسبت به مقدار اولیه، نشان دهنده موفقیت مرحله آموزش نظارت شده در ایفای نقش خود به عنوان مرحله آماده سازی^۱ برای انتقال دانش است.

در مجموع، این نمودار نشان می دهد که اگرچه آموزش نظارت شده بر روی یک مدل کوچک با داده های متنوع همراه با نوسانات مقطعی است، اما روند کلی یادگیری پایدار بوده و مدل در پایان این مرحله به سطحی از آمادگی رسیده است که امکان ورود موفق به مرحله انتقال دانش از مدل معلم را فراهم می سازد.

در این مرحله، اثر مرحله انتقال دانش از مدل معلم CodeGen-6B به مدل دانش آموز CodeGen-350M با استفاده از معیار KL Divergence مورد بررسی قرار می گیرد. هدف از این ارزیابی، سنجش میزان نزدیک شدن توزیع احتمالات خروجی مدل دانش آموز به توزیع خروجی مدل معلم است؛ معیاری که به طور گسترده برای ارزیابی موفقیت فرآیند انتقال دانش در مدل های زبانی استفاده می شود.



شکل ۲: نمودار KL Divergence بر حسب گام آموزش در انتقال دانش

شکل ارائه شده روند تغییرات مقدار KL Divergence را در طول گام های انتقال دانش نشان می دهد. محور افقی بیانگر گام های آموزش انتقال دانش و محور عمودی مقدار KL Divergence بین خروجی های دو مدل است.

در ابتدای این مرحله (گام ۲۵)، مقدار KL Divergence در حدود ۶۳/۳۱ مشاهده می شود که نشان دهنده فاصله قابل توجهی میان رفتار مدل دانش آموز و مدل معلم است. این فاصله با توجه به اختلاف شدید در ظرفیت پارامتری دو مدل (۳۵۰ میلیون در برابر ۶ میلیارد پارامتر) و نیز آغاز این مرحله بلافاصله پس از آموزش نظارت شده، امری قابل انتظار محسوب می شود.

در گام های ابتدایی (۲۵ تا ۱۰۰)، کاهش KL Divergence نسبتاً آهسته و همراه با نوسانات محدود مشاهده می شود؛ به طوری که مقدار این معیار از حدود ۶۳/۳۱ به حدود ۶۲/۸۱ کاهش یافته است. این رفتار نشان می دهد که در مراحل اولیه انتقال دانش، مدل دانش آموز در حال تطبیق تدریجی با توزیع نرم شده خروجی های مدل معلم است. در این بازه، نقش آموزش نظارت شده پیشین

^۱ warm-up

به عنوان مرحله warm-up اهمیت ویژه ای دارد؛ زیرا مدل دانش آموز از قبل دارای یک رفتار پایه ای پایدار بوده و اکنون صرفاً در حال اصلاح توزیع احتمالات خود در جهت رفتار مدل بزرگ تر است، نه یادگیری از صفر.

از گام ۱۰۰ به بعد، روند کاهش KL Divergence شتاب بیشتری می گیرد. کاهش مقدار KL از حدود ۶۲/۸۱ در گام ۱۰۰ به حدود ۵۹/۶۲ در گام ۲۰۰ نشان می دهد که مدل دانش آموز به تدریج توانسته است الگوهای احتمالاتی پیچیده تری را که در خروجی های مدل معلم نهفته اند، فراگیرد. این بخش از نمودار بیانگر مرحله ای است که مدل دانش آموز نه تنها ساختار کلی پاسخ ها، بلکه اولویت بندی نشانه ها و روابط ظریف میان آن ها را نیز از مدل معلم اقتباس کرده است.

استفاده از دمای نرم سازی $T=2.0$ نقش مهمی در هموارسازی توزیع خروجی های مدل معلم ایفا کرده است. این تنظیم باعث شده است که اطلاعات مربوط به نشانه های با احتمال کمتر نیز در فرآیند انتقال دانش حفظ شوند و مدل دانش آموز بتواند از سیگنال آموزشی غنی تری نسبت به برچسب های سخت^۱ بهره برد. کاهش پیوسته KL Divergence در این نمودار تأیید می کند که این انتخاب پارامتری به همگرایی پایدار کمک کرده است.

نکته مهم آن است که برخلاف برخی روش های پیچیده تر مبتنی بر یادگیری تقویتی، فرآیند انتقال دانش در این پژوهش بدون استفاده از مدل پاداش یا محیط تقویتی انجام شده است. با این حال، روند یکنواخت و نزولی KL Divergence نشان می دهد که انتقال دانش به صورت پایدار و بدون نوسانات شدید صورت گرفته است.

در مجموع، این نتایج نشان می دهد که مرحله انتقال دانش توانسته است فاصله توزیعی میان مدل دانش آموز و مدل معلم را به طور معناداری کاهش دهد و بخش قابل توجهی از رفتار پیش بینی مدل بزرگ تر را به مدل کوچک منتقل کند. این همگرایی توزیعی، پایه ای ضروری برای بهره گیری مؤثر از دانش بیرونی در مرحله بعدی (RAG) فراهم ساخته و نقش کلیدی در ارتقای نهایی کیفیت تولید کد توسط مدل دانش آموز ایفا کرده است.

حال تأثیر افزودن RAG به خط لوله پیشنهادی و مقایسه عملکرد مدل دانش آموز در سه حالت مختلف بررسی می کنیم.

۱) آموزش نظارت شده به تنهایی (SFT-only)

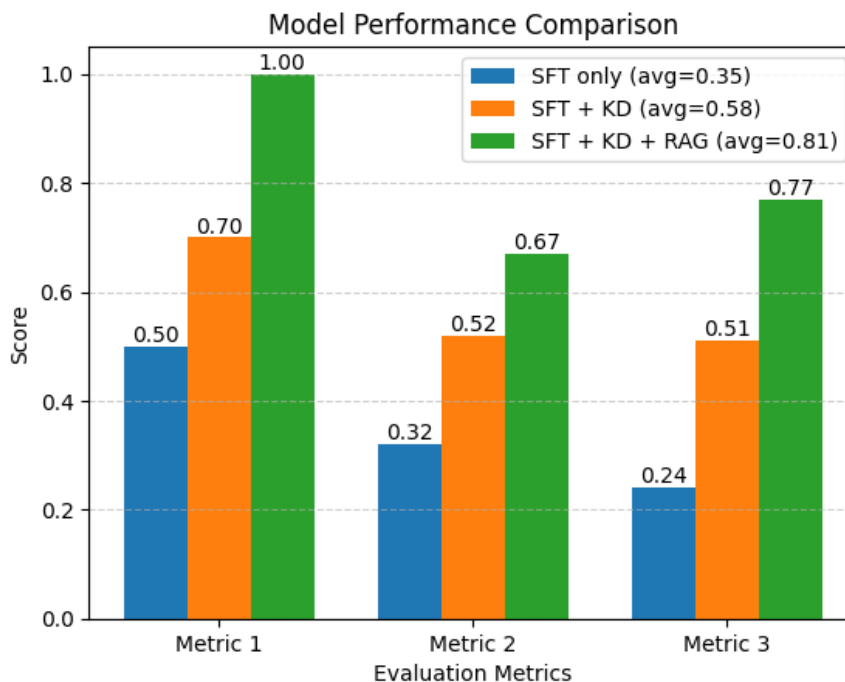
۲) آموزش نظارت شده به همراه انتقال دانش (SFT + KD)

۳) آموزش نظارت شده، انتقال دانش و استفاده از RAG (SFT + KD + RAG)

ارزیابی بر اساس سه وظیفه نمونه از مسائل متداول برنامه نویسی پایتون انجام شده است که هر یک نماینده سطح متفاوتی از پیچیدگی منطقی هستند. این وظایف به صورت زیر تعریف می شوند:

- **معیار ۱ (Metric 1):** «یک تابع پایتون بنویس که عدد n ام دنباله فیبوناچی را محاسبه کند»
- **معیار ۲ (Metric 2):** «یک تابع پایتون بنویس که دو عدد را با یکدیگر جمع کند.»
- **معیار ۳ (Metric 3):** «یک تابع پایتون به نام `is_prime(n: int) -> bool` بنویس که اگر n عدد اول است مقدار `True` و در غیر این صورت `False` بازگرداند. هیچ کتابخانه ای وارد نکن و اعداد $n \leq 1$ را غیراول در نظر بگیر.»
- محور عمودی نمودار، امتیاز عملکرد مدل (ترکیبی از صحت نحوی و صحت منطقی) و محور افقی، وظایف ارزیابی را نشان می دهد. تحلیل نتایج قسمتهای مختلف را اینگونه بیان می کنیم:

¹ hard labels



شکل ۳: نمودار امتیاز بر حسب گام معیار سنجش

حالت SFT-only

در این حالت، مدل صرفاً پس از آموزش نظارت شده ارزیابی شده است. نتایج نشان می دهد که مدل قادر به تولید ساختارهای پایه ای کد است، اما عملکرد آن به ویژه در مسائل دارای منطق تصمیم گیری یا بازگشت (مانند فیبوناچی و تشخیص عدد اول) محدود باقی مانده است. امتیازها در این حالت پایین تر بوده و نشان می دهند که مدل اغلب تنها اسکلت کلی تابع را تولید می کند و در تکمیل منطق مسئله با خطا مواجه می شود.

حالت SFT + انتقال دانش (KD)

با افزودن انتقال دانش، بهبود قابل توجهی در تمامی معیارها مشاهده می شود. در این حالت، مدل توانسته است رفتارهای پیش بینی دقیق تر مدل معلم را تا حدی فراگیرد و پاسخ هایی منسجم تر ارائه دهد. این بهبود به ویژه در معیار ۱ (فیبوناچی) و معیار ۳ (تشخیص عدد اول) مشهود است، زیرا این وظایف نیازمند درک روابط منطقی و شرطی هستند. با این حال، همچنان در برخی موارد جزئیات پیاده سازی ناقص باقی می ماند.

حالت SFT + انتقال دانش + RAG (مدل نهایی)

افزودن RAG منجر به بیشترین جهش عملکردی در هر سه معیار شده است. در این حالت، مدل به نمونه های مرتبط از پایگاه دانش بیرونی دسترسی دارد و می تواند از الگوهای معتبر کدنویسی برای تکمیل پاسخ خود استفاده کند. در معیار ۱، مدل نهایی به امتیاز کامل نزدیک شده است که نشان دهنده توانایی تولید یک پیاده سازی صحیح و کامل از تابع فیبوناچی است. در معیار ۲، که یک وظیفه ساده تر است، اگرچه تفاوت میان حالت ها کمتر است، اما همچنان نسخه مجهز به RAG پاسخ هایی دقیق تر و بدون خطای نحوی ارائه می دهد. در معیار ۳، که شامل منطق شرطی و بررسی حالات مرزی است، استفاده از RAG موجب افزایش چشمگیر صحت منطقی شده و مدل توانسته است تمامی شرایط مسئله را به درستی رعایت کند.

از این نتایج می توان گفت که آموزش نظارت شده، پایه لازم برای تولید کد را فراهم می کند و انتقال دانش، رفتار مدل کوچک را به مدل بزرگ نزدیک تر می سازد و در نهایت، RAG نقش مکمل کلیدی در جبران محدودیت ظرفیت پارامتری مدل دانش آموز ایفا می کند.

افزودن RAG باعث شده است که مدل بدون افزایش تعداد پارامترها، به دانشی فراتر از حافظه داخلی خود دسترسی داشته باشد و در نتیجه، هم از نظر صحت نحوی و هم از نظر کامل بودن منطقی، عملکردی به مراتب بهتر از حالت های بدون RAG ارائه دهد. این نتایج به روشنی برتری چارچوب پیشنهادی را نسبت به تنظیم ساده مدل های کوچک یا حتی انتقال دانش به تنهایی نشان می دهد. در خط لوله های چندمرحله ای، به ویژه در چارچوب هایی که شامل آموزش نظارت شده، انتقال دانش و بازیابی همراه با تولید هستند، این احتمال وجود دارد که خطاهای ایجاد شده در مراحل اولیه به مراحل بعدی منتقل شده و به صورت تجمعی بر خروجی نهایی اثر بگذارند. این پدیده که به عنوان انباشت خطا شناخته می شود، می تواند باعث کاهش پایداری و قابلیت اعتماد مدل در صورت طراحی نامناسب خط لوله گردد.

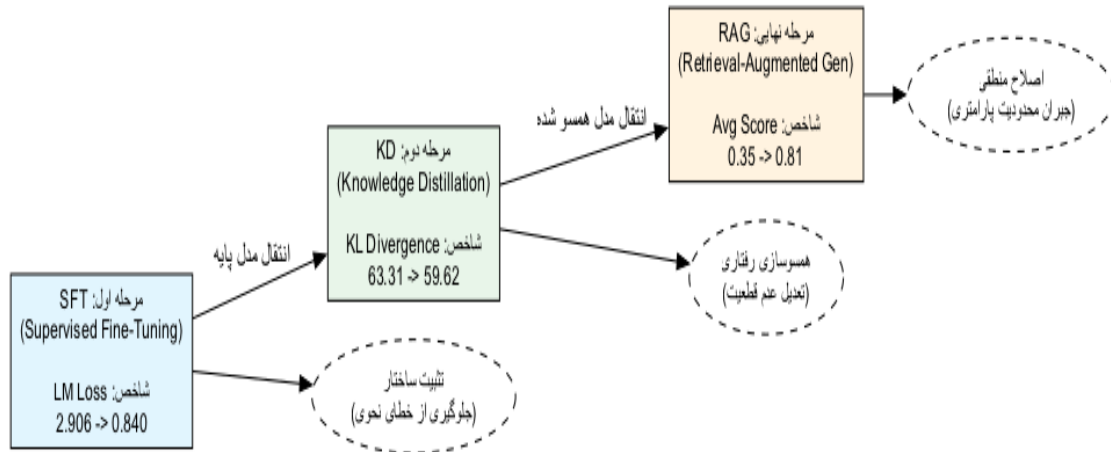
به منظور بررسی این موضوع، رفتار مدل دانش آموز در هر یک از سناریوهای ارزیابی به صورت مستقل تحلیل شد تا مشخص شود آیا خطاهای مراحل قبلی به صورت تقویتی به مرحله نهایی منتقل شده اند یا خیر.

در تحلیل پدیده انباشت خطا در خط لوله پیشنهادی، اثرات متقابل سه مرحله آموزش نظارت شده (SFT)، انتقال دانش (KD) و بازیابی (RAG) بر کیفیت خروجی نهایی مورد واکاوی قرار گرفت. برخلاف سیستم های خطی سنتی که در آن ها خطای مراحل اولیه به صورت تصاعدی در مراحل بعد تقویت می شود، در معماری حاضر مشاهده گردید که هر مرحله به عنوان یک فیلتر اصلاح کننده برای مرحله قبل عمل کرده است.

دلایل عدم انباشت خطا و بهبود تدریجی عملکرد را می توان در موارد زیر خلاصه کرد:

- **کنترل خطای ساختاری در مرحله SFT:** در ابتدای فرآیند، مقدار $LM\ Loss$ از $۲/۹۰۶$ به $۰/۸۴۰$ کاهش یافت. این کاهش نشان دهنده آن است که مدل دانش آموز پیش از ورود به مراحل پیچیده تر، توانسته است خطاهای نحوی^۱ را به حداقل برساند و به یک پایداری ساختاری دست یابد.
- **تعدیل توزیعی در مرحله انتقال دانش:** با اجرای مرحله KD، فاصله توزیعی بین مدل معلم و دانش آموز (معیار $KL\ Divergence$) از $۶۳/۳۱$ به $۵۹/۶۲$ تقلیل یافت. این روند نزولی بیانگر آن است که مدل به جای تقویت خطاهای احتمالی مرحله SFT، رفتار خود را با توزیع بهینه مدل بزرگتر همسو کرده و «عدم قطعیت» در تولید توکن ها را کاهش داده است.
- **خنثی سازی خطای پارامتری توسط RAG:** در مرحله نهایی، محدودیت های حافظه پارامتری که عامل اصلی خطاهای منطقی در مدل های کوچک هستند، با تزریق دانش بیرونی جبران شد. نتایج ارزیابی نشان می دهد که امتیاز عملکرد مدل از $۰/۳۵$ در حالت پایه به $۰/۸۱$ در حالت نهایی ارتقا یافته است. این جهش عملکردی اثبات می کند که مکانیزم RAG نه تنها خطاهای مراحل قبل را انباشته نکرده، بلکه در بسیاری از موارد به عنوان یک «اصلاح گر خودکار» برای پاسخ های ناقص عمل کرده است.

¹ Syntax Errors



شکل ۴: فلوجارت بررسی انباشت خطا در خط لوله چند مرحله ای

همان طور که در تصویر مشاهده می شود، هر مرحله از خط لوله نقش متمایزی در جلوگیری از انباشت خطا ایفا می کند. در گام نخست (SFT) کاهش مقدار LM Loss از ۲/۹۰۶ به ۰/۸۴۰ منجر به «تنبیت ساختار» و رفع خطاهای نحوی شده است. در گام دوم (KD)، فرآیند انتقال دانش با کاهش فاصله توزیعی (KL Divergence) از ۶۳/۳۱ به ۵۹/۶۲، باعث «همسوسازی رفتاری» و تعدیل عدم قطعیت در مدل گردیده است. در نهایت، مرحله RAG با جبران محدودیت حافظه پارامتری، میانگین امتیاز عملکرد را از ۰/۳۵ به ۰/۸۱ ارتقا داده که نشان دهنده «اصلاح خطاهای منطقی» و تکمیل دانش مدل بدون بازگشت خطاست. بیضی های خط چین مکانیزم اثرگذاری هر مرحله بر ارتقای کیفیت خروجی را نشان می دهند.

در مجموع، طراحی مرحله ای خط لوله به گونه ای انجام شده است که مرحله SFT «صحت نحوی»، مرحله KD «نزدیکی رفتاری» و مرحله RAG «صحت معنایی و منطقی» را تضمین می نماید. این ترکیب هوشمندانه موجب شده است که نرخ خطا در هر مرحله توسط مؤلفه بعدی مهار گردد.

۵- نتیجه گیری

در این پژوهش، یک خط لوله چندمرحله ای متشکل از آموزش نظارت شده، انتقال دانش و بازیابی همراه با تولید با هدف ارتقای عملکرد یک مدل زبانی کوچک در تولید کد، طراحی و ارزیابی شد. نتایج تجربی نشان داد که هر یک از این مراحل، نقشی متمایز و مکمل در بهبود عملکرد نهایی مدل دانش آموز CodeGen-350M ایفا کرده اند.

در مرحله آموزش نظارت شده، مدل توانست الگوهای پایه ای نگاشت دستور متنی به کد را فراگیرد؛ با این حال، عملکرد آن در وظایف دارای منطق تصمیم گیری یا ساختارهای بازگشتی محدود باقی ماند. ارزیابی مدل در این حالت نشان داد که میانگین امتیاز عملکرد در سه مسئله نمونه برابر با ۰/۳۵ بوده است. این نتیجه نشان می دهد که SFT به تنهایی برای ایجاد یک رفتار پایه ای ضروری است، اما برای حل کامل مسائل کدنویسی کافی نیست.

با افزودن مرحله انتقال دانش از مدل معلم CodeGen-6B، بهبود معناداری در عملکرد مدل دانش آموز مشاهده شد. کاهش یکنواخت مقدار KL Divergence نشان داد که مدل دانش آموز توانسته است توزیع احتمالات خروجی خود را به رفتار مدل بزرگ تر نزدیک کند. این همگرایی توزیعی منجر به افزایش میانگین امتیاز عملکرد مدل به ۰/۵۸ شد. در این حالت، مدل در وظایفی مانند محاسبه عدد فیبوناچی و تشخیص عدد اول، پاسخ هایی منسجم تر نسبت به حالت SFT-only ارائه داد، هر چند همچنان در برخی موارد جزئیات منطقی به طور کامل پوشش داده نمی شد.

بیشترین بهبود عملکرد با افزودن مکانیزم بازیابی همراه با تولید حاصل شد. اتصال مدل دانش آموز به یک پایگاه دانش بیرونی مبتنی بر ایندکس FAISS و استفاده از نمونه های بازیابی شده در قالب پرامپت، موجب شد مدل بتواند از دانش بیرونی برای تکمیل

پاسخ های خود بهره بگیرد. در این حالت، میانگین امتیاز عملکرد مدل به $0/81$ افزایش یافت که نشان دهنده جهش قابل توجه نسبت به دو سناریوی قبلی است.

تحلیل جزئی تر نتایج نشان می دهد که در مسئله محاسبه عدد π دنباله فیبوناچی، امتیاز مدل از $0/50$ در حالت SFT- only به $0/70$ پس از انتقال دانش و نهایتاً به $1/00$ در نسخه مجهز به RAG افزایش یافته است؛ در مسئله جمع دو عدد، که یک وظیفه ساده تر محسوب می شود، امتیاز از $0/32$ به $0/52$ و سپس به $0/67$ رسیده است. در مسئله تشخیص عدد اول، که نیازمند منطق شرطی و بررسی حالات مرزی است، عملکرد مدل از $0/24$ در حالت پایه به $0/51$ پس از انتقال دانش و در نهایت به $0/77$ با استفاده از RAG بهبود یافته است.

این نتایج نشان می دهد که RAG نه تنها باعث افزایش صحت نحوی کدهای تولید شده شده، بلکه نقش مهمی در تکمیل منطق مسئله و پوشش شرایط مرزی ایفا کرده است. در بسیاری از موارد، مدل بدون RAG تنها ساختار کلی تابع را تولید می کرد، در حالی که نسخه مجهز به RAG توانسته است با اتکا به نمونه های معتبر بازایی شده، پیاده سازی های کامل تر و دقیق تری ارائه دهد. نکته حائز اهمیت آن است که مدل دانش آموز با تنها 350 میلیون پارامتر، با بهره گیری از انتقال دانش و RAG، به عملکردی دست یافته است که از نظر کیفی و کمی به رفتار مدل معلم 6 میلیارد پارامتری نزدیک می شود. این یافته نشان می دهد که افزودن ماژول بازایی می تواند بخش قابل توجهی از محدودیت ناشی از کوچک بودن مدل را جبران کند، بدون آنکه نیازی به افزایش تعداد پارامترها یا استفاده از روش های پرهزینه ای مانند یادگیری تقویتی وجود داشته باشد.

در مجموع، نتایج این پژوهش نشان می دهد که ترکیب SFT به عنوان مرحله warm-up، انتقال دانش برای همگرایی توزیعی و RAG برای تکمیل دانش بیرونی یک مسیر عملی، سبک و قابل تکرار برای ارتقای مدل های زبانی کوچک در وظایف تولید کد فراهم می کند. اهمیت این دستاورد در آن است که نشان می دهد حتی با منابع محاسباتی محدود نیز می توان به مدلی دست یافت که از نظر دقت و کارایی، با مدل های بسیار بزرگ تر قابل رقابت باشد.

مراجع

- [1] L. Ouyang *et al.*, "Training language models to follow instructions with human feedback," *Advances in Neural Information Processing Systems (NeurIPS)*, vol. 35, pp. 27730–27744, 2022.
- [2] Y. Wang, Y. Kordi, S. Mishra, P. Liu, N. A. Smith, and A. Ettinger, "Self-Instruct: Aligning language models with instructions without human labels," *arXiv preprint*, arXiv:2212.10560, 2022.
- [3] R. Taori *et al.*, "Stanford Alpaca: An instruction-following LLaMA model," Stanford Center for Research on Foundation Models, Tech. Rep., 2023.
- [4] T. Wolf *et al.*, "Transformers: State-of-the-art natural language processing," in *Proc. Conf. Empirical Methods in Natural Language Processing (EMNLP): System Demonstrations*, 2020, pp. 38–45.
- [5] P. Lewis *et al.*, "Retrieval-augmented generation for knowledge-intensive NLP tasks," *Advances in Neural Information Processing Systems (NeurIPS)*, vol. 33, pp. 9459–9474, 2020.
- [6] E. Nijkamp *et al.*, "CodeGen: An open large language model for code with multi-turn program synthesis," *arXiv preprint*, arXiv:2203.13474, 2022.
- [7] C. Raffel *et al.*, "Exploring the limits of transfer learning with a unified text-to-text transformer," *Journal of Machine Learning Research*, vol. 21, no. 140, pp. 1–67, 2020.
- [8] J. Devlin, M.-W. Chang, K. Lee, and K. Toutanova, "BERT: Pre-training of deep bidirectional transformers for language understanding," in *Proc. North American Chapter of the Association for Computational Linguistics (NAACL)*, 2019, pp. 4171–4186.
- [9] J. Austin *et al.*, "Program synthesis with large language models," *arXiv preprint*, arXiv:2108.07732, 2021.
- [10] J. Johnson, M. Douze, and H. Jégou, "Billion-scale similarity search with GPUs," *IEEE Transactions on Big Data*, vol. 7, no. 3, pp. 535–547, 2019.

- [11] M. Chen *et al.*, “Evaluating large language models trained on code,” *arXiv preprint*, arXiv:2107.03374, 2021.
- [12] J. Dodge, S. Gururangan, D. Card, R. Schwartz, and N. A. Smith, “Show your work: Improved reporting of experimental results,” in *Proc. Empirical Methods in Natural Language Processing (EMNLP)*, 2019.
- [13] A. Radford *et al.*, “Language models are unsupervised multitask learners,” OpenAI, Tech. Rep., 2019.
- [14] I. Loshchilov and F. Hutter, “Decoupled weight decay regularization,” in *Proc. Int. Conf. on Learning Representations (ICLR)*, 2019.
- [15] Y. You *et al.*, “Large batch optimization for deep learning: Training BERT in 76 minutes,” in *Proc. Int. Conf. on Learning Representations (ICLR)*, 2020.

A Hybrid Double-Voltage-Gain Nine-Level Inverter with Reduced TSV and Longest Discharge Period

Hossein Mansourizadeh, Majid Hosseinpour*, Ali Seifi

Department of Electrical Engineering, University of Mohaghegh Ardabili, Ardabil, Iran

* Corresponding author email: hoseinpour.majid@uma.ac.ir



Sahand University
of Technology

DOR:

[20.1001.1.23223146.1403.11.2.6.4](https://doi.org/10.1001.1.23223146.1403.11.2.6.4)

Journal of Nonlinear
Systems in Electrical
Engineering

Vol. 11, No. 2

Autumn and Winter 2024

ISSN: 2322 – 3146

<http://jnsee.sut.ac.ir>

Abstract

This paper proposes a new nine-level switched-capacitor inverter topology capable of achieving a voltage gain of two while using a minimal number of components. The structure employs eleven switches and two capacitors to generate boosted output voltage levels with low ripple and reduced semiconductor voltage stress. In the proposed design, the maximum blocking voltage of each switch is limited to $0.5V_{max}$, and the total standing voltage of the converter is constrained to $4.5V_{max}$, improving reliability and efficiency. Independent capacitor charging paths and the elimination of auxiliary diodes contribute to soft-charging operation and significantly reduce inrush current, without the need to increase parasitic resistance in the charging loops. Additionally, the capacitors experience high charge levels with short and infrequent continuous discharge intervals. A level-shifted modulation scheme is utilized, in which switching transitions occur only during changes in voltage levels. This approach results in short and non-repetitive longest discharge periods, enabling natural capacitor voltage self-balancing and reduced voltage ripple. The topology also demonstrates good scalability, allowing the voltage gain or number of output levels to be increased through the addition of modular units while maintaining acceptable voltage stress limits. Comparative analysis with conventional inverter structures indicates that the proposed topology offers fewer components, lower voltage stress, reduced cost and size, and robust performance under various loading conditions. The effectiveness of the inverter is validated through simulation and experimental results.

Keywords

Switches-capacitor (SC); voltage boost; soft charging; longest discharge period (LDP); minimum total standing voltage (TSV)

1. Short Introduction

The key research gaps observed in existing seven- and nine-level SCMLI topologies include the absence of fully independent charging paths with proper inrush current control, high total standing voltage in single-source configurations, limited ability to constrain the maximum blocking voltage without adding extra switches, and poor scalability for high-voltage applications. These limitations highlight the necessity of a single-source inverter topology that utilizes a reduced number of components while providing independent charging loops, low MBV and TSV, effective soft-charging characteristics, adequate scalability, and reliable performance under different loading conditions. To address these challenges, this paper introduces a nine-level switched-capacitor inverter capable of providing a voltage gain of two using only eleven switches and two capacitors. In the proposed topology, the capacitor charging loops are completely independent, and the longest discharge period is restricted to just two successive voltage levels without repetition within one fundamental cycle. This operating feature leads to a noticeable reduction in capacitor voltage ripple and enhances overall stability.

2. Proposed Work

This study presents a nine-level switched-capacitor inverter topology that provides a voltage gain of two while employing only eleven power switches and two capacitors. The proposed configuration features completely independent capacitor charging paths, and the longest discharge period is confined to two adjacent voltage levels with no repetition over one fundamental cycle, which considerably lowers capacitor voltage ripple. Moreover, the topology enables effective inrush current mitigation, enhances inherent capacitor voltage self-balancing, and decreases the voltage stress imposed on the semiconductor switches. Owing to these advantages, the proposed inverter is well suited for low- and medium-power applications, including renewable energy source (RES) interfaced systems and uninterruptible power supply (UPS) converters.

The circuit of the proposed nine-level switched-capacitor inverter is illustrated in Fig. 1. As shown, the proposed structure consists of eleven power switches and two capacitors and provides a voltage boosting capability of two ($V_{max} = 2E$). The MBV of all power devices in the proposed topology is limited to $0.5V_{max}$, while the TSV of the structure is equal to $4.5V_{max}$.

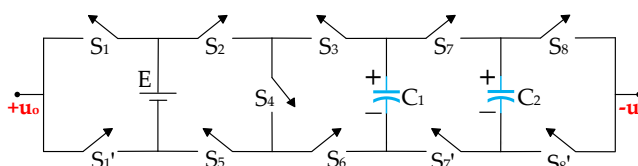


Fig. 1. Circuit configuration of the proposed nine-level topology

3. Conclusion

This work presents and evaluates a nine-level switched-capacitor inverter capable of boosting the output voltage by a factor of two. The proposed configuration employs only eleven switches and two capacitors, resulting in a compact, cost-effective, and efficient structure. Through appropriate arrangement of the charging and discharging paths, inherent capacitor voltage self-balancing is achieved, keeping the voltage ripple within 1–3%. The design restricts the maximum voltage stress across each switch to $0.5V_{max}$ and limits the total standing voltage to $4.5V_{max}$, representing a notable enhancement in stress reduction compared to conventional solutions. Furthermore, the built-in soft-charging characteristic effectively suppresses inrush currents and confines the capacitor charging current to a maximum of $2I_{max}$. Experimental validations demonstrate accurate nine-level output voltage synthesis and reliable performance under resistive and resistive-inductive loads, as well as during transient operating conditions and modulation index variations.

اینورتر نه سطحی دوبرابر کننده ترکیبی با TSV کاهش یافته و بیشینه دشارژ پیوسته کوتاه و غیر تکراری

حسین منصوری زاده^۱، مجید حسین پور^۲، علی سیفی^۳

^۱ کارشناس ارشد، مهندسی برق قدرت، دانشگاه محقق اردبیلی، اردبیل

^۲ دانشیار مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه محقق اردبیلی، اردبیل

^۳ دکتری، مهندسی برق قدرت، دانشگاه محقق اردبیلی، اردبیل

* آدرس پست الکترونیکی نویسنده مسئول: hoseinpour.majid@uma.ac.ir



دانشگاه صنعتی سهند

DOR:

[20.1001.1.23223146.1403.11.2.6.4](https://doi.org/10.1001.1.23223146.1403.11.2.6.4)

نشریه سالانه‌ی غیرنظمی در مهندسی برق

دوره ۱۱ - شماره ۲

پاییز و زمستان ۱۴۰۳

صفحات ۹۲ الی ۱۲۱

ISSN: 2322-3146

<http://jnsee.sut.ac.ir>

تاریخ پذیرش: ۱۴۰۴/۱۱/۸

تاریخ بازنگری: ۱۴۰۴/۱۱/۷

تاریخ ارسال: ۱۴۰۴/۹/۲۳

چکیده

واژه‌های کلیدی

در این مقاله یک ساختار نوین برای اینورتر نه سطحی مبتنی بر کلیدزنی خازنی با قابلیت افزایش دوبرابری ولتاژ ارازه می‌شود. ساختار پیشنهادی با استفاده از یازده کلید و دو خازن، تولید سطوح افزایشنده با ریبیل کم و تنش محدود بر عناصر نیمه‌هادی را فراهم می‌سازد؛ به گونه‌ای که بیشینه تنش ولتاژ هر کلید به $0.5V_{max}$ و مجموع ولتاژ مسدودکنندگی مجموعه به $4.5V_{max}$ محدود می‌شود. تعریف مسیرهای شارژ مستقل، حذف دیودهای جانبی و سطوح شارژ زیاد همراه با تعداد و بازه دشارژ پیوسته کم، بدون نیاز به افزایش مقاومت پارازیتی در حلقه‌های شارژ، منجر به شارژ نرم و کاهش جریان هجومی می‌گردد. همچنین استفاده از مدولاسیون شیفت سطحی که در آن تغییر وضعیت کلیدها تنها در نقاط تغییر سطح انجام می‌شود، موجب کوتاه و غیر تکراری شدن دوره دشارژ پیوسته خازن‌ها شده و در نتیجه با تفکیک حلقه‌های شارژ، تعادل خودکار ولتاژ خازن‌ها و کاهش ریبیل ولتاژ فراهم می‌شود. ساختار پیشنهادی از نظر توسعه‌پذیری نیز کارآمد بوده و با افزودن واحدهای تکرار شونده، امکان افزایش تعداد سطوح یا بهره ولتاژ فراهم می‌شود؛ درحالی که مقدار MBV حفظ شده و TSV نیز در محدوده کنترل شده باقی می‌ماند. مقایسه با ساختارهای مرسوم نشان می‌دهد که این طرح به دلیل تعداد کمتر عناصر، تنش ولتاژ پایین‌تر، هزینه و حجم کمتر، تعادل خودکار ولتاژ خازن‌ها بدون نیاز به حسگر یا کنترل کمکی و عملکرد مناسب تحت شرایط بار مختلف، مزایای قابل توجهی دارد. نتایج شبیه‌سازی و آزمایشگاهی نیز صحت عملکرد ساختار پیشنهادی را تأیید می‌کنند.

خازن کلیدزنی شده (SC)

افزاینده ولتاژ

شارژ نرم

بیشینه دوره دشارژ پیوسته (LDP)

ولتاژ مسدودکنندگی کل (TSV)

۱- مقدمه

اینورترهای چندسطحی طی سال‌های اخیر به عنوان یکی از ساختارهای کلیدی در سامانه‌های توان پایین و متوسط مطرح شده‌اند، زیرا امکان تولید ولتاژ خروجی با کیفیت بالا، کاهش تنش ولتاژ و جریان روی کلیدهای نیمه‌هادی، افزایش بازدهی و کاهش تلفات کلیدزنی را فراهم می‌کنند [۱]. هم‌زمان با رشد استفاده از سیستم‌های انرژی تجدیدپذیر^۱ (RES) و تجهیزات الکترونیک قدرت مجتمع^۲ (IPEE)، نیاز به مبدل‌هایی که ضمن کار در ولتاژ ورودی پایین، قابلیت تقویت ولتاژ ذاتی و تولید شکل موج با اعوجاج هارمونیک کل^۳ (THD) محدود را داشته باشند، رو به افزایش است. ساختارهای کلاسیک چندسطحی مانند پل H آبشاری^۴ (CHB)، نقطه خنثی مهارشده^۵ (NPC) و خازن شناور^۶ (FC) اگرچه امکان تولید سطوح ولتاژ متعدد را فراهم می‌کنند، اما یا به منابع DC متعدد نیاز دارند، یا به دلیل وجود المان‌های خازنی متعدد و مسیرهای مشترک شارژ، با چالش‌هایی نظیر پیچیدگی کنترلی، ناپایداری تعادل ولتاژ خازن‌ها و افزایش حجم و هزینه روبه‌رو هستند [۲]. در این شرایط، توجه پژوهشگران به سمت اینورترهای چندسطحی کلیدزنی خازنی^۷ (SCMLIs) جلب شده است؛ ساختارهایی که بدون نیاز به عناصر مغناطیسی حجیم، امکان تقویت ولتاژ یک مرحله‌ای را فراهم کرده و با تعداد اندکی از کلیدها می‌توانند سطوح ولتاژ متنوع و با کیفیت تولید کنند [۳]. نسل‌های اولیه اینورترهای چندسطحی کلیدزنی خازنی عمدتاً شامل ساختارهای پنج‌سطحی و هفت‌سطحی بوده‌اند که با هدف کاهش اجزا و دستیابی به بهره ولتاژ ۱/۵ تا حدود ۲ توسعه یافتند. ساختار پنج‌سطحی در [۴] با وجود سادگی و تعداد کم کلیدها، به دلیل وجود مسیرهای شارژ مشترک، ریبیل زیاد داشته و از رفتار شارژ نرم پشتیبانی نمی‌کرد. ساختار هفت‌سطحی تقویت‌کننده در [۵] نیز با وجود کاهش ولتاژ مسدودکنندگی کل^۸ (TSV)، به دلیل تداخل حلقه شارژ، سبب ایجاد اسپایک‌های ولتاژی، دینامیک شارژ نامطمئن و اختلال در پایداری توان خروجی می‌شود. از سوی دیگر، عدم استقلال حلقه شارژ خازن‌ها باعث تجمع ریبیل ولتاژ و جریان هجومی شده و راندمان کاهش می‌یابد. در این راستا، یک ساختار هفت‌سطحی با قابلیت افزایش سه برابری و بدون تداخل مسیر شارژ در [۶] ارائه شد. با این حال، نیاز به ده کلید قدرت از ایرادات اصلی آن است. همچنین بیشینه ولتاژ مسدودکنندگی^۹ (MBV) در برخی عناصر به به حداکثر ولتاژ خروجی میرسد و TSV آن زیاد است. در نتیجه کاربرد این نوع ساختارها حتی در ولتاژ کم نیز با چالش‌های جدی روبه‌رو است. در ادامه روند توسعه این ساختارها، طی سال‌های اخیر تمرکز قابل توجهی بر ساختارهای تقویت‌کننده نه‌سطحی صورت گرفته است. دستیابی به بهره ولتاژ حداقل دو برابر تنها با یک منبع DC، شارژ نرم، کاهش بیشینه دوره دشارژ پیوسته^{۱۰} (LDP) همراه با کاهش تعداد عناصر، محدودسازی بیشینه ولتاژ مسدودکنندگی (MBV) و کاهش ولتاژ مسدودکنندگی کل (TSV) بوده است [۷].

ساختارهای نه‌سطحی کلیدزنی خازنی مختلف با بهره دو برابر یا چهار برابری در مراجع [۸]-[۲۸] ارائه شده است. هدف از ارائه این نوع اینورترها، حذف طبقات افزایشده اضافی (DC-DC) برای کاربردهای با ولتاژ ورودی کم است. یکی از مهم‌ترین چالش‌های موجود در این زمینه، محدودسازی تنش ولتاژ عناصر به حداکثر $0.5V_{max}$ و کاهش TSV ساختار به محدوده قابل قبول است. حداقل‌سازی تعداد خازن‌های موردنیاز و نیز استفاده از خازن‌هایی با ولتاژ نامی کمتر نیز از اهداف مهم در ارائه یک ساختار مناسب است. کاهش LDP باعث کاهش ریبیل ولتاژ و ظرفیت خازن شده و جریان هجومی را محدود می‌کند. در مطالعات اخیر از روش‌های مختلفی نظیر استفاده از واحد سلف محدودساز (L_{ch})، تنظیم بهترین توالی شارژ و دشارژ، استفاده از عناصر مختص مسیر

¹ Renewable Energy Systems

² Integrated Power Electronic Equipment

³ Total Harmonic distortion

⁴ Cascaded H-Bridge

⁵ Neutral Point Clamped

⁶ Fly Capacitor

⁷ Switched Capacitor Multilevel Inverters

⁸ Total Standing Voltage

⁹ Maximum Blocking Voltage

¹⁰ Longest Discharge Period

شارژ با مقاومت پارازیتی بیشتر و حالات کلیدزنی اضافی^۱ (RSS) پیشنهاد شده است. همچنین، ساختاری که خازن‌های آن در مسیر شارژ همدیگر نباشند، اثر تداخل ریپل ولتاژ را حذف می‌کند. توسعه‌پذیری نیز یکی از مزایای مهم ساختارهای جدید ارایه شده در این حوزه است. هدف از قابلیت توسعه‌پذیری، ارائه ساختاری است که با افزایش جزئی هزینه و عناصر، بهره ولتاژ و تعداد سطوح را به طور محسوس افزایش دهد، در حالی که MBV و TSV نهایی کاهش یابند. این امر، باعث قابلیت استفاده از ساختار نهایی در کاربرد ولتاژ بالاتر از حد معمول شده و مزیت مهم و متمایزی محسوب می‌شود. در نتیجه، یکی از اهداف عمده، ارائه ساختاری است که به تناسب مناسبی بین تعداد کل عناصر (N_{device})، ضریب بهره، MBV، TSV و LDP برسد. هر کدام از ساختارهای ارائه شده در مراجع [۸]–[۲۸] مزایایی دارند، اما ایرادات اساسی آنها منجر به محدودیت‌های مهمی از حیث هزینه، تلفات و کاربرد می‌شود.

ساختار [۸] با هدف کاهش تعداد عناصر و بهره چهاربرابری با محدودسازی MBV ارائه شده است. اما تداخل حلقه شارژ باعث افزایش ریپل ولتاژ و وجود سه دیود باعث افت ولتاژ هدایتی و کاهش راندمان شده است. در این ساختار، ده کلید و دیود در معرض MBV قرار دارند. ساختار [۹] برای ایجاد بهره چهار برابری و محدودسازی MBV به $0.5V_{max}$ نیاز به ۳۲ تجهیز دارد که علاوه بر تداخل حلقه شارژ، جریان هجومی محدود نشده است. در ساختار [۱۰] برای تولید بهره دو برابری از ۲۶ استفاده شده است که تعداد یازده کلید و دیود در معرض MBV برابر با $0.5V_{max}$ قرار دارند و LDP در چهار سطح متوالی رخ می‌دهد. در ساختار [۱۱] با ضریب بهره دو برابری، مقدار MBV برابر با V_{max} و TSV برابر با $8.5V_{max}$ است که مقادیر زیادی محسوب می‌شوند. ساختار [۱۲] با بهره دو برابری، نیاز به چهار دیود دارد و مقدار MBV برابر با V_{max} بوده و ریپل‌های بزرگ ناشی از تکرار LDP در یک دوره تناوب (N_{LDP}) زیاد است. ساختار [۱۳] برای تولید بهره چهاربرابری نیاز به ۲۶ تجهیز دارد که نه کلید و دیود آن در معرض MBV قرار دارند. در این ساختار جریان هجومی محدود نشده و خازن‌ها در مسیر شارژ یکدیگر قرار دارند. ساختار [۱۴] برای تولید بهره چهار برابری و محدودسازی TSV به $5.5V_{max}$ ، از عناصر بسیار زیادی بهره گرفته شده است. در [۱۵] برای ایجاد بهره چهار برابری و کاهش تعداد عناصر، MBV برابر با V_{max} و TSV برابر با $9V_{max}$ است که مقادیر زیادی محسوب می‌شوند. در ساختار [۱۶] با وجود بهره دو برابری و کاهش TSV به $0.5V_{max}$ ، تعداد نه کلید و دیود در معرض MBV قرار دارند که تعداد زیادی محسوب می‌شود. این ساختار به سه خازن نیاز دارد و جریان هجومی خازن‌های آن محدود نشده است. در ساختار [۱۷] با وجود استفاده از ۲۲ تجهیز و قابلیت افزایش تعداد تجهیزات و قابلیت افزایش هزینه، TSV مقدار $6.75V_{max}$ حاصل شده است. جریان هجومی در این ساختار محدود نشده و تداخل ریپل ولتاژ نیز وجود دارد. در [۱۸] در اینورتری با بهره چهاربرابری، جریان هجومی به سه برابر حداکثر جریان بار محدود شده است اما MBV کلید و دیودها برابر با V_{max} بوده و TSV برابر با $6.5V_{max}$ است. همچنین نیاز به سه دیود در [۱۸] باعث افت سطح ولتاژ خازن‌ها شده و LDP در سه سطح متوالی رخ می‌دهد. در [۱۹] با وجود استقلال حلقه‌های شارژ و بهره چهار برابری، تعداد ۳۲ تجهیز نیاز است و تعداد تکرار LDP زیاد است. در [۲۰] با وجود بهره چهار برابری و کاهش عناصر، MBV برابر با V_{max} بوده و TSV مقدار $7V_{max}$ دارد. همچنین وجود سه دیود در مسیر شارژ و عدم محدودسازی جریان هجومی از عمده ایرادات آن است. در [۲۱] برای ایجاد بهره دو برابری و کاهش تجهیزات به ۲۰ عنصر، MBV برابر با V_{max} بوده و TSV مقدار $6.5V_{max}$ دارد. همچنین نیاز به خازنی با ولتاژ نامی برابر با V_{max} باعث افزایش محسوس هزینه آن شده است. در ساختار [۲۲] با وجود بهره چهار برابری، مقدار MBV محدود نشده و برابر با V_{max} بوده و TSV برابر با $7.5V_{max}$ است. ساختار [۲۳] با وجود بهره چهاربرابری، تعداد ۲۸ تجهیز دارد. این ساختار به سه خازن نیاز داشته و LDP در سه سطح متوالی رخ می‌دهد و جریان هجومی محدود نشده است. در [۲۴] با وجود بهره دو برابری و محدودسازی جریان هجومی و کاهش تعداد عناصر و استقلال حلقه شارژ، MBV برابر با V_{max} است. همچنین مجموع ولتاژ نامی خازن‌ها^۲ (TCV) در این ساختار برابر با

^۱ Redundant Switching States

^۲ Total Capacitors Voltage

1.75V_{max} بوده و وجود چهار دیود در ساختار باعث افت سطح ولتاژ خازن‌ها شده است. در [۲۵] با وجود بهره دو برابری و استقلال حلقه شارژ، تعداد ۲۶ تجهیز نیاز است و جریان هجومی محدود نشده است. در [۲۶] با بهره دو برابری، با وجود کاهش عناصر و محدودسازی جریان شارژ، MBV برابر با V_{max} و TSV برابر با 6.5V_{max} بوده و ساختار به سلف محدودساز شارژ نیاز دارد. در ساختار [۲۷] با وجود کاهش تعداد عناصر و بهره چهاربرابری، MBV برابر با V_{max} بوده و TSV مقدار 8.75V_{max} دارد و TCV برابر با 1.75V_{max} است که مقادیر زیادی محسوب می‌شوند. در [۲۸] با وجود عدم نیاز به خازنی با ولتاژ نامی زیاد و بهره چهار برابری، تعداد ۳۱ تجهیز نیاز است. در این ساختار LDP در سه سطح متوالی رخ می‌دهد و جریان هجومی محدود نشده است.

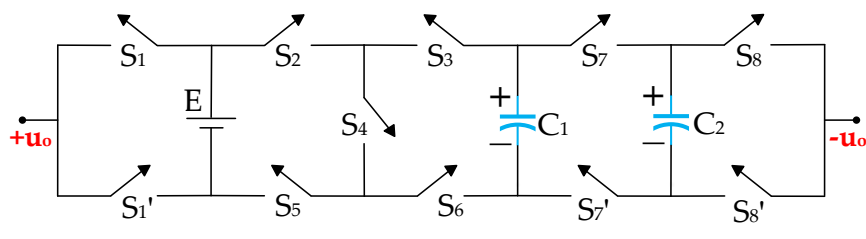
با توجه به بررسی جامع انجام شده بر ساختارهای پنج، هفت و نه‌سطحی مبتنی بر کلیدزنی خازنی، خلأ پژوهشی اصلی را می‌توان در چهار محور خلاصه کرد: نبود حلقه‌های شارژ مستقل با قابلیت حذف جریان هجومی، زیاد بودن TSV در ساختارهای تک‌منبعی، عدم امکان محدودسازی MBV بدون افزایش تعداد کلیدها و نبود قابلیت توسعه پذیری مناسب با هدف استفاده در کاربردهای با ولتاژ بالاتر. با توجه به چالش‌های موجود، نیاز به ساختاری تک‌منبعی با تعداد کم ادوات، دارای مسیرهای شارژ مستقل، MBV و TSV پایین، قابلیت توسعه پذیری مناسب، رفتار شارژ نرم و عملکرد پایدار در بارهای مختلف بیش از پیش احساس می‌شود. در این مقاله، یک اینورتر نه‌سطحی کلیدزنی خازنی ارائه می‌شود که با تنها یازده کلید و دو خازن، بهره دوبرابری ایجاد می‌کند. طراحی حلقه‌های شارژ ساختار پیشنهادی کاملاً مستقل بوده و با محدودسازی LDP به صرفاً دو سطح متوالی و بدون تکرار الگوی LDP در یک دوره تناوب اصلی، ریبیل خازن‌ها کاهش چشمگیری یافته است. این معماری موجب محدودسازی جریان هجومی، بهبود تعادل ولتاژ خازن و کاهش تنش الکتریکی روی کلیدها شده است. تنش ولتاژ هر کلید به حدود 0.5V_{max} محدود شده که نسبت به اکثر ساختارهای مشابه، به‌صورت محسوسی کمتر است. همچنین مقدار TSV حدود 4.5V_{max} در میان ساختارهای هم‌رده کمترین مقدار گزارش شده به شمار می‌رود. نبود مسیرهای شارژ مشترک موجب بهبود پایداری، کاهش افت ولتاژ و افزایش راندمان شده است. این ویژگی‌ها ساختار پیشنهادی را برای کاربردهایی مانند RES و منابع تغذیه بدون وقفه^۱ (UPS) با زمینه مبدل‌های توان پایین و متوسط بسیار مناسب می‌سازد.

ساختار ادامه مقاله به‌صورت زیر سامان‌دهی شده است: در بخش دوم، ساختار نه‌سطحی پیشنهادی همراه با نحوه عملکرد، نواحی کلیدزنی و روش مدولاسیون، به‌همراه نسخه گسترش یافته آن تشریح می‌شود. در بخش سوم، فرآیند تعادل خودکار ولتاژ خازن‌ها، نحوه شارژ و دشارژ و تحلیل عملکرد شارژ نرم در ساختار بررسی می‌گردد. بخش چهارم به محاسبه انواع تلفات مؤلفه‌ها و ارزیابی راندمان اختصاص دارد. در بخش پنجم، ساختار پیشنهادی با سایر ساختارهای نه‌سطحی موجود از نظر تعداد المان‌ها، شاخص‌های عملکرد و کیفیت ولتاژ خروجی مقایسه می‌شود. سپس بخش ششم نتایج شبیه‌سازی و بررسی عملی رفتار مدار را ارائه می‌کند و در نهایت، بخش هفتم به نتیجه‌گیری و جمع‌بندی نکات اصلی مقاله می‌پردازد.

۲- شرح ساختار پیشنهادی

مدار اینورتر نه‌سطحی کلیدزنی خازنی پیشنهادی در شکل (۱) قابل مشاهده است. مطابق با این شکل، ساختار پیشنهادی شامل یازده کلید و دو خازن است و قابلیت افزایش دو برابری دارد ($V_{max} = 2E$). بیشینه تنش ولتاژ (MBV) عناصر ساختار پیشنهادی به 0.5V_{max} محدود شده است و ولتاژ مسدودکنندگی کل (TSV) ساختار برابر با 4.5V_{max} است که قابلیت عملکرد در ولتاژ بالاتر از ساختارهای معمول را با هزینه کم ادوات فراهم می‌کند. در شکل (۱) ولتاژ نامی خازن C₁ برابر با 0.5V_{max} بوده و ولتاژ نامی خازن C₂ برابر با 0.25V_{max} است. معمولاً MBV بر حسب نسبتی از بیشینه ولتاژ خروجی (V_{max}) گزارش می‌شود تا معیاری برای مقایسه بین اینورترهای چندسطحی مختلف (بهره و تعداد سطوح متفاوت) در ولتاژ خروجی یکسان باشد.

^۱ Uninterruptible Power Supply



شکل ۱: مدار ساختار ۹ سطحی پیشنهادی

۲-۱- تحلیل نواحی کلیدزنی

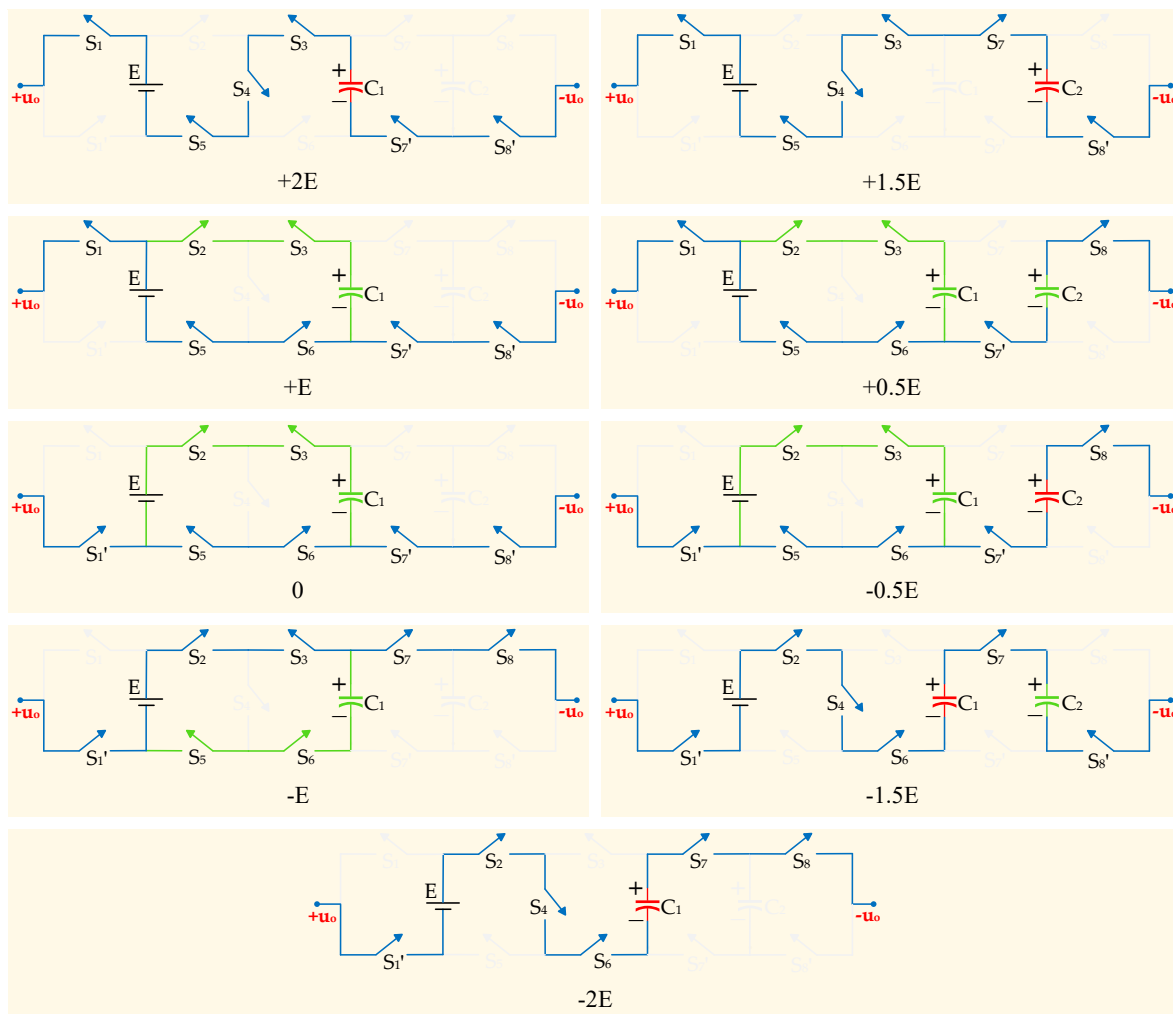
منطق کلیدزنی عناصر و الگوی شارژ و دشارژ هر خازن ساختار پیشنهادی در نواحی کلیدزنی مختلف در جدول (۱) گزارش شده است. برای تولید سیگنال‌های کنترلی درایور کلیدها به هشت سیگنال کنترلی منفرد نیاز است. مطابق با جدول (۱)، دشارژ طولانی در طول یک دوره تناوب کامل وجود ندارد که این مورد باعث کاهش ریبیل ولتاژ و افزایش راندمان ساختار پیشنهادی می‌شود. ترکیب کلیدزنی به گونه‌ای انتخاب شده که هیچ‌یک از خازن‌ها در یک دوره تناوب در معرض دشارژ ممتد قرار نگیرند. دو سطح متوالی که موجب LDP حداقلی می‌شوند به صورت مشخص در جدول دیده می‌شود و همین مسئله علت اصلی کاهش ریبیل ولتاژ خازن‌ها است. مسیرهای شارژ و دشارژ C_1 و C_2 کاملاً مجزا بوده و در سطوح پایین و بالا، مسیرهای مستقل جریان ایجاد می‌شود که این قابلیت در ساختارهای مشابه وجود ندارد.

جدول ۱: نواحی کلیدزنی ساختار ۹ سطحی

ولتاژ خروجی اینورتر	C_2	C_1	S_8	S_7	S_6	S_5	S_4	S_3	S_2	S_1	سطح
$+V_{C1}+E$	-	D	0	0	0	1	1	1	0	1	$+2E$
$+V_{C2}+E$	D	-	0	1	0	1	1	1	0	1	$+1.5E$
$+E$	-	C	0	0	1	1	0	1	1	1	$+2E$
$-V_{C2}+E$	C	C	1	0	1	1	0	1	1	1	$0.5E$
0	-	C	0	0	1	1	0	1	1	0	0
$-V_{C2}$	D	C	1	0	1	1	0	1	1	0	$-0.5E$
$-E$	-	C	1	1	1	1	0	1	1	0	$-E$
$+V_{C1}-E-V_{C2}$	C	D	0	1	1	0	1	0	1	0	$-1.5E$
$-E-V_{C2}$	-	D	1	1	1	0	1	0	1	0	$-2E$

حالات هدایتی مختلف عناصر ساختار پیشنهادی در طول تولید نه سطح ولتاژ در یک دوره تناوب اصلی در شکل (۲) قابل مشاهده است. در این شکل حالت شارژ یا دشارژ هر خازن و روشن یا خاموش بودن هر کلید به ازای هر سطح ولتاژ خروجی مشخص شده است. مطابق با شکل (۲) در طول یک دوره تناوب اصلی، دشارژ طولانی برای هیچ‌کدام از دو خازن رخ نمی‌دهد و فرایند شارژ به طور متناوب انجام می‌شود. عدم وجود دیود در ساختار و شارژهای متوالی، باعث افت ولتاژ ناچیز در ولتاژ خازن‌ها شده و LDP کم نیز باعث شارژ نرم و ریبیل ولتاژ کم خازن‌ها و راندمان مناسب اینورتر می‌شود. برای تحلیل تنش ولتاژ روی کلیدها، از روش آنالیز سطح به سطح استفاده شده است. با تحلیل سطح به سطح و بررسی حالات هدایتی عناصر (مطابق شکل (۲)) بیشینه ولتاژ معکوس و تنش‌های گذرا روی هر کلید استخراج و مقایسه شده است. نتایج نشان می‌دهد تنش ولتاژ تمامی عناصر ساختار در محدوده 0 تا حداکثر $0.5V_{max}$ قرار می‌گیرند. در ساختار پیشنهادی، نحوه آرایش کلیدها و موقعیت خازن‌ها به گونه‌ای تنظیم شده که در هر سطح ولتاژ، مسیر جریان بار از یک حلقه مشخص عبور می‌کند و مسیرهای شارژ و دشارژ کاملاً از یکدیگر تفکیک شده‌اند. این تفکیک سبب می‌شود ریبیل ولتاژ خازن‌ها به صورت مستقل کنترل شود و هیچ‌گونه تداخل میان شارژ C_1 و C_2 رخ ندهد؛ موضوعی که یکی از مهم‌ترین نقاط ضعف برای ساختارهای مشابه محسوب می‌شود. در سطوحی که خازن‌ها شارژ می‌شوند، جریان به تدریج از خازن‌ها عبور کرده و الگوی شارژ نرم به دلیل حضور مقاومت‌های پارازیتی حلقه شارژ و محدود بودن LDP موجب کاهش شدید جریان

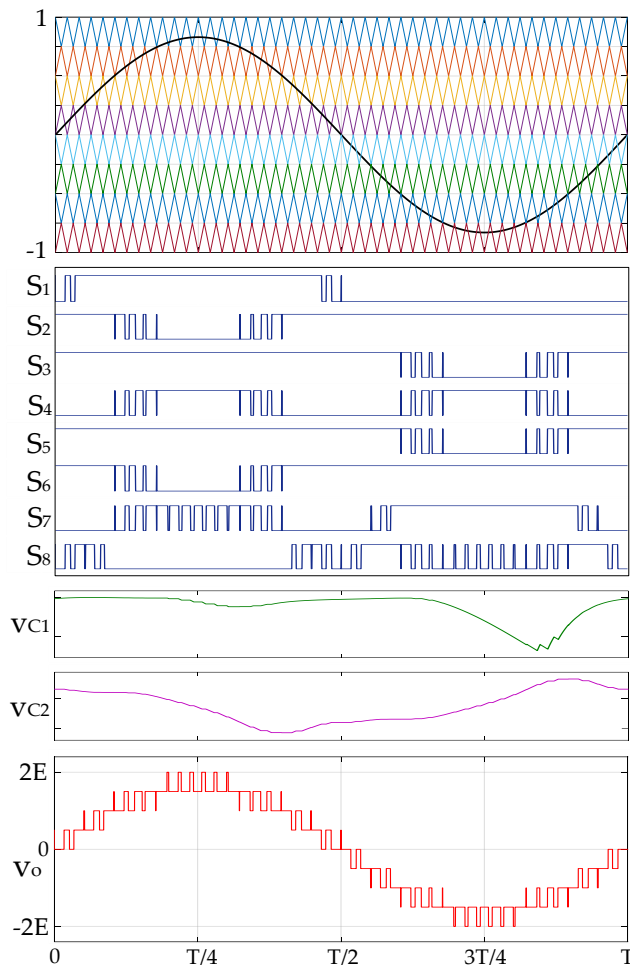
هجومی می‌شود. افزون بر این، عدم وجود دیود در مسیره‌های شارژ باعث می‌شود افت ولتاژ لحظه‌ای ایجاد نشود و خازن‌ها شارژ کامل‌تری داشته باشند. این خصوصیات، باعث کاهش ریپل ولتاژ شده و راندمان را افزایش می‌دهد و نیز امکان تولید سطوح با قابلیت افزایش ولتاژ با کمترین تنش جریان را فراهم می‌سازد.



شکل ۲: حالات هدایتی مختلف ادوات ساختار پیشنهادی برای تولید سطوح در یک دوره تناوب مؤلفه اصلی

۲-۲- تکنیک مدولاسیون شیفت سطحی

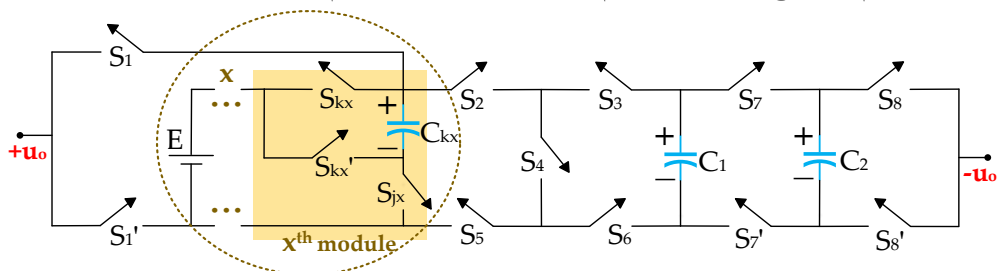
در ساختار پیشنهادی برای تولید سیگنال‌های کنترلی درایور کلیدها از روش مدولاسیون شیفت سطحی استفاده شده است. ساختار پیشنهادی نیاز به هشت سیگنال کنترلی منفرد دارد که با سیگنال مرجع مقایسه شده و مطابق با شکل (۳)، فرمان پالس مورد نیاز هر کدام از کلیدها تولید می‌شود. در شکل (۳) ریپل ولتاژ خازن‌ها با اعمال مدولاسیون شیفت سطحی قابل مشاهده است. بیشینه ریپل ولتاژ خازن‌ها در هر دوره تناوب، تنها یکبار رخ می‌دهد که به مفهوم وجود صرفاً یک LDP برای هر خازن در یک دوره تناوب اصلی است. روش مدولاسیون شیفت سطحی استفاده شده در این مقاله با تغییر وضعیت کلیدزنی تنها در نقاط مرزی مشخص (نقاط تغییر سطوح)، کنترل مستقیم LDP را فراهم می‌کند و زمان‌های شارژ و دشارژ را با الگوی ساختاری اینورتر هماهنگ می‌سازد. این روش باعث می‌شود جریان شارژ خازن‌ها تنها یک بار در هر دوره رخ دهد و حداقل ریپل ولتاژ ممکن حاصل شود.



شکل ۳: روش مدولاسیون شیفت سطحی برای ساختار ۹ سطحی پیشنهادی

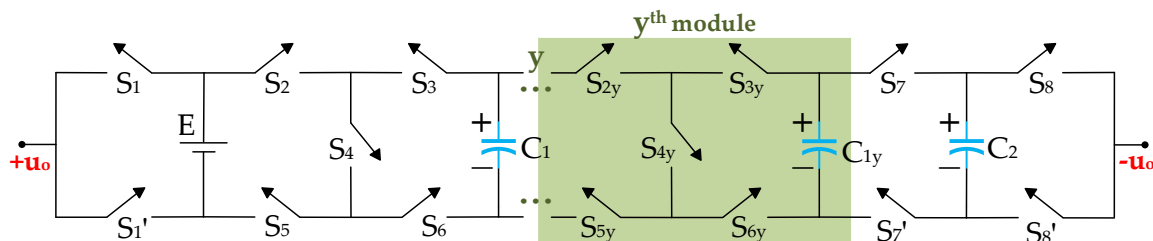
۲-۳- توسعه ساختار پیشنهادی

ساختار پایه طوری طراحی شده است که امکان توسعه پذیری ماژولار از طریق تکرار واحدهای افزایشده فراهم باشد. انتخاب روش توسعه براساس نیاز کاربردی انجام می شود. در روش اول گسترش ساختار (شکل ۴)، هر مرحله گسترش با افزودن سه کلید و یک خازن پیاده سازی می شود، به طوری که با هر مرحله هم تعداد سطوح و هم ضریب افزایشده ولتاژ دو برابر می شوند. این روش امکان دستیابی به بهره های بالا را در حالی فراهم می آورد که مزایای اصلی ساختار پایه حفظ می شود. در این نسخه گسترش یافته، بیشینه تنش ولتاژ هر کلید (MBV) در $0.5V_{max}$ محدود نگه داشته شده و مجموع ولتاژ مسدودکنندگی (TSV) تنها افزایش جزئی دارد. علاوه بر این، محدود بودن LDP همراه با حذف دیودهای جانبی و توالی مناسب کلیدزنی، تعادل خودکار خازن ها، ریپل ولتاژ پایین و کاهش افت ولتاژ را تضمین می کند که نتیجه آن شارژ نرم و کاهش جریان هجومی است. این ویژگی ها روش اول گسترش ساختار را برای کاربردهایی که هم به سطوح و بهره بیشتر و هم به ملاحظات اقتصادی و دوام تجهیز نیاز دارند، مناسب می سازد.



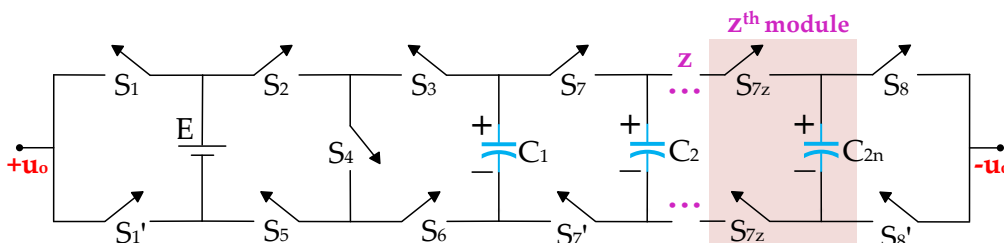
شکل ۴: روش اول گسترش ساختار پیشنهادی

روش دوم گسترش ساختار پایه پیشنهادی در شکل (۵) قابل مشاهده است. ساختار گسترش‌یافته با روش دوم با افزودن واحدهای تکرارشونده شامل پنج کلید و یک خازن در هر مرحله گسترش می‌یابد و این روند قابلیت مدل‌سازی ریاضی دقیقی دارد. تعداد سطوح ولتاژ خروجی با y مرحله گسترش برابر با $N_L = 9 + 4y$ و بهره ولتاژ برابر $B = 2 + y$ است. بیشینه تنش ولتاژ هر کلید نیز طبق رابطه $MBV = 1/(2 + y)$ کاهش می‌یابد، به طوری که با افزایش تعداد مراحل گسترش (y)، مقدار MBV کلیدها با شیب قابل توجهی کوچک‌تر شده و مقدار TSV نیز تقریباً ثابت می‌ماند. این امر نشان‌دهنده‌ی پایداری الکتریکی و مدیریت تنش ولتاژ در نسخه‌های گسترش‌یافته است. در اولین مرحله گسترش، ضریب افزایش‌دهی از ۲ به ۳ افزایش یافته و تعداد سطوح ولتاژ خروجی از ۹ به ۱۳ سطح می‌رسد؛ هم‌زمان مقدار MBV به $0.33V_{max}$ کاهش یافته و TSV در مقدار $4.66V_{max}$ تثبیت می‌شود. ترکیب یک مرحله گسترش با روش اول و یک مرحله گسترش با روش دوم افزودن ۸ کلید و ۲ خازن انجام می‌شود. در این شرایط، بهره اینورتر از ۲ به ۶ افزایش یافته و تعداد سطوح به ۲۵ سطح می‌رسد و MBV عناصر ساختار به $0.33V_{max}$ محدود می‌شود.



شکل ۵: روش دوم گسترش ساختار پیشنهادی

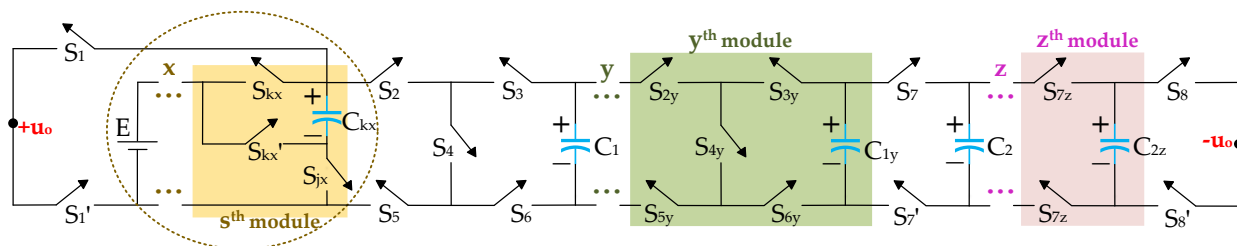
روش سوم گسترش ساختار پایه پیشنهادی که در شکل (۶) نمایش داده شده، با هدف افزایش زیاد تعداد سطوح ولتاژ خروجی در کنار حداقل افزایش در تعداد ادوات طراحی شده است. در این روش، هر مرحله توسعه تنها شامل افزودن دو کلید و یک خازن است و به این ترتیب با Z مرحله گسترش، تعداد کلیدها و خازن‌ها به صورت $11 + 2Z$ و $2 + Z$ افزایش می‌یابد. مطابق روابط تحلیلی جدول (۲)، تعداد سطوح ولتاژ خروجی طبق رابطه $2^{(z+3)} + 1$ رشد کرده و با هر مرحله تقریباً دو برابر می‌شود، در حالی که بهره ولتاژ ثابت و برابر ۲ باقی می‌ماند. از نظر تنش الکتریکی، بیشینه ولتاژ مسدودکنندگی هر کلید همچنان برابر $0.5V_{max}$ حفظ می‌شود و مقدار TSV نیز با وجود افزایش قابل توجه تعداد سطوح، در محدوده قابل قبول (برای مثال در یک مرحله توسعه در حدود $5V_{max}$) باقی می‌ماند. نتیجه آن است که این روش بدون افزایش در بهره ولتاژ، امکان دستیابی به تعداد سطوح بالا، شکل موج خروجی یکنواخت‌تر، کاهش قابل توجه THD و کاهش حجم فیلتر خروجی اینورتر را فراهم می‌کند؛ درحالی‌که سادگی توسعه، هزینه پایین و حفظ ویژگی‌های ذاتی ساختار پایه، روش سوم گسترش را به گزینه‌ای مناسب برای کاربردهای ولتاژ کم تا متوسط و سیستم‌های نیازمند کیفیت توان بالا تبدیل می‌سازد.



شکل ۶: روش سوم گسترش ساختار پیشنهادی

ساختار گسترش‌یافته ترکیبی، نمایش داده شده در شکل (۷)، انعطاف‌پذیرترین نسخه توسعه‌ای ساختار پیشنهادی است و امکان ترکیب هم‌زمان مزایای گسترش روش‌های اول، دوم و سوم را فراهم می‌کند. در این روش، مراحل توسعه بر اساس سه پارامتر x ، y

Z تعیین می شوند و تعداد کلیدها و خازن‌ها مطابق جدول (۲) برابر $11+3x+5y+2z$ و $2+x+y+z$ خواهد بود. تعداد سطوح ولتاژ خروجی (N_L) طبق رابطه $1+(y+2)^{x+z+2}$ و بهره ولتاژ طبق رابطه $2^x(y+2)$ قابل تنظیم است. مقدار MBV همان مقدار روش گسترش دوم، یعنی $1/(2+y)$ باقی می ماند؛ بدین معنا که کنترل تنش کلیدها تنها به پارامتر y وابسته است و افزایش x یا z بر آن اثر نمی گذارد. این انعطاف پذیری امکان دستیابی هم زمان به بهره بالاتر، تعداد سطوح بیشتر یا تنش کمتر را فراهم کرده و در عین حال ویژگی های کلیدی ساختار پایه مانند مسیرهای شارژ مستقل، شارژ نرم خازن‌ها و LDP پایین حفظ می شود. بدین ترتیب، نسخه ترکیبی گزینه ای مناسب برای کاربردهای قابل توسعه، ساختارهای سه فاز و سامانه های ولتاژ متوسط با نیاز به سفارشی سازی عملکرد است.



شکل ۲: ساختار گسترش یافته ترکیبی

مقادیر کلیدی هر یک از انواع گسترش در جدول (۲) ارائه شده و نشان می دهد که ساختار پیشنهادی در تمام نسخه ها، از توسعه برای افزایش بهره (روش گسترش اول)، کاهش تنش ولتاژ (روش گسترش دوم)، افزایش تعداد سطوح با ادوات کم (روش گسترش سوم) و نسخه ترکیبی قابل تنظیم، قابلیت مقیاس پذیری هدف محور دارد. این نتایج بیان می کند که برای کاربردهای ولتاژ کم تا متوسط، می توان با انتخاب مناسب پارامترهای توسعه، به بهره بالا دست یافت در حالی که MBV عناصر در مقدار مطلوب باقی مانده و TSV نیز افزایش کنترل شده ای دارد. بنابراین، نسخه های توسعه یافته نه تنها در دستیابی به سطوح ولتاژ بالاتر از نظر عملیاتی و اقتصادی کارآمد هستند؛ زیرا محدود ماندن تنش ولتاژ و حفظ سادگی ساختار، هزینه و پیچیدگی اینورتر را در محدوده قابل قبول نگه می دارد.

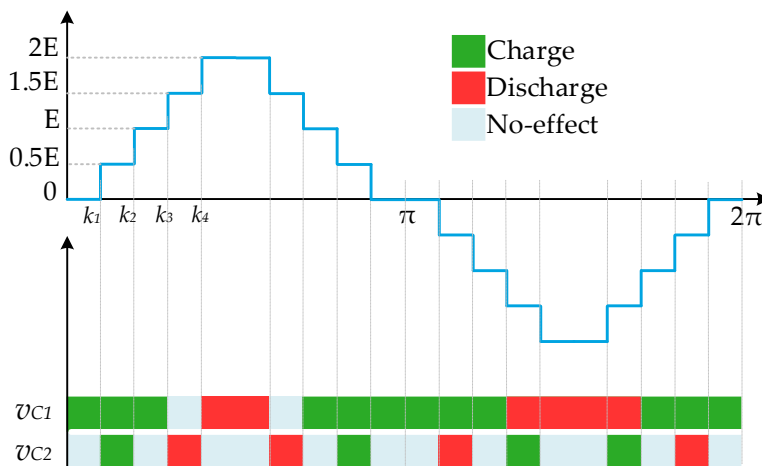
جدول ۲: پارامترهای ساختارهای گسترش یافته پیشنهادی

پارامتر	توسعه نوع-۱	توسعه نوع-۲	توسعه نوع-۳	توسعه ترکیبی
مرحله گسترش	x	y	z	(x, y, z)
تعداد منابع ولتاژ	1	1	1	1
تعداد کلیدها و درایورها ($N_{sw}=N_{dr}$)	$11+3x$	$11+5y$	$11+2z$	$11+3x+5y+2z$
تعداد دیودها (N_d)	0	0	0	0
تعداد خازن‌ها (N_C)	$2+x$	$2+y$	$2+z$	$2+x+y+z$
تعداد سطوح (N_L)	$2^{(x+3)}+1$	$9+4y$	$2^{(z+3)}+1$	$2^{(x+z+2)}(y+2)+1$
بهره ولتاژ (B)	$2^{(x+1)}$	$2+y$	2	$2^x(y+2)$
بیشینه ولتاژ مسدودکنندگی (MBV/B)	1/2	$1/(2+y)$	1/2	$1/(2+y)$

۳- تعادل خودکار ولتاژ و تنش جریان خازن‌ها

در محاسبات ظرفیت خازن‌ها، بدترین شرایط بر اساس ترکیب بار، دامنه جریان و الگوی مدولاسیون لحاظ شده است. محاسبات سطح به سطح شارژ و دشارژ انجام شده تا مقدار ظرفیت مورد نیاز خازن‌ها برای حفظ ریبیل کمتر از ۱۰ درصد تضمین شود. نتیجه آن

است که ظرفیت های انتخاب شده برای C_1 و C_2 در نمونه آزمایشگاهی، پایداری ولتاژ و حفظ تعادل خود کار را در بدترین شرایط عملی تضمین می کنند. در شکل (۸) الگوی شارژ خازن های ساختار پیشنهادی قابل مشاهده است. الگوی شارژ در این شکل بر حسب مدولاسیون پلکانی است که به عنوان حالت پایه (بدترین حالت) برای محاسبه ظرفیت خازن ها در نظر گرفته می شود. نقاط مشخص شده بر روی محور زمان (k_1-k_4) در شکل (۸) بیانگر نقاط زمانی در لحظات تغییر سطوح است که بر اساس نقاط تلاقی سیگنال مدولاسیون با سطوح افقی ولتاژ خروجی اینورتر مشخص می شود. مطابق این شکل، بیشینه دوره دشارژ پیوسته (LDP) خازن C_1 در دو سطح متوالی $-1.5E$ و $-2E$ بوده و سپس شارژ می شود. همچنین LDP خازن C_2 که ولتاژ نامی برابر با نیم گام $(0.5E)$ دارد تنها در سطح $1.5E$ است، در حالی که در سطح $0.5E$ شارژ می شود و در نتیجه، ریپل ولتاژ آن محدود است.



شکل ۸: الگوی شارژ خازن های ساختار ۹ سطحی پیشنهادی

۳-۱- تعادل خود کار ولتاژ خازن C_2

با در نظر گرفتن مدولاسیون نردبانی در شکل (۹)، جریان بار Z_L در سطوح مثبت شامل $+0.5E$ و $+1.5E$ و در سطوح منفی شامل $-0.5E$ و $-1.5E$ طبق معادله (۱) بیان می شود. در این رابطه، $i(\omega t)$ جریان بار بر حسب زمان، ω فرکانس زاویه ای و k_1 تا k_4 نقاط زمانی تغییر سطح ولتاژ خروجی هستند.

$$W_{Cu} = \rho_{Cu} L (\pi r_{out}^2 - \pi r_{in}^2) |i(\omega t)| = \begin{cases} (E - V_{C_2}) / Z_L, & k_1 \leq \omega t \leq k_2 \\ (2E - V_{C_2}) / Z_L, & k_3 \leq \omega t \leq k_4 \\ (-V_{C_2}) / Z_L, & \pi + k_1 \leq \omega t \leq \pi + k_2 \\ (-E - V_{C_2}) / Z_L, & \pi + k_3 \leq \omega t \leq \pi + k_4 \end{cases} \quad (1)$$

مجموع بازه های دشارژ خازن C_2 در یک دوره تناوب اصلی در (۲) محاسبه شده است. در این رابطه به علت تقارن نمودار و دشارژ خازن در دو بازه زمانی 0 تا $\pi/2$ و $\pi/2$ تا π ، مقدار دشارژ در بازه زمانی 0 تا π محاسبه شده و در دو ضرب شده است. در نتیجه مقدار کل دشارژ خازن C_2 در یک دوره تناوب خروجی طبق (۲) قابل بیان است که در آن f_o فرکانس ولتاژ خروجی است.

$$\Delta Q_{C_2} (dis) = \frac{1}{\pi f_o} \left(\int_{k_3}^{k_4} i(\omega t) d\omega t + \int_{\pi+k_1}^{\pi+k_2} i(\omega t) d\omega t \right) = \frac{1}{\pi f_o} \left(\frac{2E - V_{C_2}}{Z_L} (k_4 - k_3) + \frac{V_{C_2}}{Z_L} (k_2 - k_1) \right) \quad (2)$$

مشابه با (۲)، مجموع بازه های شارژ خازن C_2 در طول دوره تناوب خروجی طبق (۳) قابل بیان است. مشابه (۲)، در (۳) نیز به دلیل تقارن موجود، محاسبات در دو بازه زمانی 0 تا $\pi/2$ و $\pi/2$ تا π انجام شده و نهایتاً حاصل در دو ضرب شده است.

$$\Delta Q_{C_2}(ch) = \frac{1}{\pi f_o} \left(\int_{k_1}^{k_2} i(\omega t) d\omega t + \int_{\pi+k_3}^{\pi+k_4} i(\omega t) d\omega t \right) = \frac{1}{\pi f_o} \left(\frac{E - V_{C_2}}{Z_L} (k_2 - k_1) + \frac{E + V_{C_2}}{Z_L} (k_4 - k_3) \right) \quad (۳)$$

مجموع شارژ و دشارژ خازن C_2 در یک دوره تناوب اصلی در (۴) محاسبه شده است.

$$\Delta Q_{C_2} = \Delta Q_{C_2}(dis) + \Delta Q_{C_2}(ch) = (E - 2V_{C_2}) \left(\frac{k_2 - k_1 + k_4 - k_3}{\pi f_o Z_L} \right) \quad (۴)$$

با توجه به اینکه مقدار بار شارژ و دشارژ برای خازن شناور C_2 برابر هستند، برای یک دوره تناوب مولفه اصلی، برآیند شارژ و دشارژ معادل صفر است. در نتیجه مطابق قانون تعادل آمپر-ثانیه و با توجه به (۴)، ولتاژ خازن C_2 باید در مقدار $+0.5E$ متعادل شود.

۲-۳- محاسبات ظرفیت خازن‌ها

برای تعیین ظرفیت از روش آنالیز سطح به سطح استفاده شده است. در هر سطح شارژ یا دشارژ خازن با توجه به بازه LDP و فرکانس مدولاسیون محاسبه و سپس مقدار خازن‌ها محاسبه شده است تا ریبیل ولتاژ خازن در محدوده مجاز باقی بماند. انرژی تخلیه شده خازن C_1 در بازه زمانی معادل LDP آن در رابطه (۵) محاسبه شده است.

$$\Delta Q_{C_1} = \frac{I_m}{2\pi f_o} \int_{\pi+k_3}^{2\pi-k_3} \sin(\omega t - \varphi) d\omega t = \frac{I_m \cdot \cos k_3 \cdot \cos \varphi}{\pi f_o} \quad (۵)$$

در رابطه فوق، ΔQ_{C_1} دشارژ حاصل از LDP خازن C_1 ، I_m حداکثر جریان بار، f_o فرکانس ولتاژ خروجی، φ اختلاف فاز بین ولتاژ و جریان خروجی برای بارهای مختلف، k_3 نقطه شروع LDP خازن C_1 بوده و ω فرکانس زاویه‌ای ولتاژ خروجی است. ظرفیت C_1 به ازای ریبیل ولتاژ α_1 درصد، مطابق با (۶) قابل محاسبه است. انرژی تخلیه شده خازن C_2 ناشی از LDP در (۷) محاسبه شده است.

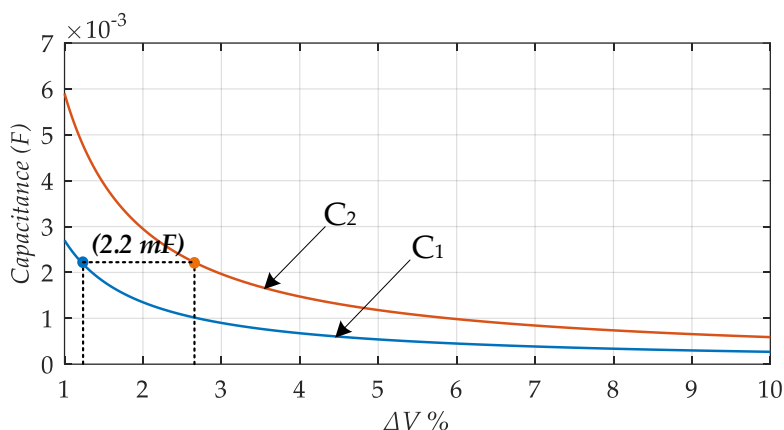
$$C_1 = \frac{\Delta Q_{C_1}}{\alpha_1 \cdot E} = \frac{I_m \cdot \cos k_3 \cdot \cos \varphi}{\alpha_1 \cdot E \cdot \pi f_o} \quad (۶)$$

$$\Delta Q_{C_2} = \frac{I_m}{\pi f_o} \int_{k_3}^{k_4} \sin(\omega t - \varphi) d\omega t = \frac{2 \cdot I_m \cdot (\cos k_3 - \cos k_4) \cdot \cos \varphi}{\pi f_o} \quad (۷)$$

در رابطه فوق، ΔQ_{C_2} دشارژ حاصل از LDP خازن C_2 و k_3 و k_4 نقاط شروع و اتمام LDP خازن C_2 است. نهایتاً ظرفیت خازن C_2 مطابق با رابطه (۸) قابل محاسبه است.

$$C_2 = \frac{\Delta Q_{C_2}}{\alpha_2 \cdot E / 2} = \frac{4 \cdot I_m (\cos k_3 - \cos k_4) \cos \varphi}{\alpha_2 \cdot E \cdot \pi f_o} \quad (۸)$$

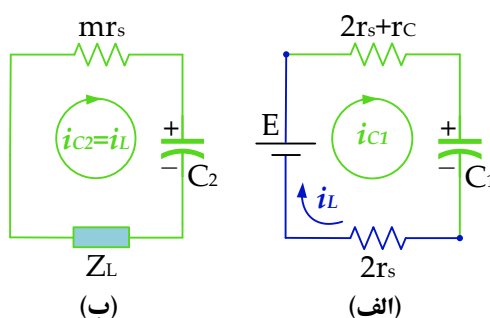
ظرفیت موردنیاز برای حداکثر درصد ریبیل ولتاژ بین ۱ تا ۱۰ درصد برای خازن‌های ساختار پیشنهادی در شکل (۹) قابل مشاهده است. در ساختار پیشنهادی، به دلیل محدودسازی LDP خازن‌ها و نیز به دلیل عدم تکرار الگوی LDP در بازه یک دوره تناوب، ریبیل ولتاژ خازن‌ها کم است. در نتیجه، ظرفیت موردنیاز برای درصد ریبیل ولتاژ مشخص نیز نسبت به ساختارهای مشابه، مقدار کمتری است. لازم به ذکر است که خازن C_2 با وجود نیازمندی به ظرفیت بیشتر نسبت به خازن C_1 به ازای درصد ریبیل ولتاژ یکسان، ولتاژ نامی در حدود نصف خازن C_1 دارد ($V_{C_2} = 0.5V_{C_1}$). به بیان دیگر، ولتاژ نامی C_1 برابر با $0.5V_{max}$ بوده و ولتاژ نامی C_2 برابر با $0.25V_{max}$ است که حداکثر ولتاژ خروجی اینورتر پیشنهادی است. با توجه به اینکه در رابطه طراحی ظرفیت خازن، ولتاژ نامی خازن در مخرج کسر قرار دارد، ولتاژ نامی کمتر منجر به ظرفیت بیشتر آن به ازای درصد ریبیل یکسان می‌شود.



شکل ۹: نمودار ظرفیت موردنیاز خازن‌های C_1 و C_2 بر حسب ریپل ولتاژ بین ۱ تا ۱۰ درصد ولتاژ نامی خازن

۳-۳- تحلیل تنش جریان و شارژ نرم

در ساختار اینورترهای چندسطحی کلیدزنی خازنی، خازن‌ها در اتصال سری با منبع ولتاژ در مسیر تولید سطوح دشارژ می‌شوند. در برخی سطوح نیز با اتصال موازی با منبع ولتاژ ورودی و یا اتصال سری برخی خازن‌ها با منبع، شارژ می‌شوند. این فرآیند به نحوی باید تنظیم شود تا مقدار انرژی شارژ و دشارژ در طول یک دوره تناوب برابر باشد تا تعادل خودکار ولتاژ خازن در یک ولتاژ معینی حاصل شود. در ساختار ۹ سطحی پیشنهادی، دو خازن وجود دارد که به طور خودکار به تعادل ولتاژ می‌رسند. خازن C_1 با اتصال سری در مسیر جریان بار دشارژ می‌شود و نیز با اتصال موازی با منبع ولتاژ در سطح ولتاژ E به تعادل می‌رسد. خازن C_2 در سطوح ولتاژ $-1.5E$ ، $-0.5E$ ، $+0.5E$ و $+1.5E$ به طور متناوب و یک‌درمیان، به ترتیب شارژ و دشارژ می‌شود. همچنین در نصف ولتاژ ورودی ($0.5E$) به طور خودکار به تعادل می‌رسد. یکی از چالش‌های مهم برای ارائه اینورتر مناسب مبتنی بر کلیدزنی خازنی، جریان شارژ شدید در آغاز شارژ خازن است. مسیر شارژ و مقاومت پارازیتی معادل حلقه شارژ خازن‌های ساختار در شکل (۱۰) نشان داده شده است. با در نظر گرفتن اثر مقاومت‌های پارازیتی از جمله ESR خازن‌ها و مقاومت هدایتی ترانزیستورها، هر حلقه شارژ را می‌توان به عنوان یک مدار RC در نظر گرفت. در این شکل‌ها، مسیر آبی رنگ مربوط به مسیر مشترک بار و شارژ خازن است که در محاسبه دقیق‌تر، باعث افت ولتاژ خازن می‌شود. همچنین، E ولتاژ ورودی، r_s مقاومت کلید، r_c مقاومت سری خازن، i_{C1} و i_{C2} به ترتیب جریان شارژ لحظه‌ای خازن‌های C_1 و C_2 است. با توجه به شکل (۱۰)-الف، مقدار تنش جریان لحظه‌ای در حلقه خازن C_1 و کلیدهای موجود در این حلقه را می‌توان با (۹) بیان کرد که AV_{C1} ریپل ولتاژ خازن C_1 و R_{C1} مقاومت پارازیتی کل در حلقه شارژ خازن C_1 است.



شکل ۱۰: مدار معادل شارژ خازن‌ها. (الف) خازن C_1 و (ب) خازن C_2

به علت وجود توالی شارژ مناسب، LDP خازن C_1 محدود به بازه عملکرد اینورتر در دو سطح $-1.5V_{dc}$ و $-2V_{dc}$ شده است. در نتیجه مطابق رابطه (۱) با کاهش حداکثر مقدار ریپل ولتاژ (ΔV_{C1}) ناشی از محدودسازی LDP خازن‌ها، حداکثر جریان شارژ خازن C_1 زیاد نیست. جریان شارژ عبوری از حلقه خازن C_2 بر اساس شکل (۱۰) -ب مطابق (۱۰) قابل بیان است. به علت وجود امپدانس قابل توجه بار در مسیر شارژ خازن C_2 ، می‌توان از مقاومت‌های پارازیتی صرف‌نظر کرد. در نتیجه جریان عبوری از این خازن برابر جریان بار بوده و در نتیجه دارای جریان هجومی نیست.

$$i_{C1} = \frac{\Delta V_{C1}}{R_{C1}} = \frac{E - V_{C1} - 2r_S i_L}{4r_S + r_C} \quad (9)$$

$$i_{C2} = \frac{\Delta V_{C2}}{R_{C2}} = \frac{V_o}{Z_L} \quad (10)$$

مطابق با (۹) و (۱۰)، حداکثر تنش جریان در حلقه شارژ، تابع ریپل ولتاژ خازن‌ها (ΔV_C) و مقاومت پارازیتی حلقه شارژ (R_C) است. با افزایش مقاومت ادوات مختص مسیر جریان شارژ، بدون افزایش تلفات، جریان شارژ کاهش می‌یابد. با این حال به دلیل شارژ ناقص خازن، افزایش مقاومت پارازیتی نباید از مقدار مجازی که شارژ مؤثر را تضمین می‌کند فراتر برود. با انتخاب توالی کلیدزنی مناسب با مدولاسیون شیفیت سطحی ارائه شده که تعداد و مدت LDP را به حداقل مقدار ممکن محدود می‌کند، ریپل ولتاژ کاهش می‌یابد. نهایتاً با محدودسازی ریپل ولتاژ خازن‌ها و همزمان با شارژ مؤثر خازن‌ها، جریان هجومی نیز تا حد زیادی سرکوب می‌شود. مقایسه رفتار تعادل ولتاژ خازن‌ها در ساختارهای اخیر نشان می‌دهد که بسیاری از ساختارهای موجود با وجود تعداد کلیدهای کمتر، از عملکرد شارژ ناپیوسته یا مسیرهای شارژ مشترک رنج می‌برند؛ موضوعی که موجب ایجاد اسپایک‌های ولتاژ یا ریپل زیاد می‌شود. همچنین در ساختارهای دارای دیود، افت ولتاژ ناشی از هدایت دیودهای مختلف مورداستفاده در ساختار بر کیفیت شارژ تأثیر می‌گذارد. در مقابل، ساختار پیشنهادی با استفاده از حلقه‌های شارژ مجزا و محدودسازی LDP به تنها یک بازه کوتاه در هر دوره، فرآیند تعادل ولتاژ خازن‌ها را بدون نیاز به سنسور یا کنترل کمکی تضمین می‌کند. این ویژگی یکی از تفاوت‌های اصلی ساختار پیشنهادی با اغلب نمونه‌های هم‌رده SCMLI است.

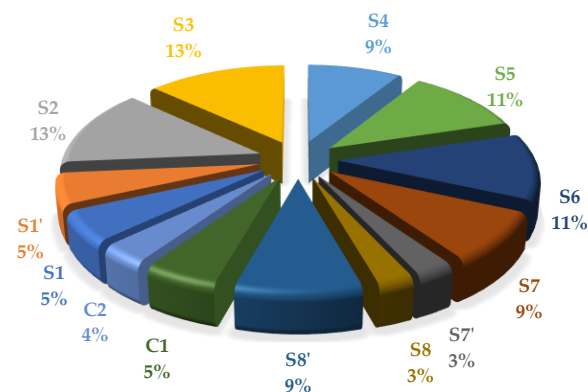
۴- محاسبات تلفات

تلفات ساختار نه سطحی کلیدزنی خازنی پیشنهادی، مانند سایر ساختارهای SCMLI محاسبه می‌شود. به طور کلی، تلفات فرآیند دشارژ خازن توسط عناصر پارازیتی مسیر جریان بار شامل مقاومت پارازیتی کلید قدرت (r_s)، مقاومت هدایتی دیود (r_d) و مقاومت سری معادل خازن (r_c) جذب می‌شوند و تلفات فرآیند شارژ خازن در عناصر پارازیتی حلقه شارژ هر خازن تلف می‌شود. بخش عمده در ساختارهای SCMLI، تلفات ناشی از ریپل ولتاژ خازن‌هاست. در نتیجه، محدودسازی ریپل ولتاژ و کاهش جریان شارژ، به طور محسوس سبب کاهش تلفات ساختار و افزایش راندمان آن می‌شود. تلفات در سه گروه کلی شامل تلفات کلیدزنی، تلفات هدایتی و تلفات ریپل قابل محاسبه است. در جدول (۳) محاسبات مربوط به انواع تلفات گزارش شده است. در جدول (۳)، f_o فرکانس خروجی اینورتر است. تلفات کلیدزنی (P_{sw}) تابع عواملی همچون تأخیر روشن شدن کلید (t_{on})، تأخیر خاموش شدن کلید (t_{off})، تعداد تغییر حالت کلید در یک تناوب مولفه اصلی (N_{Si})، ولتاژ مسدودکنندگی (V_{Si}) و جریان لحظه‌ای کلید (i_{Si}) است. تلفات هدایتی (P_{cond}) با در نظر گرفتن دوره کاری (D_i) به ازای هر سطح ولتاژ خروجی (I_i)، مقاومت پارازیتی کل در مسیر جریان بار (r_L) و مقدار جریان بار (i_L) قابل محاسبه است. تلفات ریپل ولتاژ خازن‌ها (P_{rip})، با در نظر گرفتن تعداد ریپل‌های ولتاژ خازن C (N_C) و مقدار هر کدام از ریپل‌های ولتاژ آن (ΔV) قابل محاسبه است. به علاوه، به دلیل تشابه مقدار و تعداد ریپل ولتاژ برای C_1 و C_2 و همچنین برای C_3 و C_4 ، روابط مربوطه ساده شده‌اند.

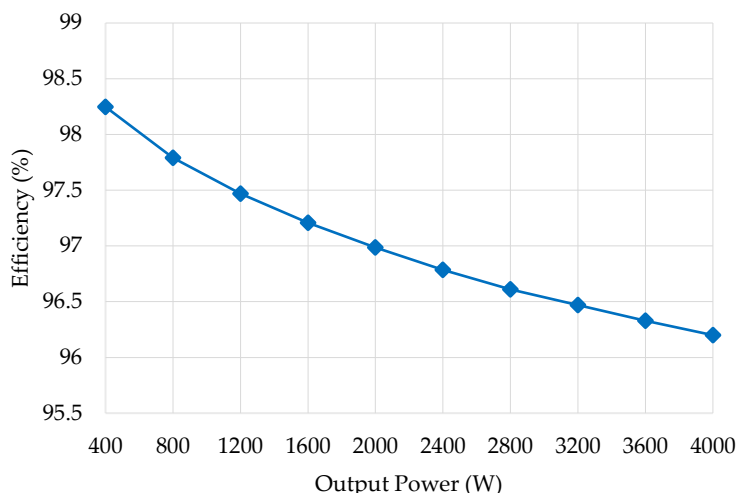
جدول ۳: محاسبات تلفات مختلف برای ساختار پیشنهادی

تلفات	فرمول
P_{sw}	$\frac{f_o}{6} (t_{on} + t_{off}) \left(\sum_{k=1}^{N_{S_i}/2} V_{S_i} \times i_{S_i} \right)$
P_{cond}	$\frac{2f_o}{\pi} \int_{l_{i+1}}^{l_{i+2}} \left(D_i \sum_{i=-4}^3 r_{Li} i_{Li}^2 + (1-D_i) \sum_{i=-4}^3 r_{Li} i_{Li}^2 \right) d\omega t$
P_{rip}	$f_o C_1 \sum_{i=1}^{N_{C_1}} \Delta V_i^2 + f_o C_2 \sum_{j=1}^{N_{C_2}} \Delta V_j^2$
η	$\left(\frac{P_{out}}{P_{out} + P_{sw} + P_{cond} + P_{rip}} \right) \times 100$

شبهه سازی تلفاتی برای ساختار پیشنهادی در محیط سیمولینک متلب انجام شده است. ولتاژ ورودی ۲۰۰ ولت، فرکانس پایه ۵۰ هرتز، فرکانس کلیدزنی ۴/۲ کیلوهرتز و اندیس مدولاسیون ۰/۸۷ برای توان خروجی ۴۵۰ وات، مشابه با نمونه آزمایشگاهی اعمال شده است. در ضمن، خازن C_1 با ظرفیت ۲۲۰۰ میکروفاراد با ولتاژ نامی ۲۰۰ ولت و خازن C_2 با ظرفیت ۲۲۰۰ میکروفاراد و ولتاژ نامی ۱۰۰ ولت لحاظ شده است. تلفات کل هر کلید ناشی از تجمع تلفات مختلف محاسبه شده است. در ادامه، توزیع تلفات در عناصر ساختار پیشنهادی در شکل (۱۱) ارائه شده است. مطابق با شکل (۱۱)، تلفات عناصر مسیر شارژ خازن C_1 ، شامل کلیدهای S_2, S_3, S_4, S_5 و S_6 تا حدودی بیشتر از سایر عناصر ساختار است. چراکه علاوه بر جریان بار، جریان شارژ نیز از این کلیدها عبور می کند. در نتیجه، تلفات ناشی از ریپل ولتاژ خازن ها نیز توسط مقاومت پارازیتی کلیدهای مسیر شارژ جذب می شود. مجموع تلفات در توان خروجی ۴۵۰ وات، حدود ۷/۲ وات محاسبه شده است که بیانگر راندمان ۹۸/۳ درصدی برای اینورتر پیشنهادی است. کاهش تلفات و بهبود راندمان در ساختار پیشنهادی تا حد زیادی ناشی از ریپل ولتاژ کم خازن ها است. نمودار راندمان ساختار پیشنهادی به ازای توان ۴۰۰ وات تا ۴ کیلووات در شکل (۱۲) گزارش شده است. مطابق با شکل (۱۲)، راندمان ساختار پیشنهادی در توان خروجی ۴ کیلووات به ۹۶/۲ درصد می رسد. راندمان ساختار پیشنهادی به ازای توان ۴۰۰ وات تا ۴ کیلووات در شکل (۱۲) گزارش شده است. راندمان ساختار پیشنهادی در توان ۴ کیلووات به ۹۶/۲ درصد می رسد.



شکل ۱۱: توزیع تلفات در عناصر ساختار نه سطحی پیشنهادی در توان خروجی ۴۵۰ وات



شکل ۱۲: نمودار راندمان ساختار پیشنهادی در بازه ۴۰۰ وات تا ۴ کیلووات

۵- مقایسه با سایر ساختارهای مشابه

جدول (۴) مربوط به مقایسه ساختارهای مختلف ۹ سطحی با ساختار پیشنهادی است. اینورترهای مقایسه‌ای شامل ساختارهای با بهره ۲ و ۴ برابری هستند. تعداد کلیدهای مورد نیاز (N_{sw}) در [۹]، [۱۴]، [۱۵]، [۱۹] و [۲۸] حداقل ۱۳ کلید یا بیشتر است که باعث پیچیدگی کنترلی و افزایش تلفات کلیدزنی و هدایتی می‌شود. تعداد دیودها در ساختارهای [۸]، [۹]، [۱۲]، [۱۸]، [۱۹]، [۲۱]، [۲۳]، [۲۵]، [۲۷] و [۲۸] حداقل ۳ دیود یا بیشتر است و منجر به افت ولتاژ هدایتی و کاهش کیفیت ولتاژ خروجی، خصوصاً در بهره کمتر می‌شود. تعداد خازن‌ها (N_C) در ساختارهای [۹]، [۱۰]، [۱۶]، [۱۸]، [۱۹]، [۲۱]، [۲۳]، [۲۵]، [۲۷] و [۲۸] برابر با ۳ عدد است که نسبت به سایر ساختارها بیشتر است. تعداد کل عناصر (N_{device}) برای ساختارهایی با بهره دو برابری در [۱۰] و [۲۵] بیش از ۲۶ تجهیز است که برای ساختار نه سطحی با بهره دو برابری، ادوات زیادی است. همچنین N_{device} در ساختارهایی با بهره چهار برابری در [۹]، [۱۴]، [۱۹]، [۲۳] و [۲۸] حداقل ۲۸ تجهیز یا بیشتر است که برای ساختار نه سطحی با بهره چهار برابری، ادوات زیادی محسوب می‌شود. تعداد ادوات زیاد باعث افزایش حجم و هزینه نهایی اینورترهای ذکر شده می‌شود. یکی از چالش‌های اصلی برای ساختارهای SCMLI، تنش ولتاژ زیاد در عناصر مبدل است. مطابق با جدول (۴)، مقدار MBV در تعدادی از عناصر ساختارهای [۱۱]، [۱۲]، [۱۵]، [۱۷]، [۱۸]، [۲۰]، [۲۲]، [۲۴]، [۲۶] و [۲۷] برابر با حداکثر ولتاژ خروجی (V_{max}) است. این ساختارها حتی برای کاربردهای ولتاژ کم (LV) نیز با چالش جدی هزینه و عمر عناصر و محدودیت کاربرد مواجه هستند. در ساختارهای [۸]، [۱۰]، [۱۶] و [۲۵] با وجود محدودسازی MBV به $0.5V_{max}$ ، تعداد عناصر در معرض MBV (N_{MBV}) برابر با نه تجهیز یا بیشتر هستند. مجموع ولتاژ مسدودکنندگی (TSV) معیاری برای جمع تنش ولتاژ روی تمامی عناصر مبدل است و دید کلی از میزان تنش الکتریکی در کل ساختار فراهم می‌کند. ساختار پیشنهادی با مقدار $4.5V_{max}$ دارای کمترین TSV بین تمام موارد مورد مقایسه در جدول (۴) است. در حالی که TSV ساختارهای ارائه شده در [۱۰]، [۱۱]، [۱۵]، [۱۷]، [۱۸]، [۲۰]، [۲۲]، [۲۴]، [۲۶] و [۲۷] حداقل برابر با $6V_{max}$ یا بیشتر است و باعث افزایش قابل توجه هزینه اینورتر می‌شود.

ساختارهای ارائه شده در [۲۱] و [۲۷] نیاز به خازنی با ولتاژ نامی برابر با حداکثر ولتاژ خروجی (V_{max}) دارند که منجر به محدودیت کاربرد و افزایش تلفات و هزینه اینورتر می‌شود. مجموع ولتاژ نامی خازن‌ها (TCV_{PII}) در ساختارهای [۱۰]، [۱۶]، [۲۱]، [۲۳]، [۲۵] و [۲۷] حداقل V_{max} یا بیشتر است. در نتیجه، هزینه و حجم اینورتر افزایش یافته و باعث افزایش تلفات می‌شود. بیشینه دوره دشارژ پیوسته (LDP) در ساختارهای [۱۰]، [۱۸]، [۲۳]، [۲۴]، [۲۷] و [۲۸] حداقل سه سطح متوالی یا بیشتر است. تعداد تکرار

ریپل ولتاژ حاصل از LDP در یک دوره تناوب اصلی (N_{LDP}) در [۹]، [۱۲] و [۱۹] برابر با چهار است که منجر به کاهش محسوس کیفیت ولتاژ و راندمان اینورتر می شود.

جدول ۴: مقایسه ساختارهای تک منبعی نه سطحی کلیدزنی خازنی

CF		Ex	Lch	Limit I_{Cmax}	Separate SC	N_{LDP}	LDP	TCV_{pu}	MCV_{pu}	TSV_{pu}	NMBV	MBV_{pu}	B	N_{device}	Nc	N_d	N_{dr}	N_{sw}	مرجع
$\alpha=1.5$	$\alpha=1.0$																		
4.92	3.92	Yes	No	*	No	2	2	0.75	0.50	5.75	10	0.50	4	25	2	3	10	10	[8]
5.35	4.38	No	No	*	No	4	2	0.75	0.25	5.50	6	0.50	4	32	3	3	13	13	[9]
3.62	3.08	No	No	$9I_m$	No	1	4	1.00	0.50	6.00	11	0.50	2	26	3	2	10	11	[10]
3.85	3.15	No	Yes	$4I_m$	No	2	2	0.50	0.25	8.50	6	1.00	2	23	2	0	9	12	[11]
3.29	2.81	Yes	No	*	No	4	2	0.50	0.25	5.75	2	1.00	2	24	2	4	9	9	[12]
4.77	3.85	Yes	No	*	No	2	2	0.75	0.50	5.25	9	0.50	4	26	2	0	12	12	[13]
5.27	4.31	Yes	No	*	No	2	2	0.75	0.50	5.50	6	0.50	4	31	2	1	14	14	[14]
6.58	5.08	Yes	No	*	No	1	2	0.75	0.50	9.00	4	1.00	4	27	2	1	11	13	[15]
3.23	2.77	No	No	*	Yes	2	2	1.00	0.50	5.00	9	0.50	2	24	3	0	10	11	[16]
5.15	4.00	Yes	No	*	No	2	2	0.75	0.50	6.75	4	1.00	4	22	2	2	9	9	[17]
5.35	4.23	No	Yes	$3I_m$	No	2	3	0.75	0.25	6.50	3	1.00	4	26	3	3	10	10	[18]
5.46	4.46	No	No	$8I_m$	Yes	4	2	0.75	0.25	5.75	4	0.75	4	32	3	1	14	14	[19]
5.35	4.15	No	No	*	No	2	2	0.75	0.50	7.00	4	1.00	4	23	2	3	9	9	[20]
3.38	2.77	No	Yes	$4I_m$	No	1	2	1.50	1.00	6.50	4	1.00	2	20	3	2	7	8	[21]
5.88	4.62	No	No	$6I_m$	No	2	2	0.75	0.50	7.50	3	1.00	4	27	2	2	11	12	[22]
5.04	4.08	No	No	*	No	2	3	1.00	0.50	5.25	8	0.50	4	28	3	1	12	12	[23]
3.48	2.88	No	No	$9I_m$	Yes	1	3	1.75	0.50	6.00	3	1.00	2	23	4	1	9	9	[24]
3.73	3.15	No	No	$7I_m$	Yes	2	2	1.00	0.50	6.50	12	0.50	2	26	3	2	10	11	[25]
3.38	2.85	No	Yes	$5I_m$	No	2	2	0.50	0.25	6.50	2	1.00	2	23	2	0	9	12	[26]
6.85	5.23	No	No	$9I_m$	No	1	4	1.75	1.00	8.75	6	1.00	4	26	3	2	10	11	[27]
5.38	4.38	Yes	No	*	Yes	2	3	0.75	0.25	5.75	4	0.75	4	31	3	0	13	15	[28]
3.06	2.65	Yes	No	$2I_m$	Yes	1	2	0.75	0.50	4.50	7	0.50	2	24	2	0	11	11	Prop.

تعداد کلیدها (N_{sw}) - تعداد درایورها (N_{dr}) - تعداد دیودها (N_d) - تعداد خازن‌ها (N_c) - ضریب تقویت (B) - حداکثر ولتاژ مسدودکنندگی در واحد (MBV_{pu}) - تعداد قطعات با بیشینه تنش ولتاژ ($NMBV$) - ولتاژ مسدودکنندگی کل در واحد (TSV_{pu}) - حداکثر ولتاژ خازن‌ها (MCV_{pu}) - کل ولتاژ خازن‌ها در واحد (TCV_{pu}) - بیشینه دوره دشارژ پیوسته در سطح (LDP) - تعداد تکرار LDP در یک دوره تناوب (N_{LDP}) - حداکثر جریان هجومی محدود شده (I_{Cmax}) - حداکثر جریان بار (I_m) - نیاز به واحد سلف محدودساز شارژ (Lch) - قابلیت توسعه (Ex) - تابع هزینه (CF)

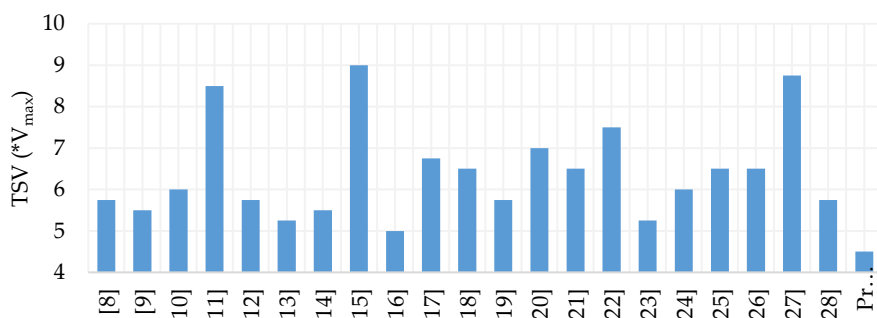
در ساختارهای ارائه شده در [۸] - [۱۵]، [۱۷]، [۱۸]، [۲۰] - [۲۳]، [۲۶] و [۲۷] خازن‌ها در حلقه شارژ یکدیگر قرار دارند، در نتیجه، علاوه بر ریپل ولتاژ ناشی از LDP هر خازن، ریپل ولتاژ ناشی از تداخل حلقه‌های شارژ نیز باعث افزایش تلفات و کاهش کیفیت ولتاژ خروجی می شود. ساختارهای ارائه شده در [۹] - [۱۱]، [۱۶] و [۱۸] - [۲۷] قابلیت گسترش ندارند. در نتیجه برای افزایش بهره، افزایش تعداد سطوح و کاهش بیشتر MBV، نیاز به مبدل DC-DC افزاینده و یا نیاز به اتصال آبخاری چندین ساختار پایه دارند. در [۸] - [۹]، [۱۲] - [۱۷]، [۲۰]، [۲۳] و [۲۸] جریان هجومی شارژ محدود نشده است. در نتیجه، به عناصری مقاوم در جریان هجومی شارژ خازن‌ها نیاز است که منجر به افزایش هزینه اینورتر می شود. همچنین در ساختارهای [۱۱]، [۱۸]، [۲۱] و [۲۶] از واحد سلف محدودساز (L_{ch}) استفاده شده که واحد خارجی بوده و هزینه را تا حدودی افزایش می دهد. اینورتر پیشنهادی با وجود کلیدهای بیشتر نسبت به برخی ساختارها، هزینه کمتری دارد. این مورد به دلیل تنش ولتاژ کم در کلیدهای ساختار پیشنهادی است. در ضمن

به دلیل عدم وجود دیود در ساختار پیشنهادی، افت ولتاژ خازن یا ولتاژ خروجی کمتر از اینورترهای حاوی دیود است و این مورد هم از نکات قابل توجه است. مزایای اینورتر ۹ سطحی پیشنهادی شامل موارد زیر است: کمترین تعداد رپیل ولتاژ ناشی از LDP برابر با دو سطح متوالی، حلقه شارژ مجزا برای واحدهای کلیدزنی خازنی که منجر به عدم وجود تداخل رپیل ولتاژ و بهبود راندمان می شود، قابلیت گسترش در ساختار پیشنهادی با تکرار واحدهای پایه، عملکرد صحیح برای بار اهمی و اهمی-سلفی به درستی سطوح تولید می شوند.

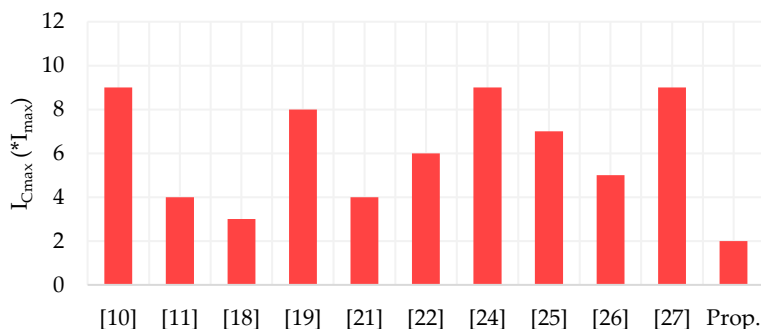
تابع هزینه (CF) یک معیار مناسب و جامع برای مقایسه بین ساختارهای مختلف اینورترهای چندسطحی مبتنی بر کلیدزنی خازنی است. در رابطه تابع هزینه که در (۱۱) ارایه شده، پارامترهای مختلفی مانند تعداد کل عناصر ساختار، TSV و TCV با ضرایب مختلف وزنی (α) در نظر گرفته شده است. مقدار CF برای ساختارهای مورد مقایسه به ازای ضرایب وزنی $\alpha=1$ و $\alpha=1.5$ در دو ستون آخر جدول (۴) گزارش شده است. مطابق با این جدول، ساختار پیشنهادی دارای کمترین مقدار CF به ازای مقادیر مختلف α است. تابع هزینه ساختار پیشنهادی به ازای $\alpha=1$ برابر با 2.65 و به ازای $\alpha=1.5$ برابر با 3.06 دارد حاصل شده است.

$$CF = \frac{N_{sw} + N_{dr} + N_d + N_C + \alpha(TSV + TCV)}{N_L} \quad (11)$$

مقایسه TSV ساختارهای مختلف نه سطحی جدول (۴) در شکل (۱۳) گزارش شده است. ساختار پیشنهادی با مقدار $4.5V_{max}$ دارای کمترین TSV است که بیانگر تنش ولتاژ کمتر در ساختار و عدم نیاز به عناصری با هزینه زیاد جهت تحمل تنش ولتاژ زیاد است.



شکل ۱۳: نمودار مقایسه TSV برای ساختارهای نه سطحی مورد مقایسه در جدول (۴)

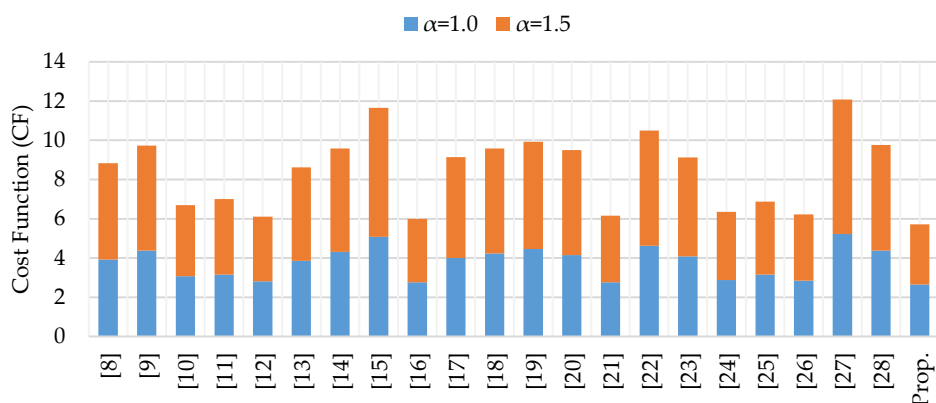


شکل ۱۴: نمودار مقایسه حداکثر جریان هجومی محدود شده (I_{Cmax}) برای ساختارهای نه سطحی مورد مقایسه در جدول (۴)

نمودار مقایسه تنش جریان هجومی در عناصر ساختار پیشنهادی (I_{Cmax}) بر حسب بیشینه جریان بار خروجی (I_{max}) در شکل (۱۴) ارائه شده است. در این نمودار، تنها مراجعی که برای محدودسازی جریان هجومی روشی ارائه کرده اند مورد مقایسه قرار گرفته اند و

سایر موارد که جریان هجومی شدیدی دارند حذف شده اند. مطابق با این شکل، ساختار پیشنهادی با مقدار $2I_{max}$ دارای کمتر تنش جریان مابین موارد مورد مقایسه است. ساختار پیشنهادی به عناصری برای تحمل جریان زیاد نیازی ندارد و شارژ کاملاً نرم انجام می شود.

مقایسه مقدار تابع هزینه (CF) برای ساختارهای مختلف مورد مقایسه در جدول (۴) در شکل (۱۵) گزارش شده است. این مقایسه به ازای ضریب $\alpha=1$ و $\alpha=1.5$ محاسبه شده است. ساختار پیشنهادی نسبت به سایر موارد، کمترین هزینه را دارد. این امر ناشی از TSV کمینه ساختار پیشنهادی، TCV بهینه، بدون نیاز به ادوات زیاد است.



شکل ۱۵: نمودار مقایسه تابع هزینه (CF) برای ساختارهای نه سطحی مختلف به ازای ضریب α متفاوت

تحلیل جامع مقادیر مندرج در جدول مقایسه نشان می دهد که ساختار پیشنهادی از نظر سه شاخص کلیدی عملکردی شامل کاهش مجموع ولتاژ مسدودکنندگی کلیدها (TSV)، محدودسازی بیشینه ولتاژ مسدودکنندگی هر کلید (MBV) و کمینه سازی ریپل ولتاژ خازن ها، برتری محسوسی نسبت به تمامی ساختارهای هم رده دارد. به گونه ای که مقدار TSV برابر با $4.5V_{max}$ کمترین مقدار در میان تمامی ساختارهای نه سطحی بوده و بیانگر کاهش تنش الکتریکی کلی، افزایش قابلیت اطمینان و کاهش نیاز به ادوات نیمه هادی با ولتاژ نامی زیاد است. مقدار MBV برابر با $0.5V_{max}$ امکان استفاده از کلیدهای با ولتاژ نامی پایین تر، تلفات هدایت کمتر و در نهایت کاهش هزینه نهایی مبدل را فراهم می کند. از سوی دیگر، وجود تنها یک دوره LDP برای هر خازن در هر دوره تناوب فرکانس پایه و تفکیک کامل مسیرهای شارژ و دشارژ، به طور مؤثری از تداخل جریان های شارژ جلوگیری کرده و باعث کاهش چشمگیر جریان هجومی و دستیابی به کمترین میزان ریپل ولتاژ در میان ساختارهای مقایسه شده می شود که این موضوع با نتایج تحلیلی و شبیه سازی نیز کاملاً همخوان است. این مجموعه ویژگی ها در کنار هم، یک توازن بهینه میان کاهش تنش ولتاژ، بهبود راندمان، کاهش هزینه ادوات قدرت و سادگی پیاده سازی ایجاد می کند که در اغلب ساختارهای موجود به صورت هم زمان قابل دستیابی نیست و برتری فنی و اقتصادی ساختار نه سطحی کلیدزنی خازنی پیشنهادی را به طور قاطع تأیید می نماید.

در جدول (۵) هزینه واقعی ساختارهای دارای ضریب بهره ولتاژ ۲ برابری با هم مقایسه شده اند. ساختار پیشنهادی با هزینه نهایی 47.8 دلار، دارای کمترین هزینه در مقایسه با سایر موارد مشابه است. هزینه هر کلید ارتباط مستقیمی با ولتاژ نامی آن دارد. ساختار پیشنهادی نیاز به ۱۱ کلید دارد. با این حال، به دلیل تنش ولتاژ کم کلیدها، هزینه ناشی از آنها زیاد نیست. همچنین ساختار پیشنهادی نیازی به دیود ندارد و در نتیجه هزینه ای برای دیود وجود ندارد. بر این پارامترهایی همچون تعداد خازن ها، ولتاژ نامی هر خازن و ظرفیت مورد نیاز هر خازن در هزینه و حجم اینورتر کلیدزنی خازنی تأثیر محسوسی دارند. ساختار پیشنهادی تنها دو خازن با ولتاژ نامی کم دارد و نیز به دلیل ریپل ولتاژ کم، هزینه نهایی ناشی از خازن ها نیز کم است.

جدول ۵: مقایسه هزینه واقعی ساختارهای مختلف نه سطحی با بهره ۲ برابری با فرض ولتاژ ورودی برابر با ۱۰۰ ولت ($V_{dc}=100V$)

تجهیز	پارت نامبر	ولتاژ نامی (V)	جریان نامی (A)	هزینه (\$)	[10]	[11]	[12]	[16]	[21]	[24]	[25]	[26]	Prop.
ماسفت	IRFZ20PBF	50	15	1.56	2	1	2	2	2	2	2	2	4
	IRFI530GPBF	100	14	2.31	9	6	4	9	3	5	9	8	7
	GE3STP40NF20	200	48	4.33	0	2	6	0	3	2	0	2	0
دیود	MBR1050CT	50	10	1.33	0	2	0	0	1	0	0	0	0
	MBRF25100CTYC0	100	25	1.97	2	2	0	0	0	0	2	0	0
	MBRF10200CT	200	10	2.38	0	0	0	0	1	1	0	0	0
خازن	LGY1H222MELZ25 2200 uF	50	-	3.26	1	0	0	2	1	0	2	0	1
	LGU1J272MELA 2700 uF	50	-	4.29	1	2	2	0	1	1	0	2	0
	LGY2A222MELA50 2200 uF	100	-	6.52	1	0	0	1	1	2	1	0	1
	LLS2D222MELC 2200 uF	200	-	10.05	0	0	0	0	0	1	0	0	0
دراپور	TLP250	-	-	1.42	10	9	9	10	7	9	10	9	11
هزینه نهایی (\$)													47.8

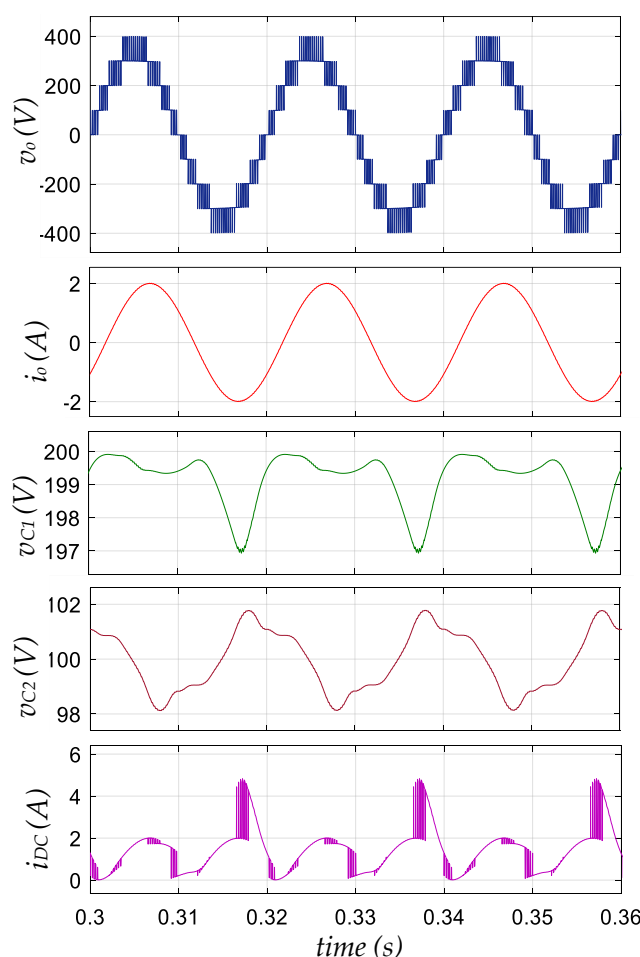
۶- نتایج شبیه سازی

ساختار پیشنهادی در محیط سیمولینک متلب (*Matlab Simulink*) شبیه سازی شده و نتایج مختلف در شرایط ثابت و پویا برای آن ارائه شده است. مقادیر پارامترهای شبیه سازی در جدول (۷) ارائه شده است. همچنین برخی نتایج حاصل از شبیه سازی ساختار گسترش یافته پیشنهادی افزوده شده است.

جدول ۶: مقادیر پارامترهای شبیه سازی

مقادیر	پارامترها
50 Hz	فرکانس پایه (f_0)
4200 Hz	فرکانس کلیدزنی (f_{sw})
200 V	ولتاژ ورودی (E)
400 V	حداکثر ولتاژ خروجی (V_{max})
0.83	اندیس مدولاسیون (M)
100 V, 2200 μ F	C_1
50 V, 2200 μ F	C_2
200 m Ω	مقاومت پارازیتی کلیدها
100 m Ω	مقاومت سری معادل خازن ها (ESR)
125 Ω	بار اهمی (R)
140 Ω , 280 mH	بار اهمی سلفی (RL)

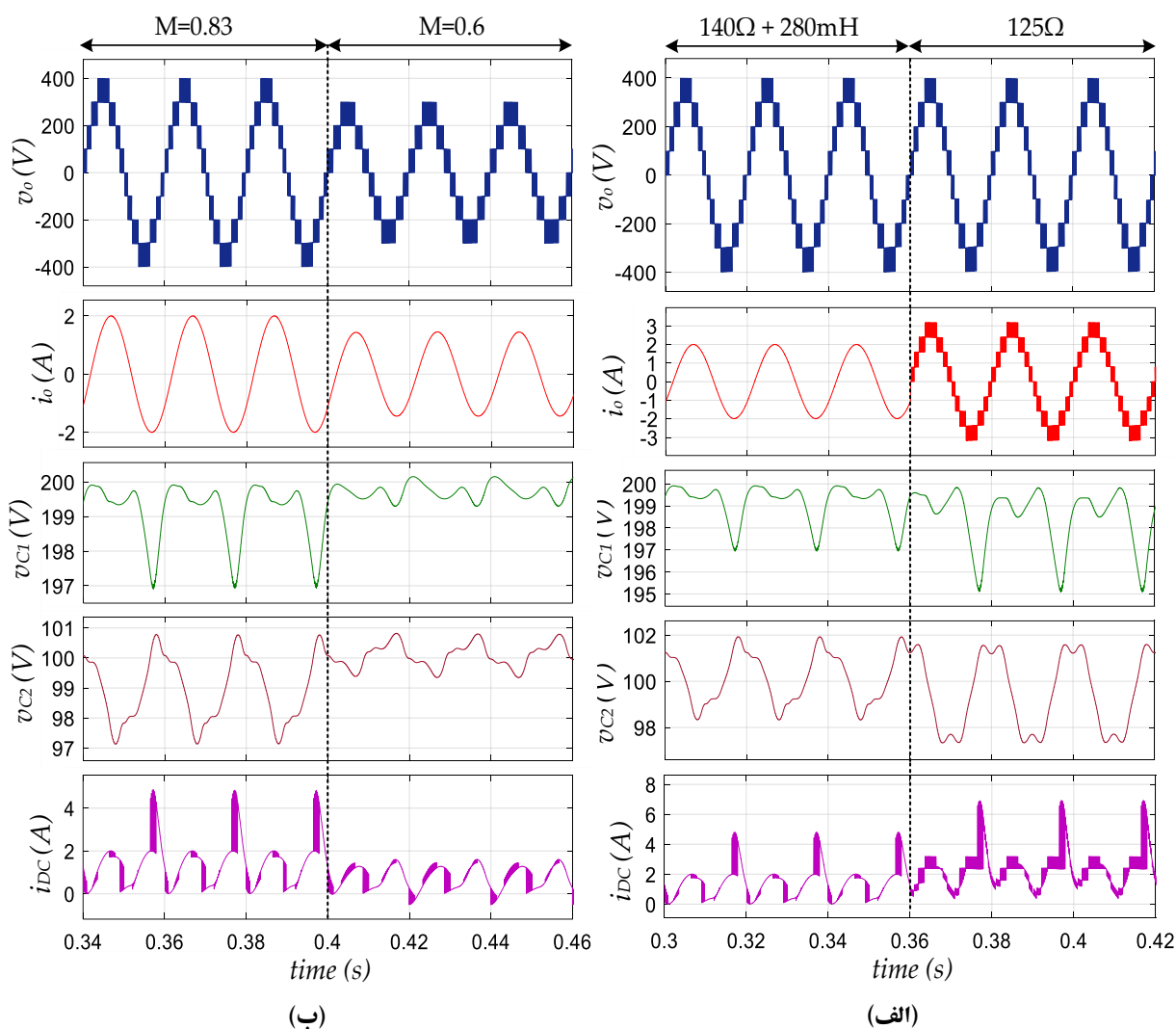
نتایج مربوط به ولتاژ و جریان عناصر مختلف در ساختار پیشنهادی، برای اندیس مدولاسیون $0/87$ و تحت بار اهمی-سلفی، در شکل (۱۶) ارائه شده است. همان‌طور که از این شکل مشاهده می‌شود، حداکثر ولتاژ خروجی برابر با 400 ولت است؛ این مقدار بیانگر توانایی ساختار پیشنهادی در ایجاد افزایش دوبرابری ولتاژ با افت بسیار ناچیز است، در حالی که گام هر سطح ولتاژ 100 ولت باقی می‌ماند. همچنین حداکثر جریان بار 2 آمپر اندازه‌گیری شده که توان خروجی متناظر با آن حدود 300 وات است. اختلاف فاز جزئی بین ولتاژ و جریان خروجی ناشی از ضریب توان غیر واحد بار است. ریپل ولتاژ خازن‌ها نیز در شکل (۱۶) نشان داده شده است؛ به گونه‌ای که سطح ولتاژ خازن C_1 حدود 200 ولت بوده و ریپل آن تنها 3 ولت است که معادل $1/5$ درصد ولتاژ نامی آن می‌باشد. علاوه بر این، سطح ولتاژ تعادلی خازن C_2 برابر با 100 ولت بوده و ریپل ولتاژ آن $3/5$ ولت اندازه‌گیری شده است که برابر با $3/5$ درصد ولتاژ نامی آن است. مطابق با شکل (۱۶)، نمودار ولتاژ هر خازن در هر دوره تناوب، تنها یک ریپل اصلی دارد که ناشی از LDP یکنای آن است. به دلیل کوچک بودن ریپل ولتاژ خازن‌ها، که ناشی از توالی شارژ مناسب ساختار، استقلال حلقه‌های شارژ و وجود امیدانس بار به صورت سری در مسیر شارژ خازن C_2 است، تنش جریان منبع DC به کمتر از $4/5$ آمپر محدود شده است. این موضوع به روشنی عملکرد شارژ نرم و کنترل‌شده ساختار پیشنهادی را تأیید می‌کند.



شکل ۱۶: ولتاژ، جریان خروجی، ریپل ولتاژ C_1 ، ریپل ولتاژ C_2 و تنش جریان منبع DC

عملکرد ساختار پیشنهادی در شرایط پویای بار و تغییرات اندیس مدولاسیون در شکل (۱۷) بررسی شده است. مطابق با شکل (۱۷)-الف، ابتدا اینورتر تحت بار اهمی-سلفی قرار داشته و سپس بار به حالت اهمی خالص تغییر یافته است. در این وضعیت، شکل موج ولتاژ خروجی همچنان پایدار بوده و مقادیر حداکثر ولتاژ و گام ولتاژ بدون تغییر باقی می‌مانند؛ اما با کاهش امیدانس بار،

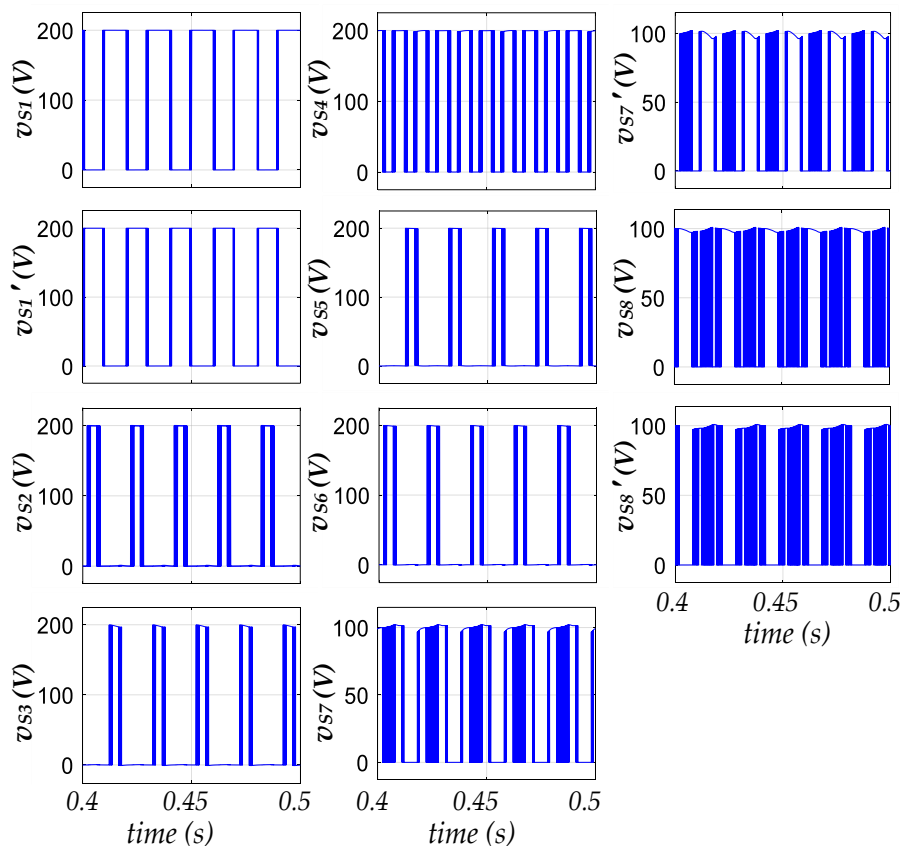
جریان بار از ۲ آمپر به ۳ آمپر افزایش می‌یابد. در این شرایط، ریپل ولتاژ C_1 از ۳ ولت به ۵ ولت افزایش یافته و ریپل C_2 نیز از ۳/۵ ولت به ۴/۵ ولت می‌رسد. همچنین تنش جریان منبع DC از ۴/۵ آمپر به ۶/۵ آمپر افزایش پیدا می‌کند. براساس شکل (۱۷) -ب، در حالت دوم ابتدا اندیس مدولاسیون برابر با ۰/۸۳ در نظر گرفته شده و سپس مقدار آن به ۰/۶ کاهش می‌یابد؛ در نتیجه حداکثر ولتاژ خروجی از ۴۰۰ ولت به ۳۰۰ ولت کاهش یافته و تعداد سطوح ولتاژ از ۹ سطح به ۷ سطح محدود می‌شود، گام ولتاژ همچنان ۱۰۰ ولت است. با این حال، جریان بار از ۲ آمپر به ۱/۵ آمپر کاهش می‌یابد. به دلیل حذف یک سطح LDP در این شرایط، ریپل ولتاژ خازن C_1 از ۳ ولت به ۰/۷ ولت کاهش پیدا می‌کند که نشان‌دهنده افت محسوس ریپل است. علاوه بر آن، ریپل ولتاژ C_2 نیز از ۳/۵ ولت به ۱/۵ ولت کاهش یافته است. تنش جریان منبع DC نیز از ۴/۵ آمپر به ۱/۵ آمپر محدود شده و مقدار آن از حداکثر جریان بار فراتر نمی‌رود.



شکل ۱۷: تغییرات ولتاژ خروجی، جریان خروجی، ریپل ولتاژ C_1 ، ریپل ولتاژ C_2 و تنش جریان منبع. (الف) در تغییر پویای بار از اهمی-سلفی به اهمی و (ب) در تغییر پویای اندیس مدولاسیون از ۰/۸۳ به ۰/۶

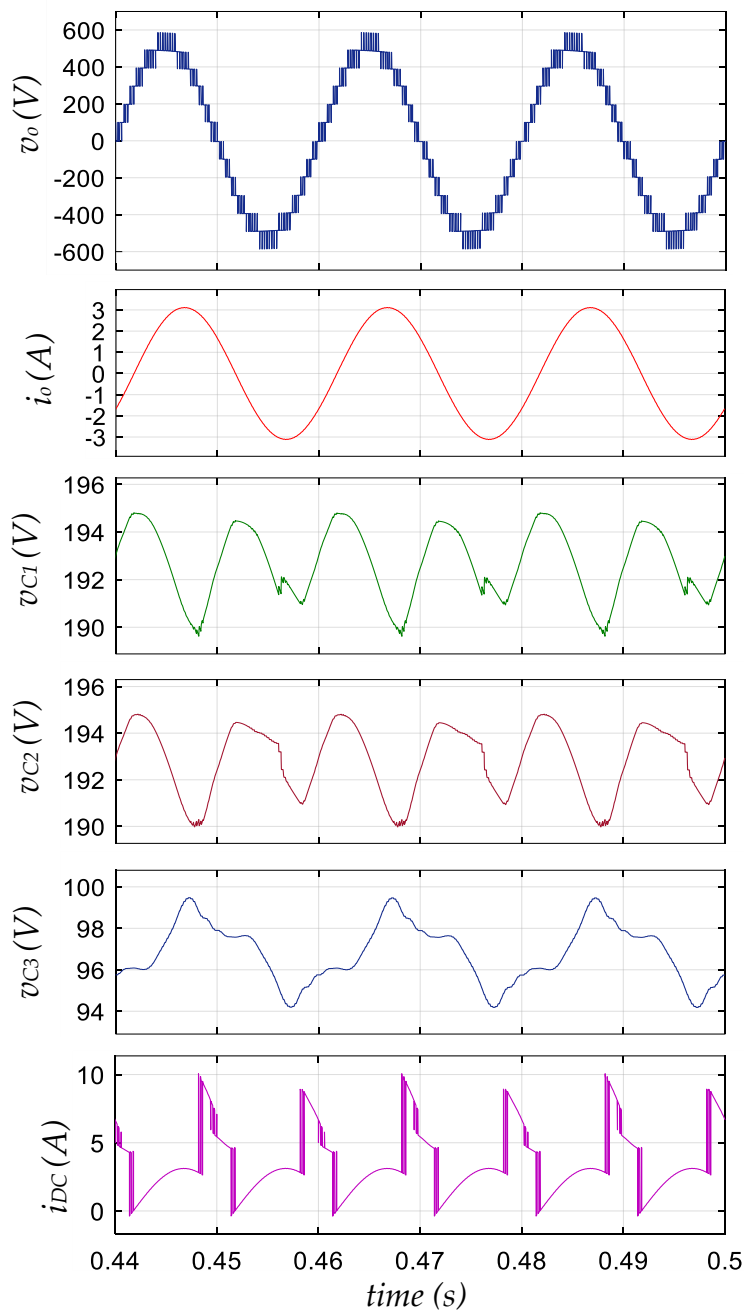
تنش ولتاژ کلیدهای ساختار نه‌سطحی پیشنهادی در شکل (۱۸) نمایش داده شده است. مطابق این شکل، با وجود آنکه حداکثر ولتاژ خروجی اینورتر برابر ۴۰۰ ولت است، هیچ‌یک از کلیدهای ساختار تنشی بیش از ۲۰۰ ولت را تجربه نمی‌کنند. این موضوع بیانگر آن است که بیشینه ولتاژ مسدودکنندگی (MBV) در عناصر ساختار به مقدار $0.5V_{max}$ محدود شده است. در همین راستا،

مقدار MBV برای هفت کلید برابر با ۲۰۰ ولت و برای چهار کلید دیگر برابر با ۱۰۰ ولت گزارش می‌شود. همچنین طبق شکل (۱۸)، کلیدهایی که دارای MBV بالاتر هستند، تعداد تغییر حالت کلیدزنی (N_{sw}) کمتری دارند. این ویژگی نشان‌دهنده توزیع متعادل تر تلفات کلیدزنی در ساختار پیشنهادی و طراحی کارآمد آن است.



شکل ۱۸: تنش ولتاژ کلیدهای ساختار پیشنهادی

نتایج شبیه‌سازی ساختار گسترش‌یافته پیشنهادی نوع ۲ با یک مرحله گسترش در شکل (۱۹) ارائه شده است؛ این شبیه‌سازی مطابق با پارامترهای جدول (۶) و تحت بار اهمی-سلفی انجام شده و برای C_1 و C_2 از ظرفیت ۲۲۰۰ میکروفاراد و ولتاژ نامی ۲۰۰ ولت و برای C_3 و C_4 از ظرفیت ۲۲۰۰ میکروفاراد و ولتاژ نامی ۱۰۰ ولت استفاده شده است، در حالی که تنها تغییر اعمال شده افزایش اندیس مدولاسیون از ۰/۸۳ به ۰/۸۸ بوده است. این نوع گسترش از آن جهت اهمیت دارد که به سبب ماهیت ماژولار ساختار، ولتاژ نامی کلیدها و خازن‌ها به‌طور محسوسی کمتر از نمونه‌های مشابه باقی می‌ماند و در نتیجه امکان بهره‌برداری اینورتر پیشنهادی را در محدوده وسیع‌تری از توان و ولتاژ فراهم می‌سازد. مطابق شکل (۱۹)، با یک مرحله گسترش نوع ۲، تعداد سطوح ولتاژ خروجی از ۹ به ۱۳ سطح افزایش یافته و حداکثر ولتاژ خروجی ۶۰۰ ولت با گام ۱۰۰ ولت حاصل شده است که نشان‌دهنده قابلیت سه‌برابری افزایش ولتاژ در ساختار پیشنهادی است. جریان بار در این حالت دارای حداکثر مقدار ۳/۱ آمپر بوده و اختلاف فاز اندک میان ولتاژ و جریان، ناشی از ضریب توان کمتر از واحد بار است. حداکثر ریپل ولتاژ خازن‌های C_1 و C_2 برابر با ۴/۶ ولت (معادل ۲/۳ درصد ولتاژ نامی) و ریپل ولتاژ خازن C_3 برابر با ۵ ولت (معادل ۵ درصد ولتاژ نامی) است. در این شرایط، حداکثر جریان منبع DC به کمتر از ۱۰ آمپر محدود می‌شود که تقریباً سه برابر حداکثر جریان بار است ($I_{Cmax} = 3I_{max}$). همچنین ولتاژ نامی کلیدها و با خازن‌ها به نهایتاً ۲۰۰ ولت ($0.33V_{max}$) محدود شده است.



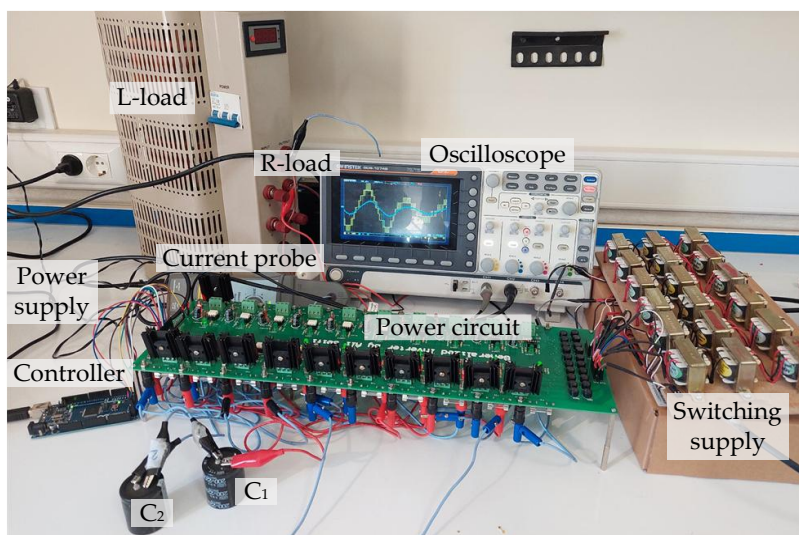
شکل ۱۹: ولتاژ، جریان خروجی، ریپل ولتاژ C_1 ، ریپل ولتاژ C_2 ، ریپل ولتاژ C_3 و تنش جریان منبع DC در ساختار گسترش یافته نوع-۲ با یک مرحله توسعه

۷- نتایج آزمایشگاهی

برای تایید صحت عملکرد ساختار ۹ سطحی پیشنهادی، نمونه آزمایشگاهی طراحی شده و آزمایش‌های مختلف در شرایط پایدار و پویا بر روی آن انجام شده است. مقادیر پارامترهای موردنیاز در جدول (۷) ارائه شده است. توان نامی نمونه مورد بررسی در حدود ۴۵۰ وات است. تصویر نمونه پیاده‌سازی شده از اینورتر پیشنهادی در شکل (۲۰) قابل مشاهده است.

جدول ۷: پارامترهای نمونه آزمایشگاهی

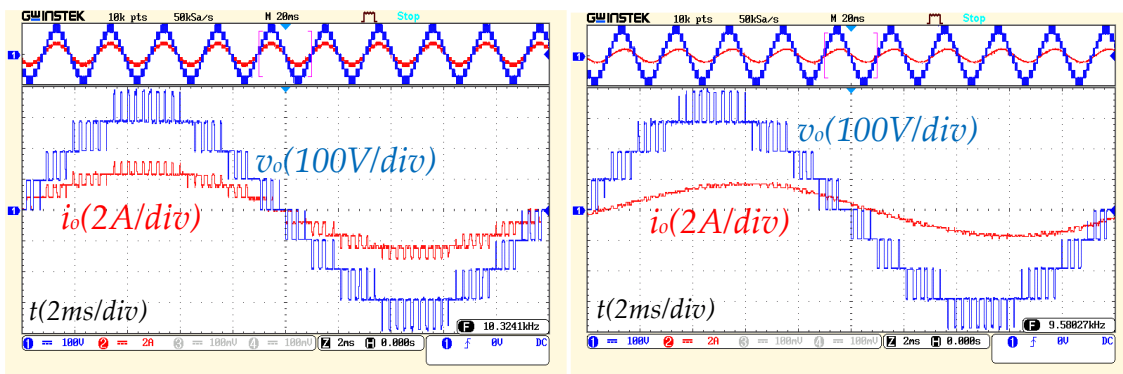
مقادیر	پارامترها
50 Hz	فرکانس پایه (f_0)
4200 Hz	فرکانس کلیدزنی (f_{sw})
200 V	ولتاژ ورودی (E)
400 V	حداکثر ولتاژ خروجی (V_{max})
0.83	اندیس مدولاسیون (M)
100 V, 2200 μ F	C_1
50 V, 2200 μ F	C_2
125 Ω	بار اهمی (R)
140 Ω , 280 mH	بار اهمی سلفی (RL)
IRFP 360	کلید
TLP 250	درایور
Arduino Mega 2560 R3	میکروکنترلر



شکل ۲۰: نمونه آزمایشگاهی ساختار ۹ سطحی پیشنهادی

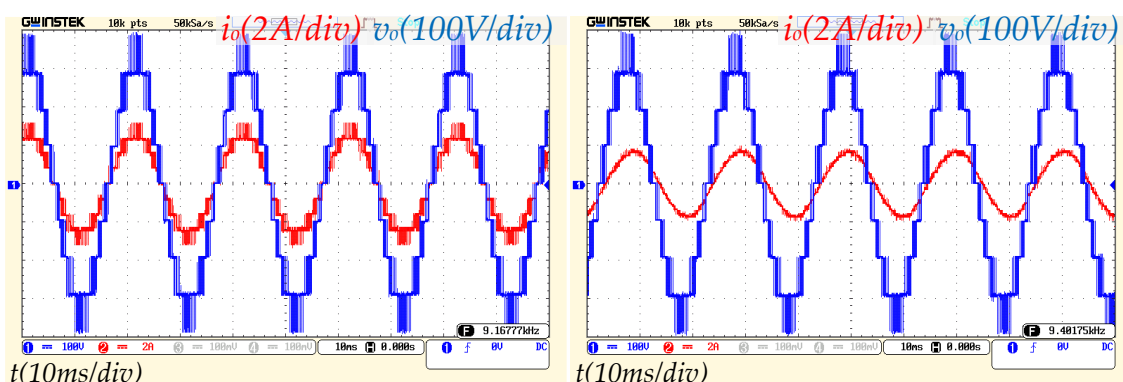
نتایج ولتاژ و جریان خروجی اینورتر در شرایط ثابت و پویای بار در شکل (۲۱) قابل مشاهده است. در شکل (۲۱)-الف در حضور بار RL، ولتاژ نه سطحی خروجی با حداکثر مقدار ۴۰۰ ولت به درستی تولید شده و گام ولتاژ نیز حدود ۱۰۰ ولت است. به دلیل وجود بار سلفی، جریان خروجی شکل موج تقریباً سینوسی با بیشینه مقدار ۱/۹ آمپری دارد و نیز اختلاف فاز جزئی مابین ولتاژ و جریان خروجی ناشی از وجود سلف در بار است. در شکل (۲۱)-ب در حضور بار R، جریان خروجی با ۳/۲ آمپر رسیده است و شکل موج جریان مشابه با ولتاژ خروجی بوده و بصورت پلکانی است. شکل موج ولتاژ نیز مشابه با شکل (۲۱)-الف است و تفاوت اصلی در افزایش مقدار جریان است که ناشی از کاهش امپدانس بار است. در شکل‌های (۲۱)-ج و (۲۱)-د نتایج به ازای پنج دوره تناوب به ترتیب در حضور بار RL و R گزارش شده است که حداکثر ولتاژ، حداکثر جریان و پارامترهای دیگر در طول زمان پایدار بوده‌اند. در شکل‌های (۲۱)-ه و (۲۱)-و عملکرد اینورتر در حالت تغییر پویای بار از RL به R و از R به RL به ازای پنج دوره تناوب

اصلی، بررسی شده است. مطابق با این شکل‌ها، ولتاژ خروجی به ازای تغییر بار تقریباً ثابت مانده و ۱۳ سطح با گام ولتاژ ۱۰۰ ولتی تولید شده‌اند. با این حال، جریان بار متناسب با تغییر امپدانس بار تغییر می‌کند.



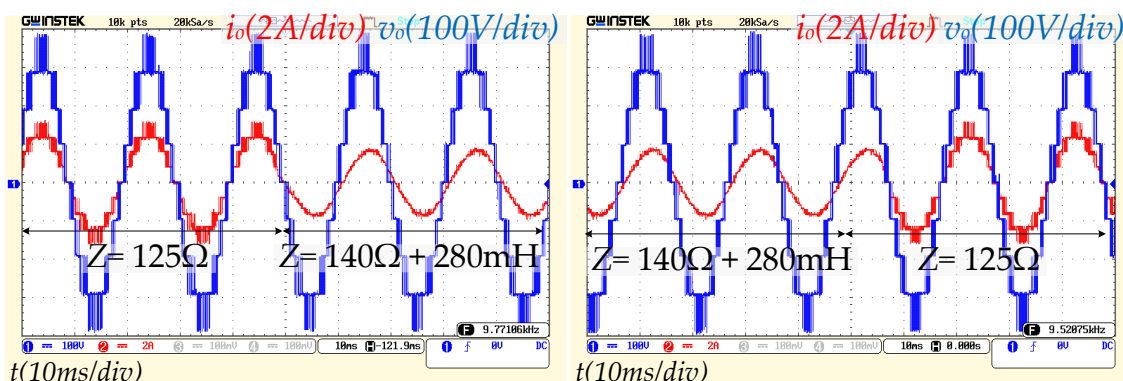
(ب)

(الف)



(د)

(ج)



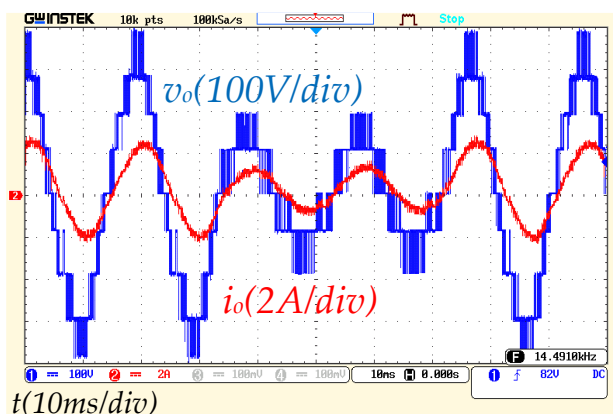
(و)

(ه)

شکل ۲۱: ولتاژ و جریان خروجی اینورتر در شرایط بار ثابت و تغییر پویای بار. (الف) تحت بار اهمی-سلفی، (ب) تحت بار اهمی، (ج) تحت بار اهمی-سلفی در پنج دوره تناوب اصلی، (د) تحت بار اهمی در پنج دوره تناوب اصلی، (ه) تغییر پویای بار از اهمی-سلفی به اهمی، (و) تغییر پویای بار از اهمی به اهمی-سلفی

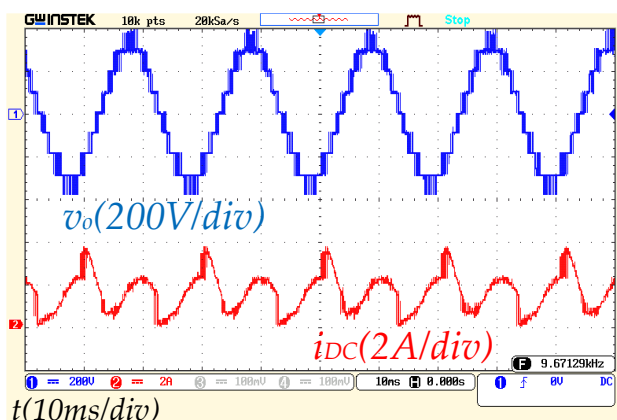
عملکرد اینورتر ۹ سطحی پیشنهادی در شرایط پویای تغییر اندیس مدولاسیون (کاهش و افزایش) در شکل (۲۲) بررسی شده است. بار خروجی اهمی-سلفی اعمال شده است. مطابق با این شکل، ابتدا با وجود اندیس مدولاسیون ۰/۸۳ تعداد نه سطح ولتاژ با گام ۱۰۰ ولتی تولید شده‌اند. جریان بار نیز دارای حداکثر مقدار در حدود ۲ آمپر است. با کاهش اندیس مدولاسیون به ۰/۳۵، تعداد سطوح از نه سطح با حداکثر مقدار ۴۰۰ ولت به پنج سطح با حداکثر مقدار ۲۰۰ ولت کاهش یافته است. در حالی که گام ولتاژ در

مقدار ۱۰۰ ولت ثابت مانده است. جریان بار نیز از ۲ آمپر به ۱/۴ آمپر کاهش یافته است که ناشی از کاهش ولتاژ خروجی است. با افزایش مجدد اندیس مدولاسیون از ۰/۳۵ به ۰/۸۳، ولتاژ خروجی از پنج سطح با بیشینه ۲۰۰ ولت به نه سطح با بیشینه ۴۰۰ ولت و با گام‌های برابر ۱۰۰ ولتی افزایش یافته است و جریان بار نیز از ۱/۴ آمپر به ۲ آمپر رسیده است. مطابق با این شکل، با تغییر پویای اندیس مدولاسیون، گام ولتاژ تقریباً ثابت باقی مانده و عملکرد اینورتر دچار اختلال نشده و به کارکرد صحیح خود ادامه می‌دهد.



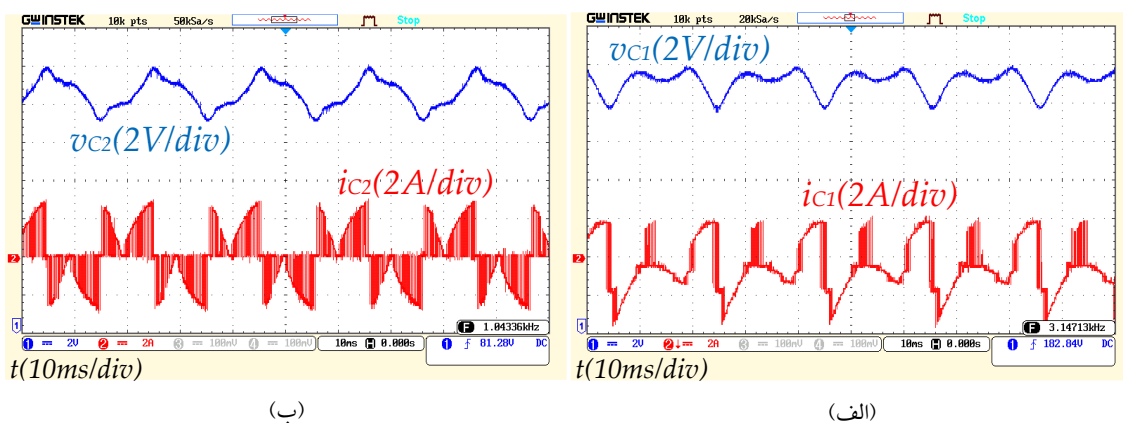
شکل ۲۲: ولتاژ و جریان خروجی تحت تغییر پویای اندیس مدولاسیون

ولتاژ خروجی و تنش جریان منبع در شکل (۲۳) قابل مشاهده است. به دلیل اینکه منبع ولتاژ ورودی، عنصر مشترک در تحلیل حلقه‌های شارژ خازن‌های ساختار است، تنش جریان منبع ولتاژ ورودی به عنوان یک معیار مهم در تحلیل بیشینه جریان شارژ خازن‌ها کاربرد دارد. مطابق این شکل، تنش جریان منبع ورودی به حدود ۳/۹ آمپر می‌رسد. با وجود بیشینه جریان ۱/۹ آمپری جریان بار در ولتاژ خروجی ۴۰۰ ولتی و توان خروجی ۴۵۰ وات، تنش جریان منبع به حدود دو برابر بیشینه جریان بار رسیده است ($2I_{max}$). همچنین، این مقدار جریان همجومی در هر دوره تناوب، تنها یکبار رخ می‌دهد که این نکته نیز از مزایای ساختار پیشنهادی است.



شکل ۲۳: ولتاژ خروجی و تنش جریان منبع ولتاژ ورودی

ریپل ولتاژ و تنش جریان هر خازن ساختار پیشنهادی در شکل (۲۴) نشان داده شده است. مطابق با شکل (۲۴)–الف بیشینه ریپل ولتاژ خازن C_1 به ۲/۴ ولت می‌رسد که حدود ۱/۲ درصد ولتاژ متوسط این خازن است. حداکثر تنش جریان خازن C_1 به ۳/۹ آمپر محدود شده است. همچنین در شکل (۲۴)–ب بیشینه ریپل ولتاژ خازن C_2 به ۲/۸ ولت می‌رسد که معادل ۲/۸ درصد ولتاژ متوسط آن است. تنش جریان این خازن ۲/۷ آمپر است.

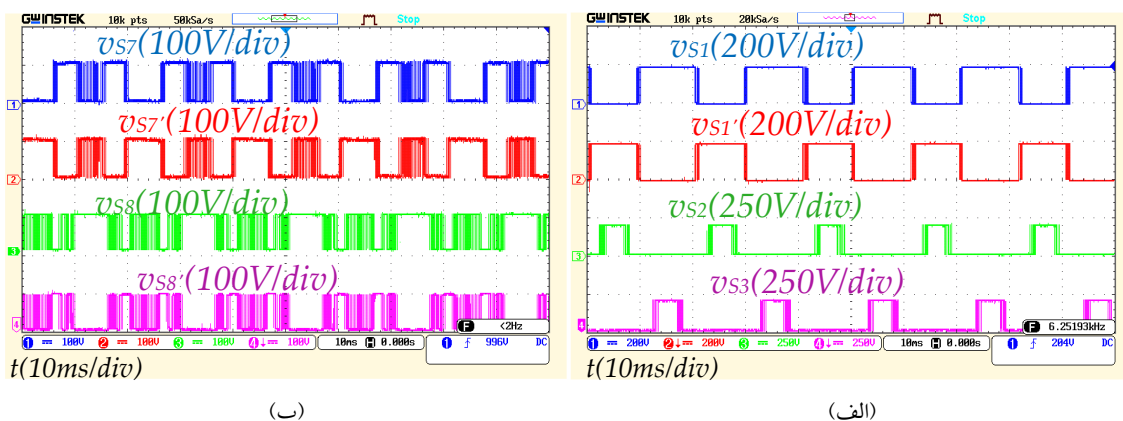


(ب)

(الف)

شکل ۲۴: ریپل ولتاژ و تنش جریان هر خازن. (الف) خازن C_1 و (ب) خازن C_2

تنش ولتاژ برخی از کلیدهای ساختار ۹ سطحی پیشنهادی در شکل (۲۵) قابل مشاهده است. در شرایطی که حداکثر ولتاژ خروجی ۴۰۰ ولت است، بیشینه ولتاژ مسدودکنندگی (MBV) کلیدهای S_1, S_1', S_2, S_3 برابر با ۲۰۰ ولت است ($0.5V_{max}$). همچنین بیشینه ولتاژ مسدودکنندگی (MBV) کلیدهای S_7, S_7', S_8, S_8' مقدار ۱۰۰ ولت است ($0.25V_{max}$). در ساختار پیشنهادی، تنش ولتاژ هیچکدام از عناصر ساختار بیشتر از $0.5V_{max}$ نیست که نکته مهمی برای ساختار محسوب می‌شود.



(ب)

(الف)

شکل ۲۵: تنش ولتاژ کلیدهای ساختار پیشنهادی. (الف) کلیدهای S_1, S_1', S_2, S_3 و (ب) کلیدهای S_7, S_7', S_8, S_8'

۸- نتیجه گیری

در این مقاله یک اینورتر نه‌سطحی افزاینده مبتنی بر کلیدزنی خازنی با بهره‌دوبرابری معرفی و تحلیل شد که با بهره‌گیری از تنها یازده کلید و دو خازن، ساختاری ساده، کم‌هزینه و با راندمان بالا فراهم می‌کند. طراحی مناسب مسیرهای شارژ و دشارژ موجب برقراری تعادل خودکار ولتاژ خازن‌ها شده و ریپل ولتاژ آن‌ها در محدوده ۱ تا ۳ درصد باقی مانده است. محدود شدن بیشینه تنش ولتاژ کلیدها به $0.5V_{max}$ و مجموع ولتاژ مسدودکنندگی (TSV) به $4.5V_{max}$ نشان‌دهنده بهبود قابل توجه در مدیریت تنش الکتریکی در ساختار پیشنهادی نسبت به ساختارهای مشابه است. وجود شارژ نرم باعث حذف جریان هجومی و محدود شدن جریان شارژ خازن‌ها به $I_{Cmax} = 2I_{max}$ شده است. نتایج شبیه‌سازی و آزمایشگاهی، تولید دقیق ۹ سطح ولتاژ خروجی و پایداری مؤثر سیستم را در بارهای اهمی و اهمی-سلفی، همچنین در شرایط گذرا و تغییرات اندیس مدولاسیون تأیید می‌کنند. از نظر اقتصادی، هزینه ساختار پیشنهادی با مقدار ۴۷.۸ دلار کمترین مقدار میان ساختارهای دارای بهره‌دوبرابری بوده و با توجه به تلفات پایین،

حذف دیودها و ریبیل‌ناچیز ولتاژ خازن‌ها، عملکردی برتر از نظر راندمان، پایداری ولتاژ خروجی و کیفیت شکل موج ارائه می‌دهد. این ویژگی‌ها ساختار را برای کاربردهای ولتاژ متوسط مانند اینورترهای متصل به شبکه در سامانه‌های فتوولتائیک، درایوهای موتور، مبدل‌های DC-AC افزایشنده در میکروگریدها و واحدهای ذخیره انرژی مناسب می‌سازد. علاوه بر این، قابلیت گسترش ساده‌ی ساختار، امکان توسعه نسخه‌های با سطوح بیشتر را فراهم می‌کند. مسیرهای آتی پژوهش می‌تواند شامل بهره‌گیری از روش‌های مدولاسیون پیشرفته یا کنترل‌های تطبیقی برای بهبود رفتار گذرای خازن‌ها و ارتقای عملکرد دینامیکی ساختار در کاربردهای صنعتی باشد.

مراجع

- [1] N. Kishore, K. Shukla, and N. Gupta, "Generalized switched-capacitor-based hybrid multilevel inverter with reduced components count and inrush current," *IEEE Trans. Circuits Syst. I: Reg. Papers*, 2024.
- [2] G. de Oliveira Assunção, A. Yazdani, and B. Wu, "Scalable bidirectional switched-capacitor multilevel inverter with enhanced voltage gain," *IEEE Trans. Power Electron.*, 2025.
- [3] H. Mansourizadeh, M. Hosseinpour, A. Seifi, and M. Shahparasti, "A 13-level switched-capacitor-based multilevel inverter with reduced components and inrush current limitation," *Sci. Rep.*, vol. 15, no. 1, p. 290, 2025.
- [4] M. Saedian, S. M. Hosseini, and J. Adabi, "Step-up switched-capacitor module for cascaded MLI topologies," *IET Power Electron.*, vol. 11, no. 7, pp. 1286–1296, 2018.
- [5] V. S. K. Prasadarao, S. Peddapati, and B. Kumar, "A voltage-boosting seven-level switched-capacitor multilevel inverter with reduced device count," *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 12, no. 1, pp. 743–753, 2023.
- [6] A. Singh *et al.*, "A novel 7-level SCMLI with selective harmonic elimination via war strategy optimization," *Results Eng.*, p. 105765, 2025.
- [7] R. Barzegarkhoo *et al.*, "Switched-capacitor multilevel inverters: A comprehensive review," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 37, no. 9, pp. 11209–11243, 2022.
- [8] N. Sandeep and J. S. Ali, "An improved quadruple-boost switched-capacitor-based nine-level inverter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 38, no. 8, pp. 9335–9339, 2023.
- [9] S. Islam *et al.*, "A 9- and 13-level switched-capacitor-based multilevel inverter with enhanced self-balanced capacitor voltage capability," *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 10, no. 6, pp. 7225–7237, 2022.
- [10] N. P. Gopinath and K. Vijayakumar, "Common ground nine-level boost inverter for grid-connected PV applications," *Frontiers Energy Res.*, vol. 10, p. 922786, 2022.
- [11] M. Ali, M. Tariq, A. Sarwar, and B. Alamri, "A 13-, 11-, and 9-level boosted operation of a single-source asymmetrical inverter with hybrid PWM scheme," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 69, no. 12, pp. 12817–12828, 2022.
- [12] M. D. Siddique *et al.*, "Single-phase step-up switched-capacitor-based multilevel inverter topology with SHEPWM," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 57, no. 3, pp. 3107–3119, 2021.
- [13] N. Sandeep, J. S. M. Ali, U. R. Yaragatti, and K. Vijayakumar, "Switched-capacitor-based quadruple-boost nine-level inverter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, no. 8, pp. 7147–7150, 2019.
- [14] Y. Wang *et al.*, "A nine-level switched-capacitor step-up inverter with low voltage stress," *J. Electr. Eng. Technol.*, vol. 18, no. 2, pp. 1147–1159, 2023.
- [15] K. Varesi *et al.*, "Single-input quadruple-boosting switched-capacitor nine-level inverter with self-balanced capacitors," *IEEE Access*, vol. 10, pp. 70350–70361, 2022.
- [16] M. D. Siddique *et al.*, "A new single-phase single switched-capacitor-based nine-level boost inverter topology with reduced switch count and voltage stress," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 174178–174188, 2019.
- [17] J. Pan, Q. Chen, J. Xiong, and G. Chen, "A novel quadruple-boost nine-level switched-capacitor inverter," *J. Electr. Eng. Technol.*, vol. 18, no. 1, pp. 467–480, 2023.
- [18] T. Debela Awas and J. Singh, "High-gain nine-level switched-capacitor multilevel inverter featuring less number of devices and leakage current," *Int. J. Circuit Theory Appl.*, vol. 51, no. 8, pp. 3746–3773, 2023.

- [19] M. Hassan *et al.*, “Self-balanced quadruple-boost nine-level switched-capacitor inverter for solar PV system,” *Arabian J. Sci. Eng.*, vol. 48, no. 11, pp. 14717–14729, 2023.
- [20] L. Prasanna, T. R. Jyothsna, and A. Venkatesh, “Single source switched capacitor boosting nine-level inverter for PV applications,” *e-Prime—Adv. Electr. Eng. Electron. Energy*, p. 101009, 2025.
- [21] M. A. Azad *et al.*, “A single-phase nine-level common-ground switched-capacitor inverter with double boosting capability,” *IET Power Electron.*, vol. 17, no. 16, pp. 2900–2916, 2024.
- [22] D. Kumar *et al.*, “A new single-source switched-capacitor-based 9-level boost inverter topology with reduced part count,” *ECTI Trans. Electr. Eng. Electron. Commun.*, vol. 23, 2025.
- [23] R. K. Venkatesan and C. Lakshmikanthan, “A quadruple-boost nine-level common-ground inverter with reduced voltage stress for grid-connected PV systems,” *Results Eng.*, p. 107883, 2025.
- [24] R. Barzegarkhoo *et al.*, “Nine-level nine-switch common-ground switched-capacitor inverter suitable for high-frequency AC-microgrid applications,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 37, no. 5, pp. 6132–6143, 2022.
- [25] M. D. Siddique *et al.*, “Single-phase boost switched-capacitor-based multilevel inverter topology with reduced switching devices,” *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 10, no. 4, pp. 4336–4346, 2022.
- [26] M. Ali, M. Tariq, A. Sarwar, and B. Alamri, “A 13-, 11-, and 9-level boosted operation of a single-source asymmetrical inverter with hybrid PWM scheme,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 69, no. 12, pp. 12817–12828, 2022.
- [27] A. Srivastava and J. Seshadrinath, “A new nine-level highly efficient boost inverter for transformerless grid-connected PV application,” *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 11, no. 3, pp. 2730–2741, 2022.
- [28] S. Jakkula *et al.*, “A generalized high-gain multilevel inverter for small-scale solar photovoltaic applications,” *IEEE Access*, vol. 10, pp. 25175–25189, 2022.

نشریه سامانه‌های غیرخطی در مهندسی برق نشریه‌ای علمی-پژوهشی است که جدیدترین نتایج پژوهش‌های بنیادی، کاربردی و توسعه‌ای در زمینه سامانه‌های غیرخطی مهندسی برق را چاپ می‌کند. از میان مباحث موردنظر این نشریه می‌توان به موارد زیر اشاره کرد:

- نور غیرخطی و کاربردهای آن
- سامانه‌های دینامیکی غیرخطی و کاربردهای آنها
- ماشین‌های الکتریکی و سامانه‌های قدرت شامل شبکه‌های تولید، انتقال و توزیع
- مدل‌سازی، شناسایی، تخمین، کنترل، بهینه‌سازی و پیاده‌سازی عملی الگوریتم‌های تحمل‌پذیر عیب
- آشوب و سنکرون‌سازی
- سامانه‌های هابیرید، سویچینگ و چندعامل
- رباتیک و بینایی ماشین
- شبکه‌های مخابراتی، سیستم‌های الکترونیکی و مبدل‌های داده
- پردازش سیگنال‌ها، تصاویر و ویدئو و اسناد، بازشناسی الگو

فرمت نگارش مقالات

مقالات در حال حاضر فقط به زبان فارسی پذیرفته می‌شوند. مقالات ارسالی باید به ترتیب شامل بخش‌های زیر باشند:
عنوان (فارسی)، نام نویسندگان همراه با نام مؤسسه متبوع هر نویسنده، چکیده (فارسی)، واژه‌های کلیدی (فارسی)، مقدمه، بدنه مقاله، نتیجه‌گیری، سپاسگزاری (در صورت وجود)، پیوست (در صورت وجود)، مراجع، شکل‌ها، جداول و تصاویر.
شماره‌گذاری بخش‌ها می‌بایست مطابق شماره‌گذاری مرسوم عددی باشد.

شیوه تدوین (مقاله فقط فارسی)

متن مقالات شامل چکیده، بدنه مقاله، مراجع و زیرنویسها باید با فونت ۱۲ B zar و با فاصله double میان خطوط، در صفحات A4 یک‌رو و تک ستونی با استفاده از نرم‌افزار Word 2010 تهیه شود. علاوه بر این، فایل PDF مقاله (بدون ذکر نام نویسندگان و مؤسسه متبوع و آدرس ایمیل) نیز می‌بایست ارسال شود.

آدرس نویسندگان

آدرس پستی کامل همه نویسندگان همراه با شماره تلفن و دورنگار (فکس) و نشانی الکترونیکی (E-Mail) نویسنده عهده‌دار مکاتبات (که الزاماً می‌بایست عضو هیأت علمی باشند) در برگه مستقلی چاپ و به همراه مقاله ارسال گردد.

چکیده

هر مقاله باید شامل عنوان (فارسی)، چکیده مقاله (فارسی) در حداکثر ۲۰۰ واژه، واژه‌های کلیدی (فارسی) در حداکثر ۵ واژه باشد.

شکل‌ها و تصاویر

در هنگام ارسال مقاله به منظور داوری نیازی به ارسال اصل شکل‌ها و تصاویر نیست، ولی رونوشت ارسالی باید واضح باشد. پس از تأیید مقاله، ارسال اصل شکل‌ها و تصاویر (با فرمت Tiff) برای چاپ مقاله ضروری است. شکل‌ها و تصاویر نباید قابل ویرایش باشند.

مراجع

به کلیه مراجع (به تعداد حداقل ۱۰ مرجع) باید در متن ارجاع داده شده باشد. مراجع باید تابع استاندارد IEEE بوده و با شماره، مشخص گردند و جزئیات آنها به شرح زیر در پایان مقاله ظاهر گردد:

مقالات: شماره مرجع، نام خانوادگی و نام کامل همه نویسندگان، "عنوان مقاله"، نام کامل مجله یا کنفرانس، سال انتشار یا تاریخ برگزاری، شماره مجله یا شماره جلد، شماره صفحات.

کتابها: شماره مرجع، نام خانوادگی و نام کامل همه نویسندگان، عنوان کتاب، نام مترجم، نام کامل ناشر، سال انتشار.

واحدها

کلیه مقالات باید از واحد استاندارد SI در تمام بخش‌های مقاله استفاده نمایند. در کنار واحد SI می‌توان از واحد انگلیسی در داخل پیرانتز نیز استفاده نمود.

تعداد صفحات مقاله

حداکثر تعداد صفحات مقالات در هنگام چاپ، ۱۲ صفحه است. برای چاپ صفحات بیشتر و یا رنگی، لازم است هزینه‌ای برای هر صفحه به حساب نشریه واریز شود.

فرآیند ارسال مقاله

مقالات قابل چاپ در نشریه شامل مقالات کامل پژوهشی و مقالات کوتاه پژوهشی هستند. مقالات ارسالی نباید در هیچ نشریه داخلی و یا خارجی چاپ شده باشند و یا در حال داوری باشند. لازم است نسخه اولیه مقاله به صورت تک ستونی در دو نسخه (یک نسخه با نام نویسندگان و مؤسسه متبوع نویسندگان با فرمت docx، و یک نسخه بدون نام نویسندگان و مؤسسه متبوع نویسندگان و آدرس ایمیل با فرمت pdf. به منظور ارسال به داوران) از طریق سایت اینترنتی نشریه به آدرس <http://jnsee.sut.ac.ir> برای داوری ارسال شود. داوری به شکل Double Blind Review است و نسخه اولیه مقالات به داوران متخصص ارسال می‌شود. در پایان، تأیید یا رد هر مقاله توسط هیأت تحریریه نشریه انجام خواهد شد. سردبیر نشریه نتیجه داوری را برای نویسنده عهده‌دار مکاتبات ارسال خواهد کرد. در صورتی که نیاز به تصحیح مقاله باشد، تصحیحات باید منحصراً محدود به موارد اصلاحی ذکر شده باشند. در سایر موارد، نویسنده لازم است سردبیر را در جریان هر گونه تغییر و یا تصحیح دیگری قرار دهد. در هر صورت، مسئولیت صحت و سقم مطالب بر عهده نویسنده/نویسندگان مقاله خواهد بود.

در صورتی که مقاله برای چاپ پذیرفته شود، لازم است اصل مقاله مطابق فرمت استاندارد نشریه از طریق سایت نشریه ارسال شود. پس از چاپ، یک نسخه از نشریه به هر یک از نویسندگان اهدا خواهد شد.

حق کپی‌رایت

در صورت پذیرش مقاله برای چاپ، نویسندگان لازم است فرم انتقال حق انتشار آن به "دانشگاه صنعتی سهند" را تکمیل و به همراه اصل مقاله ارسال نمایند. نویسندگان لازم است موافقت کتبی دارندگان حق کپی بخش‌هایی از مقاله که از مراجع و منابع دیگر نسخه‌برداری شده است را دریافت و به دفتر مجله ارسال نمایند.

بدینوسیله از کلیه اساتید و پژوهشگران برای ارسال مقالات خویش در این نشریه دعوت به عمل می‌آید. خواهشمند است مقالات خود را از طریق سایت نشریه به آدرس <http://jnsee.sut.ac.ir/> ارسال فرمایید.