



Computational Intelligence in Electrical Engineering
Vol. 11, No. 2, 2020
Research Paper

Providing a New Structure, Modeling and Intelligent Adaptive Control of a Semi-isolated Dual-input DC-DC Converter

Pezhman Bayat¹, Alfred Baghrmian¹

¹ Dept. of Electrical Engineering, University of Guilan, Rasht, Iran

Abstract:

Today, dual-input DC-DC converters are used for various purposes, including simultaneous use of two sources to solve the challenge of the intermittent nature of the renewable energy sources. In this paper, a novel structure of a semi-isolated dual-input dc-dc converter based on the impedance network along with a controlling approach is proposed. In the proposed converter, quasi-Z source network has been utilized and the voltage gain has improved dramatically with the use of switched capacitors and coupled inductor techniques. Due to the necessity of an appropriate controller to improve the performance indicators of these type of converters, a two-layer intelligent adaptive control structure is proposed. In the first layer of the controller, the proposed converter is investigated based on the analysis of multivariate systems, and then in the second layer, in order to achieve a robust performance for the converter responses against the uncertainties such as abrupt inputs voltage change and disturbances, a self-tuning adaptive controller is used. Also, the proposed controller structure has fast transient convergence in different situations for output voltage stability, which makes it a good candidate for renewable energy sources and fuel cells. Simulation results from MATLAB\Simulink have examined the performance of the proposed topology. Finally, experimental evaluation validates the claimed advantages.

Keywords: Switched capacitors, Intelligent adaptive controllers, Multivariable controllers, Dual-input DC-DC converters, Photovoltaic.



2252-083X/ © 2020 The Authors. Published by University of Isfahan

This is an open access article under the CC BY-NC-ND/4.0/ License (<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/>).



<http://dx.doi.org/10.22108/isee.2019.116906.1221>

ارائه ساختار نوین، مدل سازی و کنترل هوشمند تطبیقی یک مبدل DC-DC دو ورودی

نیمه‌ایزوله

پژمان بیات^۱، آلفرد باغرامیان^۲

۱- دانشجوی دکتری، دانشکده فنی و مهندسی - گروه مهندسی برق - دانشگاه گیلان - رشت - ایران

pezhmanbayat@phd.guilan.ac.ir

۲- دانشیار، دانشکده فنی و مهندسی - گروه مهندسی برق - دانشگاه گیلان - رشت - ایران

alfred@guilan.ac.ir

چکیده: امروزه مبدل‌های DC-DC دو ورودی برای کاربردهای بسیاری از جمله استفاده هم‌زمان از دو منبع تولید انرژی به منظور مقابله با تولید منقطع انرژی‌های تجدیدپذیر به کار می‌روند. در این مقاله یک مبدل دو ورودی نیمه‌ایزوله براساس ساختاری امپدانس به همراه سیستم کنترلی پیشنهاد شده است. در مبدل پیشنهادی از ساختار منبع امپدانس شبه Z بهره گرفته شده و همچنین، با استفاده از روش‌های خازن‌های سوئیچ‌شونده و سلف تزویج، بهره ولتاژ این مبدل به‌طور چشمگیری بهبود یافته است. علاوه بر آن، با توجه به ضروری بودن وجود کنترل‌کننده مناسب برای بهبود شاخص‌های عملکردی این نوع مبدل‌ها، یک ساختار کنترلی هوشمند تطبیقی ارائه شده است. این ساختار دو لایه دارد؛ در لایه اول، مبدل پیشنهادی براساس تحلیل سیستم‌های چندمتغیره ارزیابی شده و سپس در لایه دوم از یک کنترل‌کننده تطبیقی خود تنظیم استفاده شده است که مبدل پیشنهادی را در برابر عواملی همچون تغییرات در ورودی‌ها، عدم قطعیت‌ها و اغتشاشات مقاوم می‌کند. همچنین، این کنترل‌کننده از سرعت همگرایی بسیار بالایی در ثابت کردن ولتاژ خروجی در شرایط مختلف برخوردار است که آن را برای استفاده در کاربردهای انرژی‌های تجدیدپذیر و پیل سوختی مناسب می‌کند. برای نشان دادن برتری مبدل پیشنهادی در کنار ساختار کنترلی ارائه شده، از نرم‌افزار متلب (MATLAB) استفاده شده است. همچنین، برای تأیید نتایج شبیه‌سازی و بررسی نتایج عملی، یک نمونه اولیه ساخته شده در محدوده توانی ۱۵۰ وات ارائه شده است.

واژه‌های کلیدی: خازن‌های سوئیچ‌شونده، کنترل‌کننده هوشمند تطبیقی، کنترل‌کننده چندمتغیره، مبدل‌های DC-DC دو ورودی، فتوولتائیک

۱- مقدمه

توجه می‌شود [۱]؛ با وجود این، تولید منقطع و نامنظم منابع تجدیدپذیر و پیش‌بینی ناپذیر بودن تقاضای بار، باعث ایجاد چالش برای بهبود و ارتقای گسترده این منابع انرژی شده است [۲]. از این جهت، مبدل‌های الکترونیک قدرت برای کاربردهای گوناگونی نظیر سیستم‌های تولید انرژی ترکیبی با هدف استفاده هم‌زمان از چند منبع، تبدیل توان خروجی از منابع برای تطبیق تقاضای بار و همچنین، بهبود ویژگی‌های دینامیکی سیستم استفاده می‌شوند.

در سیستم‌های ترکیبی سلول‌های فتوولتائیک و پیل سوختی، معمولاً یک مبدل برای اتصال سلول‌های

امروزه به منابع تجدیدپذیر، از جمله سلول‌های فتوولتائیک، به دلیل تولید انرژی پاک در کاربردهای مختلف

^۱ تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۸/۰۲/۲۱

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۸/۰۹/۱۰

نام نویسنده مسئول: آلفرد باغرامیان

نشانی نویسنده مسئول: ایران - رشت - دانشگاه گیلان - دانشکده

فنی و مهندسی - گروه مهندسی برق

فتولتائیک و یک مبدل اضافی دیگر برای اتصال پیل سوختی استفاده می شود [۴،۳]. نقطه ضعف اصلی این روش، کاهش بازدهی به دلیل استفاده از یک مبدل اضافی است.

در مطالعات گذشته، از مبدل های دو ورودی^۱ به عنوان راه حل مناسب برای ترکیب و یکپارچه سازی چند نوع متفاوت از منابع انرژی یاد شده است [۶،۵]. براساس این مطالعات، بخش عمده ای از مبدل های DC-DC دو ورودی به صورت ترکیبی از چند مبدل DC-DC سنتی، نظیر مبدل های بوست^۲، باک^۳، باک - بوست^۴، کاک^۵، سپیک^۶ و زتا^۷ در نظر گرفته می شوند. با توجه به ساختارهای ارائه شده در سال های اخیر، این نوع مبدل ها به سه دسته تقسیم بندی می شوند؛ مبدل های غیر ایزوله^۸، مبدل های نیمه ایزوله^۹ و مبدل های ایزوله^{۱۰} [۷].

در ساختارهای غیر ایزوله، هر دو ورودی به صورت مستقیم و بدون نیاز به قطعات ایزوله کننده نظیر ترانسفورماتور^{۱۱} به یکدیگر متصل اند که باعث چگالی توان بالاتر، اندازه کوچک تر و کاهش تعداد قطعات در مبدل می شوند؛ اما با توجه به اینکه بهره ولتاژ در این نوع مبدل ها تنها به دوره کاری^{۱۲} کلیدهای قدرت وابسته است، دارای بهره ولتاژ محدودی اند [۸-۱۲]. بنابراین، مبدل های غیر ایزوله در کاربردهایی مناسب نیستند که به بهره ولتاژ بالا و در عین حال، بازدهی بالا نیاز است.

در مقاله [۷]، با استفاده از ترکیب دو مبدل بوست، یک مبدل غیر ایزوله دو ورودی ارائه شده است. در این مقاله یک روش کنترلی براساس ترکیب کنترل کننده مُد لغزشی^{۱۳} (SMC) و الگوریتم علف های هرز مهاجم^{۱۴} پیشنهاد شده است. این روش کنترلی با وجود سرعت همگرایی بالا در ثابت کردن ولتاژ خروجی، فقط زمانی می تواند استفاده شود که مبدل دارای ساختاری ساده باشد و کنترل ورودی ها مستقل از یکدیگر باشند. همچنین، پیچیدگی معادلات استخراج شده و پاسخ گذرای نامناسب در هنگام اغتشاشات، از معایب دیگر این کنترل کننده است. در مقاله [۸] مبدل دو ورودی غیر ایزوله دیگری ارائه شده است که ترکیبی از مبدل سنتی باک - بوست و مبدل باک است. در این مقاله، از مقایسه ولتاژ و جریان

خروجی مدار با ولتاژ و جریان مرجع، سیگنال خطا تولید شده و با هدف به حداقل رساندن میزان آن، از دو جبران ساز تناسبی - انتگرالی (PI) استفاده شده است. مشکل این روش این است که کنترل کننده تنها در حول نقطه کار می تواند به درستی عمل کند و در صورت تغییرات در سیستم، پاسخ مطلوبی نخواهد داشت. در مقاله [۹] یک مبدل دو ورودی غیر ایزوله برای استفاده هم زمان از سلول های خورشیدی در کنار سیستم های ذخیره سازی انرژی ارائه شده است. ساختار پیشنهادی، ترکیبی از یک مبدل باک - بوست و یک مبدل بوست است که از چهار کلید قدرت و چهار دیود تشکیل شده است. در مقاله [۱۰] نیز مبدل دو ورودی غیر ایزوله جدیدی ارائه شده است که به دلیل اتصال مستقیم ورودی ها و خروجی به یکدیگر، این نوع ساختار فقط در زمینه هایی استفاده می شود که به ایزوله کردن خروجی نسبت به ورودی ها نیازی نباشد. در مقالات [۱۲،۱۱] یک مبدل غیر ایزوله با ساختاری ساده، با استفاده از یک سلف پیشنهاد شده است. این مبدل با افزودن یک مسیر جریان به یک مبدل بوست توسعه یافته است که این موضوع باعث افزایش یک متغیر کنترلی جدید می شود. در مقالات [۹-۱۲] روش کنترلی ارائه نشده است و تولید سیگنال های کنترلی کلیدها صرفاً به صورت حلقه باز است که در این حالت هیچ تضمینی برای پایداری سیستم در برابر اغتشاشات و عدم قطعیت ها وجود ندارد. در مقاله [۱۳]، با افزودن یک درگاه برای اتصال ورودی ثانویه به یک مبدل باک - بوست، تشکیل شده از یک دیود و یک کلید، یک مبدل دو ورودی پیشنهاد شده است. کنترل کننده ارائه شده در این مقاله براساس مقایسه میزان بار، توان سلول خورشیدی و توان باتری طراحی شده است که از سه عدد جبران ساز PI استفاده می کند. در صورتی که دینامیک سیستم به دلیل اغتشاشات دچار تغییرات شود، این کنترل کننده ممکن است نتواند پایداری سیستم را حفظ کند؛ بنابراین، مقاوم نبودن در برابر عدم قطعیت ها یکی از معایب سیستم کنترلی این مقاله است.

مبدل های دو ورودی نیمه ایزوله در مقایسه با ساختارهای غیر ایزوله، بهره ولتاژ بالاتری دارند. در

تفاوت که ورودی‌ها نیز نسبت به یکدیگر ایزوله‌اند [۷]. ساختارهای ایزوله نیز می‌توانند مشابه با روش‌های ارائه‌شده در مبدل‌های نیمه‌ایزوله نظیر بهره‌گیری از پیکربندی‌های نیم‌پل و تمام‌پل ارائه شوند. در این راستا یک مبدل دو ورودی ایزوله براساس ترکیب یک ساختار تمام‌پل و ترانسفورماتور با سه سیم‌پیچ در [۲۰] پیشنهاد شده است. اگرچه مبدل‌های ایزوله و نیمه‌ایزوله، بهره و ولتاژ بالاتری تولید می‌کنند؛ اما در این نوع مبدل‌ها بخشی از توان ممکن است به دلیل القاکنایی نشتی^{۱۸} ترانسفورماتور تلف شود [۱۴]. همچنین، استفاده از یک ترانسفورماتور موجب می‌شود حجم مبدل بزرگ‌تر شود و چگالی توان کاهش یابد. یکی دیگر از معایب ساختارهای نیمه‌ایزوله و ایزوله استفاده از تعداد زیاد کلیدهای نیمه‌هادی در ساختار آنهاست که به افزایش تلفات و کاهش بازدهی منجر می‌شود. همچنین، با توجه به اینکه در این نوع مبدل‌ها از ساختار تمام‌پل و نیم‌پل بهره گرفته می‌شود، کلیدهای بالایی و پایینی هر پایه امکان وصل شدن هم‌زمان، چه به صورت عمدی و چه ناشی از تداخل الکترومغناطیسی^{۱۹} را ندارند؛ در زمانی که کلیدهای یک پایه هم‌زمان وصل شوند، پدیده اتصال کوتاه^{۲۰} (ST) رخ خواهد داد که این موضوع باعث آسیب‌رسیدن به منابع و خراب شدن کلیدهای نیمه‌هادی می‌شود [۷].

در سال‌های اخیر با تلفیق شبکه‌های امپدانس^{۲۱} با مبدل‌های تک‌ورودی سنتی، مبدل‌هایی با بهره و ولتاژ بالاتر معرفی شدند [۲۱]. ساختارهایی که از شبکه‌های امپدانس استفاده می‌کنند در برابر پدیده ST مقاوم‌اند. این موضوع به‌طور چشمگیری قابلیت اطمینان این نوع مبدل‌ها را افزایش داده است. از مزیت‌های دیگر استفاده از شبکه‌های امپدانس می‌توان به کاهش ابعاد سیستم به‌دلیل استفاده از تعداد کمی از کلیدهای نیمه‌هادی و همچنین، بازدهی بالا به‌دلیل استفاده از دوره کاری پایین کلیدها اشاره کرد [۲۲، ۲۱].

با توجه به بررسی‌های انجام‌گرفته و براساس مواردی که در مقالات گذشته به آنها اشاره نشده است، در این مقاله نوع جدیدی از مبدل‌های دو ورودی براساس ساختاری امپدانس به همراه سیستم کنترلی پیشنهاد شده است. مطابق

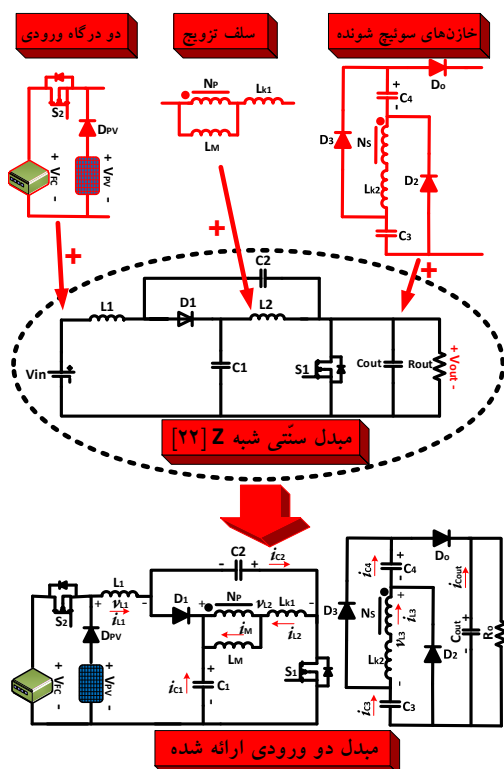
مبدل‌های نیمه‌ایزوله به‌طور کلی از یک ترانسفورماتور برای ایزوله کردن ورودی‌ها و خروجی استفاده می‌شود که نسبت دور ترانسفورماتور به‌طور مستقیم در بهره و ولتاژ مؤثر است [۱۴]. تاکنون در بیشتر مبدل‌های نیمه‌ایزوله، از ساختارهای سنتی نیم‌پل^{۱۵} و تمام‌پل^{۱۶} بهره گرفته شده است [۱۵]. در این نوع ساختارها مقدار ولتاژ خروجی همواره محدود به ولتاژ DC ورودی است و در مواردی که به بهره و ولتاژ بالاتری نیاز است، باید از یک مبدل افزایشدهنده یا کاهنده^{۱۷} کمکی استفاده کرد [۱۵]. با بهره‌گیری از ساختار سنتی نیم‌پل در [۱۶] یک مبدل دو ورودی نیمه‌ایزوله پیشنهاد و تجزیه و تحلیل شده است. این مبدل در مقایسه با ساختار سنتی نیم‌پل از یک کلید و یک دیود اضافی در سمت اولیه ترانسفورماتور بهره می‌گیرد. روش کنترلی استفاده‌شده در این مقاله مشابه با مقاله [۱۳] است؛ با این تفاوت که از طریق چهار جبران‌ساز خطی پیش‌فاز و پس‌فاز، ولتاژ و جریان باتری، ولتاژ خروجی و ولتاژ پل خورشیدی در محدوده تعیین‌شده، تنظیم می‌شوند. یکی از معایب استفاده از جبران‌سازهای خطی در مبدل‌های الکترونیک قدرت این است که مبدل تنها در حول نقطه کار عمل می‌کند و در صورت تغییر دینامیک سیستم ناشی از اغتشاشات، پایداری سیستم با مشکل قابل توجهی روبه‌رو خواهد شد.

در مقاله [۱۷]، با تجزیه یک مبدل تمام‌پل سنتی به دو بخش و اتصال آنها به دو منبع متفاوت، یک مبدل دو ورودی جدید ارائه شده است. همچنین، با ترکیب دو مبدل باک - بوست و بهره‌گیری از ساختار تمام‌پل، یک مبدل دو ورودی جدیدی در مقاله [۱۸] پیشنهاد شده است. در این مقاله، سمت اولیه ترانسفورماتور دارای یک ساختار لایه‌ای است که به کاهش ریپل^{۱۷} جریان کمک می‌کند و سمت ثانویه ترانسفورماتور از ساختار تمام‌پل استفاده می‌کند. همچنین، یک مبدل دو ورودی نیمه‌ایزوله جدید با استفاده از ساختار سنتی نیم‌پل در مقاله [۱۹] ارائه شده و برای استفاده در کاربردهای انرژی‌های تجدیدپذیر پیشنهاد شده است.

مشابه با مبدل‌های نیمه‌ایزوله، مبدل‌های ایزوله نیز از یک ترانسفورماتور با فرکانس بالا استفاده می‌کنند؛ با این

دوم از کنترل کننده تطبیقی خود تنظیم^{۲۳} استفاده شده است. ساختار کنترلی پیشنهادی در برابر عواملی همچون تغییرات در ورودی ها، عدم قطعیت ها و اغتشاشات مقاوم است. این کنترل کننده، سرعت همگرایی بسیار بالایی نیز در ثابت کردن ولتاژ خروجی در شرایط مختلف دارد که آن را برای استفاده در کاربردهای انرژی های تجدیدپذیر مناسب می کند.

ساختار این مقاله به این شرح است: ابتدا در بخش دوم، ساختار مبدل دو ورودی پیشنهادی بررسی شده است. در بخش های سوم و چهارم به ترتیب حالت های عملکردی مختلف و تجزیه و تحلیل حالت پایدار بررسی شده است. در بخش پنجم، ساختار کنترلی هوشمند پیشنهادی ارائه شده است و در بخش ششم، نتایج شبیه سازی در محیط نرم افزار متلب^{۲۴} و نتایج عملی ارائه شده اند. در بخش هفتم، مبدل ارائه شده و کنترل کننده پیشنهادی با سایر ساختارهای مشابه مقایسه شده و در نهایت در بخش هشتم، نتیجه گیری مقاله بیان شده است.



شکل (۱): فرایند شکل گیری ساختار مبدل دو ورودی

نیمه ایزوله پیشنهادی

۲- ساختار مبدل دو ورودی پیشنهادی

شکل (۱)، مبدل پیشنهادی براساس شبکه امپدانسی سنتی شبه Z مرجع [۲۲] توسعه یافته است؛ به طوری که با اضافه کردن بخش خازن های سوئیچ شونده شامل دو خازن و سه دیود که از طریق سلف تزویج به بخش اولیه مدار متصل شده اند و همچنین، اضافه کردن یک کلید نیمه هادی و یک دیود برای اتصال درگاه ورودی دوم، یک مبدل دو ورودی با ماهیت امپدانسی با بهره ولتاژ بالا و استرس ولتاژ قطعات پایین ایجاد شده است. درواقع، بهره گیری از ساختاری امپدانسی در مبدل های دو ورودی، گامی جدید و مثبت برای افزایش بازدهی، کاهش تلفات، کاهش تعداد کلیدهای نیمه هادی به حساب می آید. مبدل پیشنهادی، جریان ورودی پیوسته دارد و در برابر پدیده ST مقاوم است؛ همچنین، با توجه به تعداد پایین قطعات استفاده شده و استفاده نکردن از ترانسفورماتور، ابعاد کوچکی دارد. علاوه بر موارد ذکر شده، ویژگی هایی همچون راحتی کنترل به دلیل یکپارچه بودن ساختار، افزایش قابلیت اطمینان به دلیل کاهش تعداد کلیدهای کنترل شونده و نیز بازدهی بالا به دلیل استفاده از دوره کاری پایین کلیدها، مبدل پیشنهادی را از سایر مبدل های هم رده متمایز می کند. با توجه به بررسی انجام شده در مقالات اخیر، کنترل کننده های استفاده شده در مبدل های دو ورودی عمدتاً بر مبنای روش های سنتی نظیر جبران سازهای پیش فاز، پس فاز، PI و SMC هستند که به دلیل ثابت بودن ضرایب کنترل کننده ها، در برابر اغتشاشات مقاوم نیستند و فقط پیرامون نقطه کار عملکرد مطلوبی دارند. براساس این موضوع لازم است در مبدل های دو ورودی به منظور کنترل و ثابت کردن ولتاژ خروجی در برابر تغییرات بار و سایر اغتشاشات، از یک سیستم کنترلی مقاوم استفاده شود؛ بنابراین، ارائه سیستم کنترلی مقاوم در برابر تغییرات ورودی و اغتشاشات به منظور استفاده در مبدل های دو ورودی جزء مواردی است که در پژوهش های اخیر به آن اشاره نشده و یکی دیگر از اهداف مقاله حاضر است.

برای دستیابی به این هدف، در این مقاله یک ساختار کنترلی هوشمند تطبیقی مبتنی بر دو لایه ارائه شده است. در لایه اول با توجه به اینکه مبدل های دو ورودی، بیش از یک متغیر ورودی و خروجی دارند، مبدل پیشنهادی براساس تحلیل سیستم های چندمتغیره^{۲۲} ارزیابی شد و سپس در لایه

- تمامی قطعات از جمله دیودها و کلیدهای نیمه‌هادی به غیر از اندوکتانس نشستی سلف تزویج، ایدئال در نظر گرفته شده‌اند.
- تمامی خازن‌ها به اندازه کافی بزرگ در نظر گرفته شده‌اند؛ بنابراین، ولتاژ آنها در طول یک دوره کلیدزنی ثابت در نظر گرفته شده است.
- سلف ورودی به اندازه کافی بزرگ در نظر گرفته شده و رپیل جریان ورودی قابل صرف‌نظر است.
- سطح ولتاژ ورودی پیل سوختی (V_{FC}) از سطح ولتاژ پنل خورشیدی (V_{pv}) همواره بزرگ‌تر در نظر گرفته شده است؛ بنابراین، رابطه بین ولتاژها به صورت $V_{pv} < V_{FC} < V_0$ است.
- بدون از دست دادن کلیات، رابطه نسبت وظیفه‌ها به صورت $d_1 > d_2$ در نظر گرفته شده است. برای حالت $d_1 < d_2$ تحلیلی مشابه انجام می‌شود.

۳- حالت‌های عملکردی مبدل پیشنهادی

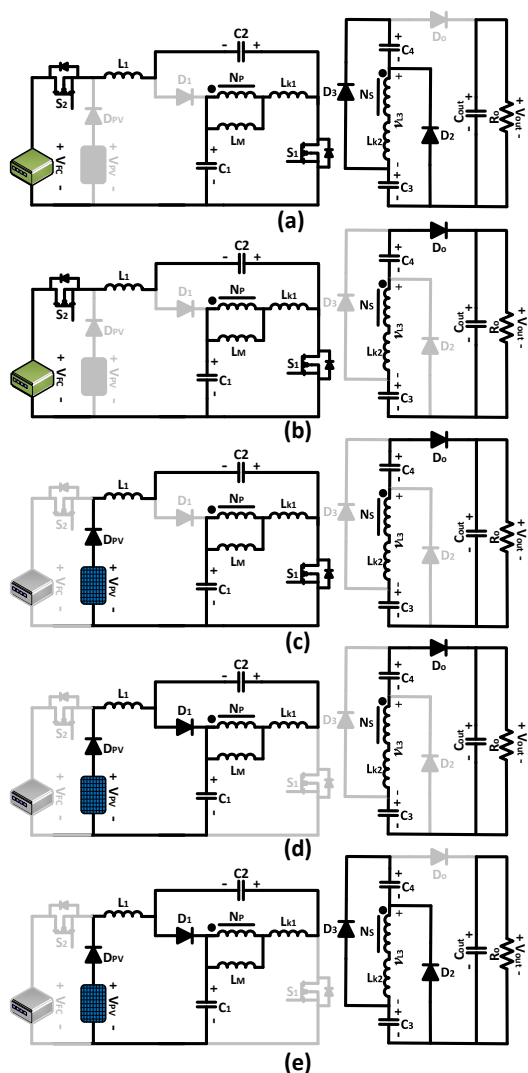
در مبدل پیشنهادی، سلول‌های فتوولتائیک و پیل سوختی به‌طور هم‌زمان بار را تأمین خواهند کرد. برای دستیابی به این هدف، کلیدزنی بین کلیدهای S_1 و S_2 به‌ترتیب با نسبت وظیفه‌های d_1 و d_2 انجام می‌شود. در این حالت، با توجه به حالت‌های مختلف کلیدزنی، هفت دوره بررسی می‌شود. مدار معادل این حالت‌های عملکردی در شکل (۲) نشان داده شده است. علاوه بر آن، شکل موج‌های مختلف ولتاژ و جریان این مبدل در طول یک دوره کلیدزنی در شکل (۳) نشان داده شده است. با توجه به این شکل، سه دوره زمانی $[t_2-t_3]$ ، $[t_3-t_4]$ و $[t_6-t_7]$ که به‌ترتیب به حالت‌های III، IV و VII مربوط‌اند، بیشترین بازه زمانی را دارند و به‌عنوان سه دوره اصلی در استخراج فرمول‌های حاکم بر مبدل بررسی خواهند شد.

بازه زمانی I (شکل ۲-ا)، $(t_0 < t < t_1)$: در زمان $t=t_0$ کلیدهای S_1 و S_2 روشن می‌شوند و دیودهای D_2 و D_3 هدایت می‌کنند. همچنین، دیودهای D_1 و D_{pv} و D_0 بایاس معکوس‌اند. در این بازه زمانی خازن C_2 دشارژ می‌شود. سلف مغناطیس‌کنندگی (L_m) و نیز اندوکتانس نشستی اولیه

شکل (۱) ساختار مبدل DC-DC دو ورودی پیشنهادی را نمایش می‌دهد. در مقایسه با مبدل سنتی منبع امپدانس Z ، ساختار ارائه‌شده دارای دو ورودی است و به‌دلیل استفاده هم‌زمان از روش‌های خازن‌های سوئیچ‌شونده و سلف تزویج، بهره بزرگ‌تری دارد. علاوه بر این موارد در مبدل پیشنهادی، دو درگاه واقع در ورودی در یک سمت قرار گرفته و سپس با سلف تزویج به درگاه سوم متصل شده است؛ بنابراین، ساختار ارائه‌شده در گروه مبدل‌های نیمه‌ایزوله قرار می‌گیرد. سلف تزویج استفاده‌شده در مبدل پیشنهادی، دو سیم‌پیچ اولیه و ثانویه دارد که به‌صورت یک ترانس ایدئال با اندوکتانس مغناطیس‌کنندگی $^{25} (L_m)$ ، نسبت دور $N=N_s/N_p$ و اندوکتانس‌های نشستی $^{26} (L_{k1}$ و $L_{k2})$ مدل‌سازی شده است؛ ضریب تزویج 27 نیز به‌صورت $\beta=L_m/(L_m+L_{k1})$ در نظر گرفته شد. در ساختار پیشنهادی از پنج دیود $(D_1, D_2, D_3, D_0, D_{pv})$ ، دو کلید نیمه‌هادی از نوع ماسفت 28 (S_1 و S_2)، یک سلف فیلتر ورودی (L_1) و پنج خازن ($C_1, C_2, C_3, C_4, C_{out}$) بهره گرفته شد. گفتنی است در حالات عملکردی مختلف، ماسفت‌ها به‌ترتیب با نسبت وظیفه‌های d_1 و d_2 کلیدزنی خواهند شد. سمت ثانویه سلف تزویج به همراه خازن‌های C_3 و C_4 و دیودهای D_2 و D_3 بخش خازن‌های سوئیچ‌شونده در نظر گرفته شد. در این حالت بدون افزایش نسبت دور سلف تزویج، بهره ولتاژ بالا در کنار استرس جریانی پایین محقق خواهد شد. همچنین، در مبدل پیشنهادی D_{pv} و S_2 به‌صورت مکمل با یکدیگر عمل می‌کنند؛ به این ترتیب، در زمان روشن‌بودن کلید S_2 ، دیود D_{pv} بایاس معکوس است و در صورت خاموش‌بودن آن، دیود D_{pv} بایاس مستقیم خواهد بود.

در تجزیه و تحلیل مبدل پیشنهادی از تعدادی فرضیه استفاده شده است که به شرح زیر خلاصه می‌شوند:

- جریان سلف‌ها همواره بزرگ‌تر از صفر است و به مقدار صفر نخواهد رسید؛ بنابراین، مبدل همواره در حالت پیوسته (CCM) 29 جریان کار می‌کند.



شکل (۲): مدار معادل مبدل پیشنهادی در یک دوره کلیدزنی،
 (a): $t_0 < t < t_1$; (b): $t_1 < t < t_3$; (c): $t_3 < t < t_4$; (d): $t_4 < t < t_5$; (e): $t_5 < t < t_7$

$$V_{out} = V_{L3}^{III} + V_{C3} + V_{C4} \quad (3)$$

$$V_{Lm}^{III} = V_{L2}^{III} \times \frac{L_m}{L_m + L_{k1}} \quad (4)$$

با جایگزین کردن ضریب تزویج (β) در (۴) و با در نظر گرفتن (۲)، به صورت زیر نوشته می شود:

$$V_{Lm}^{III} = \beta V_{C1} \quad (5)$$

همچنین، با در نظر گرفتن نسبت دور $N = N_s/N_p$ به صورت زیر به دست می آید:

$$V_{L3}^{III} = N V_{Lm}^{III} \quad (6)$$

(L_{k1}) با پیل سوختی (V_{FC}) شارژ می شوند. این در حالی است که اندوکتانس نشتی ثانویه (L_{k2}) انرژی خود را به خازن های C_2 و C_3 انتقال می دهد که به صورت موازی با آن قرار گرفته اند. خازن خروجی (C_{out}) انرژی خود را به بار انتقال می دهد و دشارژ می شود. این بازه زمانی در $t=t_1$ پایان می یابد.

بازه زمانی II (شکل (b-۲)، $t_1 < t < t_2$): در این بازه زمانی کلیدهای S_1 و S_2 همچنان روشن اند؛ همچنین، دیود D_0 هدایت می کند و دیودهای D_1 ، D_2 ، D_3 و D_{pv} بایاس معکوس اند. خازن C_2 و اندوکتانس های نشتی شرایطی مشابه با بازه زمانی قبلی دارند. خازن های C_3 و C_4 به صورت سری قرار گرفته اند و انرژی خود را به بار انتقال می دهند. خازن C_{out} نیز شارژ می شود.

بازه زمانی III (شکل (b-۲)، $t_2 < t < t_3$): در این بازه زمانی انرژی پیل سوختی همچنان به سلف مغناطیس کنندگی (L_m) و به اندوکتانس نشتی اولیه (L_{k1}) انتقال می یابد. سلف ورودی (L_1) نیز از V_{FC} انرژی دریافت می کند و باعث می شود جریان آن به صورت خطی افزایش یابد.

در این بازه زمانی، سلف مغناطیس کنندگی (L_m) انرژی ذخیره شده را به سمت ثانویه انتقال می دهد و شرایط خازن ها، کلیدها و دیودها مشابه با بازه زمانی II حفظ می شود و انرژی ذخیره شده در خازن های C_1 و C_2 همچنان به بار انتقال می یابد. سمت ثانویه سلف تزویج به صورت سری با خازن های C_3 و C_4 قرار دارد، آنها را با توجه به نسبت دور $N = N_s/N_p$ به سطح مدنظر شارژ می کند و انرژی را به سمت بار انتقال می دهد. این حالت در $t=t_3$ در زمانی خاتمه می یابد که کلید S_2 خاموش می شود. در این بازه زمانی با توجه به شرایط روشن و خاموش بودن کلیدها و با در نظر گرفتن قانون ولتاژ کیرشهف (KVL) در شکل (b-۲)، معادلات (۴-۱) صادق اند.

$$V_{L1}^{III} = V_{FC} + V_{C2} \quad (1)$$

$$V_{L2}^{III} = V_{C1} \quad (2)$$

و با جایگذاری (۵) در (۶)، داریم:

$$V_{L3}^{III} = N\beta V_{C1} \quad (۷)$$

بازه زمانی IV (شکل ۲-۲)، $(t_3 < t < t_4)$: این بازه زمانی مشابه با بازه زمانی III است، با این تفاوت که کلید S_2 خاموش می‌شود؛ بنابراین، D_{PV} هدایت می‌کند. پیل سوختی از مدار حذف می‌شود و جای خود را به پیل خورشیدی می‌دهد؛ در نتیجه، انرژی پیل خورشیدی به سلف مغناطیس‌کنندگی (L_m) و به اندوکتانس نشتی اولیه (L_{k1}) انتقال می‌یابد. به دلیل اینکه سمت اولیه سلف تزویج به صورت موازی با خازن C_1 قرار دارد، جریان آن با همان شیب قبلی همچنان افزایش می‌یابد. مشابه با بازه زمانی قبلی، V_{L3} به ترتیب برابر با $-N\beta V_{C1}$ و V_{C1} هستند؛ بنابراین با توجه به شکل ۲-۲)، رابطه‌های (۱۰-۸) بر مدار حاکم‌اند.

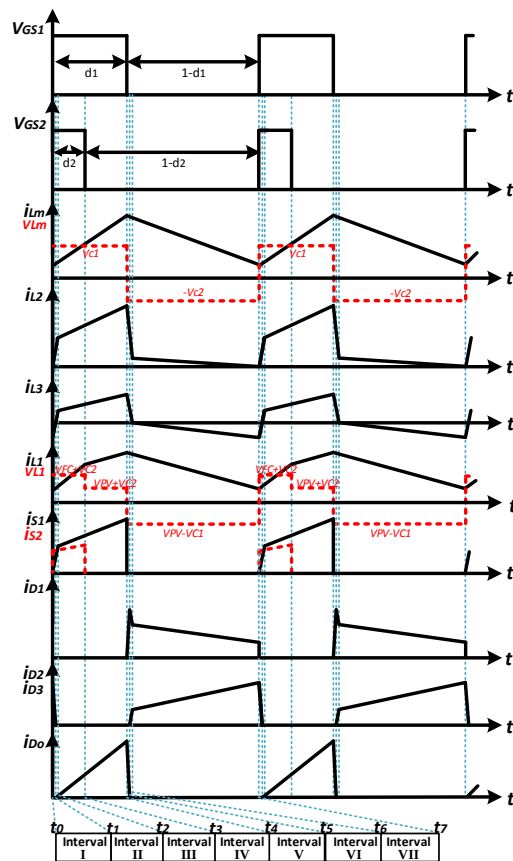
$$V_{L1}^{IV} = V_{PV} + V_{C2} \quad (۸)$$

$$V_{L2}^{IV} = V_{C1} \quad (۹)$$

$$V_{L3}^{IV} = N\beta V_{C1} \quad (۱۰)$$

بازه زمانی V (شکل ۲-۲)، $(t_4 < t < t_5)$: در این بازه زمانی، کلیدهای S_1 و S_2 خاموش‌اند و دیودهای D_2 و D_3 بایاس معکوس‌اند و همچنین، دیودهای D_0 و D_1 هدایت می‌کنند. اندوکتانس نشتی ثانویه (L_{k2}) انرژی خود را به بار و به خازن‌های C_2 و C_3 انتقال می‌دهد که به صورت سری با آن قرار گرفته‌اند. خازن خروجی (C_{out}) شارژ می‌شود. این بازه زمانی در $t=t_5$ هنگامی پایان می‌یابد که دیود D_0 بایاس معکوس می‌شود.

بازه زمانی VI (شکل ۲-۲)، $(t_5 < t < t_6)$: در این بازه زمانی دیودهای D_0 ، D_1 ، D_2 و D_3 هدایت می‌کنند و دیود D_0 بایاس معکوس است. کلیدهای S_1 و S_2 نیز خاموش‌اند. انرژی ذخیره‌شده در سلف مغناطیس‌کنندگی (L_m) و اندوکتانس نشتی اولیه (L_{k1}) همچنان به خازن‌های C_1 و C_2 انتقال می‌یابد و هر دو را شارژ می‌کند. خازن‌های C_3 و C_4 نیز شارژ می‌شوند. خازن خروجی (C_{out}) انرژی خود را با بار انتقال می‌دهد و دشارژ می‌شود. این بازه زمانی در $t=t_6$ پایان می‌یابد.



شکل (۳): شکل موج‌های کلیدی ولتاژ و جریان مبدل پیشنهادی در یک دوره کلیدزنی

بازه زمانی VII (شکل ۲-۲)، $(t_6 < t < t_7)$: در این حالت، مشابه با بازه زمانی قبلی دیودهای D_0 ، D_1 ، D_2 و D_3 هدایت می‌کنند و دیود D_0 بایاس معکوس است. کلیدهای S_1 و S_2 نیز هر دو خاموش‌اند. انرژی ذخیره‌شده در سلف مغناطیس‌کنندگی (L_m) به سمت ثانویه انتقال می‌یابد. خازن‌های C_1 و C_2 همچنان شارژ می‌شوند. سمت ثانویه سلف تزویج به صورت موازی با خازن‌های C_3 و C_4 قرار دارد و آنها را با توجه به نسبت دور $N=N_s/N_p$ به سطح مدنظر شارژ می‌کند. خازن خروجی (C_{out}) همچنان انرژی خود را با بار انتقال می‌دهد و دشارژ می‌شود. این حالت در $t=t_7$ موقع روشن شدن کلیدهای S_1 و S_2 خاتمه می‌یابد. در این حالت با توجه به شرایط روشن و خاموش بودن کلیدها و با در نظر گرفتن قانون KVL در شکل ۲-۲)، معادلات زیر صادق‌اند.

$$V_{L1}^{VII} = V_{PV} + V_{C2} + V_{L2}^{VII} - V_{C1} \quad (۱۱)$$

همچنین، متوسط ولتاژ V_{L1} در یک دوره کلیدزنی مطابق با (۲۱) به دست خواهد آمد.

$$\int_0^{T_s} V_{L1} dt = 0 \quad (21)$$

با جایگذاری (۱)، (۸) و (۱۳) در (۲۱)، خواهیم داشت:

$$\int_0^{d_2 T_s} V_{L1}^{III} dt + \int_0^{(d_1-d_2)T_s} V_{L1}^{IV} dt + \int_0^{(1-d_1)T_s} V_{L1}^{VII} dt = 0 \quad (22)$$

$$\Rightarrow d_2 V_{FC} + (1-d_2)V_{PV} + d_1 V_{C2} = (1-d_1)V_{C1}$$

همچنین، از (۱۹) و (۲۲) می توان نتیجه گرفت:

$$V_{C2} = \frac{d_2 d_1}{1-2d_1} V_{FC} + \frac{d_1(1-d_2)}{1-2d_1} V_{PV} \quad (23)$$

در نهایت، با در نظر گرفتن (۳)، (۱۶)، (۲۰) و (۲۳)، بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی به صورت (۲۴) محاسبه می شود.

$$V_{out} = N\beta \left[\frac{(1+d_1)(1-d_2)V_{PV} + d_2(1+d_1)V_{FC}}{1-2d_1} \right] \quad (24)$$

۴-۱- بررسی بهره ولتاژ در مبدل پیشنهادی

بهره ولتاژ در مبدل پیشنهادی براساس رابطه (۲۴) تابعی از نسبت دور سلف تزویج (N)، نسبت وظیفه ماسفت ها (d_1 و d_2) و ضریب تزویج (β) است. به دلیل اینکه ضریب β بسیار کوچک است، از آن صرف نظر می شود؛ بنابراین، با فرض $\beta=1$ ، ولتاژ خروجی ایدئال در شکل (۴) نشان داده شده است. همچنین، به منظور تأثیر تغییرات d_1 و N بر بهره ولتاژ، شکل (۵) براساس رابطه (۲۴) و با فرض $d_2=1$ و $\beta=1$ در نرم افزار متلب رسم شده است. براساس این شکل مشخص است تأثیر تغییرات نسبت وظیفه ماسفت S_1 (که برابر با d_1 است)، در بهره ولتاژ به صورت خطی نیست و با افزایش آن از مقدار ۰ تا ۰/۵، بهره ولتاژ به صورت نمایی^{۳۲} افزایش یافته است. همچنین، با توجه به شکل (۴)، افزایش نسبت وظیفه ماسفت S_2 (که برابر با d_2 است)، میزان حضور پیل سوختی در یک دوره کلیدزنی را تعیین می کند که تأثیرات مستقیمی بر بهره ولتاژ دارد. بهره ولتاژ با افزایش N از ۱ تا ۶ به صورت جداگانه در شکل (۵) رسم شده است. براساس رابطه (۲۴)، مقدار N (که مقداری مثبت است) به صورت کلی در بهره ولتاژ ضرب شده است؛ بنابراین، براساس این شکل می توان نتیجه گرفت بهره ولتاژ

$$V_{L2}^{VII} = -V_{C2} \quad (12)$$

با جایگذاری (۱۲) در (۱۱)، داریم:

$$V_{L1}^{VII} = V_{PV} - V_{C1} \quad (13)$$

همچنین می توان نوشت:

$$V_{L3}^{VII} = -V_{C3} = -V_{C4} = NV_{Lm}^{VII} \quad (14)$$

$$V_{Lm}^{VII} = -\beta V_{C2} \quad (15)$$

با جایگذاری (۱۵) در (۱۴)، داریم:

$$V_{C3} = V_{C4} = N\beta V_{C2} \quad (16)$$

۴- تجزیه و تحلیل حالت پایدار

در مبدل پیشنهادی از دوره های زمانی I, II, V و VI می توان صرف نظر کرد؛ به دلیل اینکه در مقایسه با بازه های زمانی III, IV و VII بسیار کوچک اند. بنابراین، با توجه به شکل (۳)، سه دوره زمانی مربوط به حالت های III, IV و VII به عنوان سه دوره اصلی در استخراج فرمول های حاکم بر مبدل استفاده می شوند. با نوشتن اصل تعادل ولتاژ - ثانویه^{۳۱} روی سلف مغناطیس کنندگی (L_m) و سلف ورودی (L_1)، روابط (۱۷) و (۲۱) استخراج می شوند؛ بنابراین، متوسط ولتاژ V_{L2} در یک دوره کلیدزنی براساس (۱۷) به دست خواهد آمد.

$$\int_0^{T_s} V_{L2} dt = 0 \quad (17)$$

با جایگذاری (۲)، (۹) و (۱۲) در (۱۷)، خواهیم داشت:

$$\int_0^{d_2 T_s} V_{L2}^{III} dt + \int_0^{(d_1-d_2)T_s} V_{L2}^{IV} dt + \int_0^{(1-d_1)T_s} V_{L2}^{VII} dt = 0 \Rightarrow d_2 V_{C1} + (d_1-d_2)V_{C1} = (1-d_1)(V_{C2}) \quad (18)$$

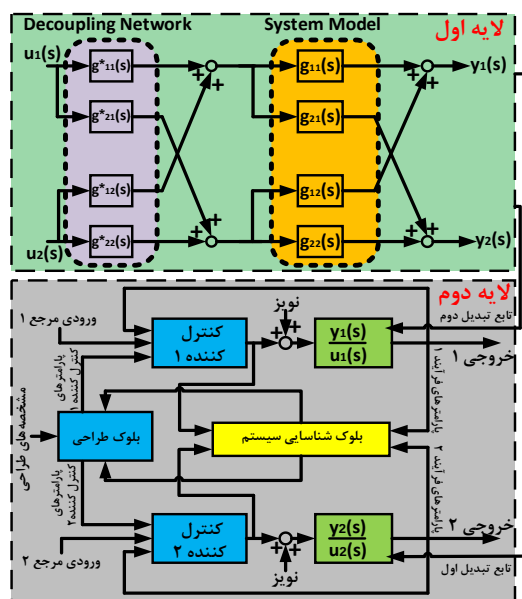
براساس تحلیل انجام شده، می توان نتیجه گرفت رابطه بین V_{C2} و V_{C1} به صورت زیر نوشته می شود.

$$V_{C1} = \frac{(1-d_1)}{d_1} V_{C2} \quad (19)$$

با جایگذاری (۱۹) در (۷)، می توان نوشت:

$$V_{L3}^{III} = N\beta \left(\frac{1-d_1}{d_1} \right) V_{C2} \quad (20)$$

(بدون در نظر گرفتن اغتشاشات و نویز) ابتدا توابع تبدیل مدنظر از طریق روش مدل سازی به روش متوسط گیری فضای حالت پیرامون نقطه کار استخراج می شود و براساس رفتار دینامیکی و تحلیل پاسخ فرکانسی و با بهره گیری از کنترل کننده مناسب که از دو بخش انتگرالی و پیش فاز تشکیل شده است، مدلی مرجع استخراج می شود که بهترین پاسخ سیستم به حساب می آید. سپس در لایه دوم بدون در نظر گرفتن توابع تبدیل اولیه، توابع تبدیل حاکم بر سیستم که ممکن است به دلیل نویز و اغتشاشات دچار تغییر شده باشند، به صورت برخط^{۳۴} با استفاده از روش حداقل مربعات بازگشتی با بهره گیری از ورودی ها و خروجی های سیستم تخمین زده می شوند و با استفاده از روش جایابی قطب به مدل مرجعی تطبیق داده می شوند که قبلاً استخراج شده اند؛ بنابراین، براساس روش پیشنهادی، اگر نقطه کار سیستم دچار تغییرات شود یا حتی دینامیک سیستم با توجه به نویز و عدم قطعیت تغییر کند، ساختار پیشنهادی پاسخ مطلوبی را به ارمغان می آورد.

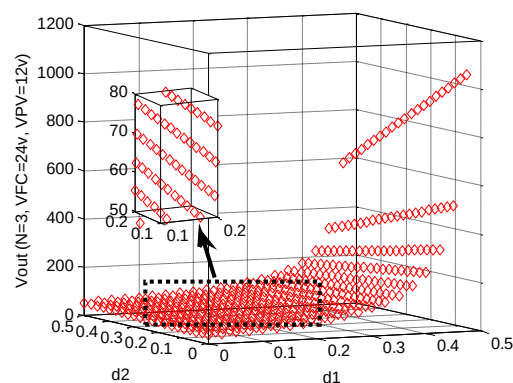


شکل (۶): ساختار کنترل کننده هوشمند پیشنهادی

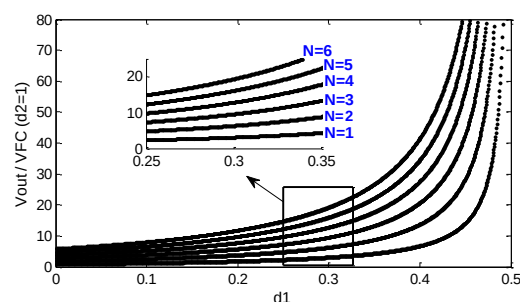
۵-۱- لایه اول: تحلیل مبدل پیشنهادی براساس یک سیستم چندمتغیره

در سیستم های چندمتغیره به دلیل اینکه تعداد ورودی ها و خروجی ها بیشتر از یکی است، پیچیدگی سیستم به طور

با افزایش N به صورت تناسبی^{۳۳} افزایش یافته و نمودار آن به صورت کلی به سمت بالا انتقال یافته است.



شکل (۴): ولتاژ خروجی ایدئال در مبدل پیشنهادی



شکل (۵): بهره ولتاژ (V_{out}/V_{FC}) در مبدل پیشنهادی

۵- ساختار کنترلی هوشمند پیشنهادی

ساختار سیستم کنترلی پیشنهادی در شکل (۶) نشان داده شده که از دو لایه تشکیل شده است؛ در لایه اول، مبدل پیشنهادی براساس یک سیستم چندمتغیره ارزیابی شد که به استخراج توابع تبدیل لازم برای طراحی کنترل کننده منجر خواهد شد. با در نظر گرفتن این موضوع که ولتاژ خروجی سلول های PV متأثر از دما و تابش است و ولتاژ خروجی FC به دما و محتوای آب غشاء وابسته است [۲۳]، در لایه دوم به منظور مقابله با تغییرات در ولتاژ ورودی ها، عدم قطعیت ها و اغتشاشات، کنترل کننده تطبیقی خود تنظیم طراحی شده است.

در حالت کلی سیستم کنترلی پیشنهادی می تواند در صورت تغییر دینامیک سیستم، به دلیل اغتشاشات و عوامل خارجی و نیز تغییر در ولتاژ ورودی ها، به صورت هوشمند شرایط فعلی را تخمین بزند و ضرایب کنترل کننده را به روزرسانی کند. در واقع، در لایه اول در شرایط عادی

۵-۱-۱-۵ مدل سازی مبدل پیشنهادی به روش

متوسط گیری فضای حالت

در این مرحله مبدل پیشنهادی براساس روش متوسط گیری فضای حالت مدل سازی شده است. همچنین به منظور بررسی رفتار دینامیکی سیستم از روش مدل سازی سیگنال کوچک بهره گرفته شده است [۲۶، ۲۵]. در زمانی که یک مبدل DC-DC در حالت CCM کار می کند، در طول یک دوره کلیدزنی ممکن است وضعیت های مختلفی به وجود آید که هر وضعیت به شکل یک مدار خطی تغییرناپذیر با زمان است که منجر می شود قوانین مدارهای خطی تغییرناپذیر با زمان درباره آنها صادق باشد؛ بنابراین، ماتریس فضای حالت برای هر یک از این مدار معادل ها به دست می آید و سپس با متوسط گیری در بازه های زمانی مختلف، ماتریس فضای حالت کلی سیستم استخراج خواهد شد [۲۶]. در قسمت مدل سازی به منظور ساده سازی، از اندوکتانس های نشتی (L_{K1} و L_{K2}) صرف نظر شده است. با توجه به اصول مدل سازی به روش فضای حالت، جریان های سلف ورودی و سلف مغناطیس کنندگی و همچنین، ولتاژهای خازن های C_1 ، C_2 ، C_3 و C_0 ، متغیرهای حالت در نظر گرفته شده اند. تغییرات نسبت وظیفه کلیدها (d_1 و d_2)، سیگنال های کنترلی ورودی در نظر گرفته شده اند.

همان طور که قبلاً به آن اشاره شد، در مبدل پیشنهادی سه بازه زمانی III، IV و VII حالات اصلی در نظر گرفته می شوند؛ به دلیل اینکه نسبت به سایر بازه های زمانی قسمت عمده ای را به خود اختصاص می دهند. این سه بازه زمانی، با توجه به شکل (۳)، $[t_2, t_3]$ ، $[t_3, t_4]$ و $[t_6, t_7]$ هستند که در بخش ۳ به طور کامل بررسی شدند. با توجه به شکل (۷) و با صرف نظر از بازه های کوچک، این بازه های زمانی به ترتیب دوره های زمانی (d_2)، (d_1-d_2) و ($1-d_1$) دارند.

مدل سیگنال کوچک عموماً به عنوان روشی جامع برای طراحی و پیاده سازی کنترل کننده ها استفاده می شود؛ به ویژه برای سیستم های پیچیده نظیر سیستم های چندمتغیره، در طراحی و استخراج توابع تبدیل خروجی های مدنظر نسبت به ورودی های کنترلی استفاده می شود.

چشمگیری افزایش می یابد و مشکلات جدی را برای سیستم به وجود می آورد [۲۴]. یکی از مهم ترین چالش های سیستم های چندمتغیره، بحث تداخل است که باعث می شود بازدهی سیستم کاهش یابد و حتی ممکن است باعث به خطر انداختن پایداری سیستم حلقه بسته شود. مبدل های دو ورودی نیز جزء این دسته از سیستم ها می تواند قرار گیرد. در کنترل کننده پیشنهادی به منظور بررسی رابطه بین ورودی ها و خروجی ها فرم عمومی یک سیستم چندمتغیره شامل دو ورودی و دو خروجی در نظر گرفته شده است. برای دستیابی به این هدف، $\{d_1$ و $d_2\}$ ورودی های کنترلی سیستم و $\{V_{out}$ و $i_{L1}\}$ خروجی های سیستم انتخاب شده اند. درحقیقت، خروجی های سیستم متغیرهای اندازه گیری شده و ورودی های سیستم متغیرهای دستکاری شونده هستند.

در لایه اول ساختار کنترلی پیشنهادی، از طراحی غیرمتمرکز یک کنترل کننده چندمتغیره استفاده شده است [۲۴]. در این طراحی سه مرحله اصلی به شرح زیر بررسی می شوند:

(۱) در مرحله اول، مدل سازی مبدل پیشنهادی به روش متوسط گیری فضای حالت بررسی شده و سپس به منظور بررسی رفتار دینامیکی سیستم، از روش مدل سازی سیگنال کوچک^{۳۵} استفاده شده است.

(۲) بعد از استخراج معادلات فضای حالت و مدل سیگنال کوچک، در مرحله دوم، انتخاب پیکربندی یا جفت کردن ورودی - خروجی^{۳۶} انجام شده است؛ در این مرحله با استفاده از شاخص آرایه بهره تناسبی^{۳۷} (RGA) مشخص می شود کدام خروجی با کدام ورودی بهترین کنترل پذیری را خواهد داشت.

(۳) در نهایت در مرحله سوم، براساس روش غیرمتمرکز، با استفاده از شبکه جداسازی^{۳۸}، استخراج توابع تبدیل مدنظر بررسی شده است؛ این موضوع باعث می شود هدف نهایی، طراحی دو کنترل کننده تک ورودی و تک خروجی باشد که به طور کلی سیستم پایدار شود و خروجی های $y_1(s)$ و $y_2(s)$ به ترتیب ورودی های $u_1(s)$ و $u_2(s)$ را به خوبی دنبال کنند.

همچنین با جایگذاری (۳۶) در (۳۳)، داریم:

$$\frac{dV_{Co}}{dt} = \frac{NC_3}{C_o(2C_1 - N^2C_3) - C_1C_3} i_{LM} - \left[\frac{C_o(2C_1 - N^2C_3)}{R_oC_o[C_o(2C_1 - N^2C_3) - C_1C_3]} \right] V_{Co} \quad (37)$$

و با ترکیب (۳۴) و (۳۶) خواهیم داشت:

$$\frac{dV_{C1}}{dt} = \frac{C_3 - 2C_o}{C_o(2C_1 - N^2C_3) - C_1C_3} i_{LM} + \frac{NC_3}{R_o[C_o(2C_1 - N^2C_3) - C_1C_3]} V_{Co} \quad (38)$$

بنابراین، در بازه $[t_2, t_3]$ ، معادلات حالت با در نظر گرفتن (۲۵)، (۲۸)، (۳۰)، (۳۶)، (۳۷) و (۳۸)، به صورت (۳۹) ساده سازی می شوند.

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{di_{L1}}{dt} &= \frac{1}{L_1} V_{FC} + \frac{1}{L_1} V_{C2} \\ \frac{di_{Lm}}{dt} &= \frac{V_{Co}}{NL_m} - \frac{2V_{C3}}{NL_m} = \frac{V_{C1}}{L_m} \\ \frac{dV_{C1}}{dt} &= \frac{C_3 - 2C_o}{C_o(2C_1 - N^2C_3) - C_1C_3} i_{LM} + \frac{NC_3}{R_o[C_o(2C_1 - N^2C_3) - C_1C_3]} V_{Co} \\ \frac{dV_{C2}}{dt} &= \frac{i_{L1}}{C_2} \\ \frac{dV_{C3}}{dt} &= \frac{NC_o}{C_o(2C_1 - N^2C_3) - C_1C_3} i_{LM} - \frac{C_1}{R_o[C_o(2C_1 - N^2C_3) - C_1C_3]} V_{Co} \\ \frac{dV_{Co}}{dt} &= \frac{NC_3}{C_o(2C_1 - N^2C_3) - C_1C_3} i_{LM} - \left[\frac{C_o(2C_1 - N^2C_3)}{R_oC_o[C_o(2C_1 - N^2C_3) - C_1C_3]} \right] V_{Co} \end{aligned} \right. \quad (39)$$

محدوده زمانی $d_2T_s < t < d_1T_s$ ، $[t_3, t_4]$: با توجه به

شکل (۲-۲)، همان طور که در بخش ۳ به آن اشاره شد، این بازه زمانی مشابه با بازه زمانی $[t_2, t_3]$ است، با این تفاوت که کلید S_2 خاموش می شود؛ درحالی که S_1 همچنان هدایت می کند؛ بنابراین، D_{PV} نیز بایاس مستقیم است. پیل سوختی

در ساختار کنترلی پیشنهادی قبل از استخراج مدل سیگنال کوچک ابتدا لازم است معادلات فضای حالت استخراج شوند که برای استخراج این معادلات باید در سه بازه زمانی مذکور تحلیل های مجزایی به شرح زیر صورت گیرد.

محدوده زمانی $0 < t < d_2T_s$ ، $[t_2, t_3]$: با توجه به شکل

(۲-۲) در بازه $[t_2, t_3]$ ، با توجه به شرایط خاموش و روشن بودن کلیدها با استفاده از قانون KVL و با در نظر گرفتن متغیرهای حالت، خواهیم داشت:

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{1}{L_1} V_{FC} + \frac{1}{L_1} V_{C2} \quad (25)$$

$$V_{L3} = V_{Co} - 2V_{C3} \quad (26)$$

$$V_{L3} = NV_{C1} = NL_m \frac{di_{Lm}}{dt}, \text{ if } \beta = 1 \quad (27)$$

بنابراین، از (۲۶) و (۲۷)، خواهیم داشت:

$$\frac{di_{Lm}}{dt} = \frac{V_{Co}}{NL_m} - \frac{2V_{C3}}{NL_m} = \frac{V_{C1}}{L_m} \quad (28)$$

$$V_{C1} = \frac{V_{Co} - 2V_{C3}}{N} \quad (29)$$

همچنین از شکل (۲-۲)، داریم:

$$i_{L1} = i_{C2} \rightarrow \frac{dV_{C2}}{dt} = \frac{i_{L1}}{C_2} \quad (30)$$

$$i_{LM} + Ni_{C3} = -i_{C1} = -C_1 \frac{dV_{C1}}{dt} \quad (31)$$

$$i_{C3} = i_{Co} + \frac{V_{Co}}{R_o} \quad (32)$$

از (۳۱) و (۳۲) می توان نتیجه گرفت:

$$C_3 \frac{dV_{C3}}{dt} = C_o \frac{dV_{Co}}{dt} + \frac{V_{Co}}{R_o} \quad (33)$$

$$i_{LM} + NC_3 \frac{dV_{C3}}{dt} + C_1 \frac{dV_{C1}}{dt} = 0 \quad (34)$$

با جایگذاری (۲۹) در (۳۴)، داریم:

$$\frac{dV_{Co}}{dt} = \frac{-N}{C_1} i_{LM} + \left[\frac{2C_1 - N^2C_3}{C_1} \right] \frac{dV_{C3}}{dt} \quad (35)$$

حال از (۳۳) و (۳۵) می توان نوشت:

$$\frac{dV_{C3}}{dt} = \frac{NC_o}{C_o(2C_1 - N^2C_3) - C_1C_3} i_{LM} - \frac{C_1}{R_o[C_o(2C_1 - N^2C_3) - C_1C_3]} V_{Co} \quad (36)$$

$$\frac{dV_{Co}}{dt} = \frac{1}{R_o C_o} V_{Co} \quad (۴۵)$$

$$i_{L3} = i_{C3} + i_{C4} = 2i_{C3} \quad (۴۶)$$

$$\rightarrow 2C_3 \frac{dV_{C3}}{dt} = \frac{i_{L2}}{N}$$

$$i_{L2} = i_{C2} - i_{LM} \quad (۴۷)$$

با ترکیب روابط (۴۶) و (۴۷)، خواهیم داشت:

$$2NC_3 \frac{dV_{C3}}{dt} = C_2 \frac{dV_{C2}}{dt} - i_{LM} \quad (۴۸)$$

بنابراین، از (۴۸) و (۴۹) می توان نتیجه گرفت:

$$\frac{dV_{C2}}{dt} = -\frac{i_{LM}}{2N^2 C_3 - C_2} \quad (۴۹)$$

$$\frac{dV_{C3}}{dt} = -\frac{Ni_{LM}}{2N^2 C_3 - C_2} \quad (۵۰)$$

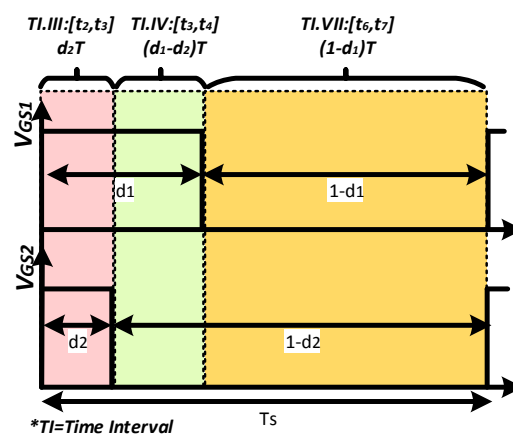
بنابراین، در حالت خاموش بودن کلیدهای S_1 و S_2 در بازه $[t_6, t_7]$ معادلات حالت با در نظر گرفتن (۴۱)، (۴۲)، (۴۳)، (۴۵)، (۴۹) و (۵۰)، به صورت (۵۱) ساده سازی می شوند.

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{1}{L_1} V_{PV} - \frac{1}{L_1} V_{C1} \\ \frac{di_{LM}}{dt} = -\frac{1}{NL_m} V_{C3} \\ \frac{dV_{C1}}{dt} = -\frac{1}{C_1} i_{L1} \\ \frac{dV_{C2}}{dt} = -\frac{i_{LM}}{2N^2 C_3 - C_2} \\ \frac{dV_{C3}}{dt} = -\frac{Ni_{LM}}{2N^2 C_3 - C_2} \\ \frac{dV_{Co}}{dt} = \frac{1}{R_o C_o} V_{Co} \end{array} \right. \quad (۵۱)$$

حال با توجه به روش متوسط گیری در بازه های زمانی مختلف و با ضرب کردن دوره زمانی (d_2) ، (d_1-d_2) و $(1-d_1)$ در معادلات حالت به دست آمده، خواهیم داشت:

از مدار حذف می شود و جای خود را به پنل خورشیدی می دهد؛ بنابراین، در حالت $d_2 T_s < t < d_1 T_s$ ، معادلات حالت مشابه با (۳۹) هستند، با این تفاوت که:

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{1}{L_1} V_{PV} + \frac{1}{L_1} V_{C2} \quad (۴۰)$$



شکل (۷): بازه های زمانی استفاده شده در مدل سازی به روش متوسط گیری فضای حالت

محدوده زمانی $d_1 T_s < t < T_s$ ، $[t_6, t_7]$ با توجه به شکل (۲-ع)، در این حالت هر دو کلید S_1 و S_2 خاموش می شوند و دیودهای D_{PV} ، D_1 ، D_2 و D_3 هدایت می کنند؛ درحالی که دیود D_0 بایاس معکوس است. با توجه به شرایط روشن و خاموش بودن کلیدها، با استفاده از قانون KVL و با در نظر گرفتن متغیرهای حالت، خواهیم داشت:

$$i_{C1} = -i_{L1} \Rightarrow \frac{dV_{C1}}{dt} = -\frac{1}{C_1} i_{L1} \quad (۴۱)$$

$$-V_{PV} + V_{L1} + V_{C1} = 0 \rightarrow \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{1}{L_1} V_{PV} - \frac{1}{L_1} V_{C1} \quad (۴۲)$$

$$V_{L3} = -V_{C3} = NV_{LM} = N(-V_{C2}) \rightarrow \frac{di_{LM}}{dt} = -\frac{1}{NL_m} V_{C3} \quad (۴۳)$$

$$V_{C3} = NV_{C2} \rightarrow \frac{dV_{C3}}{dt} = N \frac{dV_{C2}}{dt} \quad (۴۴)$$

همچنین، روابط زیر نیز برقرارند:

متغیرها به همراه ولتاژ ورودی‌ها (V_{FC} و V_{PV}) و نسبت وظیفه کلیدهای S_1 و S_2 به میزان کوچکی تغییر می‌کنند و به صورت رابطه (۵۳) جایگزین می‌شوند که $\langle X \rangle$ ، مقدار DC و $\hat{x}$ ، مقدار AC است [۲۵].

$$x = \langle X \rangle + \hat{x} \quad (53)$$

بنابراین، با قراردادن x به ترتیب برابر با $\hat{i}_{L1}$ ، $\hat{i}_{LM}$ ، $\hat{v}_{C1}$ ، $\hat{v}_{C2}$ ، $\hat{v}_{C3}$ ، $\hat{v}_{Co}$ ، V_{Batt} ، V_{PV} ، d_1 و d_2 و همچنین، صرف نظر از پارامترهایی که تنها مقدار dc است (به دلیل اینکه این پارامترها تنها نشان دهنده مقدار ماندگارند) و صرف نظر از ضرب دو پارامتر اندیس دار (به دلیل اینکه مقدار آن بسیار کوچک است)، ماتریس های فضای حالت با در نظر گرفتن (۵۴)، به صورت (۵۵) استخراج می‌شوند.

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX + DU \end{cases} \quad (54)$$

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{di_{L1}}{dt} &= -\frac{(1-d_1)}{L_1}V_{C1} + \frac{d_1}{L_1}V_{C2} \\ &\quad + \frac{d_2}{L_1}V_{FC} + \frac{(1-d_2)}{L_1}V_{PV} \\ \frac{di_{LM}}{dt} &= \frac{d_1}{L_m}V_{C1} - \frac{(1-d_1)}{NL_m}V_{C3} \\ \frac{dv_{C1}}{dt} &= -\frac{(1-d_1)}{C_1}i_{L1} \\ &\quad + \frac{(C_3-2C_o)d_1}{C_o(2C_1-N^2C_3)-C_1C_3}i_{LM} \\ &\quad + \frac{NC_3d_1}{R_o[C_o(2C_1-N^2C_3)-C_1C_3]}V_{Co} \\ \frac{dv_{C2}}{dt} &= \frac{d_1}{C_2}i_{L1} - \frac{(1-d_1)}{2N^2C_3-C_2}i_{LM} \\ \frac{dv_{C3}}{dt} &= \left(\frac{NC_o d_1}{C_o(2C_1-N^2C_3)-C_1C_3} - \frac{N(1-d_1)}{2N^2C_3-C_2} \right) i_{LM} \\ &\quad - \frac{C_1 d_1}{R_o[C_o(2C_1-N^2C_3)-C_1C_3]}V_{Co} \\ \frac{dv_{Co}}{dt} &= \frac{NC_3 d_1}{C_o(2C_1-N^2C_3)-C_1C_3}i_{LM} \\ &\quad + \left(\frac{(1-d_1)}{R_o C_o} - \frac{C_o(2C_1-N^2C_3)d_1}{R_o C_o[C_o(2C_1-N^2C_3)-C_1C_3]} \right) V_{Co} \end{aligned} \right. \quad (52)$$

حال برای به دست آوردن مدل سیگنال کوچک با استفاده از پارامترهای متغیرهای حالت به دست آمده، تمامی

$$\begin{aligned} A &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1-D_1}{L_1} & \frac{D_1}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{D_1}{L_m} & 0 & -\frac{1-D_1}{NL_m} & 0 \\ -\frac{1-D_1}{C_1} & \frac{(C_3-2C_o)D_1}{C_o(2C_1-N^2C_3)-C_1C_3} & 0 & 0 & 0 & \frac{NC_3D_1}{R_o[C_o(2C_1-N^2C_3)-C_1C_3]} \\ \frac{D_1}{C_2} & -\frac{1-D_1}{2N^2C_3-C_2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{NC_o D_1}{C_o(2C_1-N^2C_3)-C_1C_3} - \frac{N(1-D_1)}{2N^2C_3-C_2} & 0 & 0 & 0 & -\frac{C_1 D_1}{R_o[C_o(2C_1-N^2C_3)-C_1C_3]} \\ 0 & \frac{NC_3 D_1}{C_o(2C_1-N^2C_3)-C_1C_3} & 0 & 0 & 0 & \frac{(1-D_1)}{R_o C_o} - \frac{C_o(2C_1-N^2C_3)D_1}{R_o C_o[C_o(2C_1-N^2C_3)-C_1C_3]} \end{bmatrix} \\ X &= \begin{bmatrix} \frac{d}{dt}\hat{i}_{L1} \\ \frac{d}{dt}\hat{i}_{LM} \\ \frac{d}{dt}\hat{v}_{C1} \\ \frac{d}{dt}\hat{v}_{C2} \\ \frac{d}{dt}\hat{v}_{C3} \\ \frac{d}{dt}\hat{v}_{Co} \end{bmatrix} \\ B &= \begin{bmatrix} \frac{V_{C1}+V_{C2}}{L_1} & \frac{V_{FC}-V_{PV}}{L_1} \\ \frac{1}{L_m}(V_{C1}+\frac{V_{C3}}{N}) & 0 \\ \frac{1}{C_1}i_{L1} + \frac{(C_3-2C_o)}{C_o(2C_1-N^2C_3)-C_1C_3}i_{LM} + \frac{NC_3}{R_o[C_o(2C_1-N^2C_3)-C_1C_3]}V_{Co} & 0 \\ \frac{1}{C_2}i_{L1} + \frac{1}{2N^2C_3-C_2}i_{LM} & 0 \\ \left[\frac{NC_o}{C_o(2C_1-N^2C_3)-C_1C_3} + \frac{N}{2N^2C_3-C_2} \right] i_{LM} - \frac{C_1}{R_o[C_o(2C_1-N^2C_3)-C_1C_3]}V_{Co} & 0 \\ \frac{NC_3}{C_o(2C_1-N^2C_3)-C_1C_3}i_{LM} - \left[\frac{1}{R_o C_o} + \frac{C_o(2C_1-N^2C_3)}{R_o C_o[C_o(2C_1-N^2C_3)-C_1C_3]} \right] V_{Co} & 0 \end{bmatrix} \\ U &= \begin{bmatrix} \hat{u}_1 \\ \hat{u}_2 \end{bmatrix} \\ C &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \\ D &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (55)$$

$$\Lambda(G) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (60)$$

از مقایسه (۵۶) و (۶۰)، بهره نسبی برابر با $\lambda = 1$ است. براساس [۲۷] در صورتی که بهره نسبی برابر با یک باشد، بهترین جفت برای خروجی اول، ورودی کتلی اول و همچنین، بهترین جفت برای خروجی دوم، ورودی کتلی دوم است. براساس این، جفت های کتلی به صورت $\{d_1 \leftrightarrow V_o\}$ و $\{d_2 \leftrightarrow i_{L1}\}$ انتخاب می شوند.

۵-۱-۳- شبکه جداسازی

با توجه به ساختار کتلی پیشنهادی در شکل (۶)، در مرحله سوم از لایه اول، با یک ماتریس قطری به اهداف کتلی خواهیم رسید. برای دستیابی به این هدف، از یک شبکه جداسازی به صورت رابطه (۶۱) استفاده شده است. این موضوع باعث می شود هدف نهایی طراحی دو کنترل کننده تک ورودی و تک خروجی باشد که سیستم کلی پایدار شود و همچنین، خروجی های $y_1(s)$ و $y_2(s)$ به ترتیب ورودی های $u_1(s)$ و $u_2(s)$ را به خوبی دنبال کنند.

$$G^*(s) = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{g_{12}}{g_{11}} \\ -\frac{g_{21}}{g_{22}} & 1 \end{bmatrix} \quad (61)$$

براساس رابطه (۶۱) و شکل (۶)، تابع تبدیل نهایی ولتاژ خروجی (v_o) و جریان سلف ورودی (i_{L1}) نسبت به متغیرهای کتلی (d_1 و d_2) به صورت (۶۲) محاسبه می شود.

$$\frac{v_o}{d_1} = g_{11} - g_{12} \times \frac{g_{21}}{g_{22}} \quad (62)$$

$$\frac{\hat{i}_{L1}}{d_2} = g_{22} - g_{21} \times \frac{g_{12}}{g_{11}}$$

بنابراین، با استفاده از نرم افزار متلب و براساس روابط (۵۵)، (۵۷)، (۵۸) و (۶۲)، توابع تبدیل مدنظر در فضای گسسته به صورت (۶۳) و (۶۴) استخراج می شوند. شکل (۸) نشان دهنده مقایسه مدار شبیه سازی شده در محیط نرم افزار متلب با توابع تبدیل استخراج شده از مدل سازی است. براساس این شکل، مدل سازی مبدل پیشنهادی، از دقت پذیرفتنی برخوردار است.

۵-۱-۲- پیکربندی و جفت کردن ورودی - خروجی

در طراحی کنترل کننده های غیر متمرکز، انتخاب پیکربندی کنترل امری ضروری است؛ زیرا انتخاب نامناسب جفت های ورودی و خروجی می تواند به عملکرد ضعیف سیستم و حتی ناپایداری سیستم حلقه منجر بسته شود [۲۷]. پرکاربردترین ابزار در تعیین جفت های ورودی و خروجی، RGA است که در این بخش استفاده شده است [۲۸]. به منظور محاسبه RGA از روش ارائه شده در [۲۸، ۲۷] بهره گرفته شده است. در این روش با توجه به رابطه (۵۶)، RGA محاسبه می شود.

$$\Lambda(G) = G_k(0) * G_k^{-T}(0) \quad (56)$$

$$= \begin{bmatrix} \lambda & 1-\lambda \\ 1-\lambda & \lambda \end{bmatrix}$$

$G_k(0)$ ماتریس تابع تبدیل خروجی ها و ورودی های انتخاب شده در حالت ماندگار، ($*$) ضرب عنصر به عنصر، λ بهره نسبی و $\Lambda(G)$ آرایه بهره تناسبی است.

برای محاسبه $G_k(0)$ ابتدا از طریق (۵۷)، ماتریس تابع تبدیل $G(s)$ محاسبه می شود [۲۸].

$$G(s) = C(SI - A)^{-1}B + D \quad (57)$$

A ، B ، C و D براساس رابطه (۵۵)، ماتریس های فضای حالت اند.

حال براساس متغیرهای حالت، تابع تبدیل ولتاژ خروجی (v_o) و جریان سلف ورودی (i_{L1}) نسبت به متغیرهای کتلی (d_1 و d_2) به صورت (۵۸) محاسبه می شوند [۲۹].

$$\frac{i_{L1}}{d_1} = g_{21} = G(1,1), \frac{i_{L1}}{d_2} = g_{22} = G(1,2) \quad (58)$$

$$\frac{v_o}{d_1} = g_{11} = G(6,1), \frac{v_o}{d_2} = g_{12} = G(6,2)$$

بنابراین، با در نظر گرفتن (۵۸)، ماتریس $G_k(s)$ به صورت (۵۹) محاسبه می شود.

$$G_k(s) = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix} \quad (59)$$

حال با در نظر گرفتن (۵۹-۵۶)، آرایه بهره تناسبی به صورت (۶۰) استخراج می شود.

۵-۲- لایه دوم: طراحی کنترل کننده هوشمند

تطبیقی

در لایه دوم ساختار کنترلی، بعد از استخراج توابع تبدیل مدنظر از طریق لایه اول، با هدف مقابله با عدم قطعیت‌ها و کنترل تولیدات منقطع و نامنظم منابع انرژی تجدیدپذیر، کنترل کننده تطبیقی خود تنظیم طراحی شده است؛ بنابراین، ساختار کنترلی پیشنهادی با وجود تغییرات، اغتشاشات و نویزهای وارد شده بر سیستم، پاسخ مطلوبی را از خود نشان خواهد داد. در لایه دوم اطلاعات پیوسته‌ای درباره وضعیت حالت‌های فعلی مبدل از طریق روش شناسایی سیستم فراهم می‌شود [۳۰]. سپس عملکرد سیستم فعلی با وضعیت مطلوب مقایسه می‌شود و براساس آن به منظور تطبیق سیستم، تصمیم‌گیری صورت می‌گیرد. در نهایت، برای رسیدن به وضعیت مطلوب، تصحیح مناسب در سیستم کنترلی اعمال می‌شود؛ بنابراین سه عمل شناسایی، تصمیم‌گیری و تصحیح در لایه دوم سیستم کنترلی پیشنهادی وجود خواهد داشت که خود شامل دو حلقه است. حلقه اول شامل کنترل کننده است و در حلقه دوم، تخمین‌زننده پارامترها و بلوک تنظیم کننده قرار گرفته‌اند.

۵-۲-۱- کنترل کننده تطبیقی خود تنظیم

در حلقه اول از لایه دوم، از روش جایابی قطب تطبیقی^{۳۹} استفاده شده است [۳۰، ۳۱]. در این روش، قطب‌ها و صفرهای نامناسب سیستم حذف خواهند شد و سپس صفرها و قطب‌ها براساس مدل مرجع در مکانی مناسب نشانده می‌شوند که بهترین پاسخ را برای سیستم به ارمغان می‌آورد.

در هریک از دو کنترل کننده موجود در لایه دوم، از فیدبک خطی $RU = TU_c - SY$ استفاده شده است که به تعیین محل مطلوب قطب‌های حلقه بسته منجر می‌شود. این فیدبک خطی دارای پس‌خور S/R است که از خروجی فیدبک می‌گیرد و یک پیش‌خور T/R دارد که سیگنال کنترلی ورودی U_c را برای رسیدن به پاسخ مطلوب حلقه بسته فیلتر می‌کند. در شکل (۹)، کنترل کننده تطبیقی خود تنظیم برای یکی از توابع تبدیل استخراج شده نمایش داده شده است.

$$\frac{v_o}{d_1} = \frac{B(Z)}{A(Z)} =$$

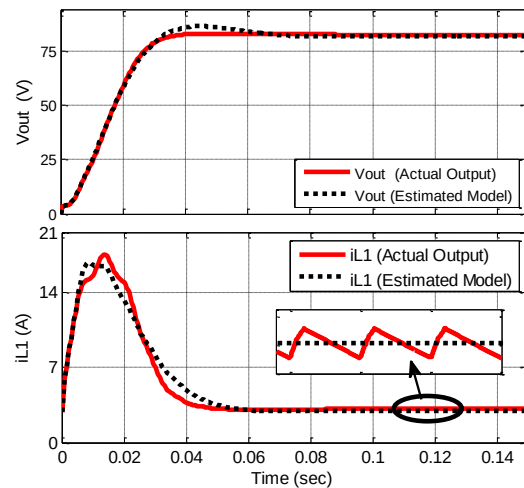
$$\frac{b_1 Z^5 + b_2 Z^4 + b_3 Z^3 + b_4 Z^2 + b_5 Z + b_6}{a_1 Z^6 + a_2 Z^5 + a_3 Z^4 + a_4 Z^3 + a_5 Z^2 + a_6 Z + a_7}$$

$$\begin{cases} b_1 = 14.66, \\ b_2 = -53.16 \\ b_3 = 72.84 \\ b_4 = -43.03 \\ b_5 = 7.311 \\ b_6 = 1.49 \end{cases} \quad \& \quad \begin{cases} a_1 = 1 \\ a_2 = -3.634 \\ a_3 = 4.982 \\ a_4 = -2.957 \\ a_5 = 0.5095 \\ a_6 = 0.1049 \\ a_7 = -0.005163 \end{cases} \quad (63)$$

$$\frac{\hat{i}_{L1}}{d_2} = \frac{C(Z)}{D(Z)} =$$

$$\frac{c_1 Z^5 + c_2 Z^4 + c_3 Z^3 + c_4 Z^2 + c_5 Z + c_6}{d_1 Z^6 + d_2 Z^5 + d_3 Z^4 + d_4 Z^3 + d_5 Z^2 + d_6 Z + d_7}$$

$$\begin{cases} c_1 = 109.8, \\ c_2 = -316.2 \\ c_3 = 336.8 \\ c_4 = -155.4 \\ c_5 = 36.08 \\ c_6 = -11.07 \end{cases} \quad \& \quad \begin{cases} d_1 = 1 \\ d_2 = -3.929 \\ d_3 = 6.41 \\ d_4 = -5.651 \\ d_5 = 3.006 \\ d_6 = -1.037 \\ d_7 = 0.2011 \end{cases} \quad (64)$$



شکل (۸): مقایسه ولتاژ خروجی (V_{out}) و جریان سلف ورودی (i_{L1}) در مدار واقعی شبیه‌سازی شده در نرم‌افزار متلب و توابع تبدیل استخراج شده از مدل‌سازی

۵-۲-۲- بلوک شناسایی سیستم

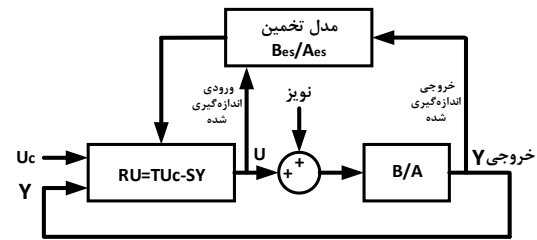
همان طور که اشاره شد، در مسئله جایابی قطب ابتدا دینامیک سیستم، یعنی پارامترهای موجود در $B(Z)$ ، $A(Z)$ و $C(Z)$ و $D(Z)$ در (۶۳) و (۶۴) شناسایی می شوند و براساس پارامترهای تخمینی، ابتدا پارامترهای R و S ، برای رسیدن به قطب های حلقه بسته مطلوب محاسبه می شوند و سپس براساس چندجمله ای T ، رفتار حلقه بسته مطلوب تنظیم می شود؛ براساس این، در فیدبک خارجی ساختار پیشنهادی، از بلوک شناسایی سیستم استفاده شده است. در این بلوک از روش حداقل مربعات بازگشتی 41 (RLS) استفاده شده است. دلیل انتخاب RLS قابلیت زمان حقیقی بودن آن است و برخلاف روش حداقل مربعات 42 (LS) که یک روش غیر برخط 43 است، در صورت تغییر در پارامترهای مبدل پیشنهادی عملیات شناسایی سیستم با مشکل روبه رو نخواهد شد.

در روش RLS، فرایند به طور بازگشتی و به روزرسانی تخمین به شکل فیدبک است [۳۲]. در مبدل پیشنهادی این به روزرسانی باعث می شود در زمان تغییر سطح ولتاژ منابع ورودی و عدم قطعیت های ناشی از تغییرات در میزان مصرف، تخمین دقیق تر شود. در این روش، تخمین پارامتر فعلی برابر با مجموع تخمین پارامتر قبلی و حاصل ضرب بهره تخمین در خطای تخمین است [۳۲]. فرایند تخمین پارامترها در لایه دوم ساختار کنترلی در شکل (۶) مشاهده می شود. در روش RLS، مجموع مربعات خطا بین خروجی پروسه و مدل حداقل شده است و تخمین پارامترهای مدل، به طور چشمگیری به مقادیر واقعی نزدیک می شود.

در قسمت شناسایی سیستم تخمین پارامترها در فضای گسسته صورت گرفته و دینامیک سیستم برای هر ورودی به صورت رابطه (۶۸) در نظر گرفته شده است.

$$G_p(z^{-1}) = \frac{b_1 z^{-1} + \dots + b_m z^{-m}}{1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_n z^{-n}} \quad (68)$$

در حوزه زمان، رابطه بین ورودی و خروجی برای هر تابع تبدیل به صورت (۶۹) در نظر گرفته شده است.



شکل (۹): کنترل کننده تطبیقی خود تنظیم برای یکی از توابع تبدیل استخراج شده

با توجه به شکل (۹)، تابع تبدیل حلقه بسته خروجی به ورودی به صورت (۶۵) خواهد بود:

$$y(t) = \frac{BT}{AR + BS} U_C(t) + \frac{BR}{AR + BS} v(t) \quad (65)$$

$v(t)$ عدم قطعیت های ناشی از نویز است.

با توجه به رابطه (۶۵)، محل قطب های حلقه بسته به R و S بستگی دارد؛ بنابراین، با انتخاب مناسب R و S قطب های حلقه بسته را در محل مناسب می توان قرار داد. رفتار مناسب نهایی سیستم نیز بدون اینکه بر محل قطب های حلقه بسته اثر بگذارد، با چندجمله ای T تعیین می شود.

برای به دست آوردن R و S ، از حل معادله دیوفانتین 44 بهره گرفته شده است [۳۱]؛ بنابراین، $A_C = A_{es}R + B_{es}S$ مدنظر بوده که A_C چندجمله ای مشخصه حلقه بسته مطلوب است. حال با معلوم بودن A_C و تابع تبدیل تخمین زده شده (B_{es} و A_{es}) از طریق بلوک شناسایی سیستم، معادله دیوفانتین حل می شود؛ همچنین، با در نظر گرفتن مدل مرجع (B_m/A_m) مطابق با (۶۶)، پاسخ خروجی حلقه بسته با استفاده از چندجمله ای T به صورت (۶۷) شکل دهی می شود.

$$\frac{B_m}{A_m} = \frac{G_c(B/A)}{1 + G_c(B/A)}, \quad G_c = \frac{\beta_0(1 + \beta_1 s)}{s(1 + \beta_2 s)} \quad (66)$$

$$y(t) = \frac{BT}{A_{es}R + B_{es}S} U_C(t) = \frac{B_m}{A_m} U_C(t) \quad (67)$$

$$\rightarrow T = \frac{B_m A_c}{B_{es} A_m} \quad \text{if } v(t) = 0$$

که B_0 ، B_1 و B_2 پارامترهای کنترلی سیگنال مرجع اند؛ براساس این، با طراحی T ، S و R ، برای رسیدن به وضعیت مطلوب، تصحیح مناسب در سیستم کنترلی به صورت لحظه ای اعمال می شود.

جریان‌های دیودها (I_{D1} , I_{D2} , I_{D3} و I_{D0}) و همچنین ولتاژ و جریان خروجی (I_{out} و V_{out}) استخراج شده و در شکل (۱۱) نشان داده شده‌اند. گفتنی است این شکل با شکل (۳) کاملاً مطابقت دارد که از تحلیل تئوری ترسیم شده بود.



شکل (۱۰): فلوچارت کنترل‌کننده پیشنهادی

$$y(k) + \sum_{i=1}^n a_i y(k-i) = \sum_{j=1}^m b_j u(k-d-j) + e(k) \quad (69)$$

که $e(k)$ اثر خطاهای مدل‌سازی اغتشاشات ورودی به سیستم، a_i و b_j پارامترهای تخمین است. پیاده‌سازی روش RLS در رابطه (۷۰) خلاصه می‌شود [۳۲]:

$$\varepsilon(k) = y(k) - \hat{\theta}^T(k-1)x(k)$$

$$G(k) = \frac{P(k-1)x(k)}{\delta + x^T(k)P(k-1)x(k)} \quad (70)$$

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + G(k)\varepsilon(k)$$

$$P(k) = \frac{1}{\delta} [I - G(k)x^T(k)]P(k-1)$$

که $P(k)$ ماتریس کواریانس^{۴۴}، δ فاکتور فراموشی، $\hat{\theta}(k)$ پارامترهای تخمین و $\varepsilon(k)$ خطای تولیدی است. در نهایت، با توجه به بخش ۵ و ساختار ارائه‌شده در شکل (۶)، روند پیاده‌سازی کنترل‌کننده پیشنهادی به صورت فلوچارت ارائه‌شده در شکل (۱۰) در نظر گرفته شده است.

۶- نتایج شبیه‌سازی و عملی

در این بخش برای بررسی عملکرد مبدل پیشنهادی و ساختار کنترلی ارائه‌شده، نتایج شبیه‌سازی و عملی ارائه شده‌اند. شبیه‌سازی در محیط نرم‌افزار متلب صورت گرفته است و پارامترهای استفاده‌شده در شبیه‌سازی در جدول (۱) ارائه شده‌اند. به منظور حفظ ایمنی و با توجه به تجهیزات موجود در آزمایشگاه، ولتاژ ورودی‌ها در نتایج شبیه‌سازی و نتایج آزمایشگاهی در محدوده پایین در نظر گرفته شده‌اند. برای دستیابی به این هدف، ولتاژ ورودی پیل خورشیدی (V_{PV}) برابر با ۱۲ ولت و ولتاژ ورودی پیل سوختی (V_{FC}) برابر با ۲۴ ولت در نظر گرفته شد. فرکانس کلیدزنی برابر با ۴۰ کیلوهرتز است. در نتایج شبیه‌سازی شکل موج‌های کلیدی مبدل پیشنهادی شامل ولتاژها و جریان‌های سلف ورودی و سلف تزویج (I_{L1} , V_{L1} , I_{LM} و V_{LM}),

۶-۱-۱- قابلیت ردیابی سیگنال مرجع:

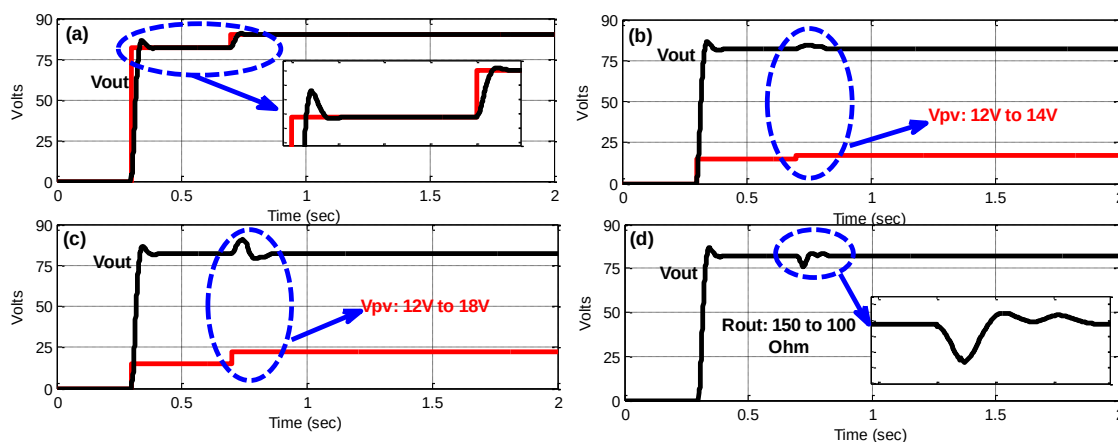
۶-۱-۲- قابلیت دفع اغتشاشات ورودی:

Figure 10 displays the transient response of the VLSI circuit. The plot shows various signals over time (0.1498 to 0.15 seconds). The signals include VGS1 (solid black), VGS2 (dashed blue), VLM (brown), iLM (red), VL1 (blue), iL1 (black), iD1 (green), iD2&D3 (cyan), iDo (magenta), Vout (black), and iout (red). The plot shows the circuit's behavior during a transient event, with a red box highlighting a region of interest in the iL1 signal.

شکل (۱۱): نتایج شبیه‌سازی ولتاژها و جریان‌های کلیدی مبذل پیشنهادی در محیط نرم‌افزار متلب

۶-۱- مطالعات دینامیک در حوزه زمان

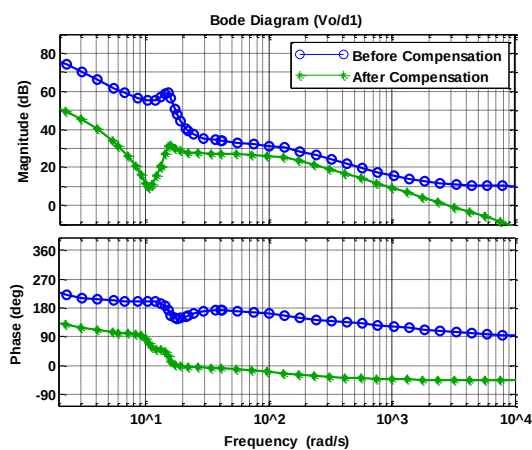
مبدل‌های DC-DC به دلیل اینکه عملکردشان بر مبنای کلیدزنی است، به شدت غیرخطی اند و عدم قطعیت دارند. در این بخش برای نشان دادن عملکرد ولتاژ خروجی ساختار پیشنهادی در برابر تغییرات در نقطه کار، اغتشاشات ورودی و عدم قطعیت‌ها، سه شبیه‌سازی جداگانه در نرم‌افزار متلب انجام شده‌اند. ابتدا قابلیت ردیابی سیگنال مرجع بررسی شده و سپس با تغییر مقادیر



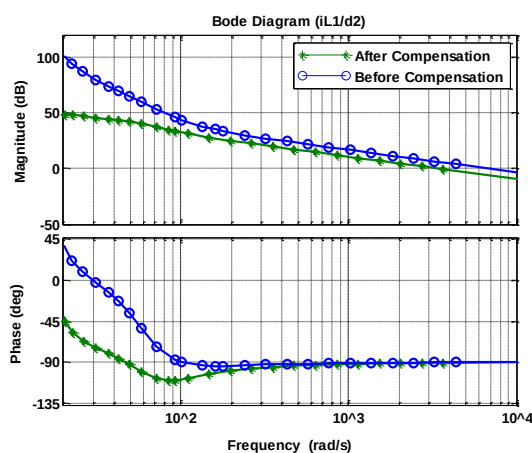
شکل (۱۲): مطالعات دینامیکی در حوزه زمان: (a) قابلیت ردیابی سیگنال مرجع، (b) قابلیت دفع اغتشاشات ناشی از تغییرات کوچک در ورودی، (c) قابلیت دفع اغتشاشات ناشی از تغییرات بزرگ در ورودی، (d) قابلیت دفع اغتشاشات ناشی از تغییرات بار

۳-۱-۶- قابلیت دفع تغییرات بار:

سیستم، قبل از اعمال کنترل کننده بیشتر است، حاشیه بهره پایین در فرکانس های بالا، به کاهش تأثیرپذیری از نویزهای خارجی منجر می شود؛ در نهایت با اعمال سیستم کنترلی روی توابع تبدیل $v_o(s)/d_1(s)$ و $i_{L1}(s)/d_2(s)$ مشخص است که حاشیه فاز به ترتیب به بیش از ۸۰ درجه و ۷۰ درجه و همچنین، حاشیه بهره به بیش از ۲۵ دسی بل و ۳۰ دسی بل تغییر کرده است؛ درحالی که فرکانس قطع سیستم تنها به مقدار کمی کاهش یافته است.



شکل (۱۳): دیاگرام بود تابع تبدیل $v_o(s)/d_1(s)$



شکل (۱۴): دیاگرام بود تابع تبدیل $i_{L1}(s)/d_2(s)$

۳-۶- نتایج آزمایشگاهی

به منظور تأیید نتایج شبیه سازی و نشان دادن عملکرد ساختار پیشنهادی در عمل، یک نمونه اولیه ساخته شده با پارامترهایی مشابه با جدول (۱) در محدوده توانی ۱۵۰ وات ارائه شده که در شکل (۱۵) نشان داده شده است. همچنین، مدار عملی ساختار کنترلی در شکل (۱۶) نمایش داده شده

به منظور بررسی قابلیت دفع اغتشاشات ناشی از تغییرات بار، میزان بار خروجی از ۱۵۰ اهم به میزان ۱۰۰ اهم تغییر کرده است و نتایج در شکل (۱۲-d) نشان داده شده اند. براساس این آزمایش، مقدار ولتاژ خروجی در محدوده ۷۹ ولت ثابت مانده است که بیان کننده مقاومت بودن ساختار کنترلی پیشنهادی در برابر عدم قطعیت های ناشی از تغییرات بار است.

۲-۶- تحلیل پاسخ فرکانسی

در این بخش، دیاگرام بود^۶، شامل حاشیه بهره^۷ و حاشیه فاز^۷ برای توابع تبدیل $v_o(s)/d_1(s)$ و $i_{L1}(s)/d_2(s)$ براساس (۶۳) و (۶۴)، بدون حضور و با حضور کنترل کننده پیشنهادی در شکل های (۱۳) و (۱۴) رسم شده است. پیاده سازی سیستم کنترلی پیشنهادی باید به افزایش پایداری سیستم، افزایش پهنای باند و کنترل حاشیه فاز در محدوده مجاز منجر شود. علاوه بر آن، یکی دیگر از اهداف کنترل کننده پیشنهادی، افزایش حاشیه بهره در فرکانس های پایین است که به کاهش خطای حالت ماندگار منجر می شود. براساس (۶۶)، سیستم کنترلی در مدل مرجع، از خود ماهیت انتگرالی نشان داده اس که به افزایش مرتبه سیستم منجر می شود. با تحلیل دیاگرام بود، می توان نتیجه گرفت واحد انتگرالی موجود در سیستم کنترلی در فرکانس های پایین به کاهش -30 dB/decade در حاشیه بهره شده منجر است؛ همان طور که قبلاً ذکر شد، این موضوع باعث کاهش خطای حالت ماندگار می شود. همچنین این سیستم کنترلی، بخشی پیش فاز دارد که به کنترل حاشیه فاز و افزایش پهنای باند منجر می شود؛ علاوه بر این موضوع، فرکانس قطع سیستم را می تواند کاهش دهد. شایان ذکر است فرکانس قطع کمتر، به کاهش سرعت پاسخ سیستم منجر می شود و در صورتی که حاشیه فاز بیشتر از محدوده مجاز کاهش یابد، به ناپایداری سیستم منجر می شود؛ بنابراین، حضور واحد پیش فاز در مدل مرجع، کنترل فرکانس قطع و حاشیه فاز را موجب می شود و در صورت نیاز می تواند آنها را افزایش دهد. همچنین، با توجه به شکل های (۱۳) و (۱۴) اگرچه فرکانس قطع

استفاده شد. در نمونه عملی، شکل موج های کلیدی مبدل پیشنهادی شامل ولتاژها و جریان های سلف ورودی و سلف تزویج (V_{L1} , I_{L1} و V_{LM} , I_{LM})، جریان های دیودها (I_{D1} , I_{D2} , I_{D3} و I_{DO})، ولتاژ خازن ها (V_{C1} , V_{C2} , V_{C3} و V_{C4}) و همچنین، ولتاژ و جریان خروجی (I_{out} و V_{out}) استخراج شده اند.

جدول (۱): پارامترهای استفاده شده در نتایج شبیه سازی و در نمونه اولیه ساخته شده

پارامترها	مقادیر
V_{PV}	12V
V_{FC}	24V
V_{out}	79V
R_{out}	150Ω (150W)
فرکانس کلیدزنی	$f_s=40KHZ$
L_1	500uH ($33 \times 26 \times 10$) (هسته تروئیدی پودر آهن)
	L_m 150uH
	L_{k1} and L_{k2} 1.5uH
سلف تزویج	Turns Ratio N 3(18:54)
	Core EE35/42/12(فریت)
C_2 و C_1	330uF (200V)
C_4 و C_3	15uF (400V)
C_{out}	680uF (450V)
S_1 و S_2	IRFP4668 with $R_{DS(ON)}=9.7m\Omega$
D_0 و D_3 , D_2	MUR4100E with $V_F=1.75V$
D_{PV} , D_1	RUR30120 with $V_F=2.1V$
میکروکنترلر	LPC1768 ARM Cortex-M3

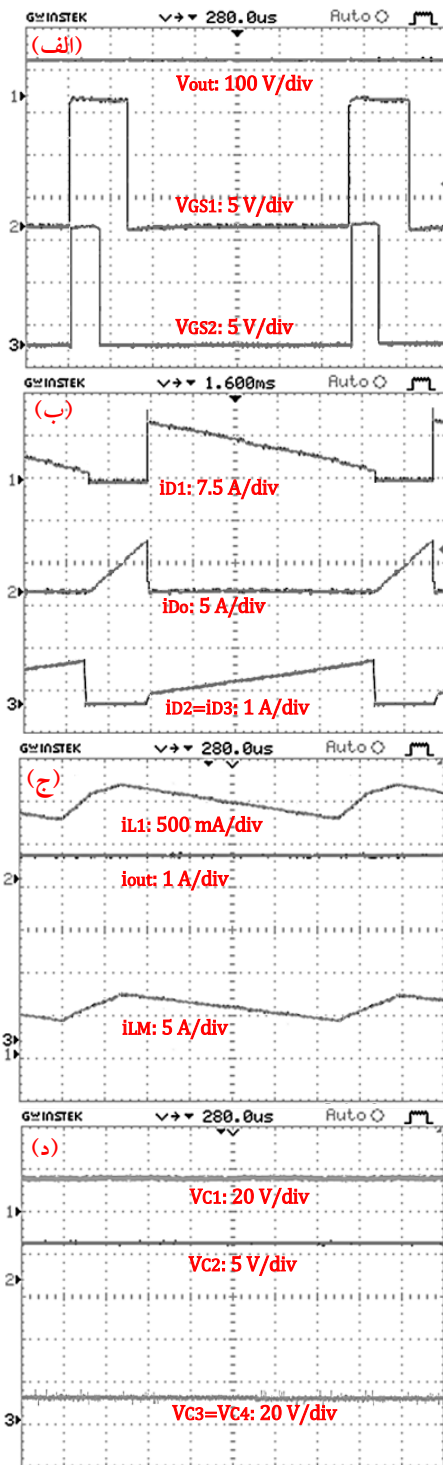
با توجه به شکل (۱۷)، نتایج آزمایشگاهی با شکل موج های تحلیل تئوری و نتایج شبیه سازی به ترتیب در شکل های (۳) و (۱۱) و همچنین، با محاسبات عددی براساس روابط (۱۷) تا (۲۴) مطابقت دارد. برای نشان دادن این موضوع براساس شکل (۱۷) در نتایج آزمایشگاهی مقدار ولتاژ خروجی (V_{out}) در بین بازه (79.4V, 79.8V) است، مقدار جریان سلف ورودی (i_{L1}) در بین بازه (2.8A, 3.2A) است و مقدار جریان مغناطیس کنندگی (i_{LM}) در بازه (2.2A, 5.7A) است. مقدار ریپل جریان سلف ورودی (Δi_{L1}) و ریپل جریان اندوکتانس مغناطیس کنندگی (Δi_{LM}) به ترتیب برابر با $(3.2A-2.8A)/2=0.2A$ و $(5.7A-2.2A)/2=1.75A$ است.

است. در ساختار پیشنهادی به منظور پیاده سازی سیستم کنترلی و تولید پالس های کنترلی ماسفت ها، از ریزپردازنده آرم^{۴۸} مدل LPC1768 استفاده شده است. برای ارسال لحظه ای پارامترهای مورد نیاز سیستم از قبیل ولتاژهای ورودی ها، ولتاژ خروجی و جریان های مورد نیاز، از درگاه آنالوگ به دیجیتال^{۴۹} (ADC) بهره گرفته شده است. به منظور به روزرسانی سیگنال های کنترلی ماسفت ها از طریق نرم افزار متلب با توجه به روش کنترلی اعمال شده، از درگاه سریال و همچنین از درگاه مدولاسیون عرض پالس^{۵۰} (PWM) این پردازنده استفاده شده است. در مرحله بعدی سیگنال های تولید شده، با فتوکوپلر^{۵۱} شرکت توشیبا^{۵۲} مدل TLP250 ایزوله می شوند و به سطح ولتاژ استاندارد ۱۵+ ولت به منظور روشن و خاموش کردن ماسفت ها می رسند.

برای رسم و تحلیل شکل موج های ولتاژ از پراب های GDP-025 و CP-3308R و برای رسم و تحلیل شکل موج جریان ها از پراب GCP-100 استفاده شد. به منظور ثبت شکل موج های نتایج عملی از اسیلوسکوپ GW-Instek استفاده شده است. دیودهای D_0 و D_3 , D_2 از نوع فوق سریع^{۵۳} با $V_F=1.75V$ و برای دیودهای D_1 و D_{PV} از دیودهای شاتکی^{۵۴} به $V_F=2.1V$ بهره گرفته شده است.

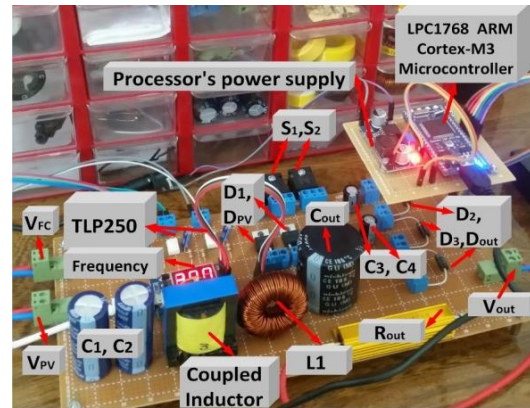
کلیدهای قدرت از نوع ماسفت IRFP4668 بوده اند که $8m\Omega$ مقاومت حالت وصل و تأخیر زمانی ۶۴ns در هنگام خاموش شدن دارند. سلف ورودی روی هسته تروئیدی پودر آهن^{۵۵} با ابعاد $33 \times 26 \times 10$ بوده است؛ درحالی که برای سلف تزویج از هسته فریت^{۵۶} از نوع EE35/42/12 با 0.3 میلی متر فاصله هوایی استفاده شده است. تعداد دور سیم پیچی سمت اولیه سلف تزویج برابر با ۱۸ دور و تعداد دور سیم پیچی سمت ثانویه برابر با ۵۴ دور است. میزان اندوکتانس مغناطیس کنندگی که از سمت اولیه اندازه گیری شده، برابر با $150\mu H$ است. میزان اندوکتانس نشستی سمت اولیه و ثانویه که به ترتیب با اتصال کوتاه کردن سمت ثانویه و سمت اولیه به دست آمده، برابر با $1/5\mu H$ است.

نتایج آزمایشگاهی با ولتاژ $V_{FC}=24V$ و $V_{PV}=12V$ در شکل (۱۷) نشان داده شده اند. برای تولید هر دو ولتاژ ورودی از شبیه ساز RE-104 شرکت ABZARAZMA



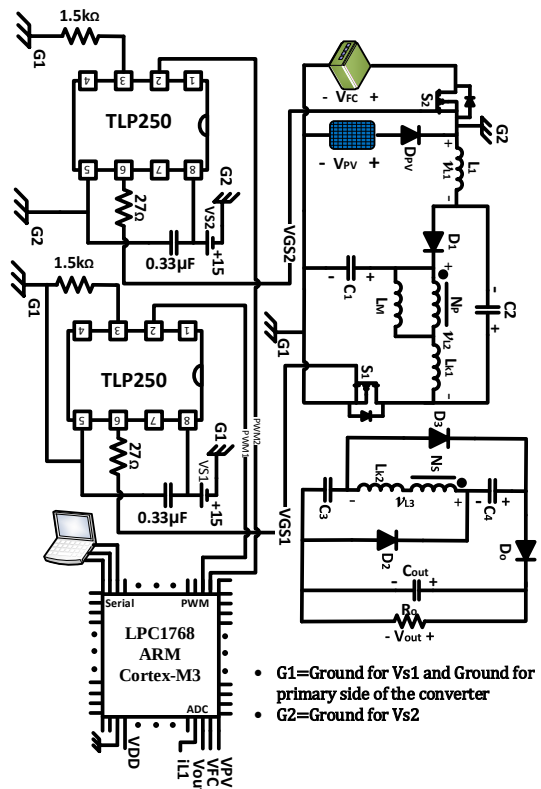
شکل (۱۷): نتایج عملی ولتاژها و جریانهای کلیدی مبدل پیشنهادی: الف) V_{out} , V_{GS1} و V_{GS2} ، ب) i_{D1} , i_{D2} و i_{D3} و ج) i_{LM} ، i_{out} و i_{L1} د) V_{C1} , V_{C2} , V_{C3} و V_{C4}

در شکل (۱۸-الف) قابلیت دفع اغتشاشات در تغییرات ولتاژ ورودی در نتایج عملی بررسی شده است. برای دستیابی به این هدف، ولتاژ ورودی پل خورشیدی به میزان



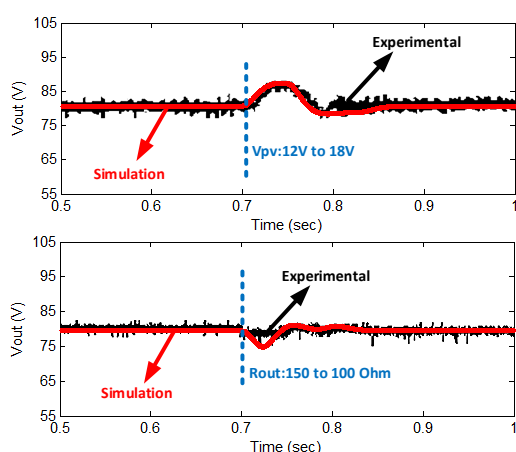
شکل (۱۵): مدار نمونه اولیه ساخته شده

براساس شکل (۱۱) نتایج شبیه سازی در محیط نرم افزار متلب، به ترتیب برابر با $V_{out} = 79V$ ، $I_{L1} = (2.65A, 3.1A)$ و $\Delta i_{L1} = (2.65 - 3.1)/2 = 0.225A$ ، $I_{LM} = (2A, 6A)$ و $\Delta i_{LM} = (6 - 2)/2 = 2A$ هستند.



شکل (۱۶): شماتیک مدار عملی مبدل پیشنهادی و کنترل کننده ارائه شده

در میزان ۷۹ ولت ثابت شود. از شکل (۱۹) می توان نتیجه گرفت نتایج شبیه سازی و عملی به میزان چشمگیری به یکدیگر نزدیک بوده اند و این موضوع بیان می کند ساختار پیشنهادی می تواند در عمل نیز عدم قطعیت های ناشی از تغییرات بار را به خوبی دفع کند.



شکل (۱۹): مقایسه نتایج شبیه سازی و عملی: (الف) دفع اغتشاشات ناشی از تغییرات ولتاژ ورودی پل خورشیدی، (ب) دفع اغتشاشات ناشی از تغییرات بار

۷- مقایسه ساختار پیشنهادی با ساختارهای

مرسوم

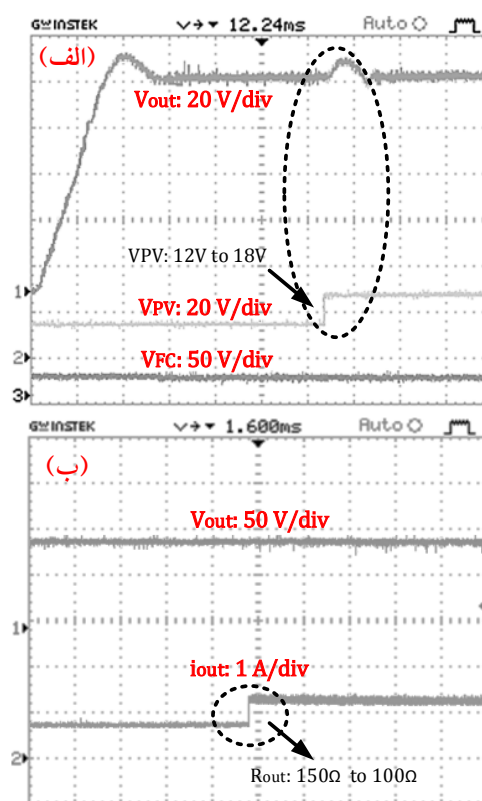
در این قسمت مبدل ارائه شده و کنترل کننده پیشنهادی با سایر ساختارهای مشابه در دو بخش جداگانه مقایسه شده و مزایا و معایب هریک بیان شده اند.

۷-۱- مقایسه مبدل پیشنهادی با سایر مبدل های

مرسوم

در این بخش به منظور نشان دادن برتری ساختار پیشنهادی، مبدل دو ورودی ارائه شده با تعدادی از مبدل های دو ورودی هم رده مقایسه شده است. برای دستیابی به این هدف، ساختارهای موجود در [۱۰، ۱۴ و ۱۹] انتخاب شده اند و مقایسه ای بین پارامترهای مهم از قبیل تعداد قطعات، بهره ولتاژ، رپیل جریان ورودی و بازدهی در قالب جدول (۲) صورت گرفته است. مبدل های موجود در [۱۰، ۱۴] مشابه با مبدل پیشنهادی برای افزایش بهره ولتاژ از سلف تزویج بهره گرفته اند؛ اما در مبدل [۱۹]

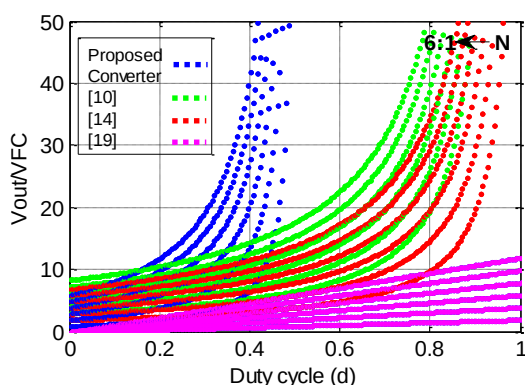
۵۰٪ افزایش داده شده است و نتایج نشان می دهند مبدل پیشنهادی در کنار ساختار کنترلی ارائه شده، اغتشاشات ناشی از تغییرات شدید ورودی را به خوبی کنترل می کند. همچنین، برای نشان دادن مقاوم بودن ساختار پیشنهادی در هنگام تغییر بار، مقاومت بار از ۱۵۰ اهم به ۱۰۰ اهم کاهش یافته و نتیجه آن در شکل (۱۸-ب) نشان داده شده است. از شکل (۱۸-ب) مشخص است ولتاژ خروجی در محدوده میزان مرجع حفظ شده و تنها به میزان کمی دچار تغییرات شده است. این موضوع نیز مقاوم بودن کنترل کننده پیشنهادی در برابر اغتشاشات ناشی از تغییرات بار را در عمل تصدیق می کند.



شکل (۱۸): نتایج عملی دفع اغتشاشات کنترل کننده پیشنهادی در برابر: (الف) تغییرات ولتاژ ورودی پل خورشیدی، (ب) تغییرات بار

با بهره گیری از شکل های (۱۲) و (۱۸)، نتایج شبیه سازی و نتایج عملی در شکل (۱۹) در کنار یکدیگر مقایسه شده اند. با توجه به این شکل مشخص است ولتاژ خروجی در هر دو نتایج عملی و شبیه سازی در اثر تغییر ولتاژ ورودی بعد از مقداری نوسان به خوبی توانسته است

دارد. برای اثبات این موضوع، مقایسه‌ای درباره بازدهی مبدل‌ها در جدول (۲) ارائه شده است. حداکثر بازدهی مبدل پیشنهادی با ولتاژ خروجی $V_o=79V$ در $V_{PV}=12V$ و $V_{FC}=24V$ حدود ۹۶٪ است. بعد از نشان دادن مزیت‌های مبدل پیشنهادی، باید معایب آن نیز بررسی شود. مبدل پیشنهادی و مبدل [۱۹]، به دلیل اینکه ساختاری ایزوله دارند، در مقایسه با مبدل‌های [۱۴، ۱۰]، فاقد زمین مشترک بین ورودی و خروجی‌اند. این عیب در تمامی مبدل‌های ایزوله وجود دارد و در کاربردهایی که به زمین مشترک نیاز است، از مبدل پیشنهادی نمی‌توان استفاده کرد.



شکل (۲۰): مقایسه بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی با تعدادی از مبدل‌های دو ورودی مرسوم در حالت $0 < d_1 < 0.5$ و $d_2 = 1$

از سلف تزویج استفاده نشده است. در شکل (۲۰) بهره ولتاژ مبدل‌های مدنظر در کنار مبدل پیشنهادی ترسیم شده است. براساس این شکل، می‌توان نتیجه گرفت بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی در مقایسه با بهره سایر مبدل‌ها به‌طور چشمگیری بهبود یافته است که این امر در محدوده پایینی از نسبت وظیفه کلید $(0 < d_1 < 0.5)$ به دست آمده است که به کاهش تلفات کلیدزنی و در نتیجه، افزایش بازدهی منجر می‌شود. دلیل این موضوع، ترکیب خازن‌های سوئیچ‌شونده در کنار سلف تزویج و همچنین، خاصیت امپدانسی‌بودن مبدل است. گفتنی است با توجه به عوامل ذکرشده در مبدل پیشنهادی، برای افزایش بهره ولتاژ، به افزایش تعداد دور سیم‌پیچی سلف تزویج نیاز نیست؛ این موضوع باعث کاهش تلفات و کاهش هزینه می‌شود. از لحاظ رپیل جریان ورودی، مبدل پیشنهادی و مبدل [۱۴] به دلیل استفاده سلف ورودی، رپیل‌های جریانی پایین‌تری در مقایسه با سایر مبدل‌ها دارند. این موضوع هم باعث بهبود بازدهی می‌شود و هم تأثیر بسیار مثبتی بر عمر منابع ورودی دارد. از لحاظ تعداد قطعات استفاده‌شده، مجموع خازن‌ها تقریباً با سایر مبدل‌ها برابر است؛ همچنین، تعداد کلیدهای کمتری در مبدل پیشنهادی استفاده شده است. شایان ذکر است تعداد کلیدهای کمتر، به کاهش هزینه، کاهش تلفات، افزایش بازدهی و کاهش پیچیدگی مدار کنترلی ماسفت‌ها منجر می‌شود؛ بنابراین، مبدل پیشنهادی در مقایسه با مبدل‌های مدنظر، عملکرد و بازدهی بهتری

جدول (۲): مقایسه مبدل پیشنهادی با سایر مبدل‌های مرسوم

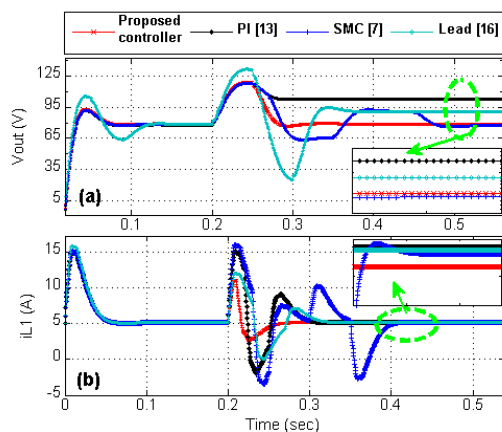
مرجع	ساختار مبدل	بازدهی٪ ($P_{out}=75W$)	بهره ولتاژ (در حالت تک‌ورودی)	استرس روی منابع ورودی	رپیل جریان ورودی	تعداد قطعات سلف تزویج / سلف خازن دیود کلید ترانسفورماتور
[۱۰]	غیرایزوله	۹۳/۳۴٪	$G = \frac{2+N}{1-d}$, $N = \frac{N_2}{N_1}$	زیاد	زیاد	۱ ۰ ۵ ۴ ۳
[۱۴]	غیرایزوله	۹۴/۱٪	$G = \frac{1+N}{1-d}$, $N = \frac{N_2}{N_1}$	متوسط	کم	۱ ۱ ۶ ۵ ۳
[۱۹]	نیمه‌ایزوله	۹۱/۵۳٪	$G = 2dN$, $N = \frac{N_2}{N_1}$	متوسط	متوسط	۱ ۱ ۳ ۱ ۴
مبدل پیشنهادی	نیمه‌ایزوله	۹۶٪	Eq. (24), $0 < d_1 < 0.5$ & $d_2 = 0$	کم	کم	۱ ۱ ۵ ۵ ۲

۷-۲- مقایسه کنترل کننده پیشنهادی با سایر

کنترل کننده های مرسوم

برای مقایسه بین مشخصه های کنترل کننده پیشنهادی با سایر کنترل کننده های مرسوم، جدول (۳) ارائه شده است و برای نشان دادن برتری آن در دفع اغتشاش وارد شده به ورودی های کنترلی سیستم، نتایج شبیه سازی در شکل (۲۱) نمایش داده شده اند. در این شکل، کنترل کننده پیشنهادی در کنار کنترل کننده های PI [۱۳]، جبران ساز خطی پیش فاز [۱۶] و SMC [۷] مقایسه شده است. کنترل کننده پیشنهادی به صورت لحظه به لحظه شاخص های مورد نظر از عملکرد واقعی سیستم کنترلی را با شاخص های مطلوب مقایسه کرده است و براساس اختلاف مشاهده شده بین آن دو، ضرایب کنترلی فیدبک را اصلاح می کند؛ درحالی که سه کنترل کننده مرسوم مدنظر، ضرایب کنترلی ثابت دارند؛ بنابراین، در صورتی که دینامیک سیستم به دلیل اغتشاشات و نویزهای وارد شده دچار تغییر شود، عملکرد سیستم دچار مشکل خواهد شد. برای اثبات این موضوع در لحظه ۰/۲ ثانیه اغتشاش شدیدی به ورودی های کنترلی سیستم وارد شده است. با توجه به شکل (۲۱-الف)، ولتاژ خروجی مبدل پیشنهادی در هنگام استفاده از کنترل کننده پیشنهادی توانسته است این اغتشاش را به خوبی دفع کند و عملکرد مطلوبی را از خود نشان دهد. در کنترل کننده PI و همچنین، جبران ساز خطی پیش فاز، براساس مقادیر درج شده در جدول (۳)، مشخص است سیستم دچار خطای حالت ماندگار شدیدی

شده است که نتیجه نامطلوبی را می تواند به دنبال داشته باشد. همچنین، کنترل کننده SMC در مقایسه با این دو کنترل کننده، خطای حالت ماندگار کمتری داشته است؛ اما حالت گذرا نسبت به کنترل کننده پیشنهادی، زمان نشت بیشتری دارد. با توجه به شکل (۲۱-ب) که نشان دهنده جریان سلف ورودی است، بعد از اغتشاش وارد شده به سیستم، ساختار پیشنهادی در زمان نشت کمتری و همچنین، خطای حالت ماندگار درخور قبولی توانسته است در مقایسه با سه کنترل کننده دیگر اغتشاش را دفع کند. گفتنی است از نقطه نظر پیچیدگی محاسبات، کنترل کننده PI و جبران ساز خطی پیش فاز از فرایند ساده تری نسبت به کنترل کننده پیشنهادی و کنترل کننده SMC بهره می گیرند.



شکل (۲۱): مقایسه کنترل کننده های PI [۱۳]، جبران ساز خطی پیش فاز [۱۶]، SMC [۷] و کنترل کننده پیشنهادی در مبدل دو ورودی ارائه شده، الف) V_{out}/d_1 ، ب) i_{L1}/d_2

جدول (۳): مقایسه مشخصه های کنترل کننده پیشنهادی با سایر کنترل کننده های مرسوم

مرجع	نوع کنترل کننده	خطای ماندگار (ولت/آمپر)	زمان نشست بعد از اغتشاش (ثانیه)	پیشینه فراجش (درصد) ۱۰۰*(۱-مقدار نهایی/پیک))	قابلیت پیچیدگی به روز کردن محاسبات ضرایب کنترلی
به صورت برخط					
		$i_{L1}(s)/d_2(s)$	$v_o(s)/d_1(s)$	$i_{L1}(s)/d_2(s)$	$v_o(s)/d_1(s)$
[۷]	SMC	۵	۰/۴۸	۰/۲۲	۰/۳
[۱۳]	PI	۲۶	۱/۱	۰/۱۳	۰/۰۸
[۱۶]	جبران ساز خطی پیش فاز	۱۵	۰/۷۶	۰/۱۵	۰/۱۵
کنترل کننده پیشنهادی	تطبیقی هوشمند	۰	۰/۰۱	۰/۰۱	۰/۰۵
				۳۹/۲۴	۱۲۰
				متوسط	بله

۸- نتیجه گیری

در این مقاله، یک مبدل دو ورودی نیمه‌ایزوله به همراه سیستم کنترلی هوشمند ارائه شد. مبدل پیشنهادی، ساختاری امیدانسی دارد که به صورت هم‌زمان از روش‌های خازن‌های سوئیچ‌شونده و سلف تزویج بهره گرفته است. این مبدل در مقایسه با سایر مبدل‌های دو ورودی هم‌رده، بهره ولتاژ بالاتر دارد و در برابر ST مقاوم است. همچنین، فقط از دو کلید نیمه‌هادی استفاده می‌کند. در ساختار کنترل‌کننده پیشنهادی از دو لایه بهره گرفته شد. در لایه اول، مبدل ارائه‌شده براساس سیستم‌های چندمتغیره ارزیابی شدند و سپس در لایه دوم، کنترل‌کننده هوشمند تطبیقی با قابلیت سرعت همگرایی بالا در ثابت‌کردن ولتاژ خروجی و دفع اغتشاشات واردشده به سیستم طراحی شد. به‌منظور شبیه‌سازی و بررسی عملکرد ساختار پیشنهادی، از نرم‌افزار متلب استفاده شد و همچنین، برای تأیید نتایج شبیه‌سازی و نشان‌دادن عملکرد مبدل پیشنهادی و ساختار کنترلی ارائه‌شده در عمل، یک نمونه اولیه در محدوده توان ۱۵۰ وات ساخته شد.

مراجع

- system", University of Wollongong, pp. 388-401, 2016.
- [7] P. Bayat, A. Baghrmian, P. Bayat, "Implementation of hybrid electric vehicle energy management system for two input power sources", Journal of Energy Storage, Vol. 17, pp. 423-440, 2018.
- [8] Y. Chen, Y. Liu, S. Lin, "Double-Input PWM DC/DC Converter for High-/Low-Voltage Sources", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 53, No. 5, pp. 1538-1545, 2006.
- [9] F. Kardan, R. Alizadeh, M. R. Banaei, "A new Three Input DC/DC Converter for Hybrid PV/FC/Battery Applications", IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, Vol. 5, No. 4, pp. 1771 – 1778, 2017.
- [10] O. H. Tseng, J. F. Chen, T. J. Liang, H. W. Liang, "A novel high step-up three-port converter", In: PEAC, pp. 21-25, 2014.
- [11] H. Wu, Y. Xing, Y. Xia, K. Sun, "A family of non-isolated three-port converters for stand alone renewable power system", In: IECON, pp. 1030 – 1035, 2011.
- [12] S. Ding, H. Wu, Y. Xing, Y. Fang, X. Ma, "Topology and control of a family of non-isolated three-port DC/DC converters with a bidirectional cell", In: APEC, pp. 1089- 1094, 2013.
- [13] Chen Y., Zhang P., Zou X., Kang Y. Dynamical modelling of the non-isolated single-inductor three-port converter. In: APEC; 2014: 2067 - 2073.
- [14] L. J. Chien, C. C. Chen, J. F. Chen, Y. P. Hsieh, "Novel three-port converter with high-voltage gain", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 29, No. 9, pp. 4693–4703, 2014.
- [15] N. Zhang, D. Sutanto, K. M. Muttaqi, "A review of topologies of three-port DC–DC converters for the integration of renewable energy and energy storage system", Renewable and Sustainable Energy Reviews, Vol. 56, pp. 388–401, 2016.
- [16] Z. Qian, O. A. Rahman, H. Al-Atrash, I. Batarseh, "Modelling and control of three-port DC/DC converter interface for satellite applications", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 25, No. 3, pp. 637–649, 2010.
- [17] R. Parthiban, K. Rajamnal, "Performance investigation of three-port converter for hybrid energy system", In: ICEES, pp. 261 - 266, 2014.
- [18] X. Sun, F. Liu, L. Xiong, B. Wang, "Research on dual buck/boost integrated three-port bidirectional DC/DC converter", In: ITEC Asia-Pacific, pp. 1–6, 2014.
- [19] H. Wu, R. Chen, J. Zhang, Y. Xing, H. Hu, H. Ge, "A family of three-port half-bridge converter for a stand-alone renewable power system", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 26, No. 9, pp. 2697–2706, 2011.
- [20] J. L. Duarte, M. Hendrix, M. G. Simoes, "Three-port bidirectional converter for hybrid fuel cell system", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 22, No. 2, pp. 480–487, 2007.
- [21] F. Peng, "Z-source networks for power conversion", Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp. 1258-1265, 2008.
- [1] M. Sedaghat, A. Siadatan, B. Taheri, "Photovoltaic Systems with Sliding Mode Control for Working in Maximum Power Point", Computational Intelligence in Electrical Engineering, Vol. 9, No. 3, pp. 77-90, 2018.
- [2] A. Salimi, N. Gaffarzadeh, "A new method for controlling the combined system of solar cells and battery connected to a power grid with a predictive controller", Computational Intelligence in Electrical Engineering, Vol. 7, No. 2, pp. 29-44, 2016.
- [3] K. Sun, L. Zhang, Y. Xing, J. M. Guerrero, "A distributed control strategy based on dc bus signaling for modular photovoltaic generation system with battery energy storage", IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 26, No. 10, pp. 3032 - 3045, 2011.
- [4] F. Locment, M. Sechilariu, I. Houssamo, "DC load and batteries control limitations for photovoltaic systems: experimental validation", IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 27, No. 9, pp. 4030 - 4038, 2012.
- [5] Z. Rehman, I. Al-Bahadly, "Mukhopadhyay S. Multiinput DC-DC converters in renewable energy applications-An overview", Renewable Sustainable Energy Rev, Vol. 41, pp. 521-539, 2015.
- [6] N. Zhang, D. Sutanto, K. M. Muttaqi, "A review of topologies of three-port DC-DC converters for the integration of renewable energy and energy storage

- [27] A. khaki-sedigh, B. Moaveni, "Control Configuraion Selection for Multivariable Plants", LNCIS 391, Springer Verlag, 2001.
- [28] H. Bristol, "On a new measure of interaction for multivariable process control", IEEE Trans. Autom. Control, Vol. 11, pp. 133-134, 1966.
- [29] C. Hutchens, W. Yu, J. Lai, "Modeling and Control of Charge-Pumped Reboost Converter for PV applications", IEEE 12th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), 2010.
- [30] Y. Boutalis, D. Theodoridis, T. Kottas, M. A. Christodoulou, "System Identification and Adaptive Control", Springer International Publishing, 2014.
- [31] E. Lavretsky, K. Wise, "Robust and Adaptive Control", Springer-Verlag London, 2013.
- [32] R. Isermann, M. Münchhof, "Identification of Dynamic Systems", Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2011.
- [22] D. Cao and F. Z. Peng, "A family of Z-source and quasi-Z-source dc-dc converters," in Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf., pp. 1093-1101, 2009.
- [23] K. Reddy, N. Sudhakar, "High Voltage Gain Interleaved Boost Converter with Neural Network Based MPPT Controller for Fuel Cell Based Electric Vehicle Applications", IEEE Access, Vol. 6, pp. 3899 – 3908, 2018.
- [24] S. Sigurd, P. Ian, "Multivariable Feedback Control: Analysis and Design", Wiley, 2nd Edition, 2005.
- [25] R. Middlebrook, S. Ćuk, "A general unified approach to modelling switching-converter power stages", Conf Power Electron Specialists USA. 1976;42(6):521-550.
- [26] W. Polivka, P. Chetty, R. Middlebrook, "State-space average modelling of converters with parasitics and storage-time modulation", In Power Electronics Specialists Conference, pp. 119–143, 1980.

¹ Dual-input converter

² Boost

³ Buck

⁴ Buck-Boost

⁵ Ćuk

⁶ Sepic converter

⁷ Zeta converter

⁸ Non-isolated converters

⁹ Partly-isolated converters

¹⁰ Isolated converters

¹¹ Transformator

¹² Duty Cycle

¹³ Sliding mode controller

¹⁴ Invasive weed optimization

¹⁵ Half-bridge

¹⁶ Full-bridge

¹⁷ Ripple

¹⁸ Leakage inductance

¹⁹ Electromagnetic interference

²⁰ Shoot through (ST)

²¹ Impedance network

²² Multivariable system

²³ Adaptive self-tuning controller

²⁴ MATLAB

²⁵ Magnetizing inductance

²⁶ Leakage inductances

²⁷ Coupling coefficient

²⁸ MOSFET

²⁹ Continuous conduction mode

³⁰ Kirchhoff's voltage law

³¹ Voltage-second balance principle

³² Exponentially

³³ Proportionally

³⁴ Online

³⁵ Small-signal modeling method

³⁶ Input-output pairing

- ³⁷ Relative gain array
- ³⁸ Decoupling network
- ³⁹ Adaptive pole placement
- ⁴⁰ Diophantine equation
- ⁴¹ Recursive least squares
- ⁴² Least squares
- ⁴³ Offline
- ⁴⁴ Covariance matrix
- ⁴⁵ Bode diagram
- ⁴⁶ Gain margin
- ⁴⁷ Phase margin
- ⁴⁸ ARM microcontroller
- ⁴⁹ Analog-to-digital converter
- ⁵⁰ Pulse width modulation
- ⁵¹ Photocoupler
- ⁵² TOSHIBA
- ⁵³ Ultrafast
- ⁵⁴ Schottky
- ⁵⁵ Iron powder toroidal core
- ⁵⁶ Ferrite core

