



مقایسه کنترل مبدل بوست سه سطحی مدولار در سامانه‌های انرژی تجدیدپذیر با دو روش: کنترل کننده مدلفزشی غیرمستقیم و کنترل کننده PI

زهرة شهروی^۱، محمد افکار^۲، رقیه گوگ‌ساز قوچانی^{۳*}

۱- کارشناسی ارشد، مهندسی انرژی‌های تجدیدپذیر، دانشکده مهندسی مکانیک و انرژی، دانشگاه شهید بهشتی، تهران، ایران

۲- کارشناسی ارشد، مهندسی انرژی‌های تجدیدپذیر، دانشکده مهندسی مکانیک و انرژی، دانشگاه شهید بهشتی، تهران، ایران

۳- استادیار، مهندسی انرژی‌های تجدیدپذیر، دانشکده مهندسی مکانیک و انرژی، دانشگاه شهید بهشتی، تهران، ایران

* تهران، دانشگاه شهید بهشتی، پردیس شهید عباسپور، دانشکده مهندسی مکانیک و انرژی، گروه مهندسی انرژی‌های تجدیدپذیر، r_gavagsaz@sbu.ac.ir

چکیده

در سامانه‌های انرژی‌های تجدیدپذیر، پیل‌های سوختی و سامانه‌های فتوولتاییک دارای کاربرد زیادی هستند. مبدل‌های DC علاوه بر تغییر ولتاژ نقش به‌سزایی در رفع چالش‌های این منابع به‌عهده دارند. با توجه به ویژگی‌های سامانه‌های تجدیدپذیر، کنترل این مبدل‌ها که دارای رفتار غیرخطی هستند، در عملکرد مناسب سامانه بسیار مهم است. در این مقاله، کنترل یک مبدل مدولار DC مورد بررسی قرار می‌گیرد. این مبدل بر اساس بوست سه‌سطحی بنا شده‌است. این ساختار، علاوه بر افزایش سطح ولتاژ ورودی می‌تواند تعادل ولتاژ DC را در خروجی ایجاد کند. در هر مدول این مبدل، دو خازن وجود دارد و یک خازن میان هر دو مدول مشترک است. نحوه پیاده‌سازی یک کنترل کننده غیر خطی براساس مدلفزشی غیر مستقیم و یک کنترل کننده خطی سنتی PI بیان شده‌است. عملکرد دو کنترل کننده با یکدیگر مقایسه شده‌است. به کمک نرم‌افزار متلب/ سیمولینک، مدار شبیه‌سازی شده است. نتایج و شکل‌موج‌های ساختار مورد مطالعه ارائه داده شده است. نتایج حاصل از شبیه‌سازی، در چند بخش معرفی شده است. یک بخش شامل مقایسه دینامیک‌های توان‌های ورودی است و بخش دیگر ولتاژهای خازن‌ها جهت تعادل ولتاژ است. این بررسی‌ها برای تغییرات توان ورودی، مقدار بار و ولتاژ ورودی انجام شده است. برتری کنترل پیشنهادی نسبت به کنترل کننده سنتی در هر بخش نشان داده شده‌است. در حالت گذرا، کنترل کننده خطی به‌ازای تغییرات توان‌های ورودی، بار و یا ولتاژ ورودی، تعادل ولتاژ خازن‌ها را نمی‌تواند برقرار سازد.

کلیدواژگان: مبدل مدولار، کنترل کننده PI، کنترل کننده مدلفزشی غیرمستقیم، تعادل ولتاژ، سامانه‌های انرژی تجدیدپذیر



Comparison between two controllers for a modular three level boost converter in renewable energy systems; indirect sliding mode and PI

Zohreh Shahrouei¹, Mohammad Afkar², Roghayeh Gavagsaz-Ghoachani^{3*}

1- Department of renewable energies engineering, Faculty of mechanical and energy engineering, Shahid Beheshti university, Tehran, Iran

2- Department of renewable energies engineering, Faculty of mechanical and energy engineering, Shahid Beheshti university, Tehran, Iran

3- Department of renewable energies engineering, Faculty of mechanical and energy engineering, Shahid Beheshti university, Tehran, Iran

* Department of renewable energies engineering, Shahid Beheshti university, Tehran, Iran, r_gavagsaz@sbu.ac.ir

Received: 31 July 2021 Accepted: 10 May 2022

Abstract

Fuel cells and photovoltaic systems have many applications among renewable energy systems. DC converters play an important role in these systems. According to characteristics of renewable systems and nonlinear behaviour of the DC converters, control of them is essential. In this paper, the control of a DC modular converter is investigated. This converter is based on a three-level boost converter. This topology can increase the output voltage level compared to the input voltage level and balance the DC output voltage. There are two capacitors in each module of the converter and a capacitor is shared between two modules. The performance of the indirect sliding mode controller is compared with a classic PI controller. The system is simulated using MATLAB/ Simulink software. The simulation results are presented in several scenarios. The dynamics of the input powers and the voltage balance are studied. These tests are performed under changes in the input power, the resistance load and the input voltage. It is obvious that the proposed controller has good performance during operating point changes. The superiority of the proposed controller over the classic controller is shown for all tests. In transient mode, the linear controller is unable to balance capacitor voltages by changing the input power, input voltage and load.

Keywords: Modular converter, PI controller, Indirect sliding mode controller, DC voltage balance, Renewable energy system

به حرکت روی سطح حالت لغزشی در زمان محدود. به محض ورود ساختار به سطح حالت لغزشی، ساختار کنترل شده به حالت ثابت طراحی شده می‌رسد [۱۵].

در این مقاله، کنترل مبدل پیشنهادی [۱۶]، مورد مطالعه قرار گرفته شده است (شکل ۱). به دلیل افزایش سطح ولتاژ خروجی نسبت به ولتاژ ورودی، این مبدل را مبدل بوست یا افزایشی می‌نامند. مبدل بوست سه سطحی، در حالت‌های مختلف، در دوسر کلیدها سه سطح ولتاژ متفاوت را می‌تواند تولید کند. به همین دلیل، این مبدل سه‌سطحی نام‌گذاری شده است. این مبدل، یک ساختار دومدوله است که به راحتی قابلیت افزایش به تعداد بالاتر مدول‌ها را داراست. دو منبع ولتاژ در هر ورودی در نظر گرفته شده است که می‌تواند نشانگر پیل سوختی یا پنل فتوولتاییک باشد. مبدل پیشنهادی، یک مبدل n مدولار است و بر اساس بوست سه‌سطحی ساخته شده است. از آنجایی که این مبدل دو خازن در خروجی دارد، خازن پایینی از مدول ابتدایی با خازن بالایی مدول بعدی مشترک می‌شود. در این پژوهش، این مبدل برای کاربردهای حمل‌ونقل با فرض پیل سوختی به عنوان منبع ورودی معرفی شده است.

در پیل سوختی، هر سلول با توجه به شرایطی که در آن قرار دارد، به صورت مستقل عمل می‌کند. بنابراین مشکلی می‌تواند بوجود آید که از اهمیت بسیاری برخوردار است. این مشکل، عدم تعادل ولتاژ به وجود آمده ناشی از عدم تولید یکسان سلول‌هاست. عدم تعادل ولتاژ می‌تواند منجر به افزایش تنش در کلیدها و المان‌های قدرت و همچنین کاهش عمر سلول شود.

این پدیده عدم تعادل ولتاژ در سامانه‌های فتوولتاییک نیز وجود دارد. این امر منجر به دور شدن نقطه کار پنل‌ها از نقطه بیشینه توان و در نتیجه افزایش تلفات سامانه می‌شود. هم‌چنین با توجه به نابرابر بودن ولتاژها، می‌تواند منجر به افزایش تنش بر روی اجزای مدار شود [۱۷].

وجود دو خازن در مدار بوست سه‌سطحی، یک راه کار را برای ایجاد تعادل ولتاژ به کمک این ساختار مهیا ساخته است. یک خازن در هر دو مدول به شکل مشترک در نظر گرفته می‌شود (شکل ۱). اگر ولتاژ خازن‌های مدول اول و مدول دوم با هم برابر باشد، در نتیجه، برای تمام ولتاژ خازن‌های خروجی می‌توان تعادل ولتاژ را نتیجه گرفت [۱۵-۱۶].

در [۱۷] مبدل پیشنهادی (مبدل دو مدوله) جهت حل مشکل عدم تولید یکسان منابع و برقراری تعادل ولتاژ در یک سامانه فتوولتاییک و در مبدل پیشنهادی در سیستم فتوولتاییک یا پیل سوختی مورد مطالعه قرار گرفته شده است. در هر دو مقاله کنترل کننده به کار گرفته شده، کنترل کننده مد لغزشی غیرمستقیم است. در هر دو پژوهش، ساختار پیشنهادی توانسته است تعادل ولتاژ برقرار کند. البته در [۱۸] به اهمیت نقش سطوح لغزشی ولتاژ بیشتر پرداخته شده است. در هر دو پژوهش به انجام شبیه‌سازی‌ها اکتفا شده است. در [۱۶] با تمرکز بر مشکلات پیل سوختی، نواحی فرمان‌پذیری مبدل دو مدوله مورد بررسی قرار گرفته است. همچنین اطلاعات به دست آمده از شبیه‌سازی با آزمایش‌های عملی مورد تایید قرار گرفته است.

در [۱۹] چالش عدم تطابق در سامانه فتوولتاییک معرفی شده و راه‌حلی که برای آن پیشنهاد شده است به کارگیری مبدل‌های جداگانه است. مبدل دو مدوله پیشنهادی می‌تواند چالش عدم تطابق را حل کند. مدل‌سازی سیگنال

۱- مقدمه

افزایش گرمای زمین و ذوب شدن یخچال‌های قطبی و افزایش سطح دریاهای تغییر اقلیم‌های آب‌وهوایی، به مرگ‌ومیر جانداران و گیاهان گوناگون، کاهش مواد غذایی، دشوار شدن شرایط زندگی و مهاجرت میلیون‌ها نفر منجر خواهد شد. بنابراین، راه‌کارهایی نیاز است تا گازهای گلخانه‌ای ناشی از مصرف سوخت فسیلی را محدود کرد. برای کاهش گازهای گلخانه‌ای با وجود افزایش جمعیت بشر و به دنبال آن افزایش تقاضا در مصرف انرژی، برای کمک به محیط‌زیست و تضمین آینده کره زمین برای نسل آینده، یکی از راه‌کارها، حرکت به سمت انرژی‌های تجدیدپذیر است. در نتیجه، اهمیت تولید انرژی به کمک انرژی‌های تجدیدپذیر بر کسی پوشیده نیست [۱-۳].

سامانه‌های فتوولتاییک و پیل‌های سوختی، از جمله منابع مهم در این زمینه به شمار می‌روند [۴-۶]. انرژی خورشیدی یکی از منابع اصلی انرژی تجدیدپذیر به حساب می‌آید. این منبع، ارزان و در دسترس همگان است. پیل سوختی نیز یکی از سامانه‌های پرکاربرد در انرژی‌های تجدیدپذیر است. این سامانه به دلیل قابل حمل بودن و کاربرد آن در بحث خودروهای الکتریکی، در دهه‌های گذشته بسیار مورد توجه بوده است. رشد کاربرد پیل سوختی در حمل‌ونقل و اهمیت یافتن آن در سال‌های گذشته در تحقیقات متفاوت نشان داده شده است. هم‌چنین با توجه به اینکه محصول خروجی فرعی پیل سوختی، آب است؛ سامانه‌ای پاک به شمار می‌رود.

مبدل‌های DC به‌ویژه از نوع بوست برای بالا بردن سطح ولتاژ تولیدی این منابع، کاربرد بالایی دارند. مبدل‌های متفاوتی از جمله مبدل‌های بوست سنتی، اینترلیود و سه‌سطحی برای این منظور به کار گرفته شده است [۷-۹].

کنترل این مبدل‌ها امری ضروری است [۱۰-۱۲]. ردیابی پارامترهایی مانند جریان، ولتاژ، توان و سرعت از مقدار مرجع آن‌ها یکی از اهداف هر کنترل کننده است. کنترل کننده‌ها را می‌توان به دو دسته خطی و غیرخطی تقسیم کرد. از پرکاربردترین کنترل کننده‌های خطی می‌توان به PI و PID اشاره کرد. زیرا، به کارگیری این کنترل کننده‌ها آسان است. از جمله کاربردهای کنترل کننده PI می‌توان به کنترل مبدل بوست برای موتورهای dc و یا سامانه‌های خورشیدی اشاره کرد [۱۳-۱۴]. کنترل کننده PI به دلیل دینامیک غیرخطی این مبدل، عملکرد مناسبی را در هنگام تغییر نقطه کار از خود نشان نمی‌دهد [۱۴]. از کنترل کننده‌های غیرخطی می‌توان به کنترل کننده منطق فازی، کنترل کننده پیش‌بین و کنترل کننده مد لغزشی اشاره کرد. کنترل کننده مد لغزشی در برابر عدم قطعیت‌ها و اغتشاشات مقاوم است. یک روش که با ماهیت غیر خطی منابع تغذیه کلیدزنی مطابقت دارد. این روش از نظریه سامانه‌های ساختار متغیر مشتق شده است. این روش کنترل مزایای متعددی نسبت به روش‌های کنترلی دیگر ارائه می‌دهد، که عبارت هستند از، پایداری حتی برای تغییرات بزرگ خطوط و بار، مقاوم بودن، پاسخ دینامیکی خوب و پیاده‌سازی ساده.

سامانه‌های ساختار متغیر سامانه‌هایی هستند که ساختارهای فیزیکی آن در طول زمان با توجه به قانون کنترلی تغییر می‌کند.

کنترل حالت لغزشی از دو مرحله تشکیل شده است، اول، طراحی یک سطح تعادل و دوم، طراحی یک قانون کنترل ناپیوسته برای وادار کردن ساختار



چرخه‌های وظیفه مرتبط با هر یک از این سیگنال‌های فرمان در یک دوره تناوب کلیدزنی معرفی شده‌است. جریان‌های عبوری از سلف‌ها، جریان عبوری از مقاومت بار، ولتاژ دوسر خازن‌ها و جریان عبوری از بار، معرفی شده‌است. پارامترهای کنترلی در بخش‌های بعدی معرفی خواهد شد.

معادلات حاکم بر ساختار به شرح زیر یادآوری می‌شود [۱۹]. با فرض کارکردن مبدل در مد هدایت پیوسته و ایده‌آل بودن کلیدها این روابط نوشته می‌شود.

تغییرات جریان در سلف‌های مدول یک و دو را به کمک قانون ولتاژ کیرشهف می‌توان به شکل روابط (۱) و (۲) بیان کرد:

$$\frac{di_{L1}}{dt} = (-r_1 i_{L1} + V_{i1} - (1 - u_{11})v_{c1} - (1 - u_{12})v_{c12})/L_1 \quad (1)$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = (-r_2 i_{L2} + V_{i2} - (1 - u_{21})v_{c12} - (1 - u_{22})v_{c2})/L_2 \quad (2)$$

تغییرات ولتاژهای هر سه خازن را به کمک قوانین جریان کیرشهف، می‌توان به شکل روابط (۳) تا (۵) نوشت:

$$\frac{dv_{c1}}{dt} = (i_{L1}(1 - u_{11}) - i_{ch})/C_1 \quad (3)$$

$$\frac{dv_{c2}}{dt} = (i_{L2}(1 - u_{22}) - i_{ch})/C_2 \quad (4)$$

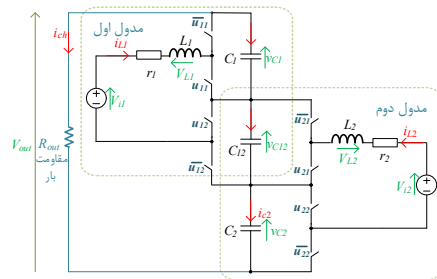
$$\frac{dv_{c12}}{dt} = (i_{L1}(1 - u_{12}) + i_{L2}(1 - u_{21}) - i_{ch})/C_{12} \quad (5)$$

جدول ۱ پارامترهای متفاوت جهت معرفی ساختار

نماد	معرفی
	پارامترهای مبدل
L_1, L_2	سلف‌های مدول اول و دوم
r_2, r_1	مقاومت درونی سلف‌های L_2 و L_1
C_1, C_2, C_{12}	خازن مدول اول، دوم و مشترک بین هر دو مدول
V_{i1}, V_{i2}	ولتاژ منبع مدول اول و دوم
R_{out}	مقاومت بار
T	دوره تناوب کلیدزنی
f, ω_f	فرکانس و فرکانس زاویه‌ای
i_{ref1}, i_{ref2}	جریان‌های مرجع سلف مدول اول و دوم
$P_1, P_2, P_{1ref}, P_{2ref}$	توان ورودی مدول اول و دوم و مرجع آن‌ها
	سیگنال‌های فرمان و چرخه‌های وظیفه
$u_{11}, u_{12}, \bar{u}_{11}, \bar{u}_{12}$	سیگنال‌های فرمان کلیدهای مدول اول
$\bar{u}_{22}, u_{22}, \bar{u}_{21}, u_{21}$	سیگنال‌های فرمان کلیدهای مدول دوم
d_{11}, d_{12}	چرخه‌های وظیفه مدول اول
d_{21}, d_{22}	چرخه‌های وظیفه مدول دوم
	متغیرهای ساختار
i_{L1}, i_{L2}	جریان‌های عبوری از سلف‌های L_1 و L_2
v_{c12}, v_{c2}, v_{c1}	ولتاژ دو سر خازن‌های C_{12} و C_2 ، C_1
i_{ch}	جریان عبوری از مقاومت بار

بزرگ سیستم دومدوله انجام شده است و آنالیزهای بیشتری روی مبدل دو مدوله صورت گرفته‌است. کنترل کننده پیشنهادی در این پژوهش نیز بر اساس مد لغزشی است.

در این پژوهش، کنترل مبدل پیشنهادی [۱۶] برای دو مدول، مورد مطالعه قرار گرفته شده است و برای کنترل آن، کنترل کننده غیرخطی مد لغزشی به کار گرفته شده است. دلیل به کارگیری این کنترل کننده مقاوم بودن، سادگی پیاده‌سازی، بهبود عملکرد سامانه و پاسخ دینامیکی مناسب است. یکی از مهم‌ترین اهداف به کارگیری این کنترل کننده در ساختار، تعادل ولتاژ خازن‌های خروجی است [۱۷]. همچنین، یک کنترل کننده سنتی PI معرفی می‌شود. روابط برای طراحی در حالت بهینه برای این کنترل کننده داده می‌شود.



شکل ۱ ساختار دومدوله مورد مطالعه بر اساس مبدل پوست سه سطحی.

سپس عملکرد هر دو کنترل کننده در دو حالت متفاوت مقایسه می‌شود: دینامیک کنترل کننده‌ها برای تغییرات توان‌های ورودی، ولتاژهای خازن‌ها و تغییر ولتاژ ورودی. اهمیت کنترل کننده در ساختار مورد مطالعه در برقراری تعادل ولتاژ است. کنترل کننده پیشنهادی شامل دو بخش کنترل جریان و ولتاژ است. دینامیک این دو کنترل کننده از یکدیگر جدا شده است. کنترل کننده جریان برای کنترل جریان‌های عبوری هر مدول در نظر گرفته شده است. دو کنترل کننده ولتاژ جهت ایجاد تعادل در ولتاژهای خازن‌های خروجی به کار گرفته شده است. هر چهار کنترل کننده بر اساس مد لغزشی بنا نهاده شده است.

ساختار این مقاله، پس از بیان مقدمه به این شرح است: در بخش دوم، ساختار مورد مطالعه نشان داده شده است. روابط حاکم برای مبدل و کنترل کننده بر اساس مد لغزشی غیر مستقیم، یادآوری شده است. در بخش سوم، روابط لازم برای طراحی یک کنترل کننده PI با بیان جزئیات داده شده است. در بخش چهارم، نتایج مقایسه این دو کنترل کننده حاصل از شبیه‌سازی داده شده است. در انتها نتیجه‌گیری بیان شده است.

۲- تعریف مسئله

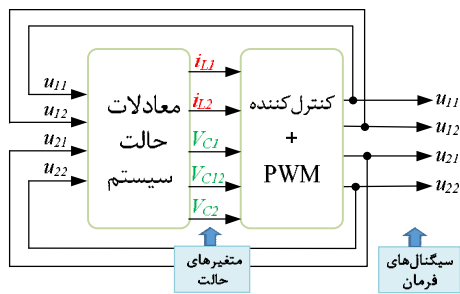
در این بخش، معادلات حاکم بر ساختار برای مبدل مورد مطالعه و همچنین کنترل کننده مد لغزشی غیر مستقیم معرفی می‌شود.

۲-۱- ساختار مبدل دومدوله

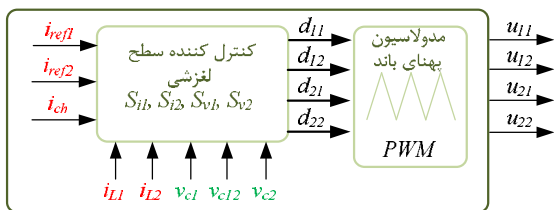
ساختار مبدل مورد مطالعه در شکل ۱ در بخش مقدمه، نشان داده شد. برای معرفی جزئیات بیشتر، در جدول ۱ پارامترهای متفاوت به کار گرفته شده در این مبدل آورده شده است. المان‌های فیزیکی مبدل شامل سلف‌ها و مقاومت داخلی‌شان، سه خازن خروجی، مقاومت بار موازی شده با این خازن‌ها و دو منبع ولتاژ در ورودی مبدل هستند. سیگنال‌های فرمان کلیدها بیان شده است. سیگنال‌های مکمل \bar{u} به مفهوم عملکرد معکوس سیگنال کلیدزنی u هستند.



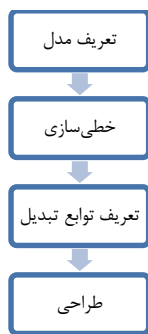
فصلنامه علمی انرژی‌های تجدیدپذیر و نو



شکل ۲ نحوه ارتباط میدل و کنترل کننده.



شکل ۳ بلوک دیاگرام کنترل کننده ساختار مورد مطالعه [۱۸].



شکل ۴ مراحل متفاوت برای طراحی کنترل کننده.

۳- کنترل کننده PI

در این بخش، مراحل متفاوت برای طراحی کنترل کننده PI برای میدل مورد مطالعه شرح داده خواهد شد. این بخش شامل زیر بخش‌های متفاوتی است. در ابتدا، مدل متوسط به کمک تعیین متغیرهای حالت و چرخه‌های وظیفه داده می‌شود. سپس، خطی‌سازی صورت می‌گیرد. جهت طراحی کنترل کننده توابع تبدیل تعریف می‌شوند. چهار تابع تبدیل معرفی خواهد شد. دو تابع تبدیل برای جریان و دو تابع برای ولتاژ. در گام بعدی، توابع تبدیل جهت طراحی کنترل کننده به کار گرفته می‌شوند. بهره‌های تناسبی و انتگرالی برای جریان‌ها و ولتاژها در تابع تبدیل کنترل کننده PI تعریف می‌شوند. این مراحل در شکل ۴ نشان داده شده است.

گام اول - تعریف مدل

مدل متوسط ساختار را می‌توان به شکل رابطه (۶) بر اساس تابعی از متغیرهای حالت و چرخه‌های وظیفه بیان کرد:

$$\frac{dx}{dt} = f(x, d) \quad (6)$$

که در این رابطه $d = [d_{11} \ d_{22} \ d_{12} \ d_{21}]^t$ است. نقطه تعادل (x_0, d_0) است که در این نقطه، تغییر متغیرهای حالت صفر است و در نتیجه می‌توان داشت:

$$f(x_0, d_0) = 0 \quad (7)$$

ولتاژ دو سر بار	v_{out}
پارامترهای کنترل کننده مدل‌گزشی غیر مستقیم	
جریان	$K_{i1}, K_{i2}, \lambda_{i1}, \lambda_{i2}$
ولتاژ	$K_{v1}, K_{v2}, \lambda_{v1}, \lambda_{v2}$
پارامترهای کنترل کننده PI	
جریان	$K_{pi1}, K_{pi2}, K_{i1}, K_{i2}$
ولتاژ	$K_{pv1}, K_{pv2}, K_{i1}, K_{i2}$

۲-۲- کنترل کننده بر اساس مدل لغزشی غیرمستقیم

ساختار مورد مطالعه شامل معادله‌های حاکم بر ساختار و کنترل کننده است. این بخش‌ها در شکل ۲ نشان داده شده‌اند. نحوه ارتباط این بخش‌ها به این صورت است که پارامترهای حالت از معادله‌های دیفرانسیلی حاکم بر ساختار محاسبه می‌شود. سپس به کمک آن‌ها و با توجه به مقادیر مرجع و پارامترهای کنترلی، کنترل کننده مقدار چرخه‌های وظیفه را محاسبه می‌کند. مقدار چرخه‌وظیفه به کمک مدولاسیون پهنای باند (PWM)، به سیگنال فرمان کلیدزنی تبدیل می‌شود.

هدف از به کارگیری کنترل کننده در ساختار پیشنهادی، کنترل جریان سلف‌ها و هم‌چنین برابر بودن ولتاژ هر سه خازن است. در نتیجه چهار سطح لغزش تعریف شده‌است: دو سطح لغزش برای جریان و دو سطح لغزش برای ولتاژ (شکل ۳). سطوح لغزش برای جریان سلف‌ها به صورت S_{i1} و S_{i2} نام‌گذاری شده‌اند. سطوح لغزش برای ولتاژ با نام‌های S_{v1} و S_{v2} معرفی شده‌اند. این سطوح تعریف شده در جدول ۲ نشان داده شده‌اند. قوانین کنترلی نیز در جدول ۳ آمده است.

به کمک روابط بیان شده در جدول ۲ و جدول ۳، هم‌چنین روابط حاکم بر ساختار (۱) تا (۵)، می‌توان چهار چرخه‌وظیفه d_{11} ، d_{12} ، d_{21} و d_{22} را به دست آورد. لازم به ذکر است که برای این امر، جهت مدل‌سازی، به جای سیگنال‌های فرمان تعریف شده در روابط حاکم بر ساختار چرخه‌وظیفه جایگزین می‌شود. بررسی این کنترل کننده مدل‌گزشی غیر مستقیم در [۱۸] داده شده است. هدف از این مقاله، پیاده‌سازی یک کنترل کننده سنتی و مقایسه عملکرد دو کنترل کننده است. در بخش بعدی، طراحی کنترل کننده PI به طور کامل مورد بررسی و تحلیل قرار خواهد گرفت.

جدول ۲ سطوح لغزشی تعریف شده برای جریان و ولتاژ

رابطه	سطح لغزشی
$S_{i1} = i_{L1} - i_{ref1} + K_{i1} \int (i_{L1} - i_{ref1}) dt$	جریان
$S_{i2} = i_{L2} - i_{ref2} + K_{i2} \int (i_{L2} - i_{ref2}) dt$	
$S_{v1} = V_{c12} - V_{c1} + K_{v1} \int (V_{c12} - V_{c1}) dt$	ولتاژ
$S_{v2} = V_{c12} - V_{c2} + K_{v2} \int (V_{c12} - V_{c2}) dt$	

جدول ۳ قوانین کنترلی برای مدل‌گزشی غیر مستقیم

رابطه	قوانین کنترلی
$\dot{S}_{i1} = -\lambda_{i1} S_{i1}$	جریان
$\dot{S}_{i2} = -\lambda_{i2} S_{i2}$	
$\dot{S}_{v1} = -\lambda_{v1} S_{v1}$	ولتاژ
$\dot{S}_{v2} = -\lambda_{v2} S_{v2}$	



گام سوم - تعریف توابع تبدیل ساختار

جهت طراحی کنترل‌کننده، در ابتدا باید توابع تبدیل تعیین شود. برای تعریف توابع تبدیل ابتدا، با توجه به ماتریس B ماتریس $B1$ تا $B4$ را می‌توان به صورت رابطه (۱۶) تعریف کرد:

$$\begin{aligned} B1 &= \begin{bmatrix} \frac{x_3}{L_1} & 0 & -\frac{x_1}{C_1} & 0 & 0 \end{bmatrix}^t \\ B2 &= \begin{bmatrix} 0 & \frac{x_4}{L_2} & 0 & -\frac{x_2}{C_2} & 0 \end{bmatrix}^t \\ B3 &= \begin{bmatrix} \frac{x_5}{L_1} & 0 & 0 & 0 & -\frac{x_1}{C_{12}} \end{bmatrix}^t \\ B4 &= \begin{bmatrix} 0 & \frac{x_5}{L_2} & 0 & 0 & -\frac{x_2}{C_{12}} \end{bmatrix}^t \end{aligned} \quad (16)$$

سپس، با توجه به هدف کنترل‌کننده، ماتریس‌های $C1$ ، $C2$ ، $C12$ و $C21$ در رابطه (۱۷) نشان داده شده‌است.

$$\begin{cases} \Delta i_{L1} = C1 \Delta x; & C1 = [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0] \\ \Delta i_{L2} = C2 \Delta x; & C2 = [0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0] \\ \Delta v_{C1} = C12 \Delta x; & C12 = [0 \ 0 \ -1 \ 0 \ 1] \\ \Delta v_{C2} = C21 \Delta x; & C21 = [0 \ 0 \ 0 \ -1 \ 1] \end{cases} \quad (17)$$

که در آن، $\Delta v_{C2} = v_{c12} - v_{c2}$ و $\Delta v_{C1} = v_{c12} - v_{c1}$ است. در نتیجه، چهار تابع تبدیل ساختار به شرح زیر تعیین می‌شوند: برای جریان سلف مدول اول i_{L1} می‌توان نوشت:

$$FT_{i_{L1}d_{11}} = C1 \text{inv}(sI - A) B1 \quad (18)$$

که در آن s عملگر تبدیل لاپلاس است.

تغییرات دیگر پارامترها صفر در نظر گرفته می‌شود به عبارت دیگر، اثر کوپلینگ صرفنظر می‌شود.

برای جریان سلف مدول دوم i_{L2} می‌توان نوشت:

$$FT_{i_{L2}d_{22}} = C2 \text{inv}(sI - A) B2 \quad (19)$$

برای ولتاژ $v_{c12} - v_{c1}$ می‌توان بیان کرد:

$$FT_{v_{c12}-v_{c1}d_{12}} = C12 \text{inv}(sI - A) B3 \quad (20)$$

برای ولتاژ $v_{c12} - v_{c2}$ می‌توان بیان کرد:

$$FT_{v_{c12}-v_{c2}d_{21}} = C21 \text{inv}(sI - A) B4 \quad (21)$$

به این ترتیب به کمک این روابط و با داشتن ماتریس‌های مربوط، چهار تابع تبدیل به دست آمده است.

گام چهارم - طراحی

توابع تبدیل حلقه باز جهت طراحی کنترل‌کننده PI می‌تواند به کار گرفته شوند. کنترل‌کننده PI را به این صورت می‌توان تعریف کرد:

$$FT_{PI(s)} = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (22)$$

که در آن برای جریان:

K_{pi1} بهره تناسبی جریان سلف مدول اول i_{L1} است و K_{pi2} بهره تناسبی جریان سلف مدول دوم است.

K_{i1} بهره انتگرالی جریان سلف مدول اول i_{L1} است و K_{i2} بهره انتگرالی جریان سلف مدول دوم است.

و برای ولتاژ:

K_{pv1} بهره تناسبی ولتاژ $v_{c12} - v_{c1}$ است و K_{pv2} بهره تناسبی ولتاژ $v_{c12} - v_{c2}$ است.

K_{i1} بهره انتگرالی ولتاژ $v_{c12} - v_{c1}$ است و K_{i2} بهره انتگرالی ولتاژ $v_{c12} - v_{c2}$ است.

یادآوری می‌شود مانند قبل، جهت مدل‌سازی، به جای سیگنال‌های فرمان تعریف‌شده در روابط حاکم بر ساختار ((۱)) تا ((۵))، چرخه‌های وظیفه مربوط جایگزین می‌شود. در نتیجه، برای جریان‌ها می‌توان داشت:

$$\frac{dx_1}{dt} = (-r_1 x_1 + V_{i1} - (1 - d_{11})x_3 - (1 - d_{12})x_5)/L_1 \quad (8)$$

$$\frac{dx_2}{dt} = (-r_2 x_2 + V_{i2} - (1 - d_{21})x_5 - (1 - d_{22})x_4)/L_2 \quad (9)$$

و برای ولتاژها می‌توان نوشت:

$$\frac{dx_3}{dt} = (x_1(1 - d_{11}) - i_{ch})/C_1 \quad (10)$$

$$\frac{dx_4}{dt} = (x_2(1 - d_{22}) - i_{ch})/C_2 \quad (11)$$

$$\frac{dx_5}{dt} = (x_1(1 - d_{12}) + x_2(1 - d_{21}) - i_{ch})/C_{12} \quad (12)$$

در آن $i_{ch} = (x_3 + x_4 + x_5)/R_{out}$ است.

گام دوم - خطی‌سازی ساختار

ساختار خطی‌سازی‌شده را می‌توان به صورت رابطه (۱۳) نوشت:

$$\frac{d}{dt}(\Delta x) = A \Delta x + B \Delta d \quad (13)$$

که در آن ماتریس A را می‌توان در حول نقطه تعادل ساختار یعنی (x_0, d_0) به کمک رابطه $A = \text{jacobian}(f, x)$ به دست آورد. در نتیجه به کمک روابط حاکم بر ساختار، این ماتریس به صورت رابطه (۱۴) بیان می‌شود:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{r_1}{L_1} & 0 & \frac{d_{11}-1}{L_1} & 0 & \frac{d_{12}-1}{L_1} \\ 0 & -\frac{r_2}{L_2} & 0 & \frac{d_{22}-1}{L_2} & \frac{d_{21}-1}{L_2} \\ \frac{1-d_{11}}{C_1} & 0 & -\frac{1}{C_1 R} & -\frac{1}{C_1 R} & -\frac{1}{C_1 R} \\ 0 & \frac{1-d_{22}}{C_2} & -\frac{1}{C_2 R} & -\frac{1}{C_2 R} & -\frac{1}{C_2 R} \\ \frac{1-d_{12}}{C_{12}} & \frac{1-d_{21}}{C_{12}} & -\frac{1}{C_{12} R} & -\frac{1}{C_{12} R} & -\frac{1}{C_{12} R} \end{bmatrix}_{d=d_0} \quad (14)$$

که در آن $d_0 = [d_{110} \ d_{220} \ d_{120} \ d_{210}]$

به طریق مشابه، ماتریس B را می‌توان در حول نقطه تعادل ساختار یعنی (x_0, d_0) به کمک رابطه $B = \text{jacobian}(f, d)$ به دست آورد. در نتیجه به کمک روابط حاکم بر ساختار این ماتریس به صورت رابطه (۱۵) بیان می‌شود:

$$B = \begin{bmatrix} \frac{x_3}{L_1} & 0 & \frac{x_5}{L_1} & 0 \\ 0 & \frac{x_4}{L_2} & 0 & \frac{x_5}{L_2} \\ -\frac{x_1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{x_2}{C_2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{x_1}{C_{12}} & -\frac{x_2}{C_{12}} \end{bmatrix} \quad (15)$$



رفتار ساختار کنترل شده برای سه تغییر به شرح زیر مورد بررسی قرار گرفته است:

(الف) در زمان $t1 = 0.04 s$ مقدار توان مرجع مدول اول از ۵۰ وات به ۱۰۰ وات تغییر می کند و مقدار توان مرجع مدول دوم ۵۰ وات است و تغییر نمی کند. (ب) در زمان $t2 = 0.1 s$ مقدار توان مرجع مدول اول در ۱۰۰ وات باقی می ماند و مقدار توان مرجع مدول دوم از ۵۰ وات به ۱۰۰ وات تغییر می یابد. (پ) در زمان $t3 = 0.14 s$ مقدار توان مرجع مدول اول و مدول دوم در ۱۰۰ وات باقی می ماند و مقدار مقاومت بار نصف می شود.

شکل موج های ولتاژ هر سه خازن برای هر دو کنترل کننده در شکل ۵ و شکل ۶، نشان داده شده است. مشاهده می شود که برای کنترل کننده PI در حالت گذرا وقتی توان های ورودی مدول ها یا مقاومت بار تغییر کرده، تعادل ولتاژ از دست رفته است. برای وضوح بیشتر بزرگنمایی شکل موج های ولتاژ خازن ها برای هر دو کنترل کننده در شکل ۷، شکل ۸ و شکل ۹ داده شده است. چرخه های وظیفه کنترل کننده مدلزشی و کنترل کننده PI به ترتیب در شکل ۱۰ و شکل ۱۱ نمایش داده شده است. همان طور که در قبل اشاره شد، مشاهده می شود که در کنترل کننده مدلزشی با توجه به وجود روابط پیچیده تر برای محاسبه چرخه وظیفه و همچنین نیاز به اطلاعات بیشتر سیگنال ها، تغییرات چرخه وظیفه نسبت به کنترل کننده سنتی PI بیشتر است. برای پیاده سازی کنترل کننده مدلزشی نیاز به پردازش و محاسبه روابط چرخه وظیفه است که روابطی پیچیده تر نسبت به کنترل کننده کلاسیک PI را دارد. در آزمایش عملی این کار در نرم افزار MATLAB/Simulink انجام می شود و تبادل سیگنال ها توسط دستگاه dSpace می تواند صورت بگیرد. در بهترین حالت، جهت پاسخ سریع به یک پردازنده قوی نیاز است. اما کنترل کننده PI می تواند به صورت دو آپامپ پیاده سازی شود که از نظر هزینه، ارزان تر از کنترل کننده مدلزشی است.

با توجه به اینکه ولتاژ بار با فرض برقراری تعادل ولتاژ dc خروجی برابر با یک سوم ولتاژ خازن ها است، پس شکل موج ولتاژ بار مشخص است. از سوی دیگر، چون بار مقاومتی در نظر گرفته شده است رفتار جریان بار نیز مشخص است.

جدول ۴ مقادیر پارامترهای ساختار

پارامتر	مقدار
L_1, L_2	0.9 mH
r_2, r_1	0.3 Ω
C_2, C_{12}, C_1	100 μF
V_{i2}, V_{i1}	12 V
R_{out}	24 Ω
f	10 kHz
i_{ref1}, i_{ref2}	$\frac{75}{V_{i1}} = 6.25 A$

جدول ۵ مقادیر پارامترهای کنترل کننده PI

بهره تناسبی	بهره انتگرالی	جریان
$K_{p11} = K_{p12} = 0.2243$	$K_{i11} = K_{i12} = 1088$	
$K_{p_{v1}} = K_{p_{v2}} = 0.009114$	$K_{i_{v1}} = K_{i_{v2}} = 2.75$	ولتاژ

تابع تبدیل حلقه باز برای جریان سلف مدول اول i_{L1} را می توان به این صورت بیان کرد:

$$FTOL_{i1} i_{1ref} = FT_{i1d11} \left(K_{p_{i1}} + \frac{K_{i_{i1}}}{s} \right) \quad (23)$$

تابع تبدیل حلقه باز برای جریان سلف مدول دوم i_{L2} را می توان به این صورت بیان کرد:

$$FTOL_{i2} i_{2ref} = FT_{i2d22} \left(K_{p_{i2}} + \frac{K_{i_{i2}}}{s} \right) \quad (24)$$

تابع تبدیل حلقه باز برای ولتاژ $v_{c1} - v_{c12}$ را می توان به این صورت بیان کرد:

$$FTOL_{\Delta V_{c1}} \Delta V_{c1ref} = -FT_{vc12vc1d12} \left(K_{p_{v1}} + \frac{K_{i_{v1}}}{s} \right) \quad (25)$$

تابع تبدیل حلقه باز برای ولتاژ $v_{c2} - v_{c12}$ را می توان به این صورت بیان کرد:

$$FTOL_{\Delta V_{c2}} \Delta V_{c2ref} = -FT_{vc12vc2d21} \left(K_{p_{v2}} + \frac{K_{i_{v2}}}{s} \right) \quad (26)$$

حال می توان کنترل کننده را با عملکرد بهینه طراحی کرد. جعبه ابزار pidTuner در نرم افزار متلب جهت تعیین ضرایب PI برای داشتن بهترین عملکرد به کار گرفته شد. پارامترهای به کار گرفته شده برای ساختار در جدول ۴ نشان داده شده است. به طور معمول، در تعیین ضرایب کنترل کننده جهت اطمینان از کمترین فرجهش و زمان نشست بهره فاز $PM=45^\circ$ در نظر گرفته می شود.

به کمک توابع تبدیل به دست آمده در روابط (۲۳) و (۲۴) و تعیین بهره فاز و پهنای باندی برابر یک دهم $\omega_f = 2\pi f$ ، یعنی $\omega_i = \frac{\omega_f}{10} = 6283 \text{ rad/s}$ ، ضرایب نشان داده شده برای جریان در جدول ۵ به دست می آید. به طریق مشابه، به کمک توابع تبدیل محاسبه شده در روابط (۲۵) و (۲۶) و بهره فاز ۴۵ درجه و پهنای باندی برابر یک دهم ω_i یعنی $\omega_v = \frac{\omega_i}{10} = 628 \text{ rad/s}$ ، ضرایب نشان داده شده برای ولتاژ در جدول ۵ به دست می آید. لازم به ذکر است که پایداری حلقه کنترل توسط دیاگرام بود^۱ و نمودار نایکوئیست^۲ قابل بررسی است. ولی چون این موضوع، هدف در این مقاله نبوده است این نتایج آورده نشده است.

۴- مطالعه مقایسه ای

در این بخش، عملکرد دو کنترل کننده مورد بررسی و مقایسه قرار می گیرد. پارامترهای کنترلی کنترل کننده مدلزشی غیرمستقیم برابر $k_{ij} = \lambda_i = 1250 \text{ rad/s}$ و $k_{vj} = \lambda_v = 250 \text{ rad/s}$ انتخاب شده است. به کمک نرم افزار سیمولینک متلب، مدل به همراه کنترل کننده ها شبیه سازی شده است. در مقاله [۱۹] ساختار پیشنهادی در بکارگیری پنل های خورشیدی و داده های واقعی پنل مدل STS-105 M-B4U به کار گرفته شده است. در به کارگیری پنل واقعی کنترل کننده بر اساس مدلزشی غیرمستقیم به خوبی توانسته است عمل تعادل ولتاژ را انجام دهد. در این مقاله با توجه به اینکه مقایسه دو عملکرد کنترل کننده مورد نظر بوده است، جهت سادگی پنل فتولتاییک و پیل سوختی با منبع ولتاژ مدل شده است.

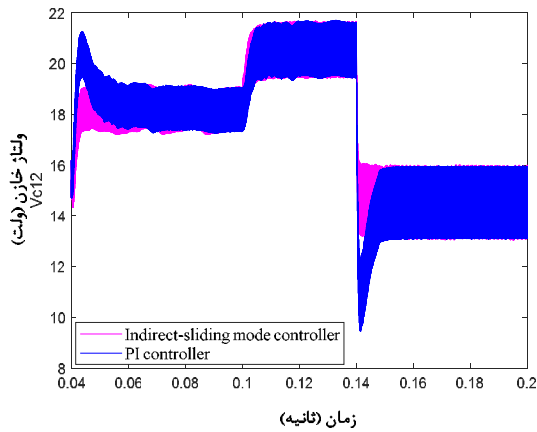
۴-۱- تعادل ولتاژهای خازن ها

رفتار تعادل ولتاژ خازنی برای هر دو کنترل کننده مدلزشی غیر مستقیم و PI مورد مقایسه قرار می گیرد.

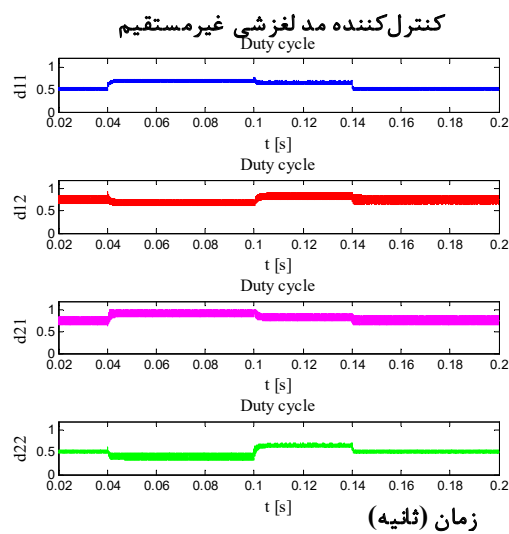
2.Nyquist

1.Bode diagram



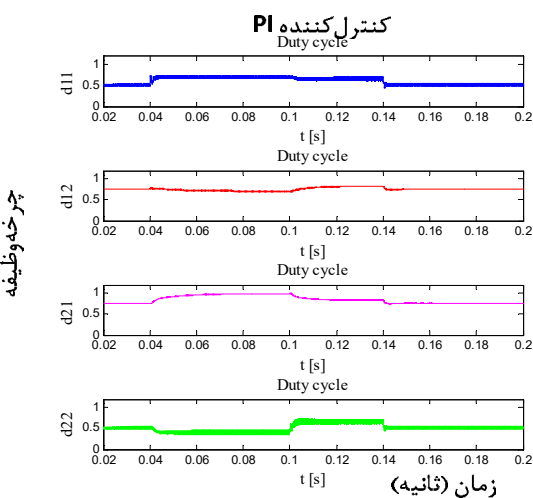


شکل ۹ شکل موج ولتاژ خازن مشترک برای دو کنترل کننده.



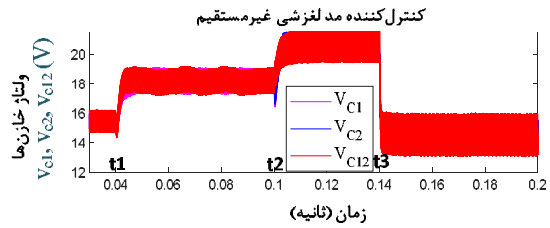
چرخه وظیفه

شکل ۱۰ شکل موج‌های چرخه‌های وظیفه برای کنترل کننده مد لغزشی غیرمستقیم.

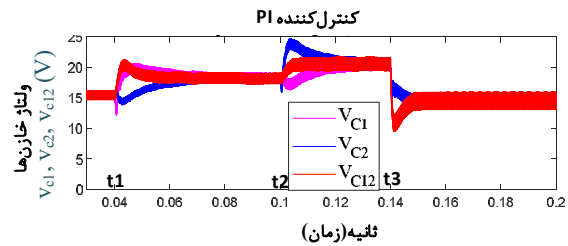


چرخه وظیفه

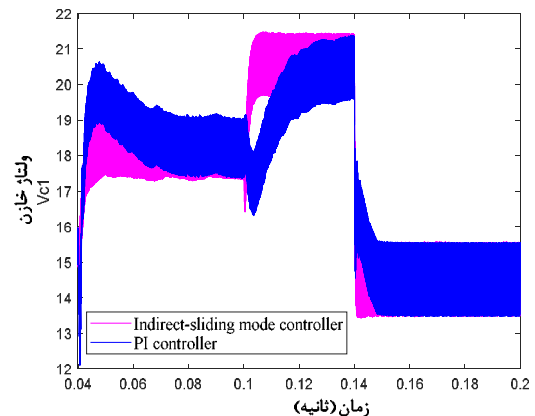
شکل ۱۱ شکل موج‌های چرخه‌های وظیفه برای کنترل کننده PI.



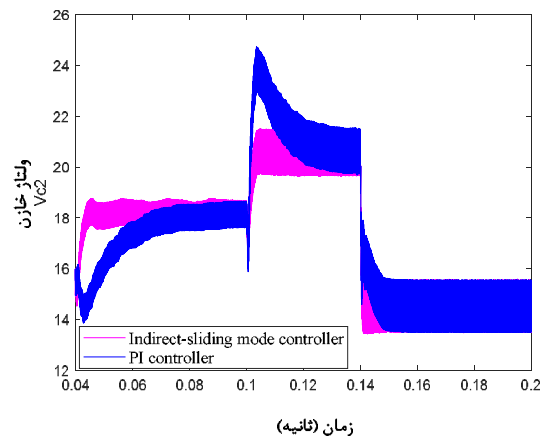
شکل ۵ شکل موج‌های ولتاژهای خازن‌ها برای تغییر مقدار مرجع مدول اول (در زمان ۰/۰۴ ثانیه)، تغییر مقدار مرجع مدول دوم (در زمان ۰/۱ ثانیه) و تغییر بار (در زمان ۰/۱۴ ثانیه) برای کنترل کننده مد لغزشی غیرمستقیم.



شکل ۶ شکل موج‌های ولتاژهای خازن‌ها برای تغییر مقدار مرجع مدول اول (در زمان ۰/۰۴ ثانیه)، تغییر مقدار مرجع مدول دوم (در زمان ۰/۱ ثانیه) و تغییر بار (در زمان ۰/۱۴ ثانیه) برای کنترل کننده PI.



شکل ۷ شکل موج ولتاژ خازن اول برای دو کنترل کننده.

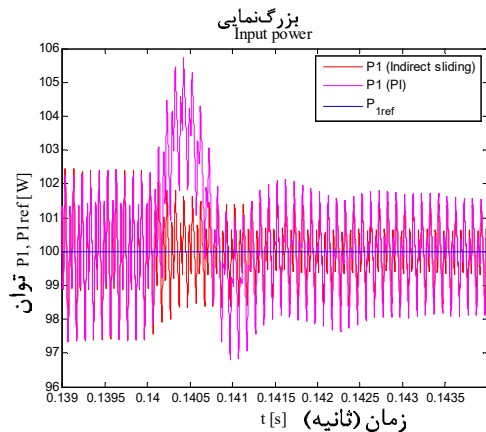


شکل ۸ شکل موج ولتاژ خازن دوم برای دو کنترل کننده.

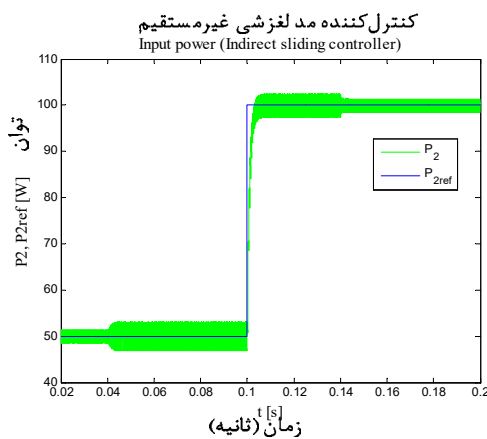


۲-۴- دینامیک توان‌های ورودی

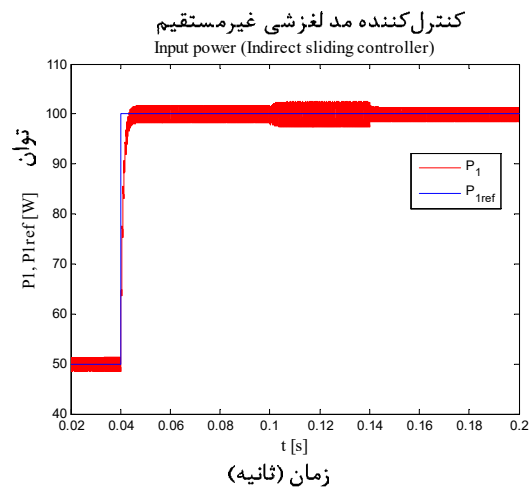
در این بخش، دینامیک توان‌های ورودی مورد بررسی قرار می‌گیرد. در این حالت، مشابه حالت قبل، تغییرات برای مرجع توان ورودی هر دو مدول و مقاومت بار داده شده است. شکل ۱۲، شکل موج توان ورودی مدول اول و مقدار مرجع آن را برای کنترل کننده مدلغزشی غیر مستقیم نشان می‌دهد. شکل ۱۳، شکل موج توان ورودی مدول اول و مقدار مرجع آن را برای کنترل کننده PI نشان می‌دهد. شکل ۱۴، بزرگ‌نمایی شکل موج توان ورودی مدول اول و مقدار مرجع آن را برای دو کنترل کننده مدلغزشی غیرمستقیم و PI در زمان تغییر بار ورودی را نشان می‌دهد. به طور مشابه، شکل ۱۵، شکل ۱۶ و شکل ۱۷ به ترتیب، شکل موج توان ورودی مدول دوم و مقدار مرجع آن را برای کنترل کننده مدلغزشی غیرمستقیم، برای کنترل کننده PI و بزرگ‌نمایی برای هر دو کنترل کننده را نشان می‌دهد. با توجه به نتایج مشاهده شده، مانند حالت قبل، کنترل کننده مدلغزشی غیرمستقیم عملکرد بهتری را نسبت به کنترل کننده PI از خود نشان می‌دهد.



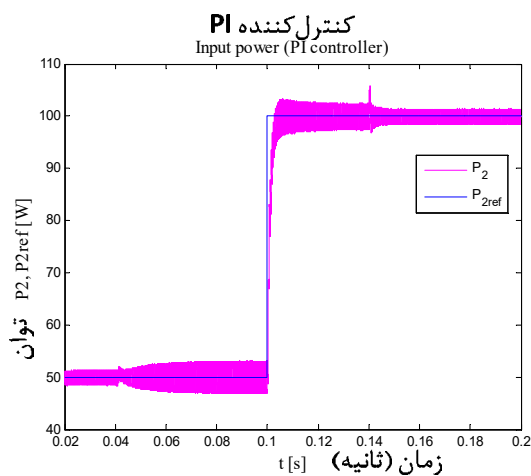
شکل ۱۴ بزرگ‌نمایی شکل موج‌های توان ورودی مدول اول و مقدار مرجع آن برای تغییر بار (در زمان ۰/۱۴ ثانیه) برای دو کنترل کننده مدلغزشی غیرمستقیم و PI.



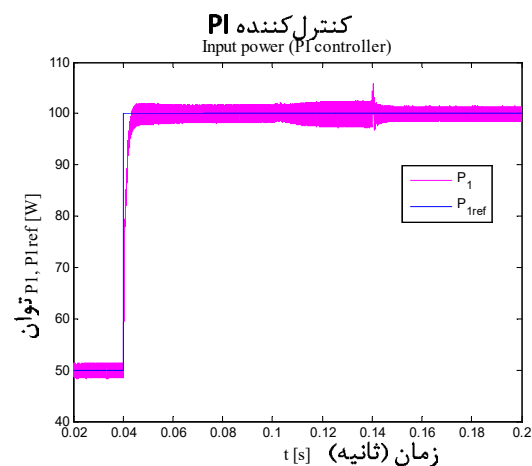
شکل ۱۵ شکل موج‌های توان ورودی مدول دوم و مقدار مرجع آن برای تغییر مقدار مرجع توان مدول اول (در زمان ۰/۰۴ ثانیه)، تغییر مقدار مرجع توان مدول دوم (در زمان ۰/۱ ثانیه) و تغییر بار (در زمان ۰/۱۴ ثانیه) برای کنترل کننده مدلغزشی غیرمستقیم.



شکل ۱۲ شکل موج‌های توان ورودی مدول اول و مقدار مرجع آن برای تغییر مقدار مرجع توان مدول اول (در زمان ۰/۰۴ ثانیه)، تغییر مقدار مرجع توان مدول دوم (در زمان ۰/۱ ثانیه) و تغییر بار (در زمان ۰/۱۴ ثانیه) برای کنترل کننده مدلغزشی غیرمستقیم.

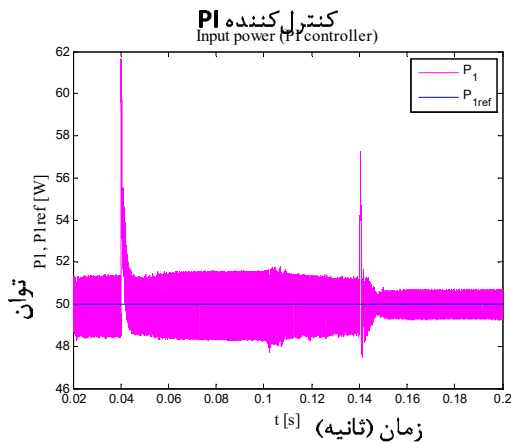


شکل ۱۶ شکل موج‌های توان ورودی مدول دوم و مقدار مرجع آن برای تغییر مقدار مرجع توان مدول اول (در زمان ۰/۰۴ ثانیه)، تغییر مقدار مرجع توان مدول دوم (در زمان ۰/۱ ثانیه) و تغییر بار (در زمان ۰/۱۴ ثانیه) برای کنترل کننده PI.

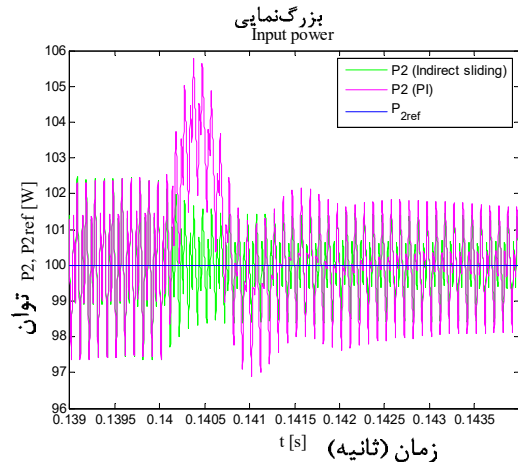


شکل ۱۳ شکل موج‌های توان ورودی مدول اول و مقدار مرجع آن برای تغییر مقدار مرجع توان مدول اول (در زمان ۰/۰۴ ثانیه)، تغییر مقدار مرجع توان مدول دوم (در زمان ۰/۱ ثانیه) و تغییر بار (در زمان ۰/۱۴ ثانیه) برای کنترل کننده PI.





شکل ۱۹ شکل موج‌های توان ورودی مدول اول و مقدار مرجع آن برای تغییر مقدار ولتاژ ورودی مدول اول (در زمان ۰/۰۴ ثانیه)، تغییر مقدار ولتاژ ورودی مدول دوم (در زمان ۰/۱ ثانیه) و تغییر بار (در زمان ۰/۱۴ ثانیه) برای کنترل کننده PI.



شکل ۱۷ بزرگ‌نمایی شکل موج‌های توان ورودی مدول دوم و مقدار مرجع آن برای تغییر بار (در زمان ۰/۱۴ ثانیه) برای دو کنترل کننده مد لغزشی غیرمستقیم و PI.

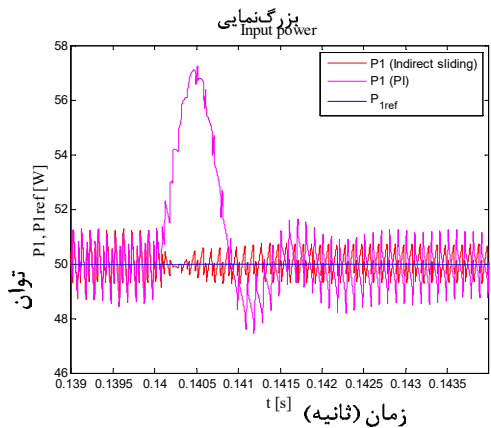
۳-۴- تغییرات ولتاژ ورودی

در این بخش، تعادل ولتاژ خازن‌ها و همچنین دینامیک توان‌های ورودی در برابر تغییرات ورودی برای هر دو کنترل کننده مورد بررسی قرار می‌گیرد.

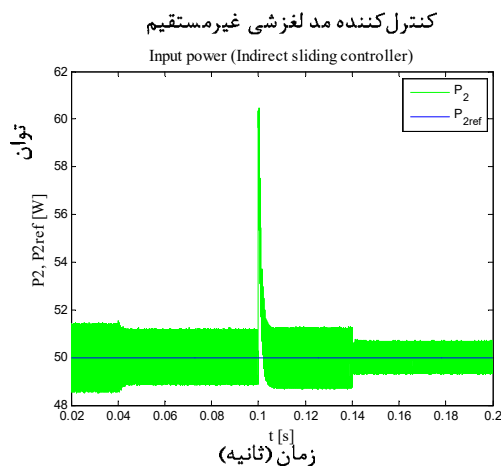
برای حفظ نظم، زمان‌های اعمال پله مانند دو حالت قبل انتخاب شده است و همچنین تغییر بار نیز در پله سوم انجام شده است. مقدار مرجع توان برای هر دو مدول ۵۰ وات در نظر گرفته شده است. در زمان ۰/۰۴ ثانیه مقدار ولتاژ ورودی مدول اول از V_{i1} به $1/2$ برابر مقدار نامی‌اش تغییر می‌کند. تغییر مقدار ولتاژ ورودی مدول دوم در زمان ۰/۱ ثانیه انجام می‌پذیرد. تغییر مانند مدول اول در نظر گرفته شده است. یعنی مقدار ولتاژ ورودی مدول دوم از V_{i2} به $1/2$ برابر مقدار نامی‌اش تغییر می‌کند. مانند بخش‌های قبل، تغییر بار در زمان ۰/۱۴ ثانیه از مقدار نامی آن به نصف آن صورت می‌گیرد.

شکل موج‌های توان‌های ورودی هر دو مدول و ولتاژهای خازن‌های خروجی برای دو کنترل کننده در شکل ۱۸ تا شکل ۲۴ ارائه شده است.

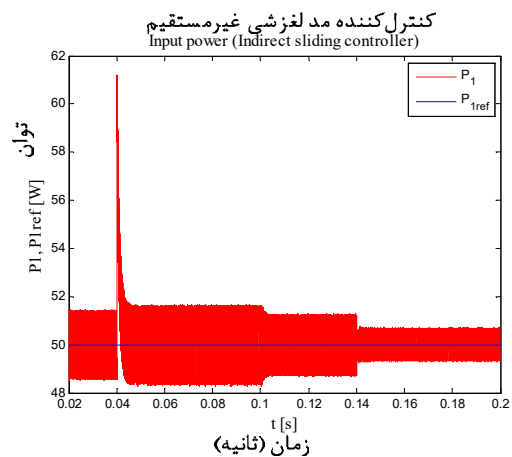
با توجه به نتایج ارائه شده در این شکل‌ها، یک بار دیگر در سناریوی تغییر ولتاژ ورودی، کنترل کننده مد لغزشی غیرمستقیم عملکرد بهتری را نسبت به کنترل کننده PI از خود نشان می‌دهد.



شکل ۲۰ بزرگ‌نمایی شکل موج‌های توان ورودی مدول اول و مقدار مرجع آن برای تغییر بار (در زمان ۰/۱۴ ثانیه) برای دو کنترل کننده مد لغزشی غیرمستقیم و PI.



شکل ۲۱ شکل موج‌های توان ورودی مدول دوم و مقدار مرجع آن برای تغییر مقدار ولتاژ ورودی مدول اول (در زمان ۰/۰۴ ثانیه)، تغییر مقدار ولتاژ ورودی مدول دوم (در زمان ۰/۱ ثانیه) و تغییر بار (در زمان ۰/۱۴ ثانیه) برای کنترل کننده مد لغزشی غیرمستقیم.



شکل ۱۸ شکل موج‌های توان ورودی مدول اول و مقدار مرجع آن برای تغییر مقدار ولتاژ ورودی مدول اول (در زمان ۰/۰۴ ثانیه)، تغییر مقدار ولتاژ ورودی مدول دوم (در زمان ۰/۱ ثانیه) و تغییر بار (در زمان ۰/۱۴ ثانیه) برای کنترل کننده مد لغزشی غیرمستقیم.



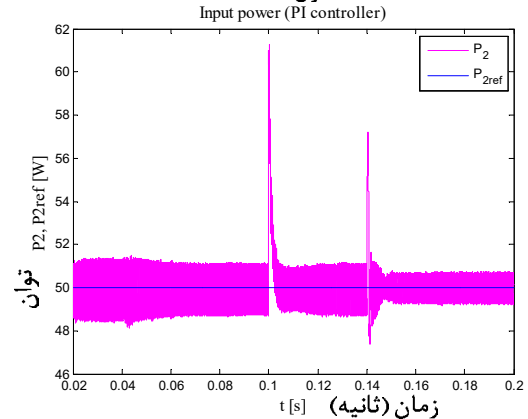
۵- نتیجه‌گیری

عملکرد دو کنترل‌کننده غیرخطی و خطی برای یک مبدل دومدوله مورد بررسی قرار گرفت. کنترل‌کننده سنتی PI برای این مبدل مدولار طراحی شد به‌گونه‌ای که حالت بهینه را از خود نشان دهد. نتایج عملکرد این کنترل‌کننده با یک کنترل‌کننده غیرخطی که در پژوهش‌های قبلی پیشنهاد شده بود، مقایسه شد. این کنترل‌کننده بر اساس مدل‌غزشی غیرمستقیم، برای کنترل جریان و تعادل ولتاژهای خروجی به‌کار گرفته شده بود. نتایج مشاهده شده از شبیه‌سازی عملکرد بهتر کنترل‌کننده غیرخطی را برای ایجاد تعادل ولتاژ به‌خوبی نشان داد. در حالت گذرا وقتی مقادیر مرجع توان‌های ورودی مدول‌ها، ولتاژ ورودی هر مدول و یا مقدار بار تغییر پیدا می‌کند، کنترل‌کننده PI قادر به ایجاد تعادل ولتاژ خازن‌ها نیست. هم‌چنین در بررسی دینامیک توان‌های ورودی هر دو مدول، کنترل‌کننده مدل‌غزشی غیرمستقیم عملکرد بهتری را داراست.

۶- مراجع

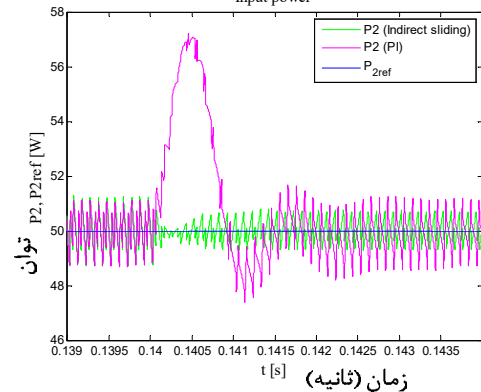
- [1] S. Wang, G. Geng, J. Ma, Q. Jiang, H. Huang, and B. Lou, Operational bottleneck identification based energy storage investment requirement analysis for renewable energy integration, *IEEE Trans. Sustain. Energy*, Vol. 12, No. 1, pp. 92–102, 2021.
- [2] C. Salvadores and J. Francisco, *Shadowing effect on the performance in solar PV-cells*, MSc Thesis, University of Gavel, 2015.
- [3] F. S. Fabiani Appavou, Adam Brown, Bärbel Epp, Duncan Gibb, Bozhil Kondev, Angus McCrone, Hannah E. Murdock, Evan Musolino, Lea Ranalder, Janet L. Sawin, Kristin Seyboth, Jonathan Skeen, *REN21*, Global Status Report, 2019.
- [4] M. Bahrami, R. Gavagsaz-Ghoachani, M. Zandi, M. Phattanasak, Gaël Maranzana, B. Nahid-Mobarakeh, S. Pierfederici, and F. Meibody-Tabar, Hybrid maximum power point tracking algorithm with improved dynamic performance, *Renewable Energy*, Vol. 130, pp. 982–991, 2019.
- [5] A. G. Olabi, T. Wilberforce, and M. A. Abdelkareem, Fuel cell application in the automotive industry and future perspective, *Energy*, Vol. 214, pp. 118955, 2021.
- [6] *The Fuel Cell Industry Review*, Annual Report, pp. 1–50, 2018.
- [7] M. Meraj, M. S. Bhaskar, B. P. Reddy, and A. Iqbal, Non-Isolated DC-DC Power Converter with High Gain and Inverting Capability, *IEEE Access*, Vol. 9, pp. 62084–62092, 2021.
- [8] M. B. and P. D. H. Sartipizadeh, F. Harirchi, Robust Model Predictive Control of DC-DC Floating Interleaved Boost Converter With Multiple Uncertainties, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 36, No. 2, pp. 1403-1412, 2021.
- [9] T. W. Hariyadi and A. Adriansyah, Comparison of DC-DC Converters Boost Type in Optimizing the Use of Solar Panels, *2nd International Conference Broadband Communication Wireless Sensors Powering*, pp. 189–194, 2020.
- [10] F. Deng, Y. Lü, C. Liu, Q. Heng, Q. Yu and J. Zhao, Overview on submodule topologies, modeling, modulation, control schemes, fault diagnosis, and tolerant control strategies of modular multilevel converters, *Chinese Journal of Electrical Engineering*, pp. 1-21, 2021.
- [11] Z. Di Wang *et al.*, A Coordination Control Strategy of Voltage-Source-Converter-Based MTDC for Offshore Wind Farms, *IEEE Transaction on Industrial Application*, Vol. 51, No. 4, pp. 2743–2752, 2015.
- [12] Y. Yin *et al.*, Advanced Control Strategies for DC-DC Buck Converters with Parametric Uncertainties via Experimental Evaluation, *IEEE Transaction on Circuits Systems I: Regular Paper*, Vol. 67, No. 12, pp. 5257–5267, 2020.
- [13] R. Nagarajan, R. Yuvaraj, V. Hemalatha, S. Logapriya, A. Mekala, and S. Priyanga, Implementation of PV - Based Boost Converter Using PI Controller with PSO Algorithm, *International Journal Of Engineering And Computer Science*, No. 3, pp. 20479-20484, 2017.
- [14] A. T. Alexandridis and G. C. Konstantopoulos, Modified PI speed controllers for series-excited dc motors fed by dc/dc boost converters, *Control Engineering Practice*, Vol. 23, No. 1, pp. 14–21, 2014.
- [15] H. Li and X. Ye, Sliding-mode PID control of DC-DC converter, *5th*

کنترل‌کننده PI



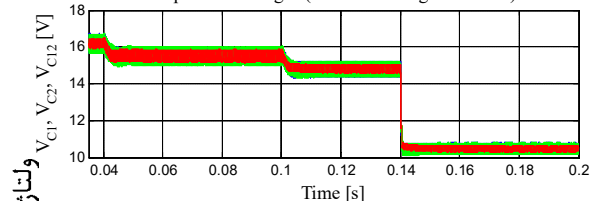
شکل ۲۲ شکل‌موج‌های توان ورودی مدول دوم و مقدار مرجع آن برای تغییر مقدار ولتاژ ورودی مدول اول (در زمان ۰/۰۴ ثانیه)، تغییر مقدار ولتاژ ورودی مدول دوم (در زمان ۰/۱ ثانیه) و تغییر بار (در زمان ۰/۱۴ ثانیه) برای کنترل‌کننده PI.

بزرگ‌نمایی

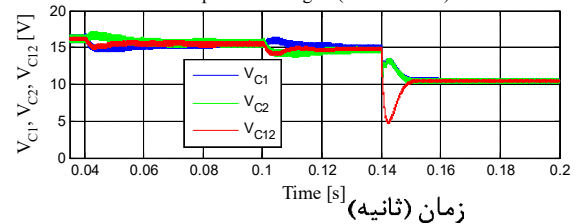


شکل ۲۳ بزرگ‌نمایی شکل‌موج‌های توان ورودی مدول دوم و مقدار مرجع آن برای تغییر بار (در زمان ۰/۱۴ ثانیه) برای دو کنترل‌کننده مدل‌غزشی غیرمستقیم و PI.

Capacitor Voltages (Indirect sliding controller)



Capacitor Voltages (PI controller)



شکل ۲۴ شکل‌موج‌های ولتاژهای سه خازن برای تغییر مقدار ولتاژ ورودی مدول اول (در زمان ۰/۰۴ ثانیه)، تغییر مقدار ولتاژ ورودی مدول دوم (در زمان ۰/۱ ثانیه) و تغییر بار (در زمان ۰/۱۴ ثانیه) برای دو کنترل‌کننده مدل‌غزشی غیرمستقیم و PI.

- IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, pp. 230–734, 2010.
- [16] M. Afkar, G. Ghochani, M. Phattanasak, A. Siangsanoh, J. P. Martin, and S. Pierfederici, A Modular DC-DC Converter Topology Based on A Three-Level DC-DC Converter for Distributed Fuel Cell Architecture, *IEEE Energy Conversion and Congress Exposition*, pp. 4747–4753, 2019.
- [17] M. Afkar, M. Jebraeilzadeh, R. Gavagsaz-Ghoachani, M. Phattanasak, and S. Pierfederici, A Proposed Configuration Based on Three-Level Boost Converter for Unbalancing Voltage issue in Photovoltaic Systems Operation, *Iranian Conference on Renewable and Energy Distributed Generation*, pp. 5–10, 2019.
- [18] M. Afkar, R. Gavagsaz-Ghoachani, Investigation of performance of an indirect sliding mode controller in a renewable energy system, *8th Iranian conference on renewable energies and distributed generation*, Birjand, Iran, 2019. (in persian)
- [19] M. Afkar, R. Gavagsaz-Ghoachani, M. Phattanasak, J. P. Martin, and S. Pierfederici, Proposed System Based on a Three-Level Boost Converter to Mitigate Voltage Imbalance in Photovoltaic Power Generation Systems, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 37, No. 2, pp. 2264–2282, 2022.

