



Passivity-based Control of a Quadratic Boost Converter

Abdollah Ahmadi¹, Sara Minagar^{2*}, Behrooz Rezaie³, Milad Malekzaheh

¹PhD Candidate, Babol Noshirvani University of Technology, Babol, Iran.

^{2,3}Department of Electrical and Computer Engineering, Babol Noshirvani University of Technology, Babol, Iran.

⁴Dynamic Systems and Simulation Laboratory, Technical University of Crete, Chania, Greece.

ARTICLE INFO

ABSTRACT

Article Type:

Original Research

Received: 07.06.2023

Revised: 02.27.2024

Accepted: 04.05.2024

Keyword:

Classic Converter
Quadratic Boost Converter
Power Converter
Passivity Based Control
Damper

*Corresponding Author:

Sara Minagar

Email: minagar@nit.ac.ir

The quadratic boost converter is a DC-to-DC voltage converter with higher voltage gain compared to the conventional boost converters. This converter is considered as a bilinear class system and there are some challenges to control its output voltage because it is a non-minimum phase system with limited input signal. In this research, a quadratic boost converter was controlled under variable load and input voltage with a passivity-based controller. The basis of this nonlinear controller was applying a damper to the closed-loop system. To improve the performance of the controller and the degree of freedom of design, in addition to adding losses to the closed loop system, its internal connections were also changed so that the controller could stabilize the output voltage. To maintain the output voltage stable under the conditions of input and load changes, an error integrator was used in addition to the proposed controller. Simulation of the quadratic boost converter circuit and the proposed controller was carried out in MATLAB Simulink software and the performance of the proposed controller was compared with a classic PI controller. The simulation results showed that the proposed controller regulates the output voltage while the input voltage and load change is kept stable, leading to a better performance compared to the PI controller.



EXTENDED ABSTRACT

Introduction

In the industrial world, the power electronic converter circuit is one of the most-used ones. To give an example, it is utilized in the result of the solar cell or wind turbine for regulating the output voltage. One of these converters is the boost converter. In these converters, the ratio of input voltage to output voltage is determined by a factor known as the duty cycle. The duty cycle represents the duration of the switch being on compared to the period of one pulse, and its value ranges between zero and one. As the duty cycle approaches one, the voltage gain increases and the output voltage becomes higher relative to the input voltage. Conversely, as it approaches zero, the voltage gain decreases, and the output voltage approaches the input voltage. If a higher output voltage is required compared to the input voltage, it is necessary to have a larger duty cycle, meaning the switch-on time should be longer. However, the structure of the voltage booster converter is such that in this case, the output capacitor discharges more, resulting in a higher output voltage ripple. Additionally, the charging trajectory of the inductor departs from its linear part, which poses challenges in circuit design calculations. Therefore, it is not possible to arbitrarily approach a duty cycle value of one, and there are limitations in choosing the duty cycle. To solve this problem, researchers have proposed various methods. For example, the cascade DC-DC boost converter utilizes two DC-DC boost converters and two switches. The Quadratic Boost Converter (QBC) is another type of converter that has been proposed in a variety of configurations. The converter's dynamic properties are bilinear systems, and the limitation of the control signal and the non-minimum phase of the input compared to its output are among the problems of this converter. Changing the input voltage or changing the current in these converters would change the output voltage, so controlling the output voltage of the quadratic boost converter is also very important. The control of this converter has been explored by many researchers using a range of methods, which include classical linear control methods and also non-linear methods.

This research adopted a passivity-based controller to ensure a stable voltage at the output of the converter. The passivity-based controller is a robust nonlinear controller that is suitable for controlling physical systems. This method was analyzed based on the potential energy of the system. Since the input energy of the system is equal to the sum of the energy stored in the system and the energy losses, the energy stored in the system has a decreasing trend, that is, its derivative has a downward slope. Therefore, to analyze that system model, it is displayed in such a way that each of the stored energy, losses, and input energy are shown separately. To prove the stability of this method, according to the Lyapunov stability law, the Lyapunov energy function is considered as the energy stored in the system, and the applied damper is controlled by the system of the decreasing rate of this energy. The amount of damping added in the closed-loop system as the coefficients of the state functions plays a significant role in the control's performance signal. This method was used to control mechanical, electrical, and electromechanical systems. In this article, a passive controller was used to have a stabilized voltage at the output of the second-order voltage boosting converter. The converter and its controller were designed to convert 10

volts to 40 volts. The first part of this article describes the second-order boost converter. The second section investigates the performance of the passive controller. In the third section, the application of the passive controller in the second-order converter, the design of the control signal and the simulation of the closed loop circuit are presented. In the final section, discussions and conclusions are provided.

Methodology

The basis of this non-linear controller is to apply a damper to the closed loop system, which is changed in order to increase the degree of freedom in the design of the control system in addition to the internal structure damper to maintain the output voltage constant due to the change in the input voltage and the load change or simultaneous change. These two parameters of an integrator were also used. Furthermore, the simulation of the desired converter and controller circuit was carried out in MATLAB software and the performance of the controller was compared with a classical proportional-integral controller. The findings indicated that the proposed controller under the conditions of changing the input voltage and load value maintains the output voltage constant and its performance was more favorable than the classic proportional-integral controller.

Results and discussion

The circuit is simulated in Simulink MATLAB software. The input voltage, load and the reference voltage were changed and their effect on the output voltage evaluated. In Figure 1, performance of the proposed passivity-based controller was compared to the classical proportional-integral controller. When the input voltage changed from 0 to 10 volts, the output voltage smoothly reached 40 volts with the proposed controller. On the other hand, with the PI controller, there was an undershoot and long settling time for the output voltage.

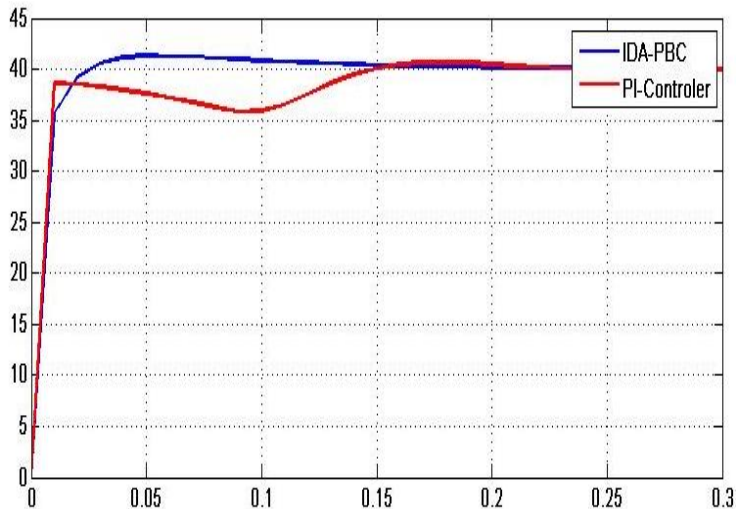


Figure 1. Output waveform of converter with passive and integral proportional controller with 10V input.

Conclusion

In the present research, the quadratic voltage boost converter circuit was investigated with a nonlinear passivity-based controller. According to the simulation results, this controller maintained the output voltage constant with a small overshoot, despite extreme changes in the input voltage or the load. In addition, the settle time of the output voltage was very short when the input voltage and load changed. Compared to the classical proportional-integral controller, the passivity-based controller led to an advantageous response of output voltage when input voltage, load and reference voltage changed. It is recommended that the passive method be combined with the sliding mode control method to obtain a more suitable response because one of the advantages of the sliding mode control is the high response speed, which can lead to favorable results along with the advantages of the passive method.



بررسی مبدل افزایشده ولتاژ مرتبه دو و کنترل آن به روش غیرفعال

عبدالله احمدی^۱، سارا میناگر^{۲*}، بهروز رضایی^۳، میلاد ملک‌زاده^۴

۱- دانشجوی دکترا، دانشگاه صنعتی نوشیروانی بابل، بابل، ایران.

۲- گروه مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی نوشیروانی بابل، بابل، ایران.

۴- آزمایشگاه سیستم‌های دینامیکی و شبیه‌سازی، دانشگاه فنی کرج، چابنا، یونان.

چکیده

اطلاعات مقاله

نوع مقاله: مقاله پژوهشی

دریافت مقاله: ۱۴۰۲/۰۴/۱۵

بازنگری مقاله: ۱۴۰۲/۱۲/۰۸

پذیرش مقاله: ۱۴۰۳/۰۱/۱۷

کلید واژگان:

کنترل‌کننده کلاسیک

کنترل‌کننده مبتنی بر غیرفعال

مبدل قدرت

مبدل ولتاژ مرتبه دو

میراکننده

*نویسنده مسئول: سارا میناگر

پست الکترونیکی:

minagar@nit.ac.ir

مبدل افزایشده ولتاژ مستقیم مرتبه دوم یک بهره بیشتر نسبت به مبدل افزایشده ولتاژ مستقیم رایج می‌باشد. این مبدل در کلاس سیستم‌های دو خطی قرار می‌گیرد و با توجه به این که یک سیستم ناکمینه فاز با سیگنال کنترلی مقید محسوب می‌شود، چالش‌هایی در کنترل ولتاژ خروجی آن وجود دارد. در این مقاله یک مبدل ولتاژ مرتبه دو در شرایط بار و ولتاژ ورودی متغیر با زمان، به وسیله یک کنترل‌کننده غیر فعال کنترل شده است. اساس کار این کنترل‌کننده غیرخطی، اعمال میراکننده به سیستم حلقه بسته است. برای بهبود عملکرد این کنترل‌کننده و درجه آزادی طراحی آن علاوه بر اضافه کردن تلفات به سیستم حلقه بسته، اتصالات داخلی آن نیز تغییر داده می‌شود تا کنترل‌کننده بتواند ولتاژ خروجی را ثابت نگه دارد. برای ثابت ماندن ولتاژ خروجی در شرایط تغییرات ورودی و بار، از انتگرال‌گیر خطا به همراه کنترل‌کننده پیشنهادی استفاده شده است. شبیه‌سازی مدار مبدل و کنترل‌کننده مورد نظر در سیمولینک نرم افزار متلب انجام شده و عملکرد کنترل‌کننده با یک کنترل‌کننده کلاسیک تناسبی-انتگرالی مورد مقایسه قرار گرفته و نشان داده شده است که کنترل‌کننده پیشنهادی در شرایط تغییر ولتاژ ورودی و مقدار بار، ولتاژ خروجی را ثابت نگه می‌دارد و عملکرد آن نسبت به کنترل‌کننده کلاسیک تناسبی-انتگرالی مطلوب‌تر می‌باشد.

مقدمه

امروزه مبدل‌های الکترونیک قدرت یکی از پرکاربردترین مبدل‌ها در صنعت برق و الکترونیک می‌باشند [۱؛ ۲]. یکی از انواع مهم این مبدل‌ها، مبدل افزایشنده ولتاژ مستقیم است که در این پژوهش مورد بررسی قرار گرفته است. از کاربردهای رایج مبدل افزایشنده ولتاژ مستقیم، تنظیم ولتاژ خروجی در سلول خورشیدی می‌باشد. در مبدل‌های افزایشنده ولتاژ مستقیم، ولتاژ خروجی با کنترل زمان وظیفه^۱ تنظیم می‌شود. در این نوع مبدل‌ها رابطه بین ولتاژ ورودی و خروجی به گونه‌ای است که به پارامتری به نام زمان وظیفه بستگی دارد. زمان وظیفه مدت زمان روشن بودن سوئیچ نسبت به زمان تناوب یک پالس است که مقادیر عددی آن بین صفر و یک می‌باشد، به طوری که هرچه مقدار آن به عدد یک نزدیک‌تر شود بهره ولتاژ بیشتر شده و ولتاژ خروجی نسبت به ولتاژ ورودی بیشتر می‌شود و برعکس هرچه زمان وظیفه به عدد صفر نزدیک شود مقدار بهره ولتاژ کمتر شده و ولتاژ خروجی به ولتاژ ورودی نزدیک می‌شود [۳]. اما به اندازه دلخواه نمی‌توان مقدار زمان وظیفه را به عدد یک نزدیک کرد، یعنی در انتخاب زمان وظیفه محدودیت وجود دارد. به عبارتی حداکثر بهره ولتاژ یک مبدل افزایشنده ولتاژ مستقیم محدود است [۴]. لذا جهت افزایش خیلی بیشتر ولتاژ خروجی از مبدل افزایشنده ولتاژ مرتبه دوم^۲ استفاده می‌شود که مدل بهبود یافته مبدل افزایشنده ولتاژ مستقیم معمول است [۵]. دینامیک مبدل افزایشنده ولتاژ مرتبه دوم در کلاس سیستم‌های دو خطی قرار می‌گیرد، از این رو این مبدل یک سیستم ناکمینه‌فاز است [۶] در نتیجه کنترل ولتاژ خروجی مبدل افزایشنده ولتاژ مرتبه دوم از اهمیت به‌سزایی برخوردار است. محققین زیادی جهت کنترل این مبدل از روش‌های مختلف کنترل خطی کلاسیک و همچنین روش‌های غیر خطی استفاده کرده‌اند. در مقاله [۷] برای کنترل ولتاژ خروجی به روش کلاسیک با مدار الکترونیکی، از دو حلقه فیدبک استفاده شده است، حلقه جریان که از جریان ورودی نمونه می‌گیرد و حلقه ولتاژ که از ولتاژ خروجی نمونه‌گیری می‌کند. کنترل‌کننده تناسبی-انتگرالی و تناسبی-انتگرالی-مشتقی از کاربردی‌ترین کنترل‌کننده کلاسیک به دلیل سادگی و هزینه کم در صنعت می‌باشند. اما دیر عمل کردن (کند بودن) و تک ورودی-تک خروجی بودن آن‌ها از نقض‌های عمده این کنترل‌کننده خطی می‌باشد. کنترل‌کننده خطی دیگری که برای غلبه بر مشکلات این کنترلرها استفاده می‌شود، تنظیم‌کننده خطی مرتبه دوم^۳ (LQR) است. از مزایای این کنترل‌کننده چندورودی، چندخروجی بودن آن و همچنین مقاوم بودن در مقایسه با کنترل‌کننده کلاسیک می‌باشد. در مقاله [۸] از روش LQR و LQG برای کنترل مبدل استفاده کرده و مزایا و معایب هر یک را نسبت به هم مورد ارزیابی قرار داده است.

در مقاله [۹] سیگنال کنترلی فقط از ولتاژ خروجی تأمین می‌شود. در واقع از مد ولتاژ برای کنترل ولتاژ خروجی استفاده گردید. برای کم کردن ضعف مد ولتاژ، آن را ترمیم کرده به‌عنوان کنترل‌کننده از آن بهره جست. به این ترتیب همچنان که در شبیه‌سازی نشان داده شده است، در مقایسه با کنترل‌کننده مود ولتاژ چنانچه بار یا ولتاژ ورودی تغییر کند، بالادگی کاهش یافته و زمان نشست نیز خیلی کم شده است. در مقاله [۱۰] سیگنال کنترلی فقط از ولتاژ خروجی تأمین شده است، در واقع از مد ولتاژ برای کنترل ولتاژ خروجی استفاده شده است. جهت کم کردن ضعف مد ولتاژ، آن را ترمیم کرده و به‌عنوان کنترل‌کننده از آن استفاده گردید. در مقاله [۱۱] تلاش بر این بوده است که علاوه بر کنترل سیستم در جهت پایداری حلقه بسته و پاسخ مناسب آن، در حالت گذرا از توان مصرفی مبدل نیز کاسته شود. از آنجا که جریان نمونه‌گیری شده از سیم‌پیچ ورودی در جهت کنترل مبدل و تثبیت ولتاژ خروجی ممکن است ناتوان باشد لذا در مقاله [۱۱] برای حل این مسئله، از جریان سیم‌پیچ خروجی در حلقه فیدبک دوم استفاده شده است. اثر این عمل در تغییر مکان ریشه‌ها با شبیه‌سازی در متلب دیده شده است و همچنین اثر تغییر بار و ولتاژ مرجع بر ولتاژ خروجی مبدل مورد ارزیابی قرار گرفته شده است. در مقاله [۱۲] که به صورت شبیه‌سازی در متلب ارائه شده، تغییرات ولتاژ خروجی را

¹ Duty Cycle² Quadratic Boost Converter³ Linear Quadratic Regulator

به ازای ده درصد تغییر در ولتاژ ورودی و بار مورد بررسی قرار داده است و در نهایت، مقایسه‌ای بین کنترل کننده پیشنهادی و کنترل کننده تناسبی- مشتقی- انتگرالی در شرایط مساوی انجام داده و به پاسخ بسیار بهتری با کنترل کننده مد لغزشی رسیده است. از روش‌های ترکیبی حوزه زمان پیوسته و گسسته نیز برای کنترل این میدل استفاده گردیده است. در مقاله‌ای که در سال ۲۰۲۰ ارائه گردید، به دلیل مشاهده پذیر نبودن میدل در زمان قطع سوئیچ و مشاهده پذیر بودن آن در زمان وصل سوئیچ مشاهده گر دوخطی پیشنهاد گردید و بر اساس پایداری لیاپانوف^۱ ضمن به دست آوردن تابع کنترلی مناسب به اثبات پایداری حلقه بسته پرداخته و همچنین اثر تغییرات بار را روی ولتاژ خروجی بعد از اعمال فیدبک با آزمایش عملی مورد ارزیابی قرار داده است [۱۳]. یکی از ضعف‌های روش کنترل لغزشی وجود وزوز^۲ پس از رسیدن حالت‌ها به سطح لغزش می‌باشد؛ وجود این اثر در سیستم باعث ایجاد تلفات می‌شود که عملاً از بازدهی سیستم کاسته می‌شود. برای حل این مشکل روش‌های مختلفی ارائه گردید که از جمله آن‌ها انتخاب سطح لغزشی مرتبه دو، سطح لغزشی نهایی و سطح لغزشی فرا پیچشی می‌باشد. در مقاله‌ای که در سال ۲۰۱۶ جهت کنترل این میدل ارائه گردید سطح لغزش، سطح فرا پیچشی انتخاب گردید [۱۴]. برای انتخاب سطح لغزش در این روش دو جریان در نظر گرفته شده است، جریان سیم پیچ اول به عنوان جریان اصلی و جریان مرجع نیز که با عبور ولتاژ خروجی از جبران ساز تناسبی- انتگرالی به دست آمده، انتخاب شده است. در این مقاله که به صورت شبیه سازی در متلب نشان داده شده، به ازای تغییر ولتاژ ورودی، زمان نشست مناسبی در ولتاژ خروجی به دست آمده و همچنین ولتاژ خروجی دارای نوسان کمی است [۱۴]. در مقاله [۱۵] برای تثبیت و افزایش ولتاژ خروجی حاصل از ولتاژ ورودی ناشی از سیکل ترکیبی مولد فوتو ولتاییک و انرژی بادی ضمن استفاده از میدل افزایشده ولتاژ مرتبه دو، از کنترل کننده مد لغزشی جهت پایداری و پاسخ گذرای مناسب استفاده گردیده است. از روش‌های ترکیبی حوزه زمان پیوسته و گسسته نیز برای کنترل این میدل استفاده گردیده است. در مقاله پیش رو جهت داشتن ولتاژ تثبیت شده در خروجی میدل افزایشده ولتاژ مرتبه دوم از کنترل کننده غیرفعال^۳ استفاده شده است. طراحی میدل و کنترل کننده آن جهت تبدیل ولتاژ ۱۰ ولت به ولتاژ ۴۰ ولت صورت گرفته است. در بخش دوم به تشریح میدل افزایشده مرتبه دو، در بخش سوم به بررسی عملکرد کنترل کننده غیرفعال^۳ و در بخش چهارم به کاربرد کنترل کننده غیرفعال در میدل مرتبه دوم و طراحی سیگنال کنترلی در بخش پنجم استفاده از انتگرال گیر خطا و در بخش ششم شبیه سازی مدار حلقه بسته در نرم افزار متلب و مقایسه کنترل کننده با کنترل کننده کلاسیک تناسبی- انتگرالی و در نهایت در بخش هفتم به نتیجه گیری پرداخته شده است.

تشریح میدل افزایشده ولتاژ مرتبه دو

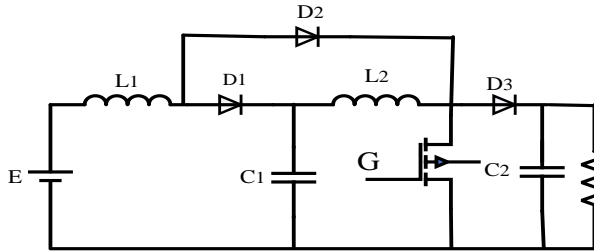
در شکل ۱ میدل افزایشده ولتاژ مرتبه دوم نشان داده شده است که در آن از یک کلید (سوئیچ) جهت قطع و وصل استفاده شده است. در این مدار سیم پیچ L_1 و خازن C_1 به عنوان سیم پیچ و خازن ورودی و سیم پیچ L_2 و خازن C_2 به عنوان سیم پیچ و خازن خروجی در نظر گرفته می‌شوند. سیم پیچ L_1 به همراه خازن C_1 و دیود D_2 به عنوان میدل افزایشده ولتاژ اول، سیم پیچ L_2 به همراه خازن C_2 و دیود D_1 به عنوان میدل افزایشده ولتاژ مرتبه دوم در نظر گرفته می‌شوند. زمانی که کلید وصل یا روشن است دیود D_2 روشن بوده و باعث شارژ سیم پیچ L_1 از طریق مسیر کلید می‌شود، در این حالت دیود D_3 قطع است و خازن C_1 ولتاژ ذخیره شده از مرحله قبل را به صورت انرژی به سیم پیچ خروجی انتقال می‌دهد، در نتیجه در این حالت خازن ورودی به عنوان منبع ولتاژ عمل می‌کند. زمانی که کلید قطع می‌شود، دیود D_2 قطع شده و دیودهای D_1 و D_3 وصل می‌باشند، لذا انرژی ذخیره شده در سیم پیچ خروجی به خازن خروجی و بار انتقال می‌یابد. در میدل افزایشده کلاسیک در زمان قطع سوئیچ فقط یک خازن انرژی خروجی را تأمین می‌کند، درحالی که در

¹ Lyapunov

² Chattering

³ Passivity Based Control

مبدل مرتبه دوم در زمان قطع کلید علاوه بر خازن و سیم پیچ خروجی، خازن و سیم پیچ ورودی نیز به بار انرژی تحویل می دهند و این عمل باعث افزایش بیشتر ولتاژ خروجی می شود. پارامترهای مهم در طراحی این مبدل ها شامل مدارکری، فرکانس کلید و زمان وظیفه می باشد. حال به تشریح مدار افزایشده ولتاژ مرتبه دو شکل ۱ در جهت رسیدن به معادلات حالت در زمان روشن و خاموش بودن کلید و در حالت کلی به معادلات حالت دوخطی آن می پردازیم [۱۶؛ ۱۷].

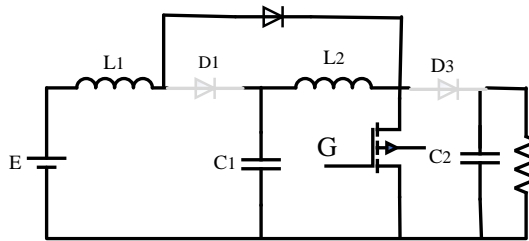


شکل ۱. مدار مبدل افزایشده ولتاژ مستقیم مرتبه دو.

همان طور که در شکل ۲ نشان داده شده است در حالت وصل بودن کلید، دیودهای D_1 و D_3 قطع و دیود D_2 وصل است. اگر جریان سیم پیچ ورودی و خروجی و ولتاژ خازن های ورودی و خروجی به ترتیب به صورت $V_{C_2}, V_{C_1}, i_{L_1}, i_{L_2}$ شد و همچنین ولتاژ ورودی و خروجی نیز به ترتیب برابر V_o, E باشد، خواهیم داشت:

$$\frac{di_{L_1}}{dt} = \frac{E}{L_1}, \quad \frac{di_{L_2}}{dt} = \frac{V_{C_1}}{L_2} \quad (1)$$

$$\frac{dV_{C_1}}{dt} = -\frac{i_{L_2}}{C_1}, \quad \frac{dV_o}{dt} = -\frac{V_o}{R.C_2} \quad (2)$$

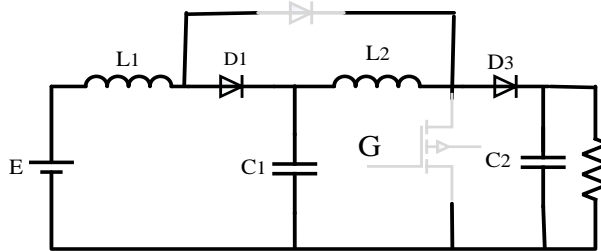


شکل ۲. مدار مبدل در حالت $u=1$.

در حالت قطع بودن سوئیچ، با توجه به شکل ۳ دیودهای D_1 و D_2 وصل و دیود D_3 قطع می باشد [۱۸]، در این صورت معادله فضای حالت آن به صورت زیر می باشد:

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{E}{L_1} - \frac{V_{C1}}{L_1}, \quad \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_{C1}}{L_2} - \frac{V_o}{L_2} \quad (3)$$

$$\frac{dV_{C1}}{dt} = \frac{i_{L1}}{C_2} - \frac{i_{L2}}{C_1}, \quad \frac{dV_o}{dt} = \frac{i_{L2}}{C_2} - \frac{V_o}{R.C_2} \quad (4)$$



شکل ۳. مدار مبدل در حالت $u=0$.

در حالت دوخطی خواهیم داشت:

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{E}{L_1} - (1-u) \frac{V_{C1}}{L_1} \quad (5)$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_{C1}}{L_2} - (1-u) \frac{V_o}{L_2} \quad (6)$$

$$\frac{dV_{C1}}{dt} = (1-u) \frac{i_{L1}}{C_2} - \frac{i_{L2}}{C_1} \quad (7)$$

$$\frac{dV_o}{dt} = (1-u) \frac{i_{L2}}{C_2} - \frac{V_o}{R.C_2} \quad (8)$$

برای به دست آوردن نقطه تعادل به شکل زیر عمل می‌کنیم:

$$0 = \frac{E}{L_1} - (1-u) \frac{V_{C1}}{L_1}, \quad 0 = \frac{V_{C1}}{L_2} - (1-u) \frac{V_o}{L_2} \quad (9)$$

$$0 = (1-u) \frac{i_{L1}}{C_2} - \frac{i_{L2}}{C_1}, \quad 0 = (1-u) \frac{i_{L2}}{C_2} - \frac{V_o}{R.C_2} \quad (10)$$

$V_o = V_{C2}$ ولتاژ خروجی در نقطه تعادل می‌باشد. از هر یک از معادلات فوق در حالت تعادل خواهیم داشت:

$$V_o = V_{C2} = \frac{E}{(1-u)^2} \quad (11)$$

در مدیپوسته، شکل موج ولتاژ کنترلی اعمال شده به کلید، جریان و ولتاژ سیم‌پیچ‌ها نیز به صورت پیوسته می‌باشد.

عملکرد کنترل کننده غیرفعال

کنترل مبتنی بر غیرفعال، وابسته به انرژی سیستم است و طراحی آن بر اساس فیزیک یک سیستم صورت می‌گیرد. یکی از مزایای روش کنترل مبتنی بر غیرفعال این است که حذف المان‌های غیرخطی در سیستم‌ها صورت نمی‌گیرد [۱۹]. سیستمی غیرفعال نامیده می‌شود که انرژی داده شده به آن از انرژی ذخیره شده همواره بزرگتر باشد [۲۰-۲۲]. بر این اساس اگر u ورودی سیستم و y را خروجی سیستم بنامیم و $H(x)$ انرژی ذخیره شده در سیستم باشد چنانچه

$\dot{H} \leq y^T u$ سیستم غیر فعال نامیده می‌شود [۲۳; ۲۴]. این روش کنترلی غیرخطی اولین بار در سال ۱۹۹۹ در مبدل‌ها مورد استفاده قرار گرفت [۲۵]. جهت طراحی ساده‌تر و دستیابی به انرژی مطوب‌تر روش بهبود یافته کنترل کننده غیرفعال پیشنهاد گردید که بر اساس آن کنترلر به گونه‌ای عمل می‌کند که انرژی مطلوب و مناسبی در سیستم به دست آید، این روش که $IDA-PBC$ نامیده می‌شود که بر اساس آن علاوه بر اعمال مقاومت به مدار به‌عنوان اتلاف‌کننده توان، اتصالات داخلی یا ضرایب متغیرهای حالت به صورت دلخواه تغییر داده می‌شود. برای استفاده از این کنترلر ابتدا معادلات حالت سیستم به صورت همیلتونین^۲ نوشته شده و سپس انرژی ذخیره شده در سیستم بررسی می‌شود. معادله (۱۲) معادله کلی همیلتونین یک سیستم را نشان می‌دهد [۲۶; ۲۷].

$$\begin{cases} \dot{x} = ((J(x) - R(x)) \frac{\partial H}{\partial x} + g(x)u + \zeta \\ y = g^T(x) \frac{\partial H(x)}{\partial x} \end{cases} \quad (12)$$

در این رابطه $J(x)$ اتصالات داخلی سیستم را نشان می‌دهد و $R(x)$ نشان‌دهنده تلفات سیستم است که هر دو به صورت ماتریس $n \times n$ می‌باشند که n تعداد متغیرهای حالت سیستم است، ζ به‌عنوان منبع ورودی و $g(x)$ ماتریس ورودی $1 \times n$ و $H(x)$ انرژی ذخیره در سیستم می‌باشد به‌طوری‌که $J(x) = -J(x)^T$ و $R^T(x)R(x) = 0$ و $\zeta \in [E, 0, 0, 0]^T$.

مطابق رابطه (۱۲) انرژی ذخیره شده در سیستم به صورت رابطه (۱۳) خواهد بود:

$$\dot{H} = u^T y - \frac{\partial H^T(x)}{\partial x} R \frac{\partial H(x)}{\partial x} \quad (13)$$

¹ Interconnection And Damping Assignment-Passivity Based Control

² Hamiltonian

رابطه (۱۳) نشان می‌دهد که هر سیستمی به صورت رابطه (۱۲) چنانچه شرایط ذکر شده را داشته باشد همواره پایدار می‌باشد چرا که شرط غیرفعالی را خواهد داشت. انرژی ذخیره شده برای مبدل ولتاژ مرتبه دوم به صورت رابطه (۱۴) بیان می‌شود.

$$H(x) = \frac{1}{2L_1} x_1^2 + \frac{1}{2L_2} x_2^2 + \frac{1}{2C_1} x_3^2 + \frac{1}{2C_2} x_4^2 \quad (14)$$

ایده IDA-PBC این است که برای رسیدن سیستم به انرژی مطلوب لازم است اتصالات داخلی و تلفات سیستم تغییر کند به گونه‌ای که سیگنال کنترلی محاسبه شده علاوه بر پایداری سیستم متغیرهای حالت را به نقطه تعادل دلخواه برساند [۲۸]. انرژی مطلوب برای مبدل ولتاژ مرتبه دو را به صورت رابطه (۱۵) تعریف می‌کنیم.

$$H_d(x) = \frac{1}{2L_1} (x_1 - x_{1d})^2 + \frac{1}{2L_2} (x_2 - x_{2d})^2 + \frac{1}{2C_1} (x_3 - x_{3d})^2 + \frac{1}{2C_2} (x_4 - x_{4d})^2 \quad (15)$$

به طوریکه: $x_d = \operatorname{argmin} H_d(x)$

سیگنال کنترلی $u = \beta(x)$ به گونه‌ای انتخاب می‌شود که فرم کلی معادلات حالت مبدل بعد از اعمال کنترل کننده یعنی در حالت حلقه بسته به صورت رابطه (۱۶) درآید.

$$\dot{x} = (J_d(x) - R_d(x)) \frac{\partial H_d(x)}{\partial x} \quad (16)$$

که در آن:

$$J_d(x) = J(x) + J_a(x), H_d(x) = H(x) + H_a(x), R_d(x) = R(x) + R_a(x)$$

$R_d(x)$ یک ماتریس مثبت معین می‌باشد. مطابق اصل لاسال پارامتر x با داشتن نقطه تعادل x_d به صورت رابطه (۱۷) تعریف می‌شود.

$$\left\{ x \in \mathbb{R}^n \mid \frac{\partial H_d^T(x)}{\partial x} R_d \frac{\partial H_d(x)}{\partial x} = 0 \right\} \quad (17)$$

بنابراین برای سیستم تعریف شده در رابطه (۱۶) خواهیم داشت:

$$\dot{H}_d = -\frac{\partial H_d^T(x)}{\partial x} R_d \frac{\partial H_d(x)}{\partial x} \leq 0 \quad (18)$$

لذا با توجه نبودن ورودی در سیستم حلقه بسته و با توجه به اصل لاسال پایداری سیستم تضمین می‌شود [۲۹-۳۳].

بکارگیری کنترلر IDA-PBC جهت کنترل میدل ولتاژ مرتبه دوم

در این بخش از مقاله کاربرد کنترلر کننده مورد نظر جهت کنترل میدل ولتاژ مرتبه دوم بیان شده و به کمک آن سیگنال کنترلی طراحی می‌شود [۳۴-۳۷]. با فرض $\dot{x} = x - x_d$ ، $1-u = u'$ مطابق معادلات حالت بیان شده در بخش دوم خواهیم داشت:

$$\begin{bmatrix} L_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -u' & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -u' \\ u' & -1 & 0 & 0 \\ 0 & u' & 0 & -\frac{1}{R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & -u' & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -u' \\ u' & 0 & 0 & 0 \\ 0 & u' & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = (J(x) - R(x)) \frac{\partial H(x)}{\partial x} + E$$

که در آن انرژی سیستم به صورت رابطه (۲۰) تعریف می‌شود:

$$H(t) = \frac{1}{2} L_1 x_1^2 + \frac{1}{2} L_2 x_2^2 + \frac{1}{2} C_1 x_3^2 + \frac{1}{2} C_2 x_4^2 \rightarrow H(t) = \frac{1}{2} x^T A x \quad (20)$$

توان سیستم برابر خواهد بود با:

$$\frac{\partial}{\partial t} H(t) = L_1 x_1 \dot{x}_1 + L_2 x_2 \dot{x}_2 + C_1 x_3 \dot{x}_3 + C_2 x_4 \dot{x}_4 \quad (21)$$

$$\frac{\partial}{\partial t} H(t) = \frac{\partial H}{\partial x} \dot{x} = \frac{\partial H}{\partial x} A x$$

$$A = \begin{bmatrix} L_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_2 \end{bmatrix} \quad (22)$$

و همچنین معادله حالت کلی به صورت رابطه (۲۲) خواهد:

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{u'}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -\frac{u'}{L_2} \\ \frac{u'}{C_1} & -1 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{u'}{C_2} & 0 & \frac{-1}{RC_2} \end{bmatrix} \frac{\partial H}{\partial x} + E' \quad (23)$$

با مساوی قراردادن روابط (۱۶) و (۱۹) خواهیم داشت:

$$(J(x) - R(x)) \frac{\partial H(x)}{\partial x} + E = (J_d(x) - R_d(x)) \frac{\partial H_d(x)}{\partial x} \quad (24)$$

$$\frac{\partial H_d}{\partial t} = \frac{\partial H_d}{\partial x} \dot{x} = \frac{\partial H_d}{\partial x} (J_d - R_d) \frac{\partial H_d}{\partial x} = -\frac{\partial H_d}{\partial x} R_d \frac{\partial H_d}{\partial x} \leq 0$$

$$(J_d - R_d) \frac{\partial H_d}{\partial x} = (J + J_a - R + R_a) \frac{\partial H_d}{\partial x} J_d = (J - R) \frac{\partial H_d}{\partial x} + (J_a - R_a) \frac{\partial H_d}{\partial x} \rightarrow \quad (25)$$

$$E = (J - R) \frac{\partial H_a}{\partial x} + (J_a - R_a) \frac{\partial H_d}{\partial x} \quad (26)$$

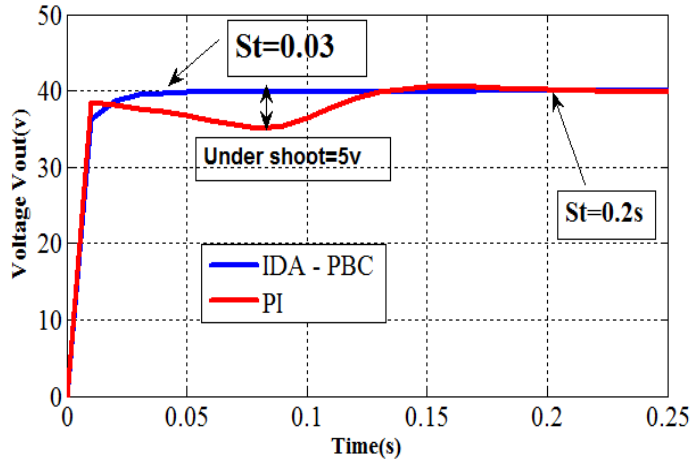
حال به کمک رابطه فوق سیگنال کنترلی محاسبه می‌گردد.

$$E = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -u' & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -u' \\ u' & -1 & 0 & 0 \\ 0 & u' & 0 & \frac{-1}{R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -x_{d1} \\ -x_{d2} \\ -x_{d3} \\ -x_{d4} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -r_a & 0 & -J_a & -J_b \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -J_a & 0 & 0 & 0 \\ -J_b & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 - x_{d1} \\ x_2 - x_{d2} \\ x_3 - x_{d3} \\ x_4 - x_{d4} \end{bmatrix} \quad (27)$$

با حل معادله (۲۷) سیگنال کنترلی به دست می‌آید:

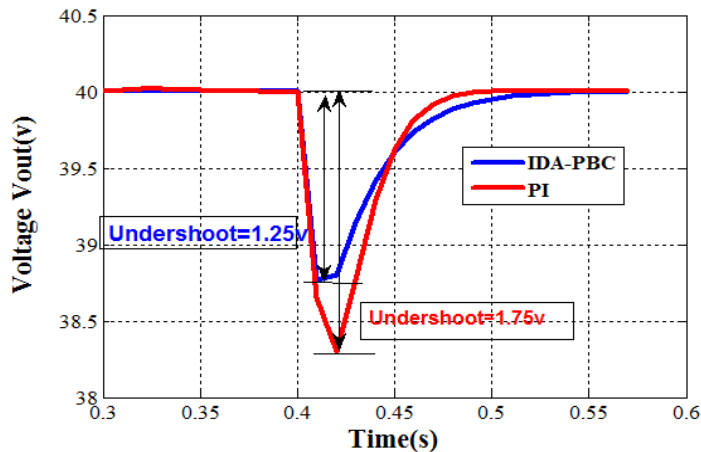
$$u' = \frac{E + r'_a(x_1 - x_{d1}) + J'_a(x_3 - x_{d3}) + J'_b(x_4 - x_{d4})}{x_{d3}} \quad (28)$$

اعمال ولتاژ ورودی ۱۰ ولت مقدار بالازدگی و حدود زمان رسیدن ولتاژ خروجی به ۴۰ ولت با کنترل کننده‌های غیرفعال و کنترل کننده کلاسیک تناسبی-انتهگرالی نشان داده شده است. همانطور که دیده می‌شود، پاسخ خروجی مدار به لحاظ زمان نشست و چگونگی رسیدن به ولتاژ ۴۰ ولت در حالت غیرفعال بهتر از کنترل کننده کلاسیک است.



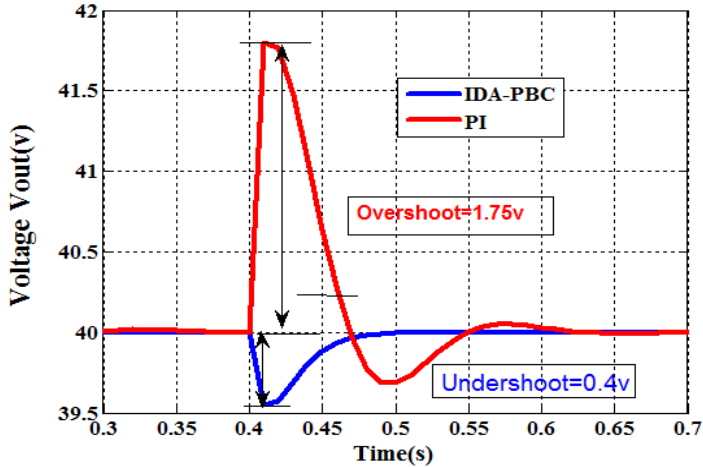
شکل ۴. موج خروجی میدل با کنترل کننده غیرفعال و تناسبی انتهگرالی با ورودی ۱۰ ولت.

شکل ۵ در لحظه ۰/۶ ثانیه مقاومت بار از ۴۷۰ اهم به ۲۲۰ اهم کاهش یافت که اثر آن در تغییر ولتاژ خروجی نشان داده شده است. در مقایسه با کنترل کننده کلاسیک تناسبی-انتهگرالی مشاهده می‌شود تغییرات ولتاژ خروجی در حالتی که از کنترل کننده غیرفعال استفاده می‌شود، مناسب‌تر است.

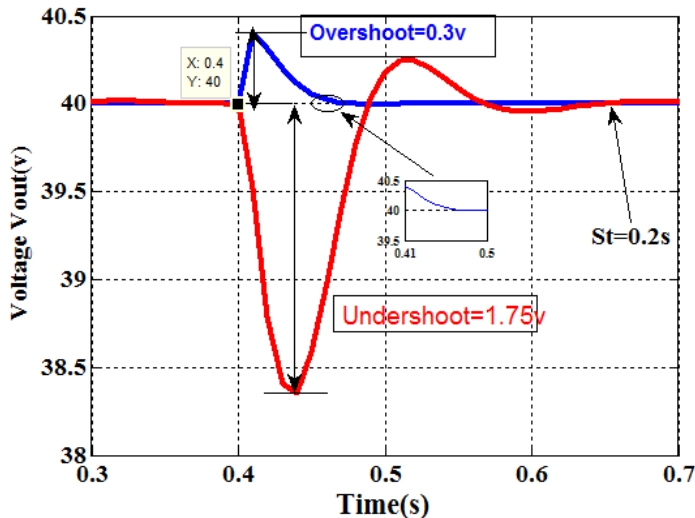


شکل ۵. خروجی میدل با کنترل کننده غیرفعال و تناسبی انتهگرالی با تغییر بار از ۴۷۰ اهم به ۲۲۰ اهم.

در شکل ۶ نتایج حاصل از تغییرات ولتاژ ورودی از ۱۰ ولت به ۸ ولت نشان داده شده است، همانطور که دیده می‌شود مقدار پایین‌زدگی ولتاژ خروجی در حالت کلاسیک به مراتب بیشتر از حالت غیرفعال است و همچنین با توجه به شکل ۷ با افزایش ولتاژ ورودی در لحظه ۰/۶ از ۱۰ ولت به ۱۵ ولت مقدار بالازدگی در حالت کلاسیک خیلی بیشتر از تغییرات ولتاژ خروجی مبدل با کنترل کننده غیرفعال است. جداول ۱ و ۲ و ۳ میزان بالازدگی برحسب درصد و زمان نشست پاسخ ولتاژ خروجی برای مقایسه نتایج شبیه سازی برای دو روش کنترلی نشان می‌دهند.

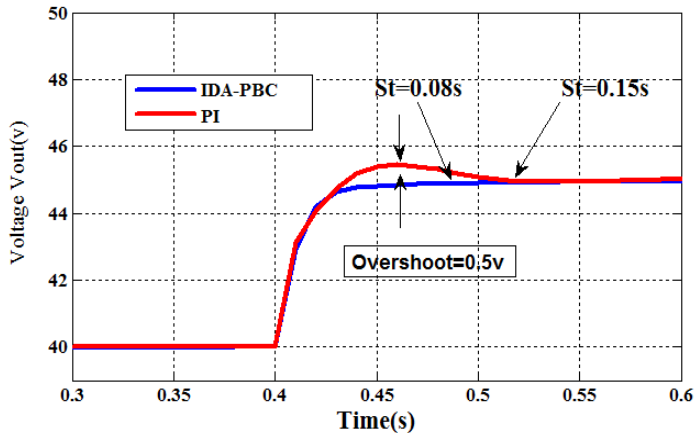


شکل ۶. خروجی مبدل با کنترل کننده غیرفعال و تناسبی انتگرالی با تغییر ورودی از ۱۰ به ۸ ولت.



شکل ۷. خروجی مبدل با کنترل کننده غیرفعال و تناسبی انتگرالی با تغییر ورودی از ۱۰ به ۱۵ ولت.

همانطور که در شکل ۸ نشان داده شده است؛ ولتاژ مرجع در لحظه ۰/۴ ثانیه از ۴۰ ولت به ۴۵ ولت افزایش داده شده است، زمان رسیدن ولتاژ خروجی به ۴۰ ولت و همچنین چگونگی رسیدن آن در حالت غیرفعال خیلی بهتر از حالت کلاسیک است.



شکل ۸. خروجی مبدل با کنترل کننده غیرفعال و تناسبی انتگرالی با تغییر مرجع از ۴۰ به ۴۵ ولت.

جدول ۱. مقایسه بین روش های کنترلی با تغییر ورودی از ۱۰ به ۱۵ ولت.

کنترلر	زمان نشست	بالا زدگی
IDA-PBC+I	۰.۰۳s	۴٪
PI	۰.۲۵	۱۵٪

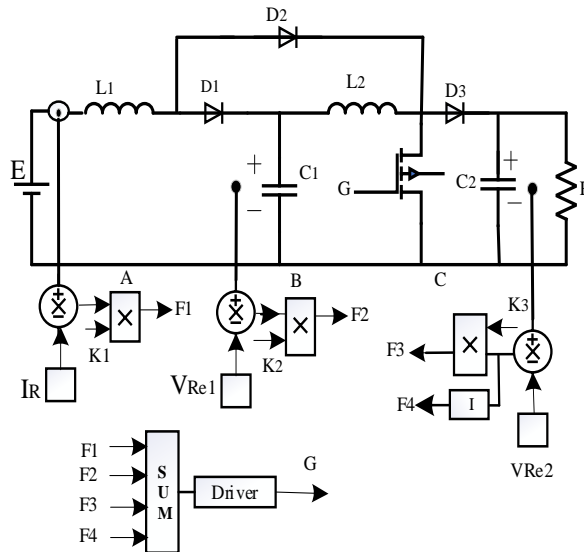
جدول ۲. مقایسه روش های کنترلی با تغییر ولتاژ ورودی از ۱۰V به ۸V.

نوع کنترلر	زمان نشست	بالا زدگی
IDA-PBC+I	۰.۰۳s	۴٪
PI	۰.۲s	۱۷٪

جدول ۳. مقایسه روش های کنترلی با تغییر ولتاژ مرجع از ۴۰V به ۴۵V.

نوع کنترلر	زمان نشست	بالا زدگی
IDA-PBC+I	۰.۰۸s	۰٪
PI	۰.۲s	۱۰٪

در شکل ۹ کنترل کننده پیشنهادی به همراه مبدل جهت شبیه سازی در نرم افزار متلب که از روش کنترلی مد لغزشی استفاده کرده است نشان داده شده است. در مقایسه با مقاله [۱۴] با اعمال ولتاژ ورودی در لحظه صفر به سیستم مشاهده می شود که زمان رسیدن ولتاژ خروجی با استفاده از روش کنترلی غیر فعالی کمتر از زمانی است که کنترل کننده مد لغزشی مورد استفاده قرار گیرد.



شکل ۹. مدار مبدل و کنترل کننده در نرم افزار متلب.

نتیجه گیری

در این مقاله مبدل افزایش دهنده ولتاژ مرتبه دوم با کنترل کننده غیرخطی غیرفعال مورد بررسی قرار گرفته است، به منظور بهبود عملکرد کنترل کننده از روش IDA-PBC استفاده شده است که برای ثابت ماندن ولتاژ خروجی در برابر تغییرات ولتاژ ورودی و بار از انتگرال گیر خطا نیز استفاده گردیده است. همانطور که از نتایج شبیه سازی مشخص است، این کنترل کننده علی رغم تغییرات بزرگ در مقدار ولتاژ ورودی و مقدار بار، ولتاژ خروجی را در مقدار مورد نظر ثابت نگه می دارد و مقدار بالا زدگی کمی در خروجی ظاهر می شود؛ ضمن اینکه زمان رسیدن ولتاژ خروجی به مقدار مطلوب بعد از هر تغییر در ولتاژ ورودی و بار خیلی کم می باشد. در مقایسه با کنترل کننده کلاسیک تناسبی-انتگرالی در همه موارد تغییرات ورودی و ولتاژ بار و تغییر بار و ولتاژ مرجع پاسخ ولتاژ خروجی در حالتی که از کنترل کننده غیرفعال استفاده می شود بهتر است.

پیشنهادات

پیشنهاد می گردد که روش غیرفعال با روش کنترل مود لغزشی ترکیب شود تا پاسخ مناسب تری بدست آید؛ زیرا سرعت پاسخ دهی در روش کنترل مود لغزشی مناسب است.

References

- [1] Abdolhosseini, M., Abdollahi, R., & Rajaei, M. (2021). Designing of PI λ D δ controller for PMBLDC motor using metaheuristic algorithms. *Quarterly Scientific Journal of Technical and Vocational University*, 17(4), 149-165. <https://doi.org/10.48301/kssa.2021.128401>
- [2] Modabbernia, M., & Akoushideh, A. (2020). Voltage Control of The Non-Isolated Buck-Boost DC-DC Converter Based on The Root Locus Method. *Quarterly Scientific Journal of Technical and Vocational University*, 17(1), 59-84. <https://doi.org/10.48301/kssa.2020.112757>

- [3] Hasaneen, B. M., & Mohammed, A. A. E. (2008, March 12-15). *Design and simulation of DC/DC boost converter*. 12th International Middle-East Power System Conference, Aswan, Egypt. <https://doi.org/10.1109/MEPCON.2008.4562340>
- [4] Eydi, M., Hosseini, S. H., & Ghazi, R. (2019, February 12-14). *A New High Gain DC-DC Boost Converter with Continuous Input and Output Currents*. 10th International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference, Shiraz, Iran. <https://doi.org/10.1109/PEDSTC.2019.8697693>
- [5] J, V. P., & P., D. (2018, December 18-21). *Explicit Model Predictive Control of Quadratic Boost Converter for High Step-Up Applications*. 2018 Institute of Electrical and Electronics Engineers International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems, Chennai, India. <https://doi.org/10.1109/PEDES.2018.8707638>
- [6] Ahmad, J., Zaid, M., Sarwar, A., Lin, C-H., Ahmad, S., Sharaf, M., Zaindin, M., & Firdausi, M. (2020). A Voltage Multiplier Circuit Based Quadratic Boost Converter for Energy Storage Application. *Applied Sciences*, 10(22), 8254. <https://doi.org/10.3390/app10228254>
- [7] Ortiz-Lopez, M. G., Leyva-Ramos, J., Diaz-Saldierna, L. H., Garcia-Ibarra, J. M., & Carbajal-Gutierrez, E. E. (2007, June 17-21). *Current-Mode Control for a Quadratic Boost Converter with a Single Switch*. 2007 Institute of Electrical and Electronics Engineers Power Electronics Specialists Conference, Orlando, Florida, USA. <https://doi.org/10.1109/PESC.2007.4342436>
- [8] Kurucsó, B., Peschka, A., Stumpf, P., Nagy, I., & Vajk, I. (2015, September 02-04). *State space control of quadratic boost converter using LQR and LQG approaches*. 2015 Intl Aegean Conference on Electrical Machines & Power Electronics, 2015 Intl Conference on Optimization of Electrical & Electronic Equipment & 2015 Intl Symposium on Advanced Electromechanical Motion Systems, Side, Turkey. <https://doi.org/10.1109/OPTIM.2015.7427003>
- [9] Jiang, W., Chincholkar, S. H., & Chan, C-Y. (2018). Modified voltage-mode controller for the quadratic boost converter with improved output performance. *Institution of Engineering and Technology Power Electronics*, 11(14), 2222-2231. <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2018.5037>
- [10] Morales-Saldaña, J. A., Loera-Palomo, R., Palacios-Hernández, E., & González-Martínez, J. L. (2014). Modelling and control of a DC-DC quadratic boost converter with R2P2. *Institution of Engineering and Technology Power Electronics*, 7(1), 11-22. <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2012.0749>
- [11] Chincholkar, S. H., & Chan, C-Y. (2016). Investigation of current-mode controlled cascade boost converter systems: dynamics and stability issues. *Institution of Engineering and Technology Power Electronics*, 9(5), 911-920. <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2015.0150>
- [12] Lopez-Santos, O., Martinez-Salamero, L., Garcia, G., Valderrama-Blavi, H., & Sierra-Polanco, T. (2015). Robust Sliding-Mode Control Design for a Voltage Regulated Quadratic Boost Converter. *Institute of Electrical and Electronics Engineers Transactions on Power Electronics*, 30(4), 2313-2327. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2014.2325066>
- [13] Sferlazza, A., Albea-Sanchez, C., & Garcia, G. (2020). A hybrid control strategy for quadratic boost converters with inductor currents estimation. *Control Engineering Practice*, 103, 104602. <https://doi.org/10.1016/j.conengprac.2020.104602>
- [14] Syama, P. S., & Anasraj, R. (2016, September 01-03). *Robust sliding mode controller for a voltage regulated quadratic boost converter*. 2016 International Conference on Next

- Generation Intelligent Systems, Kottayam, India. <https://doi.org/10.1109/ICNGIS.2016.7854064>
- [15] Wang, F. (2018). A novel quadratic Boost converter with low current and voltage stress on power switch for fuel-cell system applications. *Renewable Energy*, 115, 836-845. <https://doi.org/10.1016/j.renene.2017.08.032>
- [16] Ahmad, J., Zaid, M., Sarwar, A., Tariq, M., & Sarwer, Z. (2020). A New Transformerless Quadratic Boost Converter with High Voltage Gain. *Smart Science*, 8(3), 163-183. <https://doi.org/10.1080/23080477.2020.1807178>
- [17] Tan, R. H. G., & Hoo, L. Y. H. (2015, October 19-20). *DC-DC converter modeling and simulation using state space approach*. 2015 Institute of Electrical and Electronics Engineers Conference on Energy Conversion, Johor Bahru, Malaysia. <https://doi.org/10.1109/CENCON.2015.7409511>
- [18] Prabhu, J. V., Kumar, M. A. B., Damodharan, P., & Vijayakumar, K. (2019, July 4-6). *Advanced Controllers for Quadratic Boost Converter - A Case Study*. 1st International Conference on Energy, Systems and Information Processing, Chennai, India. <https://doi.org/10.1109/ICESIP46348.2019.8938209>
- [19] Linares-Flores, J., Reger, J., & Sira-Ramírez, H. (2010). Load Torque Estimation and Passivity-Based Control of a Boost-Converter/DC-Motor Combination. *Institute of Electrical and Electronics Engineers Transactions on Control Systems Technology*, 18(6), 1398-1405. <https://doi.org/10.1109/TCST.2009.2037809>
- [20] Albea, C., Gordillo, F., & Aracil, J. (2006, November 06-10). *Control of the Boost DC-AC Converter by Energy Shaping*. 32nd Annual Conference on Institute of Electrical and Electronics Engineers Industrial Electronics, Paris, France. <https://doi.org/10.1109/IECON.2006.347263>
- [21] Fujimoto, K., Sakata, N., Maruta, I., & Ferguson, J. (2021). A Passivity Based Sliding Mode Controller for Simple Port-Hamiltonian Systems. *Institute of Electrical and Electronics Engineers Control Systems Letters*, 5(3), 839-844. <https://doi.org/10.1109/LCSYS.2020.3005327>
- [22] Wu, C., Schaft, A. V. D., & Chen, J. (2021). Stabilization of Port-Hamiltonian Systems Based on Shifted Passivity via Feedback. *Institute of Electrical and Electronics Engineers Transactions on Automatic Control*, 66(5), 2219-2226. <https://doi.org/10.1109/TAC.2020.3005156>
- [23] Hassan, M. A., Su, C. L., Chen, F. Z., & Lo, K. Y. (2022). Adaptive Passivity-Based Control of a DC-DC Boost Power Converter Supplying Constant Power and Constant Voltage Loads. *Institute of Electrical and Electronics Engineers Transactions on Industrial Electronics*, 69(6), 6204-6214. <https://doi.org/10.1109/TIE.2021.3086723>
- [24] Tzann-Shin, L. (2004). Lagrangian modeling and passivity-based control of three-phase AC/DC voltage-source converters. *Institute of Electrical and Electronics Engineers Transactions on Industrial Electronics*, 51(4), 892-902. <https://doi.org/10.1109/TIE.2004.831753>
- [25] Bobtsov, A., Ortega, R., Nikolaev, N., & He, W. (2021). A globally stable practically implementable PI passivity-based controller for switched power converters. *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, 35(11), 2155-2174. <https://doi.org/10.1002/acs.3312>
- [26] Escobar, G., Van Der Schaft, A. J., & Ortega, R. (1999). A Hamiltonian viewpoint in the modeling of switching power converters. *Automatica*, 35(3), 445-452. [https://doi.org/10.1016/S0005-1098\(98\)00196-4](https://doi.org/10.1016/S0005-1098(98)00196-4)

- [27] Sira-Ramirez, H., Perez-Moreno, R. A., Ortega, R., & Garcia-Esteban, M. (1997). Passivity-based controllers for the stabilization of Dc-to-Dc Power converters. *Automatica*, 33(4), 499-513. [https://doi.org/10.1016/S0005-1098\(96\)00207-5](https://doi.org/10.1016/S0005-1098(96)00207-5)
- [28] Zhang, M., Borja, P., Ortega, R., Liu, Z., & Su, H. (2018). PID Passivity-Based Control of Port-Hamiltonian Systems. *Institute of Electrical and Electronics Engineers Transactions on Automatic Control*, 63(4), 1032-1044. <https://doi.org/10.1109/TAC.2017.2732283>
- [29] Anamika, Samanta, S., Mishra, S., & Ghosh, T. (2022, April 07-09). *Control of DC Microgrid using Interconnection and Damping Assignment Passivity based control method*. 7th International conference for Convergence in Technology, Mumbai, India. <https://doi.org/10.1109/I2CT54291.2022.9824092>
- [30] Baba, T., Fujimoto, K., & Maruta, I. (2023). A Passivity-Based Integral Sliding Mode Controller for Mechanical Port-Hamiltonian Systems. *Institute of Electrical and Electronics Engineers Control Systems Letters*, 7, 2946-2951. <https://doi.org/10.1109/LCSYS.2023.3290497>
- [31] Bedda, S., Tegani, I., Mohammedi, M., & Kraa, O. (2022, December 19-21). *Optimized Passivity-Based Control of Series Hybrid Fuel Cell Source*. 21st international Ccnference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering, Sousse, Tunisia. <https://doi.org/10.1109/STA56120.2022.10019119>
- [32] Borja, P., Ortega, R., & Scherpen, J. M. A. (2021). New Results on Stabilization of Port-Hamiltonian Systems via PID Passivity-Based Control. *Institute of Electrical and Electronics Engineers Transactions on Automatic Control*, 66(2), 625-636. <https://doi.org/10.1109/TAC.2020.2986731>
- [33] Zhang, C., Jiang, Y., Xing, X., Li, X., Qin, C., & Zhang, B. (2023). Passivity-Based Control Method for Three-Level Photovoltaic Inverter to Mitigate Common-Mode Resonant Current. *Institute of Electrical and Electronics Engineers Transactions on Industrial Informatics*, 19(9), 9733-9744. <https://doi.org/10.1109/TII.2023.3234025>
- [34] Fujimoto, K., Sakai, S., & Sugie, T. (2012). Passivity based control of a class of Hamiltonian systems with nonholonomic constraints. *Automatica*, 48(12), 3054-3063. <https://doi.org/10.1016/j.automatica.2012.08.032>
- [35] Gil-Gonzalez, W., Montoya, O., Herrera-Orozco, A., & Serra, F. (2020, October 13-16). *Adaptive IDA-PBC Applied to On-Board Boost Converter Supplying a Constant Power Load* 2020 Institute of Electrical and Electronics Engineers Andean Council, Quito, Ecuador. <https://doi.org/10.1109/ANDESCON50619.2020.9272078>
- [36] Ortega, R., Van Der Schaft, A., Maschke, B., & Escobar, G. (2002). Interconnection and damping assignment passivity-based control of port-controlled Hamiltonian systems. *Automatica*, 38(4), 585-596. [https://doi.org/10.1016/S0005-1098\(01\)00278-3](https://doi.org/10.1016/S0005-1098(01)00278-3)
- [37] Serra, F. M., Magaldi, G. L., Martin Fernandez, L. L., Larregay, G. O., & De Angelo, C. H. (2018). IDA-PBC controller of a DC-DC boost converter for continuous and discontinuous conduction mode. *Institute of Electrical and Electronics Engineers Latin America Transactions*, 16(1), 52-58. <https://doi.org/10.1109/TLA.2018.8291454>