مجله کنترل
ISSN (print) 2008-8345
ISSN (online) 2538-3752
مقاله پژوهشی
جلد۱۶، شماره ۱، بهار ۱۴۰۱، صفحه ۷۲-۶۳

کنترل بدون سنسور مبتنی‌بر فلتنس برای مبدل بوست

مهسا رحمتی خرم‌آبادی[۱]، زهره شهرویی[۲]، رقیه گوگ‌ساز قوچانی[۳]

[۱] فارغ‌التحصیل کارشناسی ارشد مهندسی انرژی‌های تجدیدپذیر، گروه مهندسی انرژی‌های تجدیدپذیر، دانشگاه شهید بهشتی، تهران، ایران
m.rahmatikhorramabadi@mail.sbu.ac.ir
[۲] فارغ‌التحصیل کارشناسی ارشد مهندسی انرژی‌های تجدیدپذیر، گروه مهندسی انرژی‌های تجدیدپذیر، دانشگاه شهید بهشتی، تهران، ایران
z.shahrouei@mail.sbu.ac.ir
[۳] استادیار، دانشکدهٔ مهندسی مکانیک و انرژی، گروه مهندسی انرژی‌های تجدیدپذیر، دانشگاه شهید بهشتی،تهران، ایران، r_gavagsaz@sbu.ac.ir

دریافت: ۱۳۹۹/۰۸/۳۰ ویرایش: ۱۳۹۹/۱۱/۲۷ پذیرش: ۱۴۰۰/۰۵/۱۷

چکیده: در این مقاله، یک کنترل‌کننده بدون سنسور مبتنی‌بر فلتنس با مشاهده‌گر غیرخطی برای کنترل مبدل بوست غیرایده‌آل پیشنهاد شده‌است. تلفات در این مبدل، از طریق منبع ولتاژ سری با ورودی و منبع جریان موازی با خروجی مدل‌سازی شده‌است. با کمک کنترل مبتنی‌بر فلتنس، هر دو پارامتر ولتاژ خروجی و جریان سلف در یک ساختار تک‌حلقه تنظیم شده‌است. اما روش مبتنی‌بر فلتنس به مدل دقیق سیستم وابسته است و برای به‌دست‌آوردن اطلاعات تمام پارامترها نیاز به تعداد سنسور بیشتری دارد. در راستای کاهش سنسور، یک مشاهده‌گر غیرخطی برای تخمین جریان خروجی و ولتاژ ورودی به‌کار گرفته‌شده‌است و سنسورهای مربوط به این دو پارامتر حذف شده‌است. در نتیجه، هزینه، وزن و حجم سیستم، کاهش و قابلیت اطمینان سیستم افزایش می‌یابد. برای اعتبارسنجی روش پیشنهادی، نتایج شبیه‌سازی و کار آزمایشگاهی ارائه و مقاوم‌بودن کنترل‌کننده پیشنهادی در برابر تغییر پارامترها بررسی شده‌است. هم‌چنین، نتیجه شبیه‌سازی کنترل‌کننده پیشنهادی با یک کنترل‌کننده دو حلقه PI و انرژی مقایسه شده‌است.

کلمات کلیدی: کنترل‌کننده بدون سنسور، فلتنس، ساختار تک‌حلقه.

Sensorless flatness based control for a boost converter

Mahsa Rahmati Khorramabadi[1], Zohreh Shahrouei[2], Rogahyeh Gavavgsaz-Ghoachani[3]

Abstract: In this paper, a sensorless flatness based controller with nonlinear observer for non-ideal boost converter is proposed. Losses are modeled with a voltage source series with input and a current source parallel to output. By a one-loop control structure with flatness property, both output voltage and inductor current is regulated. But, flatness based control is a model based method and requires extra sensors for obtaining data of all system parameters. For reducing numbers of sensors, a nonlinear observer is used to estimate output current and input voltage. So, sensors of these two parameters are eliminated. Simulation and experimental results are given to validate the proposed controller and robustness of proposed controller to variation of system parameters is obvious. In addition, simulation results of proposed controller are compared with a two-loop controller including PI and energy control

Keywords: Sensorless control, Flatness, One-loop control structure

۱- مقدمه

مبدل DC-DC بوست، یک مبدل قدرت مبتنی بر کلیدزنی است که سطح ولتاژ ورودی را افزایش می‌دهد. این مبدل، به‌دلیل بازده بالا و قیمت مناسب [۱]، در کاربردهایی مانند سیستم‌های انرژی تجدیدپذیر [۲]، حمل‌ونقل الکتریکی [۳] و درایو ماشین‌های الکتریکی [۴] نقشی اساسی دارد. رفتار غیرخطی مبدل بوست، طراحی کنترل‌کننده برای آن را سخت می‌سازد. علاوه‌بر این، در کاربردهای مبدل بوست، به‌طور معمول عدم‌قطعیت‌هایی در ولتاژ ورودی، پارامترها و بار وجود دارد و تنظیم ولتاژ خروجی مبدل بوست، باید در حضور این عدم‌قطعیت‌ها انجام شود [۵]. بنابراین، به طراحی کنترل‌کننده‌ای متناسب با ماهیت غیرخطی مبدل و هم‌چنین مقاوم نیاز است که پایداری را در هر شرایط عملیاتی تضمین کند.

پیاده‌سازی کنترل‌کننده‌های خطی مانند PI[1] و PID[2] برای مبدل بوست به‌سادگی انجام می‌شود. چالش روش‌های کنترلی خطی این است که، پاسخ دینامیکی سریع در محدوده گسترده‌ای از شرایط عملیاتی ندارند [۶]. در نتیجه، کنترل‌کننده‌های غیرخطی برای رفع محدودیت‌های کنترل‌کننده‌های خطی روی کار آمدند. از جمله آنها، کنترل‌کننده پیک جریان است که به‌صورت گسترده برای کنترل مبدل بوست به‌کارگرفته شده است [۷]. این کنترل‌کننده دارای پاسخ دینامیکی مقاوم و پیاده‌سازی آسان است. ولی، ناپایداری برای چرخه‌وظیفه بزرگ‌تر از ۰/۵ یکی از چالش‌های کنترل پیک جریان است. این ناپایداری‌ها به‌صورت نوسان زیرهارمونیک پدیدار می‌شوند [۸]. افزودن شیب جبران‌ساز می‌تواند این چالش را برطرف کند. چالش دیگر آن، وجود خطای حالت ماندگار است. کنترل‌کننده مدلغزشی روشی دیگر برای کنترل مبدل بوست است. این کنترل‌کننده در برابر اغتشاشات و تغییر پارامترها مقاوم است. از چالش‌های کنترل‌کننده مدلغزشی می‌توان به پدیده چترینگ[3] اشاره کرد [۹].

برای کنترل مبدل بوست می‌توان کنترل مبتنی‌بر فلتنس دیفرانسیلی را به‌کار برد [۱۰]. ویژگی فلتنس اولین بار توسط M.Fliess در سال ۱۹۹۵ مطرح شد [۱۱]. اگر ویژگی فلت‌بودن یک سیستم اثبات شود، آن‌گاه می‌توان سیستم را توسط فیدبک خطی‌ساز به یک سیستم کنترل‌پذیر خطی تبدیل کرد. در این روش کنترلی، تولید و ردیابی مسیر انجام می‌شود. امکان پیش‌بینی رفتار دینامیکی سیستم در حالت ماندگار و گذرا، در کنترل مبتنی‌بر فلتنس وجود دارد که سبب بهبود عملکرد در حالت گذرا و کاهش حساسیت سیستم نسبت به عدم‌قطعیت‌ها می‌شود [۱۲]. هم‌چنین، مزیت دیگر کنترل مبتنی‌بر فلتنس، مقاوم‌بودن در برابر تغییر پارامترها و امکان کنترل سیستم‌های غیرمینیمم فاز است [۱۳]. کنترل مبتنی‌بر فلتنس با وجود مزایا، چالش‌هایی نیز دارد. یکی از چالش‌های کنترل مبتنی‌بر فلتنس وابسته‌بودن آن به مدل دقیق سیستم است [۱۴]. در کنترل مبتنی‌برفلتنس، نسبت به کنترل‌کننده‌های کلاسیک مانند PI، دو سنسور اضافی مورد نیاز است. برای مقاوم بودن کنترل‌کننده در برابر تغییر ولتاژ ورودی و بار، به مقدار جریان خروجی و ولتاژ ورودی در هر لحظه نیاز است. برای به‌دست آوردن این دو مقدار، دو سنسور به‌کار گرفته‌می‌شود [۱۴].

به‌کارگیری سنسورها، چالش‌هایی را به‌دنبال دارد. افزایش هزینه، وزن، حجم و پیچیدگی سیستم، کاهش قابلیت‌اطمینان [۱۵]، اجرا و پیاده‌سازی سخت، نیاز به سیم‌کشی مناسب و خرابی زیاد سنسورها [۱۶] - [۱۷]، از جمله معایب سنسورها است. با توجه به چالش‌های بیان‌شده، روش‌های کنترلی با هدف کاهش سنسور موردتوجه هستند. در پژوهش‌ها، به‌کارگیری انواع مشاهده‌گرها برای تخمین مقدار پارامترها و در نتیجه کاهش تعداد سنسورها بررسی شده‌است. برای نمونه، در [۱۸] یک کنترل‌کننده بدون سنسور مبتنی‌بر مشاهده‌گر حالت با به‌کارگیری روش لیاپانوف برای مبدل بوست به‌کار گرفته‌شده‌است. در این کنترل‌کننده، مشاهده‌گر توسط ولتاژ ورودی، ولتاژ خروجی و چرخه‌وظیفه، جریان سلف را تخمین می‌زند. به‌کارگیری سنسور برای به‌دست آوردن مقدار ولتاژ ورودی، چالش این روش است. در [۱۹] کاهش سنسور توسط یک کنترل‌کننده با ساختار دوحلقه برای مبدل بوست پیشنهاد شده‌است. در این کنترل‌کننده تلفات از طریق مقاومت‌های سری و موازی مدل‌سازی شده‌است. در حلقه خارجی، کنترل مبتنی‌بر فلتنس تطبیقی به‌کار گرفته‌شده‌است. در این حلقه، یک مشاهده‌گر مدلغزشی برای تخمین ولتاژ ورودی و جریان خروجی وجود دارد و ردیابی ولتاژ مرجع تضمین می‌شود. در حلقه داخلی برای ردیابی جریان مرجع یک کنترل‌کننده PI به‌کار گرفته‌شده‌است. این کنترل‌کننده در برابر اغتشاشات بار و تغییر ولتاژ ورودی مقاوم است و هم‌چنین از تعداد سنسور کمتری بهره می‌گیرد. به‌کارگیری کنترل‌کننده خطی PI در حلقه داخلی باعث محدودیت در عملکرد کنترل‌کننده با تغییر نقطه کار می‌شود. در [۱۴] برای کاهش سنسور در مبدل بوست غیرایده‌آل، یک کنترل‌کننده دوحلقه مبتنی‌بر فلتنس با مشاهده‌گر اغتشاشات به‌کار گرفته‌شده‌است. توسط مشاهده‌گر، مقدار ولتاژ ورودی و جریان خروجی با در نظرگرفتن اغتشاشات تخمین زده و سنسورهای این دو پارامتر حذف شده‌است. به‌کارگیری ساختار کنترلی دوحلقه، دست‌یابی به پهنای باند بالاتر را محدود می‌سازد.

با مروری بر ادبیات پژوهش‌های انجام شده، مشاهده شد که هر یک از کنترل‌کننده‌ها مزایا و معایب خود را دارد. در این مقاله، هدف بهبود عملکرد کنترل‌کننده مبتنی بر فلتنس است. همان‌طور که بیان شد یکی از چالش‌های این روش کنترلی نیاز به تعداد سنسور اضافی نسبت به برخی از کنترل‌کننده‌ها است. روش پیشنهادی مبتنی‌بر فلتنس با هدف کاهش سنسور برای تنظیم ولتاژ خروجی و جریان ورودی مبدل بوست در یک ساختار تک‌حلقه پیشنهاد شده‌است. تلفات با سری‌کردن یک منبع ولتاژ فرضی با ورودی و موازی‌کردن یک منبع جریان فرضی با خروجی مدل

[1] Proportional Integral
[2] Proportional Integral Derivative
[3] Chattering

[DOR: 20.1001.1.20088345.1401.16.1.6.8]
[DOI: 10.52547/joc.16.1.63]

شده‌است [۲۰]. به‌کارگیری ساختار تک‌حلقه، امکان دست‌یابی به پهنای باند بالاتر را فراهم می‌سازد. برای تخمین این تلفات یک مشاهده‌گر به‌کار گرفته‌می‌شود. به‌کارگیری روش مبتنی‌بر فلتنس به‌همراه مشاهده‌گر، پاسخ دینامیکی سیستم را بهبود می‌بخشد. هم‌چنین به‌دلیل حذف برخی از سنسورها، هزینه، حجم و وزن سیستم کنترلی کاهش و قابلیت‌اطمینان افزایش می‌یابد.

ساختار مقاله به این گونه در نظر گرفته شده است: پس از بخش مقدمه، در بخش دوم مبدل بوست با در نظرگرفتن تلفات، مدل‌سازی شده است. طراحی کنترل‌کننده به‌همراه مشاهده‌گر و هم‌چنین، اثبات پایداری کنترل‌کننده توسط تئوری لیاپانوف در بخش سوم ارائه شده است. در بخش چهارم، با انجام شبیه‌سازی، رگولاسیون، ردیابی و رفتار سیستم در برابر عدم‌قطعیت ولتاژ ورودی برای کنترل‌کننده پیشنهادی، بررسی شده است. سپس، نتایج به‌دست‌آمده از کنترل‌کننده پیشنهادی با یک کنترل‌کننده دو حلقه که شامل یک کنترل‌کننده PI و کنترل‌کننده انرژی است، مقایسه شده‌است. هم‌چنین، جهت اعتبارسنجی، نتایج کار آزمایشگاهی ارائه شده است. در انتها، نتیجه‌گیری پژوهش انجام‌شده در بخش پنجم داده شده است.

۲- معرفی سیستم مورد مطالعه

در این بخش، سیستم مورد مطالعه معرفی شده است. شکل ۱ (الف)، شماتیک مبدل بوست ایده‌آل را نشان می‌دهد. اجزای اصلی آن، سلف L، کلید K کنترل‌شده با سیگنال فرمان u و دیود D است. در خروجی مبدل بوست، خازن C در نظر گرفته‌می‌شود. هم‌چنین R مقاومت بار، V_i ولتاژ ورودی، v_c ولتاژ خروجی و i_L جریان عبوری از سلف است. در شکل ۱ (ب)، تلفات مبدل بوست در نظر گرفته‌شده‌است. r_L مقاومت داخلی سلف است. دیگر تلفات نیز از طریق منبع ولتاژ V_{T0} سری با ورودی و منبع جریان I_{P0} موازی با خروجی مدل‌سازی شده‌است. مقدار منابع ولتاژ و جریان برای مدل‌کردن تلفات، به نقطه کار مبدل بستگی دارد. می‌توان شماتیک مبدل بوست را با در نظرگرفتن تلفات به‌صورت شکل ۱ (ج)، نشان داد. در این حالت، ولتاژ ورودی Vi و مقاومت سری با سلف r_L در منبع ولتاژ فرضی V_T و مقاومت بار R در منبع جریان فرضی I_P در نظر گرفته‌شده‌است.

با توجه به شکل ۱ (ب)، به‌کمک قوانین کیرشهف، تغییرات جریان سلف و تغییرات ولتاژ خازن از طریق رابطه‌های (۱) و (۲) به‌دست می‌آید.

$$\frac{di_L}{dt}=\frac{1}{L}\left(V_i-r_L i_L-V_{T0}-(1-d)v_o\right) \qquad (۱)$$

$$\frac{dv_o}{dt}=\frac{1}{C}\left((1-d)i_L-(I_{P0}+i_o)\right) \qquad (۲)$$

رابطه‌های(۳) و(۴)، معادلات حاکم‌بر سیستم برای مدل اصلاح‌شده مبدل بوست با توجه به شکل ۱ (ج) را نشان می‌دهد.

$$\frac{di_L}{dt}=\frac{1}{L}\left(V_T-(1-d)v_o\right) \qquad (۳)$$

$$\frac{dv_o}{dt}=\frac{1}{C}\left((1-d)i_L-I_P\right) \qquad (۴)$$

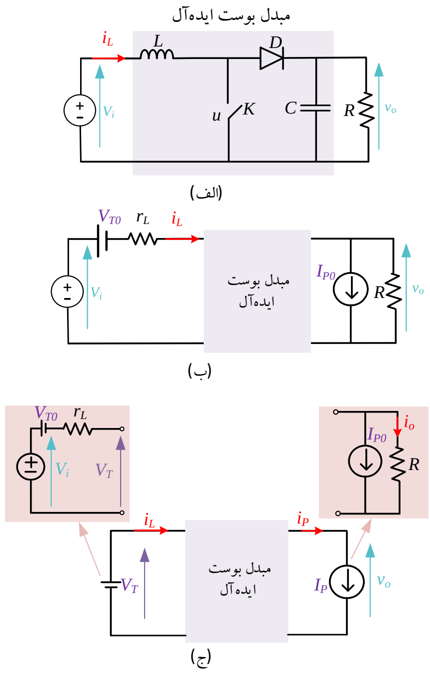
در رابطه‌های (۱) تا (۴)، d چرخه‌وظیفه متناظر با سیگنال فرمان u است. مقدار V_T و I_P نیز با توجه به شکل ۱ (ج) در رابطه‌های (۵) و(۶) آورده‌شده‌است. در این روابط، منبع ولتاژ جدید V_T شامل منبع ولتاژ واقعی V_i، منبع ولتاژ V_{T0} و ولتاژ عبوری از مقاومت r_L است. هم‌چنین، برای جریان خروجی جدید I_P، شامل جریان I_{P0} و جریان خروجی واقعی i_o است.

$$V_T=V_i-V_{T0}-r_L\,i_L \qquad (۵)$$

$$I_P=I_{P0}+\frac{v_o}{R} \qquad (۶)$$

۳- معرفی کنترل‌کننده پیشنهادی

در این بخش، کنترل‌کننده پیشنهادی برای مبدل بوست با در نظرگرفتن تلفات معرفی شده‌است. ابتدا یک خروجی فلت مناسب برای سیستم در نظر گرفته شده‌است. سپس، یک مشاهده‌گر غیرخطی برای تخمین تلفات و ردیابی مقدار مرجع خروجی فلت طراحی شده‌است.در نهایت، با به‌کارگیری نظریه لیاپانوف، پایداری کنترل‌کننده اثبات شده‌است.



شکل ۱: الف) شماتیک مبدل بوست ساده، ب) مبدل بوست با در نظرگرفتن تلفات، ج) مدل اصلاح‌شده مبدل بوست با تلفات.

[DOR: 20.1001.1.20088345.1401.16.1.6.8]
[DOI: 10.52547/joc.16.1.63]

۳-۱- فلتنس

یک سیستم غیرخطی فلت است اگر بتوان تمام متغیرهای حالت سیستم x و تمام متغیرهای ورودی (کنترلی) u را به‌صورت تابعی از خروجی فلت y و تعداد محدود از مشتق‌های آن، تعریف کرد. خروجی فلت مجموعه‌ای از متغیرهای مستقل است که تعداد آن با تعداد ورودی‌های سیستم برابر است [۲۱]. y خروجی فلت به‌صورت تابعی از متغیرهای حالت انتخاب می‌شود (رابطه (۷)).

$$y = h(x) \tag{۷}$$

در مبدل بوست، مجموع انرژی‌های ذخیره‌شده در سلف و خازن سیستم، به‌عنوان خروجی فلت در نظرگرفته‌می‌شود (رابطه (۸)).

$$h(x) = \frac{1}{2} L {i_L}^2 + \frac{1}{2} C {v_0}^2 \tag{۸}$$

بنابراین، می‌توان چرخه‌وظیفه را به‌صورت تابعی از خروجی فلت و مشتق‌های آن نوشت (رابطه (۹)).

$$d = \psi\left(y, \dot{y}, \dots, y^{(r+1)}\right) \tag{۹}$$

در نتیجه می‌توان فلت‌بودن سیستم را ثابت کرد.

۳-۲- مشاهده‌گر

در این بخش، یک مشاهده‌گر غیرخطی برای تخمین متغیرهای حالت و پارامترهای ناشناخته p طراحی شده‌است [۲۲]، [۲۳].

برای کنترل‌کننده پیشنهادی می‌توان مدل سیستم را به‌صورت رابطه (۱۰) نوشت.

$$\begin{cases} \dot{x} = g_0(x) + g_1(x)\, p + g_2(x)\, d \\ \dot{p} = 0 \end{cases} \tag{۱۰}$$

که در مبدل بوست $x = [i_L \quad v_o]^T$ بردار متغیرهای حالت و $p = [V_T \quad I_P]^T$ بردار پارامترهای ناشناخته است. پارامترهای ناشناخته در حالت ماندگار بسیار آهسته تغییر می‌کنند، بنابراین می‌توان آن‌ها را ثابت در نظرگرفت. ضرایب $g_0(x)$، $g_1(x)$ و $g_2(x)$ ماتریس‌هایی برحسب x هستند و به‌صورت رابطه‌های (۱۱)، (۱۲) و (۱۳) تعریف می‌شوند.

$$g_0(x) = [-\frac{v_o}{L} \quad \frac{i_L}{C}]^T \tag{۱۱}$$

$$g_1(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \tag{۱۲}$$

$$g_2(x) = [\frac{v_o}{L} \quad -\frac{i_L}{C}]^T \tag{۱۳}$$

سیستم تخمین‌زده‌شده به‌صورت رابطه (۱۴) نشان داده‌می‌شود.

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = g_0(x) + g_1(x)\, \hat{p} + g_2(x)\, d - K_1(\hat{x} - x) \\ \dot{\hat{p}} = -\eta_1(\hat{x} - x) - K_p(\dot{\hat{x}} - \dot{x}) \end{cases} \tag{۱۴}$$

در رابطه (۱۴)، $\hat{x} = [\hat{i_L} \quad \hat{v_o}]^T$ و $\hat{p} = [\hat{V_T} \quad \hat{I_P}]^T$ است. همان‌طور که مشاهده می‌شود، توسط این مشاهده‌گر می‌توان متغیرهای حالت سیستم و پارامترهای ناشناخته را تخمین زد. در این رابطه K_1 و K_p پارامتر کنترلی هستند و $\eta_1(x)$ یک ماتریس است.

خطای تخمین در روابط (۱۵) و(۱۶) نشان داده‌می‌شود.

$$\xi_x = \hat{x} - x \tag{۱۵}$$

$$\xi_p = \hat{p} - p \tag{۱۶}$$

که ξ_x خطای تخمین متغیرهای حالت و ξ_p خطای پارامترهای ناشناخته تخمین زده‌شده از مقدار واقعی آن‌ها است.

با به‌کارگیری رابطه‌های (۱۴)، (۱۵) و(۱۶) معادله‌های مشاهده‌گر پیشنهادی به‌دست می‌آیند (رابطه‌های (۱۷) و (۱۸)).

$$\dot{\xi}_x = g_1(x)\, \xi_p - K_1\, \xi_x \tag{۱۷}$$

$$\dot{\xi}_p = \left(-\eta_1 + K_p\, K_1\right)\xi_x - K_p\, g_1(x)\, \xi_p \tag{۱۸}$$

همان‌طور که در بخش فلتنس اشاره شد، y خروجی فلت به‌صورت تابعی از x است. به‌دلیل تغییر آهسته متغیرهای حالت نسبت به سرعت تخمین آن‌ها می‌توان $x=\hat{x}$ درنظر گرفت. درنتیجه، تخمین y به‌صورت رابطه (۱۹) بیان می‌شود.

$$\hat{y} = h(\hat{x}) \tag{۱۹}$$

مشتق $\hat{y}$ برابر رابطه (۲۰) به‌دست می‌آید.

$$\dot{\hat{y}} = \frac{\partial h}{\partial \hat{x}} \times \frac{\partial \hat{x}}{\partial t} = \frac{\partial h}{\partial \hat{x}}\big(g_0(x) + g_1(x)\, \hat{p} + g_2(x)\, d - K_1(\hat{x} - x)\big) \tag{۲۰}$$

با توجه به ویژگی فلت بودن برای سیستم مورد نظر میتوان $\left(\frac{\partial h}{\partial \hat{x}}(g_2(x)\, d)\right)$ را برابر صفر فرض کرد [۲۴]. هم‌چنین با فرض $x=\hat{x}$، رابطه (۲۰) را می‌توان به‌صورت رابطه (۲۱) در نظرگرفت.

$$\begin{aligned} \dot{\hat{y}} &= \frac{\partial h}{\partial \hat{x}}\ \left(g_0(\hat{x}) + g_1(\hat{x})\, \hat{p}\right) \\ &= f_y(\hat{x}) + g_y(\hat{x})\, \hat{p} \end{aligned} \tag{۲۱}$$

و مشتق زمانی $\dot{\hat{y}}$ به‌صورت رابطه (۲۲) بیان می‌شود.

$$\ddot{\hat{y}} = \frac{\partial f_y(\hat{x})}{\partial \hat{x}}\ \dot{\hat{x}} \tag{۲۲}$$

باتوجه به ویژگی فلتنس برای سیستم موردنظر، می‌توان یک سیستم خطی معادل تعریف کرد. متغیرهای سیستم جدید در رابطه (۲۳) نشان داده شده است.

$$\begin{gathered} Z = \left[\iint \left(y - y_{ref}\right) d\tau \quad y - y_{ref} \quad \dot{y} - \dot{y}_{ref}\right]^T \\ \nu = \ddot{y} \\ \nu_{ref} = \ddot{y}_{ref} \end{gathered} \tag{۲۳}$$

سپس، مشتق ماتریس Z به‌صورت معادله (۲۴) بیان شده است:

$$\dot{Z} = \overbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}^{A} Z + \overbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}}^{B} \left(\nu - \nu_{ref}\right) \tag{۲۴}$$

$\left(\nu - \nu_{ref}\right)$ مطابق رابطه (۲۵) در نظر گرفته شده است:

$$\nu - \nu_{ref} = -K\, Z \qquad (۲۵)$$

سپس، می‌توان نوشت:

$$\dot{Z} = A_{eq} Z \qquad (۲۶)$$

که در آن $A_{eq} = A - BK$ است. K به‌گونه‌ای انتخاب می‌شود که قانون کنترلی با قطب‌های حلقه‌بسته مطلوب انتخاب شود. قانون کنترلی به‌صورت رابطه (۲۷) معرفی شده است. ضرایب k_a، k_b و k_c موجود در این رابطه، طبق رابطه‌های (۲۸)، (۲۹) و (۳۰) به‌گونه‌ای طراحی می‌شوند که دینامیک موردنظر را تامین کنند.

$$\ddot{y} = \ddot{y}_{ref} + k_a(\dot{y}_{ref} - \dot{y}) + k_b\,(y_{ref} - y) + k_c \int (y_{ref} - y)dt \qquad (۲۷)$$

$$K_a = 2\,\zeta\,\omega_n + p \qquad (۲۸)$$

$$K_b = 2\,\zeta\,\omega_n\, p + {\omega_n}^2 \qquad (۲۹)$$

$$K_c = {\omega_n}^2\, p \qquad (۳۰)$$

۳-۳- پایداری لیاپانوف

برای اثبات پایداری دینامیک مشاهده‌گر پیشنهادی، روش پایداری لیاپانوف به‌کار گرفته‌می‌شود. تابع لیاپانوف به‌صورت رابطه (۳۱) نشان داده‌می‌شود.

$$V = \frac{1}{2}{\xi_x}^T \xi_x + \frac{1}{2}{\xi_p}^T \xi_p + \frac{1}{2} Z^T P Z \qquad (۳۱)$$

که P یک ماتریس مثبت معین است.

در نتیجه، معادله لیاپانوف به‌صورت رابطه (۳۲) وجود دارد:

$${A_{eq}}^T P + P A_{eq} = -Q_1 \qquad (۳۲)$$

که در آن Q_1 ماتریس مثبت معین است.

مشتق زمانی تابع لیاپانوف طبق رابطه (۳۳) نوشته‌می‌شود:

$$\dot{V} = {\xi_x}^T\big(g_1(x)\xi_p - K_1\xi_x\big) + {\xi_p}^T\big(g_1(x)\,\xi_x - Q_2\,\xi_p\big) - Z^T Q_1 Z \qquad (۳۳)$$

که در آن $g_1(x) = \big(-\eta_1(x) + K_1 K_p\big)^T$ و $Q_2 = K_P\, g_1(x) > 0$ در نظر گرفته‌می‌شود. در این‌صورت رابطه (۳۳) را می‌توان به فرم ساده‌تر بیان کرد (رابطه (۳۴)).

$$\dot{V} = -{\xi_x}^T K_1 \xi_x - {\xi_p}^T Q_2 \xi_p - Z^T Q_1 Z \qquad (۳۴)$$

در رابطه (۳۴) باتوجه به اینکه $K_1 > 0$، $Q_1 > 0$ و $Q_2 > 0$، مشتق تابع لیاپانوف منفی می‌شود. در نتیجه، سیستم به‌طور نمایی پایدار است.

برای سیستم مورد نظر، مشتق خروجی فلت انتخابی $\dot{\hat{y}}$ را می‌توان به‌صورت تفاضل توان خروجی از توان ورودی در مبدل بوست غیرایده‌آل به‌صورت رابطه (۳۵) نوشت.

$$\dot{\hat{y}} = \widehat{V_T}\,\widehat{\iota_L} - \widehat{v_o}\,\widehat{I_P} \qquad (۳۵)$$

مشتق زمانی $\dot{\hat{y}}$ همانطور که در رابطه (۲۲) نشان داده شد، به‌صورت رابطه (۳۶) نوشته می‌شود.

$$\ddot{y} = \widehat{V_T}\frac{d\widehat{\iota_L}}{dt} - \frac{d\widehat{v_o}}{dt}\,\widehat{I_P} \qquad (۳۶)$$

در نتیجه، با توجه به رابطه (۳۶) و معادلات حالت سیستم(۳) و(۴))، می‌توان چرخه‌وظیفه d را از رابطه (۳۷) به‌دست‌آورد.

$$d = \frac{\ddot{y} + \dot{\widehat{V_T}}\;\widehat{\iota_L} + \widehat{V_T}\left(\frac{\widehat{v_o}}{L} - \frac{\widehat{V_T}}{L}\right) - \dot{\widehat{I_P}}\;\widehat{v_o} - \widehat{I_P}\left(\frac{\widehat{I_P}}{C} - \frac{\widehat{\iota_L}}{C}\right)}{\frac{\widehat{I_P}\widehat{\iota_L}}{C} + \frac{\widehat{v_o}\widehat{V_T}}{L}} \qquad (۳۷)$$

در شکل ۲، بلوک دیاگرام کنترل‌کننده پیشنهادی نشان داده‌شده‌است.

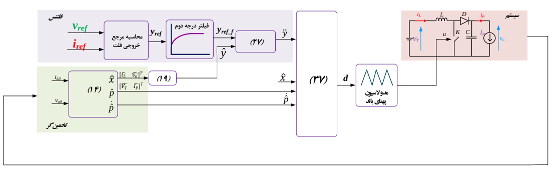
٤- نتایج شبیه‌سازی و آزمایشگاهی

در این بخش، نتایج حاصل از شبیه‌سازی کنترل‌کننده پیشنهادی در محیط MATLAB/Simulink و کار آزمایشگاهی آورده‌شده‌است.

٤-۱- شبیه‌سازی

سیستم مورد مطالعه در محیط MATLAB/Simulink شبیه‌سازی شده‌است. چند هدف در این بخش مورد بررسی قرار گرفته شده است: ردیابی، رگولاسیون، رفتار سیستم در برابر تغییرات ولتاژ منبع ورودی، مقایسه با یک کنترل‌کننده کلاسیک و آزمایش بی‌باری.

هدف، بررسی رفتار کنترل‌کننده در دنبال‌کردن مقادیر مرجع، با تغییر مقدار مرجع ولتاژ خروجی (ردیابی) و تغییر بار (رگولاسیون) است. هم‌چنین، رفتار سیستم در برابر عدم‌قطعیت منبع ورودی بررسی شده‌است. سپس کنترل‌کننده پیشنهادی با یک کنترل‌کننده دوحلقه مقایسه می‌شود. در این کنترل‌کننده دوحلقه، روش PI برای حلقه داخلی و کنترل انرژی برای حلقه خارجی به‌کار گرفته‌می‌شود. پارامترهای سیستم و پارامترهای کنترلی به‌ترتیب در جدول ۱و جدول ۲ آورده‌شده‌است.



شکل ۲: بلوک دیاگرام کنترل‌کننده پیشنهادی

[DOI: 10.52547/joc.16.1.63]

جدول ۱: پارامترهای سیستم

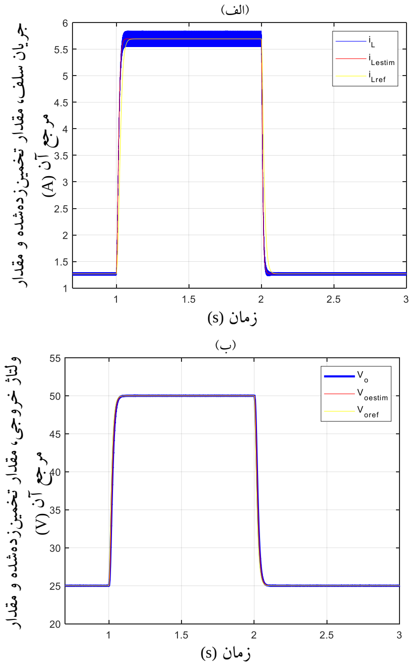
پارامتر	توضیح	مقدار
V_i	ولتاژ ورودی	$24\ V$
L	سلف	$1\ mH$
C	خازن	$1000\ \mu F$
r_L	مقاومت داخلی سلف	$0.76\ \Omega$
f_s	فرکانس کلیدزنی	$40\ kHz$

جدول ۲: پارامترهای کنترلی

پارامتر	مقدار
p_1, p_2	$-1.4\times10^3 \mp j1.4\times10^3$
Q_1	$\mathrm{Diag}[1\times10^2\ \ 1\times10^4]$
P	$\begin{bmatrix} 0.059 & -50 \\ -50.7 & 7.14\times10^4 \end{bmatrix}$
Q_2	$\mathrm{Diag}[10\ \ 10]$
K_1	14000
ω_n	2000
ζ	0.7

الف) ردیابی

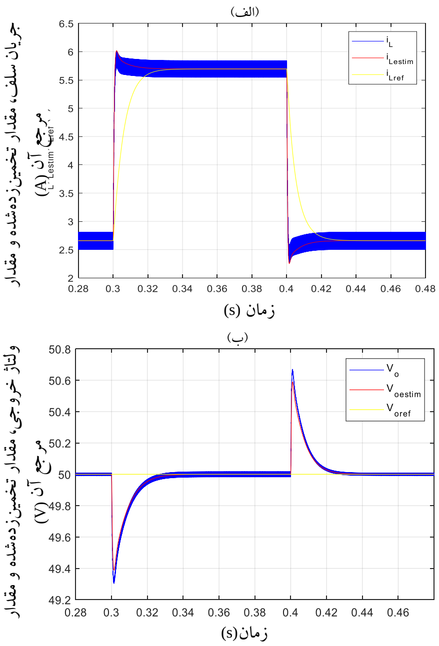
در شکل ۳، شکل‌موج‌های جریان سلف و ولتاژ خروجی برای ردیابی ولتاژ خروجی مرجع نشان داده شده است. برای بررسی مسئله ردیابی، مقدار بار ۴۸ اهم ثابت در نظر گرفته‌شده‌است و مقدار ولتاژ خروجی مرجع در زمان ۱ ثانیه از مقدار اولیه ۲۵ ولت به ۵۰ ولت تغییر داده‌می‌شود و سپس در زمان ۲ ثانیه به ۲۵ ولت باز گردانده می‌شود. همان‌طور که در شکل ۳ مشاهده می‌شود، ولتاژ خروجی و مقدار تخمین‌زده‌شده آن و جریان سلف و مقدار تخمین‌زده‌شده آن مقادیر مرجع خود را به‌خوبی دنبال می‌کنند. با توجه به شکل، بدیهی است که با تغییر نقطه کار، مقدار چرخه وظیفه و در نتیجه، ریپل شکل موج جریان تغییر می‌کند.



شکل ۳: ردیابی: (الف) جریان سلف، مقدار تخمین‌زده شده و مرجع آن (ب) شکل موج ولتاژ خروجی، مقدار تخمین‌زده شده و مرجع آن، با تغییر ولتاژ خروجی از ۲۵ ولت به ۵۰ ولت در زمان ۱ ثانیه و از ۵۰ ولت به ۲۵ ولت در زمان ۲ ثانیه.

ب) رگولاسیون

برای بررسی مسئله رگولاسیون، مقدار ولتاژ خروجی مرجع ثابت است و مقدار بار در زمان ۰/۳ ثانیه از ۴۸ اهم به ۲۴ اهم تغییر داده‌می‌شود و سپس در زمان ۰/۴ ثانیه از ۲۴ اهم به ۴۸ اهم بازگردانده می‌شود. شکل ۴ نتیجه حاصل از شبیه‌سازی پاسخ رگولاسیون را برای ولتاژ خروجی و جریان سلف نشان می‌دهد. در شکل ۴ (ب) ملاحظه می‌شود که در زمان‌های تغییر بار، ولتاژ خروجی و مقدار تخمین‌زده‌شده آن، مقداری فروجهش و فراجهش دارند و بعد از آن مرجع خود را دنبال می‌کنند. شکل ۴ (الف) جریان سلف، مقدار تخمین‌زده‌شده و مرجع آن را نشان می‌دهد. مشاهده می‌شود که جریان سلف به‌خوبی مرجع خود را دنبال می‌کند تا ولتاژ خروجی را به‌صورت مطلوب تنظیم کند.



شکل ۴: رگولاسیون: (الف) جریان سلف، مقدار تخمین‌زده‌شده و مرجع آن (ب) شکل موج ولتاژ خروجی، مقدار تخمین‌زده‌شده و مرجع آن، با تغییر مقدار مقاومت با از ۴۸ اهم به ۲۴ اهم در زمان ۰/۳ ثانیه و از ۲۴ اهم به ۴۸ اهم در زمان ۰/۴ ثانیه.

[DOR: 20.1001.1.20088345.1401.16.1.6.8]
[DOI: 10.52547/joc.16.1.63]

پ) رفتار سیستم دربرابر تغییرات ولتاژ ورودی

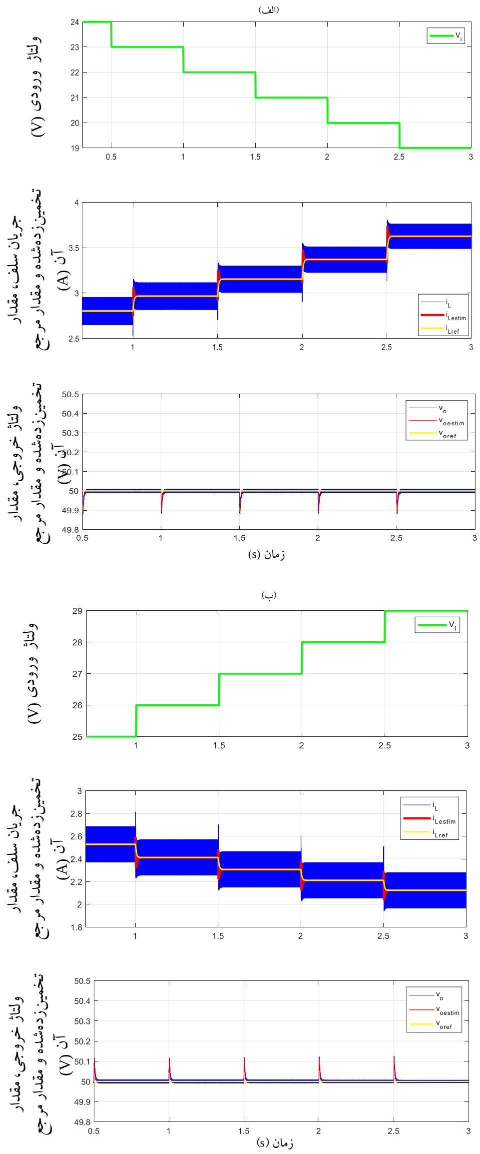
در این بخش، رفتار سیستم با تغییر ولتاژ ورودی بررسی شده است. در شکل ۵ (ب)، ولتاژ ورودی در هر ۰/۵ ثانیه، ۱ ولت افزایش داده شده است و از ۲۵ ولت به ۲۹ ولت رسیده است. در شکل ۵ (الف)، ولتاژ ورودی در هر ۰/۵ ثانیه، ۱ ولت کاهش داده‌شده و از ۲۴ ولت به ۱۹ ولت رسیده است. در هر دوحالت مشاهده می‌شود که ولتاژ خروجی و مقدار تخمین‌زده‌شده آن و هم‌چنین جریان سلف و مقدار تخمین‌زده‌شده آن، مقادیر مرجع خود را دنبال می‌کنند.

ت) مقایسه

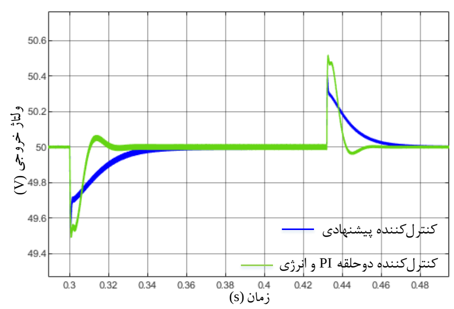
در این بخش، مقایسه عملکرد کنترل‌کننده پیشنهادی با یک کنترل‌کننده کلاسیک با ساختار دو حلقه ارائه شده است. در این کنترل‌کننده دو حلقه، در حلقه داخلی برای کنترل جریان، کنترل‌کننده PI و در حلقه خارجی برای کنترل ولتاژ، یک کنترل‌کننده انرژی به‌کار گرفته‌شده‌است. در شکل ۶، ولتاژ خروجی برای کنترل‌کننده پیشنهادی و کنترل‌کننده دو حلقه، نشان داده شده است. این مقایسه در حالتی انجام می‌شود که ولتاژ خروجی مرجع در مقدار ۵۰ ولت ثابت است و مقدار بار در زمان ۰/۳ ثانیه از ۴۸ اهم به ۲۴ اهم تغییر داده‌می‌شود و در زمان ۰/۴۳ ثانیه از ۲۴ اهم به ۴۸ اهم رسانده می‌شود. در زمان‌های تغییر بار، مشاهده می‌شود که کنترل‌کننده پیشنهادی مقدار فروجهش و فراجهش کمتری نسبت به کنترل‌کننده دو حلقه دارد.

ث) رفتار سیستم در بی‌باری

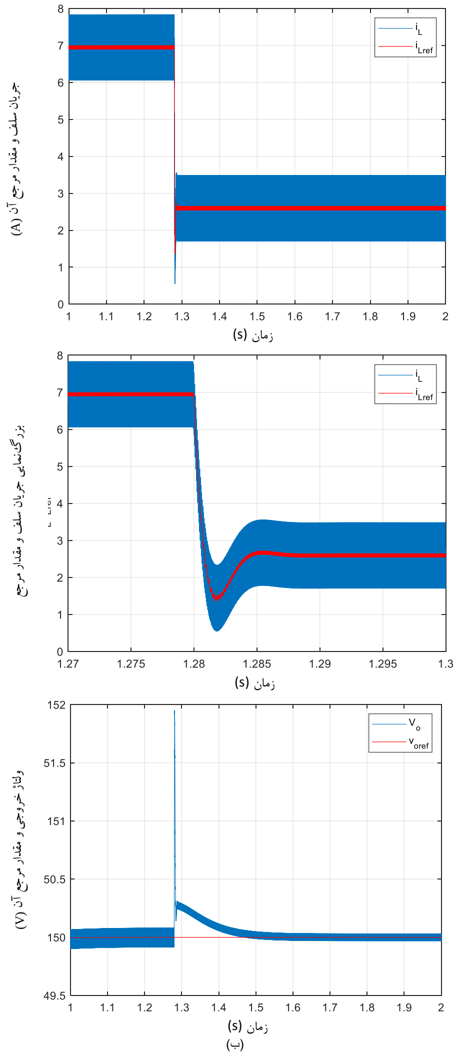
در این بخش، رفتار سیستم در بی‌باری بررسی می‌شود. مقدار مقاومت بار از مقدار ۹۰ اهم به یک مگا اهم در زمان ۱/۲۸ ثانیه تغییر داده شده است. مقدار مرجع ولتاژ خروجی در این آزمایش، ۱۵۰ ولت در نظر گرفته شده است. شکل موج‌های جریان عبوری از سلف و مرجع آن، هم‌چنین شکل موج‌های ولتاژ خروجی ومرجع در شکل ۷ داده شده است. مشاهده می‌شود که سیستم مورد مطالعه، پس از اعمال تغییرات بار در شرایط پایدار باقی می‌ماند. ولتاژ خروجی هم پس از کمی افزایش به مقدار مرجع خود در زمان کوتاهی همگرا می‌شود.



شکل ۵: شکل موج ولتاژ خروجی، مقدار تخمین‌زده‌شده و مرجع آن و شکل موج جریان سلف، مقدار تخمین‌زده‌شده و مرجع آن ، با کاهش پله‌ای ۱ ولتی ولتاژ ورودی از ۲۴ ولت به ۱۹ ولت (الف) و با افزایش پله‌ای ۱ ولتی ولتاژ ورودی از ۲۴ ولت به ۲۹ ولت (ب).



شکل ۶: شکل‌موج ولتاژ خروجی با تغییر مقاومت خروجی از ۴۸ اهم به ۲۴ اهم و از ۲۴ اهم به ۴۸ اهم برای کنترل‌کننده پیشنهادی (آبی) و کنترل‌کننده دوحلقه PI و حلقه انرژی (سبز).

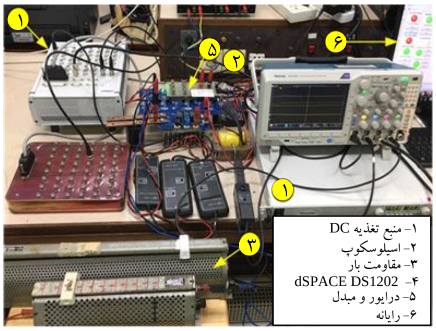


شکل ۷: شکل موج‌ها در حالت بی‌باری (الف): جریان سلف و مرجع آن، (ب): ولتاژ خروجی و مقدار مرجع آن.

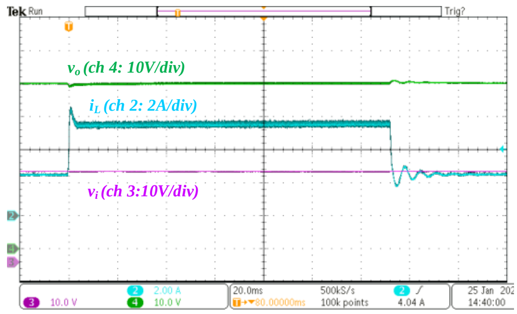
۴-۲- نتایج آزمایشگاهی

جهت اعتبار سنجی کنترل‌کننده پیشنهادی، سیستم مورد مطالعه به‌صورت عملی پیاده‌سازی شده‌است. برای انجام آزمایش، به‌کمک نرم‌افزار Simulink/MATLAB-RTW این کنترل‌کننده در دستگاه dSPACE-DS12D02 پیاده‌سازی شده‌است. میزکار آزمایشگاهی در شکل ۸ نشان داده‌شده‌است. در هر دوره کلیدزنی $T=\frac{1}{f_s}$، تمام سیگنال‌های مورد نیاز نمونه‌برداری شده است. در روش پیشنهادی، به دو سنسور ولتاژ ورودی V_i و جریان خروجی i_o نیاز نیست و تنها یک سنسور برای جریان سلف و یک سنسور برای ولتاژ خروجی به‌کار گرفته‌می‌شود. همه آزمایش‌های عملی به‌صورت حلقه‌بسته انجام شده‌اند. پارامترهای به‌کار گرفته‌شده در کار عملی در جدول ۱ داده شده‌است.

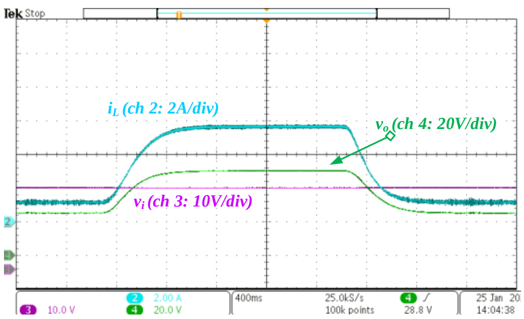
شکل ۹، شکل موج جریان سلف و ولتاژ خازن را در حالتی نشان می‌دهد که ولتاژ خروجی مرجع ۵۰ ولت ثابت است و مقاوت بار از ۴۸ اهم به ۲۴ رسانده‌می‌شود و سپس به ۴۸ اهم بازگردانده می‌شود. شکل ۱۰، شکل موج جریان سلف و ولتاژ خازن را با تغییر ولتاژ خروجی مرجع از ۲۵ ولت به ۵۰ ولت و برعکس نشان می‌دهد. در این حالت مقاومت بار ۲۴ اهم ثابت است. شکل ۱۱، شکل‌موج جریان سلف و ولتاژ خازن را در حالت تغییر ولتاژ ورودی نشان می‌دهد. در شکل ۱۱ (ب)، ولتاژ ورودی در هر گام ۱ ولت افزایش پیدا می‌کند و در شکل ۱۱ (الف)، ولتاژ ورودی در هر گام ۱ ولت کاهش پیدا می‌کند.



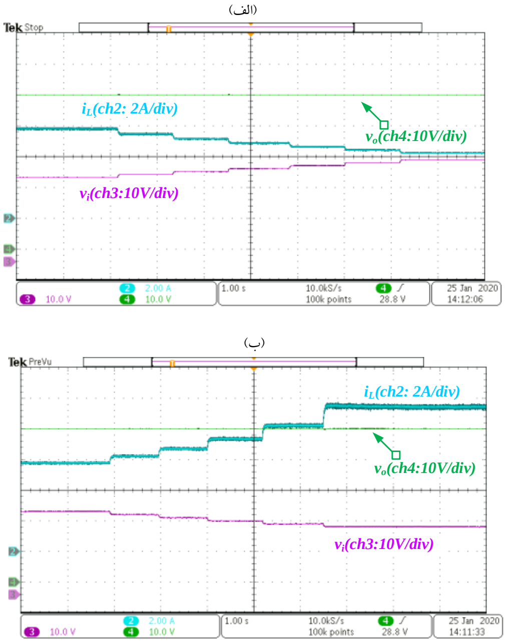
شکل ۸: میز آزمایشگاهی



شکل ۹: شکل‌موج جریان سلف و ولتاژ خروجی با تغییر مقاومت بار از ۴۸ اهم به ۲۴ و برعکس در ولتاژ خروجی مرجع ۵۰ ولت.



شکل ۱۰: شکل‌موج جریان سلف و ولتاژ خروجی با تغییر ولتاژ خروجی مرجع از ۲۵ ولت به ۵۰ ولت و برعکس در مقاومت بار ۲۴ اهم.



شکل ۱۱: شکل‌موج جریان سلف و ولتاژ خروجی با کاهش ۱ ولتی ولتاژ خروجی در هر گام (الف) و افزایش ۱ ولتی ولتاژ ورودی در هر گام (ب).

با توجه به نتایج به‌دست‌آمده از شبیه‌سازی و کار آزمایشگاهی، می‌توان نتیجه گرفت که تخمین گر پیشنهادی می‌تواند به‌خوبی تغییر ولتاژ ورودی را ردیابی کرده و اطلاعات را برای کنترل‌کننده پیشنهادی فراهم کند. هم‌چنین سیستم می‌تواند ولتاژ خروجی را بدون به‌کارگیری سنسور جریان خروجی و سنسور ولتاژ ورودی، به‌خوبی تنظیم کند.

۸- نتیجه گیری

در این مقاله، در مورد یک کنترل‌کننده بدون سنسور مبتنی‌بر فلتنس با مشاهده‌گر غیرخطی برای کنترل مبدل بوست غیرایده‌آل بحث شد. در این سیستم، تلفات توسط منبع جریان در خروجی و منبع ولتاژ در ورودی مدل شد. با به‌کارگیری مشاهده‌گر غیرخطی، تلفات سیستم، ولتاژ ورودی و جریان خروجی تخمین‌زده شد. در نتیجه در کنترل‌کننده پیشنهادی، تنها به دو سنسور ولتاژ خروجی و جریان ورودی نیاز است. نتایج شبیه‌سازی و کار آزمایشگاهی، مقاوم‌بودن کنترل‌کننده پیشنهادی را در برابر عدم‌قطعیت ولتاژ ورودی نشان داد. هم‌چنین، مسئله ردیابی و رگولاسیون برای کنترل‌کننده پیشنهادی بررسی شد که نتایج به‌دست آمده، نشان‌دهنده عملکرد مناسب کنترل‌کننده است. نتیجه شبیه‌سازی کنترل‌کننده پیشنهادی با یک کنترل‌کننده دو حلقه، شامل PI و انرژی مقایسه و مشاهده شد که کنترل‌کننده پیشنهادی با تغییر بار، فراجهش و فروجهش کمتری نسبت به کنترل‌کننده دوحلقه PI و انرژی دارد.

مراجع

[1] Yazici and E. Kürs, “Fast and robust voltage control of DC–DC boost converter by using fast terminal sliding mode controller,” IET Power Electronics, vol. 9, no. 1, pp. 120-125, 2016.

[2] A. Mesbahi, Y. Aljarhizi, A. Hassoune, M. Khafallah and E. Alibrahmi, “Boost converter implementation for wind generation system based on a variable speed PMSG,”1st International Conference on Innovative Research in Applied Science, Engineering and Technology, pp. 1-6, 2020.

[3] A. Janabi, B. Wang, “Switched-capacitor voltage boost converter for electric and hybrid electric vehicle drives,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 35, no. 6, pp. 5615–5624, 2020.

[4] A. K. Mishra and B. Singh, “Performance optimization of grid-interactive switched reluctance motor-driven SPWPS utilizing a new structure of boost converter,” IEEE 9th Power India International Conference, pp. 1-6, 2020.

[5] M. Malekzadeh, A. Khosravi, M. Tavan “A novel adaptive output feedback control for DC–DC boost converter using immersion and invariance observer,” Evolving Systems, pp. 707–715, 2020.

[6] M. Malekzadeh, A. Khosravi, and M. Tavan “Observer based control scheme for DC-DC boost converter using sigma–delta modulator,” The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering, vol. 37, no. 2, pp.784-798, 2017.

[7] N. Femia, K. Stoyka, G. Di Capua, “Impact of inductors saturation on peak-current mode control operation,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 35, no. 10, pp. 10969-10981, 2020.

[8] I. J. Prasuna, M. S. Kavya, K. Suryanarayana and B. R. Shrinivasa Rao, “Digital peak current mode control of boost converter, ” Annual International Conference on Emerging Research Areas: Magnetics, Machines and Drives Kottayam, pp. 1-6, 2014.

[9] Z. B. Duranay, H. Guldemir, S. Tuncer, “Fuzzy sliding mode control of DC-DC boost converter,” Engineering, Technology & Applied Science Research, vol. 8, no. 3, pp. 3054–3059, 2018.

[10] R. Saadi et al., “Dual loop controllers using PI , sliding mode and flatness controls applied to low voltage converters for fuel cell applications,” Int. J. Hydrogen Energy, vol. 41, no. 42, pp. 19154–19163, 2016.

[11] M. Fliess, J. Levine, P. Martin, and P. Rouchon, “Flatness and defect of non-linear systems: introductory theory and examples,” Int. J. Control,

[DOR: 20.1001.1.20088345.1401.16.1.6.8]
[DOI: 10.52547/joc.16.1.63]

Riedinger, “Observer and Lyapunov-based control for switching power converters with LC input filter,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 34, no. 7, pp. 7053–7066, 2018.

[24] J. Levine, “Differentialy flat systems,” in Analysis and control of nonlinear systems, a flatness-based approach, Springer Dordrecht Heidelberg, 2009, p. 318.

pp. 1327–1361, 1995.

[12] P. B. Ngancha, K. Kusakana, and E. Markus, “A survey of differential flatness-based control applied to renewable energy sources,” IEEE PES Power Africa, pp. 371–379, 2017.

[13] L. Gil-antonio, B. Saldivar, and O. Portillo-rodríguez, “Trajectory tracking control for a boost converter based on the differential flatness property,” IEEE Access, vol. 7, pp. 63437–63446, 2019.

[14] Q. Li, Y. Huangfu, L. Xu, and D. Zhao, “Robust flatness based control with disturbance observers of non-ideal boost converter for electric vehicles,” IEEE Tranportation Electrification Conference and Expo, pp. 1-6, 2019.

[15] A. Hussain, H. Ahmed, A. Faisal, and K. Al-haddad, “a novel sensor-less current technique for photovoltaic system using DC transformer model based model predictive control,” Elec. Power Energy Syst., vol. 122, 2020.

[16] W. Qiao, “Intelligent mechanical sensorless MPPT control for wind energy systems,” IEEE Power Energy Soc. Gen. Meet., pp. 1-8, 2012.

[17] M. A. S. Ali, K. K. Mehmood, S. Baloch, and C. H. Kim, “Wind-speed estimation and sensorless control for SPMSG-based WECS using LMI-based SMC,” IEEE Access, vol. 8, pp. 26524–26535, 2020.

[18] H. Cho, S. J. Yoo, and S. Kwak, “State observer based sensor less control using Lyapunov’s method for boost converters,” IET Power Electron., vol. 8, no. 1, pp. 11–19, 2015.

[19] Q. Li, Y. Huangfu, L. Xu, D. Zhao, and F. Gao, “Robust adaptive flatness based control for non-ideal boost converter in fuel cell electric vehicles,” IEEE International Conference on Industrial Technology, pp. 1707–1712, 2019.

[20] A. Shahin, A. Payman, J. Martin, and S. Pierfederici, “Approximate novel loss formulae estimation for optimization of power controller of DC/DC converter,” 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, pp. 373–378, 2010.

[21] M. Mehrasa, E. Pouresmaeil, S. Taheri, I. Vechiu, and J. P. S. Catalão, “Novel control strategy for modular multilevel converters based on differential flatness theory,” IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron., vol. 6, no. 2, pp. 888–897, 2018.

[22] H. Renaudineau, J. Martin, B. Nahid-Mobarakeh, and S. Pierfederici, “DC–DC converters dynamic modeling with state observer-based parameter estimation,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 30, no. 6, pp. 3356–3363, 2015.

[23] R. Gavagsaz-Ghoachani, M. Phattanasak, J. Martin, S. Pierfederici, B. Nahidmobarakeh, and P.

[DOR: 20.1001.1.20088345.1401.16.1.6.8]

[DOI: 10.52547/joc.16.1.63]