

کنترل بدون سنسور مبتنی بر 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، دانشکده مهندسی مکانیک و انرژی، گروه مهندسی انرژی‌های تجدیدپذیر، دانشگاه شهید بهشتی، تهران، ایران، r_gavagsaz@sbu.ac.ir

پذیرش: ۱۴۰۰/۰۵/۱۷

ویرایش: ۱۳۹۹/۱۱/۲۷

دریافت: ۱۳۹۹/۰۸/۳۰

چکیده: در این مقاله، یک کنترل‌کننده بدون سنسور مبتنی بر فلتنس با مشاهده گر غیرخطی برای کنترل مبدل بوست غیرایده‌آل پیشنهاد شده است. تلفات در این مبدل، از طریق منبع ولتاژ سری با ورودی و منبع جریان موازی با خروجی مدل‌سازی شده است. با کمک کنترل مبتنی بر فلتنس، هر دو پارامتر ولتاژ خروجی و جریان سلف در یک ساختار تک‌حلقه تنظیم شده است. اما روش مبتنی بر فلتنس به مدل دقیق سیستم وابسته است و برای به دست آوردن اطلاعات تمام پارامترها نیاز به تعداد سنسور بیشتری دارد. در راستای کاهش سنسور، یک مشاهده گر غیرخطی برای تخمین جریان خروجی و ولتاژ ورودی به کار گرفته شده است و سنسورهای مربوط به این دو پارامتر حذف شده است. 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 شده است. همچنین، نتیجه شبیه‌سازی کنترل‌کننده پیشنهادی با یک کنترل‌کننده دو حلقه PI و انرژی مقایسه شده است.

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

Sensorless flatness based control for a boost converter

Mahsa Rahmati Khorramabadi¹, Zohreh Shahrouei², Rogahyeh Gavagsaz-Ghoachani³

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، به دلیل بازده بالا و قیمت مناسب [۱]، در کاربردهایی مانند سیستم‌های انرژی تجدیدپذیر [۲]، حمل و نقل الکتریکی [۳] و درایو ماشین‌های الکتریکی [۴] نقشی اساسی دارد. رفتار غیرخطی مبدل بوست، طراحی کنترل کننده برای آن را سخت می‌سازد. علاوه بر این، در کاربردهای مبدل بوست، به طور معمول عدم قطعیت‌هایی در ولتاژ ورودی، پارامترها و بار وجود دارد و تنظیم ولتاژ خروجی مبدل بوست، باید در حضور این عدم قطعیت‌ها انجام شود [۵]. بنابراین، به طراحی کنترل کننده‌ای متناسب با ماهیت غیرخطی مبدل و هم چنین مقاوم نیاز است که پایداری را در هر شرایط عملیاتی تضمین کند. پیاده‌سازی کنترل کننده‌های خطی مانند PI^1 و PID^2 برای مبدل بوست به سادگی انجام می‌شود. چالش روش‌های کنترلی خطی این است که، پاسخ دینامیکی سریع در محدوده گسترده‌ای از شرایط عملیاتی ندارند [۶]. در نتیجه، کنترل کننده‌های غیرخطی برای رفع محدودیت‌های کنترل کننده‌های خطی روی کار آمدند. از جمله آنها، کنترل کننده پیک جریان است که به صورت گسترده برای کنترل مبدل بوست به کار گرفته شده است [۷]. این کنترل کننده دارای پاسخ دینامیکی مقاوم و پیاده‌سازی آسان است. ولی، ناپایداری برای چرخه وظیفه بزرگ‌تر از ۰/۵ یکی از چالش‌های کنترل پیک جریان است. این ناپایداری‌ها به صورت نوسان زیرهارمونیک پدیدار می‌شوند [۸]. افزودن شیب جبران ساز می‌تواند این چالش را برطرف کند. چالش دیگر آن، وجود خطای حالت ماندگار است. کنترل کننده مدل‌غزشی روشی دیگر برای کنترل مبدل بوست است. این کنترل کننده در برابر اغتشاشات و تغییر پارامترها مقاوم است. از چالش‌های کنترل کننده مدل‌غزشی می‌توان به پدیده چترینگ^۳ اشاره کرد [۹].

برای کنترل مبدل بوست می‌توان کنترل مبتنی بر فلتنس دیفرانسیلی را به کار برد [۱۰]. ویژگی فلتنس اولین بار توسط M. Fliess در سال ۱۹۹۵ مطرح شد [۱۱]. اگر ویژگی فلت بودن یک سیستم اثبات شود، آن گاه می‌توان سیستم را توسط فیدبک خطی ساز به یک سیستم کنترل پذیر 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 مبتنی بر فلتنس وجود دارد که سبب بهبود عملکرد در حالت گذرا و کاهش حساسیت سیستم نسبت به عدم قطعیت‌ها می‌شود [۱۲]. هم چنین، مزیت دیگر کنترل مبتنی بر فلتنس، مقاوم بودن در برابر تغییر پارامترها و امکان کنترل سیستم‌های غیرمینیم فاز است [۱۳]. کنترل مبتنی بر فلتنس با وجود مزایا، چالش‌هایی نیز دارد. یکی از چالش‌های کنترل مبتنی بر فلتنس وابسته بودن آن به مدل دقیق سیستم است [۱۴]. در کنترل مبتنی بر فلتنس، نسبت به کنترل کننده‌های کلاسیک مانند PI ، دو سنسور اضافی مورد نیاز

است. برای مقاوم بودن کنترل کننده در برابر تغییر ولتاژ ورودی و بار، به مقدار جریان خروجی و ولتاژ ورودی در هر لحظه نیاز است. برای به دست آوردن این دو مقدار، دو سنسور به کار گرفته می‌شود [۱۴].

به کارگیری سنسورها، چالش‌هایی را به دنبال دارد. افزایش هزینه، وزن، حجم و پیچیدگی سیستم، کاهش قابلیت اطمینان [۱۵]، اجرا و پیاده‌سازی سخت، نیاز به سیم‌کشی مناسب و خرابی زیاد سنسورها [۱۶] - [۱۷]، از جمله معایب سنسورها است. با توجه به چالش‌های بیان شده، روش‌های کنترلی با هدف کاهش سنسور مورد توجه هستند. در پژوهش‌ها، به کارگیری انواع مشاهده گر‌ها برای تخمین مقدار پارامترها و در نتیجه کاهش تعداد سنسورها بررسی شده است. برای نمونه، در [۱۸] یک کنترل کننده بدون سنسور مبتنی بر مشاهده گر حالت با به کارگیری روش لیاپانوف برای مبدل بوست به کار گرفته شده است. در این کنترل کننده، مشاهده گر توسط ولتاژ ورودی، ولتاژ خروجی و چرخه وظیفه، جریان سلف را تخمین می‌زند. به کارگیری سنسور برای به دست آوردن مقدار ولتاژ ورودی، چالش این روش است. در [۱۹] کاهش سنسور توسط یک کنترل کننده با ساختار دو حلقه برای مبدل بوست پیشنهاد شده است. در این کنترل کننده تلفات از طریق مقاومت‌های سری و موازی مدل‌سازی شده است. در حلقه خارجی، کنترل مبتنی بر فلتنس تطبیقی به کار گرفته شده است. در این حلقه، یک مشاهده گر مدل‌غزشی برای تخمین ولتاژ ورودی و جریان خروجی وجود دارد و ردیابی ولتاژ مرجع تضمین می‌شود. در حلقه داخلی برای ردیابی جریان مرجع یک کنترل کننده PI به کار گرفته شده است. این کنترل کننده در برابر اغتشاشات بار و تغییر ولتاژ ورودی مقاوم است و هم چنین از تعداد سنسور کمتری بهره می‌گیرد. به کارگیری کنترل کننده خطی PI در حلقه داخلی باعث محدودیت در عملکرد کنترل کننده با تغییر نقطه کار می‌شود. در [۱۴] برای کاهش سنسور در مبدل بوست غیرایده آل، یک کنترل کننده دو حلقه مبتنی بر فلتنس با مشاهده گر اغتشاشات به کار گرفته شده است. توسط مشاهده گر، مقدار ولتاژ ورودی و جریان خروجی با در نظر گرفتن اغتشاشات تخمین زده و سنسورهای این دو پارامتر حذف شده است. به کارگیری ساختار کنترلی دو حلقه، دست‌یابی به پهنای باند بالاتر را محدود می‌سازد.

با مروری بر ادبیات پژوهش‌های انجام شده، مشاهده شد که هر یک از کنترل کننده‌ها مزایا و معایب خود را دارد. در این مقاله، هدف بهبود عملکرد کنترل کننده مبتنی بر فلتنس است. همان‌طور که بیان شد یکی از چالش‌های این روش کنترلی نیاز به تعداد سنسور اضافی نسبت به برخی از کنترل کننده‌ها است. روش پیشنهادی مبتنی بر فلتنس با هدف کاهش سنسور برای تنظیم ولتاژ خروجی و جریان ورودی مبدل بوست در یک ساختار تک حلقه پیشنهاد شده است. تلفات با سری کردن یک منبع ولتاژ فرضی با ورودی و موازی کردن یک منبع جریان فرضی با خروجی مدل

³ Chattering¹ Proportional Integral² Proportional Integral Derivative

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

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

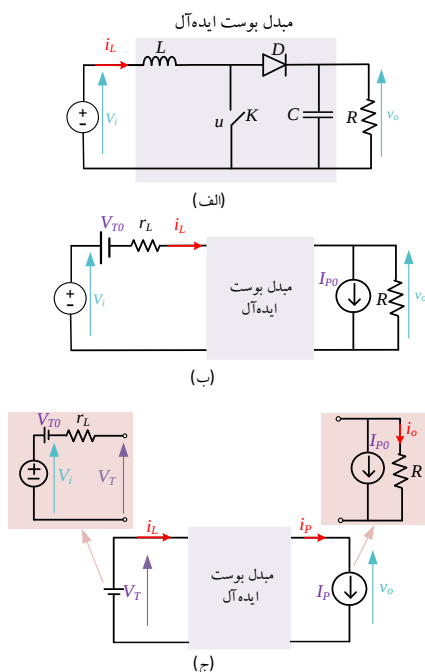
در رابطه‌های (۱) تا (۴)، d چرخه‌وظیفه متناظر با سیگنال فرمان u است. مقدار V_T و I_P نیز با توجه به شکل ۱ (ج) در رابطه‌های (۵) و (۶) آورده شده‌است. در این روابط، منبع ولتاژ جدید V_T شامل منبع ولتاژ واقعی V_i ، منبع ولتاژ V_{T0} و ولتاژ عبوری از مقاومت r_L است. هم‌چنین، برای جریان خروجی جدید I_P ، شامل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

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

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

۳- معرفی کنترل کننده پیشنهادی

در این بخش، کنترل کننده پیشنهادی برای مبدل بوست با در نظر گرفتن تلفات معرفی شده‌است. ابتدا یک خروجی فلت مناسب برای سیستم در نظر گرفته شده‌است. سپس، یک مشاهده گر غیرخطی برای تخمین تلفات و ردیابی مقدار مرجع خروجی فلت طراحی شده‌است. در نهایت، با به کارگیری نظریه لیاپانوف، پایداری کنترل کننده اثبات شده‌است.



شکل ۱: (الف) شماتیک مبدل بوست ساده، (ب) مبدل بوست با در نظر گرفتن تلفات، (ج) مدل اصلاح شده مبدل بوست با تلفات.

شده‌است [۲۰]. به کارگیری ساختار تک حلقه، امکان دست یابی به پهنای باند بالاتر را فراهم می‌سازد. برای تخمین این تلفات یک مشاهده گر به کار گرفته می‌شود. به کارگیری روش مبتنی بر فلتنس به همراه مشاهده گر، پاسخ دینامیکی سیستم را بهبود می‌بخشد. هم‌چنین به دلیل حذف برخی از سنسورها، هزینه، حجم و وزن سیستم کنترلی کاهش و قابلیت اطمینان افزایش می‌یابد.

ساختار مقاله به این گونه در نظر گرفته شده است: پس از بخش مقدمه، در بخش دوم مبدل بوست با در نظر گرفتن تلفات، مدل سازی شده است. طراحی کنترل کننده به همراه مشاهده گر و هم‌چنین، اثبات پایداری کنترل کننده توسط تئوری لیاپانوف در بخش سوم ارائه شده است. در بخش چهارم، با انجام شبیه سازی، رگولاسیون، ردیابی و رفتار سیستم در برابر عدم قطعیت ولتاژ ورودی برای کنترل کننده پیشنهادی، بررسی شده است. سپس، نتایج به دست آمده از کنترل کننده پیشنهادی با یک کنترل کننده دو حلقه که شامل یک کنترل کننده PI و کنترل کننده انرژی است، مقایسه شده‌است. هم‌چنین، جهت اعتبارسنجی، نتایج کار آزمایشگاهی ارائه شده است. در انتها، نتیجه گیری پژوهش انجام شده 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 ایده آل را نشان می‌دهد. اجزای اصلی آن، سلف L ، کلید K کنترل شده با سیگنال فرمان u و دیود D است. در خروجی مبدل بوست، خازن C در نظر گرفته می‌شود. هم‌چنین R مقاومت بار، V_i ولتاژ ورودی، v_o ولتاژ خروجی و i_L جریان عبوری از سلف است. در شکل ۱ (ب)، تلفات مبدل بوست در نظر گرفته شده‌است. 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 مدل سازی شده‌است. مقدار منابع ولتاژ و جریان برای مدل کردن تلفات، به نقطه کار مبدل بستگی دارد. می‌توان شماتیک مبدل بوست را با در نظر گرفتن تلفات به صورت شکل ۱ (ج)، نشان داد. در این حالت، ولتاژ ورودی V_i 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 گرفته شده‌است. با توجه به شکل ۱ (ب)، به کمک قوانین کیرشهف، تغییرات جریان سلف و تغییرات ولتاژ خازن از طریق رابطه‌های (۱) و (۲) به دست می‌آید.

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

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

رابطه‌های (۳) و (۴)، معادلات حاکم بر سیستم برای مدل اصلاح شده مبدل بوست با توجه به شکل ۱ (ج) را نشان می‌دهد.

۳-۱- فلتنس

و پارامترهای ناشناخته را تخمین زد. در این رابطه K_I و K_P پارامتر کنترلی هستند و $\eta_1(x)$ یک ماتریس است.

خطای تخمین در روابط (۱۵) و (۱۶) نشان داده می شود.

$$\xi_x = \hat{x} - x \quad (15)$$

$$\xi_p = \hat{p} - p \quad (16)$$

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

با به کارگیری رابطه های (۱۴)، (۱۵) و (۱۶) معادله های مشاهده گر پیشنهادی به دست می آیند (رابطه های (۱۷) و (۱۸)).

$$\dot{\xi}_x = g_1(x) \xi_p - K_1 \xi_x \quad (17)$$

$$\dot{\xi}_p = (-\eta_1 + K_P K_1) \xi_x - K_P g_1(x) \xi_p \quad (18)$$

همان طور که در بخش فلتنس اشاره شد، γ خروجی فلت به صورت تابعی از x است. به دلیل تغییر آهسته متغیرهای حالت نسبت به سرعت تخمین آنها می توان $x = \hat{x}$ در نظر گرفت. در نتیجه، تخمین γ به صورت رابطه (۱۹) بیان می شود.

$$\hat{y} = h(\hat{x}) \quad (19)$$

مشتق $\hat{y}$ برابر رابطه (۲۰) به دست می آید.

$$\dot{\hat{y}} = \frac{\partial h}{\partial \hat{x}} \times \frac{\partial \hat{x}}{\partial t} = \frac{\partial h}{\partial \hat{x}} (g_0(x) + g_1(x) \hat{p} + g_2(x) d - K_1(\hat{x} - x)) \quad (20)$$

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]. هم چنین با فرض $x = \hat{x}$ ، رابطه (۲۰) را می توان به صورت رابطه (۲۱) در نظر گرفت.

$$\dot{\hat{y}} = \frac{\partial h}{\partial \hat{x}} (g_0(\hat{x}) + g_1(\hat{x}) \hat{p}) = f_y(\hat{x}) + g_y(\hat{x}) \hat{p} \quad (21)$$

و مشتق زمانی $\hat{y}$ به صورت رابطه (۲۲) بیان می شود.

$$\ddot{\hat{y}} = \frac{\partial f_y(\hat{x})}{\partial \hat{x}} \hat{x} \quad (22)$$

با توجه به ویژگی فلتنس برای سیستم مورد نظر، می توان یک سیستم خطی معادل تعریف کرد. متغیرهای سیستم جدید در رابطه (۲۳) نشان داده شده است.

$$Z = \left[\int (y - y_{ref}) d\tau \quad y - y_{ref} \quad \dot{y} - \dot{y}_{ref} \right]^T \quad (23)$$

$$v = \ddot{y}$$

$$v_{ref} = \ddot{y}_{ref}$$

سیس، مشتق ماتریس Z به صورت معادله (۲۴) بیان شده است:

$$\dot{Z} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} Z + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} (v - v_{ref}) \quad (24)$$

(۲۵) مطابق رابطه (۲۵) در نظر گرفته شده است:

یک سیستم غیرخطی فلت است اگر بتوان تمام متغیرهای حالت سیستم x و تمام متغیرهای ورودی (کنترلی) u را به صورت تابعی از خروجی فلت y و تعداد محدود از مشتق های آن، تعریف کرد. خروجی فلت مجموعه ای از متغیرهای مستقل است که تعداد آن با تعداد ورودی های سیستم برابر است [۲۱]. γ خروجی فلت به صورت تابعی از متغیرهای حالت انتخاب می شود (رابطه (۷)).

$$y = h(x) \quad (7)$$

در مبدل بوست، مجموع انرژی های ذخیره شده در سلف و خازن سیستم، به عنوان خروجی فلت در نظر گرفته می شود (رابطه (۸)).

$$h(x) = \frac{1}{2} L i_L^2 + \frac{1}{2} C v_o^2 \quad (8)$$

بنابراین، می توان چرخه وظیفه را به صورت تابعی از خروجی فلت و مشتق های آن نوشت (رابطه (۹)).

$$d = \psi(y, \dot{y}, \dots, y^{(r+1)}) \quad (9)$$

در نتیجه می توان فلت بودن سیستم را ثابت کرد.

۳-۲- مشاهده گر

در این بخش، یک مشاهده گر غیرخطی برای تخمین متغیرهای حالت و پارامترهای ناشناخته p طراحی شده است [۲۲]، [۲۳].

برای کنترل کننده پیشنهادی می توان مدل سیستم را به صورت رابطه (۱۰) نوشت.

$$\begin{cases} \dot{x} = g_0(x) + g_1(x) p + g_2(x) d \\ \dot{p} = 0 \end{cases} \quad (10)$$

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 می کنند، بنابراین می توان آنها را ثابت در نظر گرفت. ضرایب $g_0(x)$ ، $g_1(x)$ و $g_2(x)$ ماتریس هایی بر حسب x هستند و به صورت رابطه های (۱۱)، (۱۲) و (۱۳) تعریف می شوند.

$$g_0(x) = \begin{bmatrix} -\frac{v_o}{L} & \frac{i_L}{C} \end{bmatrix}^T \quad (11)$$

$$g_1(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$g_2(x) = \begin{bmatrix} \frac{v_o}{L} & -\frac{i_L}{C} \end{bmatrix}^T \quad (13)$$

سیستم تخمین زده شده به صورت رابطه (۱۴) نشان داده می شود.

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = g_0(x) + g_1(x) \hat{p} + g_2(x) d - K_1(\hat{x} - x) \\ \dot{\hat{p}} = -\eta_1(\hat{x} - x) - K_P(\hat{x} - \hat{x}) \end{cases} \quad (14)$$

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. همان طور که مشاهده می شود، توسط این مشاهده گر می توان متغیرهای حالت سیستم

برای سیستم مورد نظر، مشتق خروجی فلت انتخابی $\hat{y}$ را می توان به صورت تفاضل توان خروجی از توان ورودی در مبدل بوست غیرایده آل به صورت رابطه (۳۵) نوشت.

$$\hat{y} = \hat{V}_T \hat{I}_L - \hat{v}_o \hat{I}_P \quad (35)$$

مشتق زمانی $\hat{y}$ همانطور که در رابطه (۲۲) نشان داده شد، به صورت رابطه (۳۶) نوشته می شود.

$$\dot{\hat{y}} = \hat{V}_T \frac{d\hat{I}_L}{dt} - \frac{d\hat{v}_o}{dt} \hat{I}_P \quad (36)$$

در نتیجه، با توجه به رابطه (۳۶) و معادلات حالت سیستم (۳) و (۴)، می توان چرخه وظیفه d را از رابطه (۳۷) به دست آورد.

$$d = \frac{\dot{\hat{y}} + \hat{V}_T \hat{I}_L + \hat{V}_T \left(\frac{\hat{v}_o}{L} - \frac{\hat{V}_T}{L} \right) - \hat{I}_P \hat{v}_o - \hat{I}_P \left(\frac{\hat{I}_P}{C} - \frac{\hat{I}_L}{C} \right)}{\frac{\hat{I}_P \hat{I}_L}{C} + \frac{\hat{v}_o \hat{V}_T}{L}} \quad (37)$$

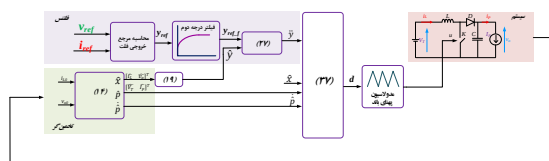
در شکل ۲، بلوک دیاگرام کنترل کننده پیشنهادی نشان داده شده است.

۴- نتایج شبیه سازی و آزمایشگاهی

در این بخش، نتایج حاصل از شبیه سازی کنترل کننده پیشنهادی در محیط MATLAB/Simulink و کار آزمایشگاهی آورده شده است.

۴-۱- شبیه سازی

سیستم مورد مطالعه در محیط MATLAB/Simulink شبیه سازی شده است. چند هدف در این بخش مورد بررسی قرار گرفته شده است: ردیابی، رگولاسیون، رفتار سیستم در برابر تغییرات ولتاژ منبع ورودی، مقایسه با یک کنترل کننده کلاسیک و آزمایش بی باری. هدف، بررسی رفتار کنترل کننده در دنبال کردن مقادیر مرجع، با تغییر مقدار مرجع ولتاژ خروجی (ردیابی) و تغییر بار (رگولاسیون) است. هم چنین، رفتار سیستم در برابر عدم قطعیت منبع ورودی بررسی شده است. سپس کنترل کننده پیشنهادی با یک کنترل کننده دوحلقه مقایسه می شود. در این کنترل کننده دوحلقه، روش PI برای حلقه داخلی و کنترل انرژی برای حلقه خارجی به کار گرفته می شود. پارامترهای سیستم و پارامترهای کنترلی به ترتیب در جدول ۱ و جدول ۲ آورده شده است.



شکل ۲: بلوک دیاگرام کنترل کننده پیشنهادی

$$v - v_{ref} = -K Z \quad (25)$$

سپس، می توان نوشت:

$$\dot{Z} = A_{eq} Z \quad (26)$$

که در آن $A_{eq} = A - BK$ است. K به گونه ای انتخاب می شود که قانون کنترلی با قطب های حلقه بسته مطلوب انتخاب شود. قانون کنترلی به صورت رابطه (۲۷) معرفی شده است. ضرایب k_b ، k_a و k_c موجود در این رابطه، طبق رابطه های (۲۸)، (۲۹) و (۳۰) به گونه ای طراحی می شوند که دینامیک مورد نظر را تامین کنند.

$$\ddot{y} = \ddot{y}_{ref} + k_a(\dot{y}_{ref} - \dot{y}) + k_b(y_{ref} - y) + k_c \int (y_{ref} - y) dt \quad (27)$$

$$K_a = 2 \zeta \omega_n + p \quad (28)$$

$$K_b = 2 \zeta \omega_n p + \omega_n^2 \quad (29)$$

$$K_c = \omega_n^2 p \quad (30)$$

۳-۳- پایداری لیپانوف

برای اثبات پایداری دینامیک مشاهده گر پیشنهادی، روش پایداری لیپانوف به کار گرفته می شود. تابع لیپانوف به صورت رابطه (۳۱) نشان داده می شود.

$$V = \frac{1}{2} \xi_x^T \xi_x + \frac{1}{2} \xi_p^T \xi_p + \frac{1}{2} Z^T P Z \quad (31)$$

که P یک ماتریس مثبت معین است.

در نتیجه، معادله لیپانوف به صورت رابطه (۳۲) وجود دارد:

$$A_{eq}^T P + P A_{eq} = -Q_1 \quad (32)$$

که در آن Q_1 ماتریس مثبت معین است.

مشتق زمانی تابع لیپانوف طبق رابطه (۳۳) نوشته می شود:

$$\dot{V} = \xi_x^T (g_1(x) \xi_p - K_1 \xi_x) + \xi_p^T (g_1(x) \xi_x - Q_2 \xi_p) - Z^T Q_1 Z \quad (33)$$

که در آن $Q_2 = K_p g_1(x) > 0$ و $g_1(x) = (-\eta_1(x) + K_1 K_p)^T$

در نظر گرفته می شود. در این صورت رابطه (۳۳) را می توان به فرم ساده تر بیان کرد (رابطه ۳۴).

$$\dot{V} = -\xi_x^T K_1 \xi_x - \xi_p^T Q_2 \xi_p - Z^T Q_1 Z \quad (34)$$

در رابطه (۳۴) باتوجه به اینکه $K_1 > 0$ ، $Q_1 > 0$ و $Q_2 > 0$ ، مشتق

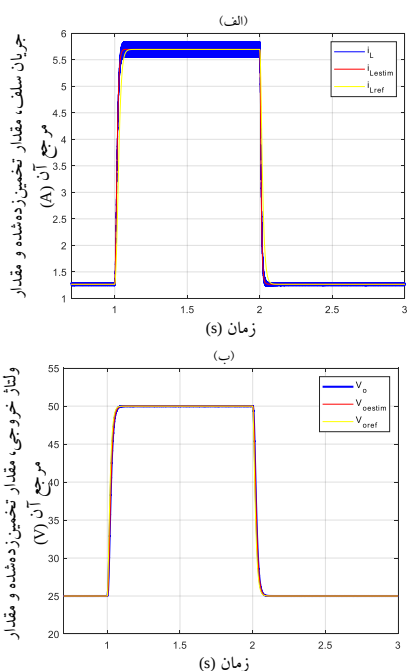
تابع لیپانوف منفی می شود. در نتیجه، سیستم به طور نمایی پایدار است.

جدول ۱: پارامترهای سیستم

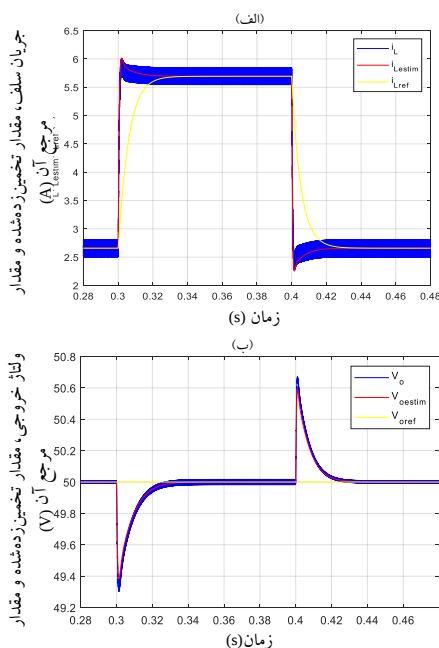
پارامتر	توضیح	مقدار
V_i	ولتاژ ورودی	24 V
L	سلف	1 mH
C	خازن	1000 μ F
r_L	مقاومت داخلی سلف	0.76 Ω
f_s	فرکانس کلیدزنی	40 kHz

جدول ۲: پارامترهای کنترلی

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



شکل ۳: ردیابی: (الف) جریان سلف، مقدار تخمین زده شده و مرجع آن (ب) شکل موج ولتاژ خروجی، مقدار تخمین زده 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.



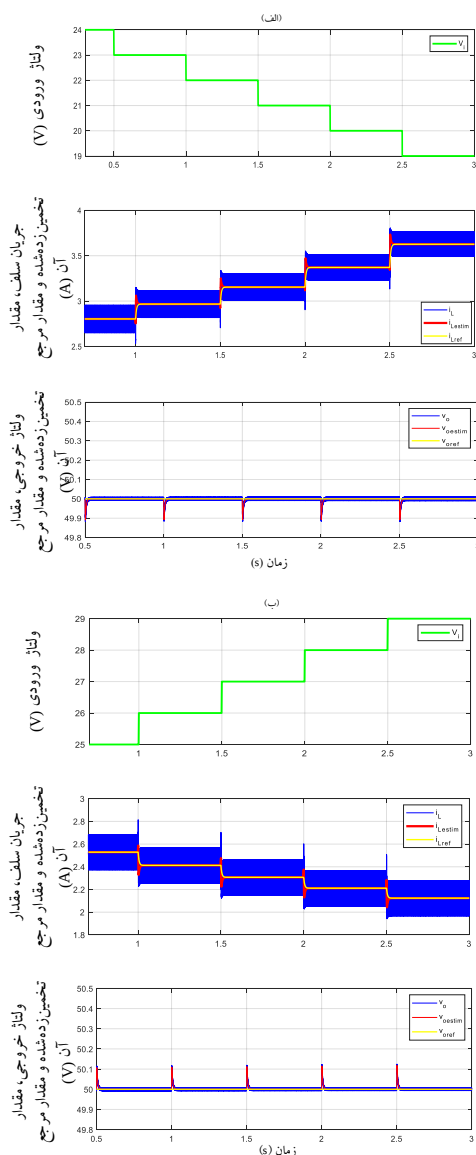
شکل ۴: رگولاسیون: (الف) جریان سلف، مقدار تخمین زده شده و مرجع آن (ب) شکل موج ولتاژ خروجی، مقدار تخمین زده شده و مرجع آن، با تغییر مقدار مقاومت با از ۴۸ اهم به ۲۴ اهم در زمان ۰/۳ ثانیه و از ۲۴ اهم به ۴۸ اهم در زمان ۰/۴ ثانیه.

الف) ردیابی

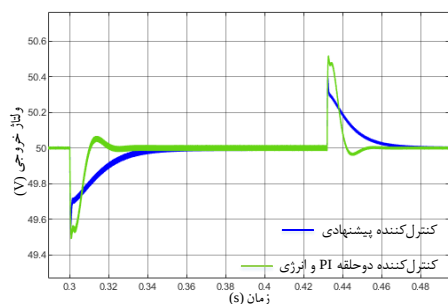
در شکل ۳، شکل موج‌های جریان سلف و ولتاژ خروجی برای ردیابی ولتاژ خروجی مرجع نشان داده شده است. برای بررسی مسئله ردیابی، مقدار بار ۴۸ اهم ثابت در نظر گرفته شده است و مقدار ولتاژ خروجی مرجع در زمان ۱ ثانیه از مقدار اولیه ۲۵ ولت به ۵۰ ولت تغییر داده می‌شود و سپس در زمان ۲ ثانیه به ۲۵ ولت باز گردانده می‌شود.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

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 داده می‌شود و سپس در زمان ۰/۴ ثانیه از ۲۴ اهم به ۴۸ اهم باز گردانده 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 تخمین زده شده آن، مقداری فروجهش و فراجهش دارند و بعد از آن مرجع خود را دنبال می‌کنند. شکل ۴ (الف) جریان سلف، مقدار تخمین زده شده و مرجع آن را نشان می‌دهد. مشاهده می‌شود که جریان سلف به خوبی مرجع خود را دنبال می‌کند تا ولتاژ خروجی را به صورت مطلوب تنظیم کند.



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



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

پ) رفتار سیستم در برابر 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 داده شده و از ۲۴ ولت به ۱۹ ولت رسیده است. در هر دو حالت مشاهده می شود که ولتاژ خروجی و مقدار تخمین زده شده آن و هم چنین جریان سلف و مقدار تخمین زده شده آن، مقادیر مرجع خود را دنبال می کنند.

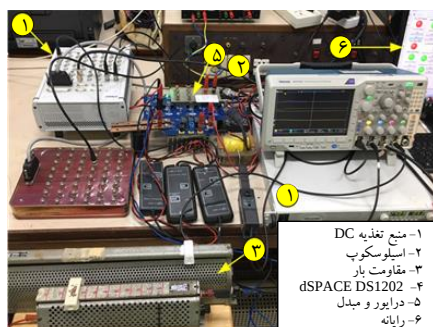
ت) مقایسه

در این بخش، مقایسه عملکرد کنترل کننده پیشنهادی با یک کنترل کننده کلاسیک با ساختار دو حلقه ارائه شده است. در این کنترل کننده دو حلقه، در حلقه داخلی برای کنترل جریان، کنترل کننده PI و در حلقه خارجی برای کنترل ولتاژ، یک کنترل کننده انرژی به کار گرفته شده است. در شکل ۶، ولتاژ خروجی برای کنترل کننده پیشنهادی و کنترل کننده دو حلقه، نشان داده شده است. این مقایسه در حالتی انجام می شود 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 داده می شود و در زمان ۰/۴۳ ثانیه از ۲۴ اهم به ۴۸ اهم رسانده می شود. در زمان های تغییر بار، مشاهده می شود که کنترل کننده پیشنهادی مقدار فروجهش و فراجهش کمتری نسبت به کنترل کننده دو حلقه دارد.

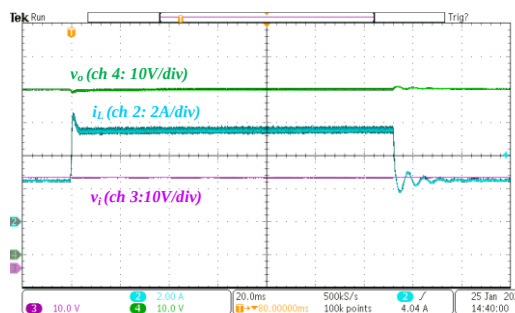
ث) رفتار سیستم در بی باری

در این بخش، رفتار سیستم در بی باری بررسی می شود. 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 موج های جریان عبوری از سلف و مرجع آن، هم چنین شکل موج های ولتاژ خروجی و مرجع در شکل ۷ داده شده است. مشاهده می شود که سیستم مورد مطالعه، پس از اعمال تغییرات بار در شرایط پایدار باقی می ماند. ولتاژ خروجی هم پس از کمی افزایش به مقدار مرجع خود در زمان کوتاهی همگرا می شود.

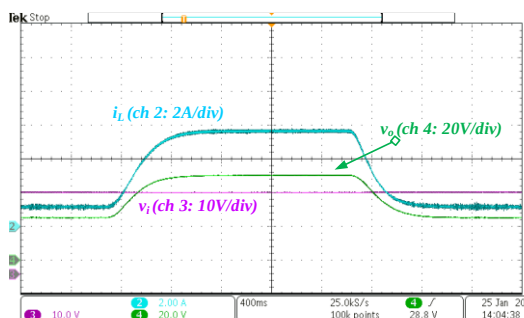
شکل ۹، شکل موج جریان سلف و ولتاژ خازن را در حالتی نشان می‌دهد که ولتاژ خروجی مرجع ۵۰ ولت ثابت است و مقاومت بار از ۴۸ اهم به ۲۴ رسانده می‌شود و سپس به ۴۸ اهم بازگردانده می‌شود. شکل ۱۰، شکل موج جریان سلف و ولتاژ خازن را با تغییر ولتاژ خروجی مرجع از ۲۵ ولت به ۵۰ ولت و برعکس نشان می‌دهد. در این حالت مقاومت بار ۲۴ اهم ثابت است. شکل ۱۱، شکل موج 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.



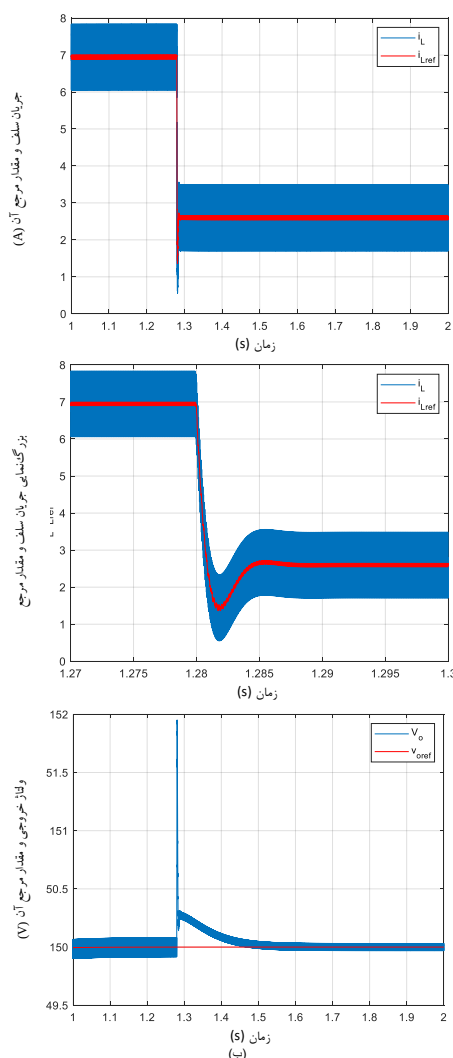
شکل ۸: میز آزمایشگاهی



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



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



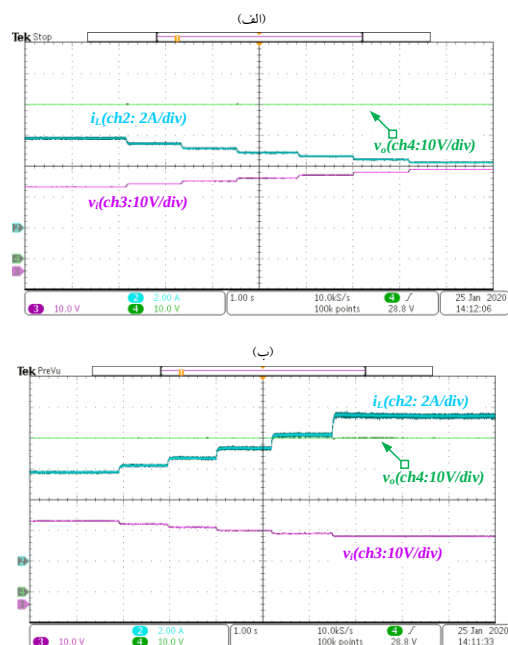
شکل ۷: شکل موج‌ها در حالت بی‌باری (الف): جریان سلف و مرجع آن، (ب): ولتاژ خروجی و مقدار مرجع آن.

۴-۲- نتایج آزمایشگاهی

جهت اعتبار سنجی کنترل‌کننده پیشنهادی، سیستم مورد مطالعه به صورت عملی پیاده‌سازی شده است. برای انجام آزمایش، به کمک نرم‌افزار Simulink/MATLAB-RTW این کنترل‌کننده در دستگاه dSPACE DS1202 پیاده‌سازی شده است. میز کار آزمایشگاهی در شکل ۸ نشان داده شده است. 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 به کار گرفته می‌شود. همه آزمایش‌های عملی به صورت حلقه بسته انجام شده‌اند. پارامترهای به کار گرفته شده در کار عملی در جدول ۱ داده شده است.

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. Kavaya, K. Suryanarayana and B. R. Shrinivasa Rao, "Digital peak current mode control of boost converter," Annual International Conference on Emerging Research Areas: Magnetism, 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,



شکل ۱۱: شکل موج 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 به دست آمده از شبیه سازی و کار آزمایشگاهی، می توان نتیجه گرفت که تخمین گر پیشنهادی می تواند به خوبی تغییر ولتاژ ورودی را ردیابی کرده و اطلاعات را برای کنترل کننده پیشنهادی فراهم کند. هم چنین سیستم می تواند ولتاژ خروجی را بدون به کارگیری سنسور جریان خروجی و سنسور ولتاژ ورودی، به خوبی تنظیم کند.

۸- نتیجه گیری

در این مقاله، در مورد یک کنترل کننده بدون سنسور مبتنی بر فلتنس با مشاهده گر غیرخطی برای کنترل مبدل بوست غیرایده آل بحث شد. در این سیستم، تلفات توسط منبع جریان در خروجی و منبع ولتاژ در ورودی مدل شد. با به کارگیری مشاهده گر غیرخطی، تلفات سیستم، ولتاژ ورودی و جریان خروجی تخمین زده شد. در نتیجه در کنترل کننده پیشنهادی، تنها به دو سنسور ولتاژ خروجی و جریان ورودی نیاز است. نتایج شبیه سازی و کار آزمایشگاهی، مقاوم بودن کنترل کننده پیشنهادی را در برابر عدم قطعیت ولتاژ ورودی نشان داد. هم چنین، مسئله ردیابی و رگولاسیون برای کنترل کننده پیشنهادی بررسی شد که نتایج به دست آمده، نشان دهنده عملکرد مناسب کنترل کننده است. نتیجه شبیه سازی کنترل کننده پیشنهادی با یک کنترل کننده دو حلقه، شامل PI و انرژی مقایسه و مشاهده شد که کنترل کننده پیشنهادی با تغییر بار، فراجش و فروجش کمتری نسبت به کنترل کننده دو حلقه PI و انرژی دارد.

- 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, "Differentially 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 Transportation 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. Mehra, 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.