

طراحی کنترل کننده مد لغزشی ترمینال سریع با ساختار جدید برای مبدل جریان مستقیم به مستقیم کاهنده

سارا حسن پور¹، آلفرد باغرامیان²، حامد مجللی^{3*}

1- دانشجوی دکتری، گروه مهندسی برق، دانشگاه گیلان، رشت

2- استادیار، گروه مهندسی برق، دانشگاه گیلان، رشت

3- دانشیار، گروه مهندسی برق، دانشگاه گیلان، رشت

* رشت، صندوق پستی 41635-3756، mojallali@guilan.ac.ir

اطلاعات مقاله

مقاله پژوهشی کامل

دریافت: 30 مهر 1394

پذیرش: 07 بهمن 1394

ارائه در سایت: 10 اسفند 1394

کلید واژگان:

کنترل کننده مد لغزشی ترمینال

کنترل مد لغزشی ترمینال سریع

مبدل جریان مستقیم به مستقیم کاهنده

چکیده

مبدل جریان مستقیم به مستقیم کاهنده یکی از انواع مبدل‌های با کاربرد زیاد در مدارات الکترونیک قدرت است. این مبدل به صورت یک سیستم غیر خطی عمل می‌کند لذا به منظور کنترل و تثبیت ولتاژ خروجی در برابر تغییرات بار و المانهای مدار و سایر اغتشاشات لازم است تا از یک سیستم کنترل کننده مقاوم استفاده شود. در این مقاله یک کنترل کننده جدید مد لغزشی ترمینال سریع با استفاده از خاصیت جاذبه ترمینالی تابع تانژانت معکوس به عنوان تابع لغزش برای مبدل جریان مستقیم به مستقیم کاهنده ارائه شده است. عملکرد این کنترل کننده جدید با نوع کنترل کننده مد لغزشی ترمینال سریع مرسوم از لحاظ پارامترهای کنترلی از جمله زمان همگرایی ولتاژ خروجی و ساختار تابع کنترل ورودی مقایسه شده است. ویژگی منحصر به فرد این کنترل کننده کم بودن اثر تکین در تابع کنترلی است. همچنین این کنترل کننده دارای همگرایی گذرای سریع در تثبیت ولتاژ خروجی در شرایط مختلف است. نتایج شبیه‌سازی تاییدکننده عملکرد مناسب روش کنترلی مد لغزشی ترمینال سریع پیشنهادی نسبت به نوع مد لغزشی ترمینال سریع مرسوم برای مبدل جریان مستقیم به مستقیم کاهنده است.

Fast terminal sliding mode controller design with a new structure for DC-DC buck converter

Sara Hasanpour, Alfred Baghrmian, Hamed Mojallali*

Department of Electrical Engineering, University of Guilan, Rasht, Iran

* P.O.B. 41635-3756, Rasht, Iran, mojallali@guilan.ac.ir

ARTICLE INFORMATION

Original Research Paper
Received 22 October 2015
Accepted 27 January 2016
Available Online 29 February 2016

Keywords:

Terminal Sliding Mode Control
Fast Terminal Sliding Mode Control
DC-DC Buck Converter

ABSTRACT

A DC-DC buck converter is an electronic circuit with wide application in power electronics. This converter acts as a nonlinear system, so it is necessary to use a robust controller to control and regulate the output voltage under load changes, circuit elements and other disturbances. In this paper, a new fast terminal sliding mode control (FTSMC) using the property of the terminal attraction as a function of the inverse tangent for buck DC-DC converter is provided. The performance of this new controller is compared with FTSMC common type in terms of output voltage convergence time and input control function structure. The superior property of this controller is its low singular effect on the control function. Also, this controller has fast transient convergence in different situations for output voltage stability. Simulation results confirm the proper performance of the new proposed fast terminal sliding mode control method compared to traditional fast terminal sliding mode converter for DC-DC buck converter.

1- مقدمه

خودروهای برقی می‌باشد. به طوری که ولتاژ تنظیم شده 12 و 5 و 3.3 در جریانهای زیاد با راندمان بسیار بالا (بیشتر از 90 در صد) و حجم کم در ربات‌ها و با کمک این مبدل تامین می‌شود. در این کاربردها مبدل باک باید ولتاژ خروجی تثبیت شده با نرخ اعوجاج کم را مهیا کند [1-4]. از طرف دیگر، این مبدل‌ها به دلیل عملکرد ناپیوسته (در اثر عمل کلیدزنی)، تغییرات بار، المانهای غیر دقیق و تداخل‌های ورودی و خروجی به شدت غیرخطی، متغیر با زمان و نامعین می‌باشند. با توجه به دلایل بیان شده لازم است تا از یک کنترل کننده مقاوم حلقه بسته به منظور کنترل و تثبیت ولتاژ در این مبدل‌ها استفاده شود. از مهمترین اهداف کنترلی برای مبدل‌های جریان

مبدل‌های جریان مستقیم به مستقیم¹، مدارهایی هستند که ولتاژ ورودی را به سطحی بالاتر و یا پایین‌تر تبدیل می‌کنند. امروزه این مبدل‌ها به دلیل مزایایی زیاد از جمله وزن و حجم کمتر، راندمان بالاتر، کنترل آسان ولتاژ خروجی و ... نسبت به منابع تغذیه خطی بیشتر مورد توجه و استفاده قرار می‌گیرند. در مبدل جریان مستقیم به مستقیم کاهنده سطح ولتاژ خروجی کمتر از ولتاژ ورودی است. از جمله کاربردهای این مبدل در سیستم‌های کنترل حرکت در غالب تغذیه موتوهای الکتریکی در انواع ربات‌ها و

1- DC-DC converters

Please cite this article using:

S. Hasanpour, A. Baghrmian, H. Mojallali, Fast terminal sliding mode controller design with a new structure for DC-DC buck converter, *Modares Mechanical Engineering*, Vol. 16, No. 3, pp. 112-120, 2016 (in Persian)

برای ارجاع به این مقاله از عبارت ذیل استفاده نمایید:

S. Hasanpour, A. Baghrmian, H. Mojallali, Fast terminal sliding mode controller design with a new structure for DC-DC buck converter, *Modares Mechanical Engineering*, Vol. 16, No. 3, pp. 112-120, 2016 (in Persian)

حصول نتایج شبیه سازی دقیقتر، از مدل واقعی مبدل باک در محیط سیمولینک متلب به جای مدار معادل آن استفاده می گردد.

در این مقاله ابتدا در بخش دوم به معرفی مبدل جریان مستقیم به مستقیم کاهنده و مدل سازی آن پرداخته می شود. در بخش سوم اصول کنترل مد لغزشی خطی و مد لغزشی ترمینال و مد لغزشی ترمینال سریع برای مبدل های کاهنده بررسی می شود. در بخش چهارم مد لغزشی ترمینال سریع با تابع پیشنهادی معرفی و تابع کنترلی آن برای مبدل کاهنده ارائه می گردد و سپس ضرایب بهینه با کمک الگوریتم بهینه سازی ازدحام ذرات برای کنترل کننده های مد لغزشی ترمینال سریع پیشنهادی و مد لغزشی ترمینال سریع مرسوم محاسبه می شود. در بخش پنجم نتایج شبیه سازی ارائه و انواع نامعینی از جمله مقاومت بار، ولتاژ ورودی و ولتاژ مرجع بر کنترل کننده پیشنهادی اعمال و با نوع مد لغزشی ترمینال سریع مرسوم مقایسه می شود. بخش ششم و هفتم شامل نتیجه گیری و مراجع است.

2- مدل ریاضی مبدل جریان مستقیم به مستقیم کاهنده

شکل 1 ساختار یک مبدل جریان مستقیم به مستقیم کاهنده را نشان می دهد. این مبدل از یک منبع ولتاژ مستقیم به نام V_{in} ، سوئیچ S_w ، سلف فیلتر L ، خازن فیلتر C ، مقاومت بار R و ولتاژ خروجی V_o تشکیل شده است. این مبدل دارای دو مد عملکرد در طول یک دوره تناوب از فرکانس سوئیچینگ (T_s) است. زمانی که سوئیچ S_w بسته باشد ($S_w=on$) و دیود خاموش باشد ($D=off$) معادلات فضای حالت مبدل به ترتیب به صورت زیر است:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}(V_{in} - v_o) \quad (1)$$

$$\frac{dv_o}{dt} = \frac{1}{C}(i_L - \frac{v_o}{R}) \quad (2)$$

زمانی که سوئیچ S_w باز باشد ($S_w=off$)، دیود خاموش است ($D=on$) در این حالت معادلات فضای حالت مبدل به ترتیب به صورت زیر می باشد:

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{v_o}{L} \quad (3)$$

$$\frac{dv_o}{dt} = \frac{1}{C}(i_L - \frac{v_o}{R}) \quad (4)$$

با اعمال متوسط گیری از روابط مبدل کاهنده با استفاده از روابط (1) تا (4) در یک دوره تناوب از فرکانس سوئیچینگ معادلات حالت نهایی مبدل به صورت روابط (5) و (6) حاصل می شود:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}(uV_{in} - v_o) \quad (5)$$

$$\frac{dv_o}{dt} = \frac{1}{C}(i_L - \frac{v_o}{R}) \quad (6)$$

در روابط (5) و (6) فاکتور u معادل پارامتر کنترل ورودی است که وقتی این پارامتر برابر با یک باشد سوئیچ S_w بسته است ($S_w=on$) و زمانی که u برابر با صفر باشد سوئیچ S_w باز است ($S_w=off$).

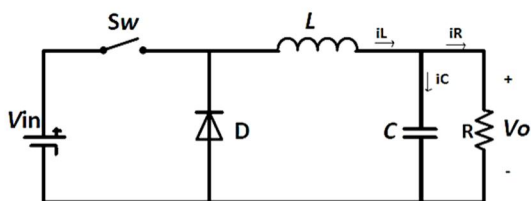


Fig. 1 DC-DC buck converter structure

شکل 1 ساختار مبدل جریان مستقیم به مستقیم کاهنده

مستقیم به مستقیم خصوصا در کاربردهای رباتیک می توان به پایداری سیستم در هر شرایطی، خطای ولتاژ حالت دائمی کمتر، پاسخ دینامیکی سریعتر، مقاوم بودن در برابر تغییرات ولتاژ ورودی، مقاومت بار و نامعینی پارامترهای مبدل اشاره کرد.

از میان روشهای مختلف کنترلی متنوع خطی و غیرخطی که بر مبدل جریان مستقیم به مستقیم کاهنده تاکنون اعمال شده است [6,5] روش کنترل غیرخطی مد لغزشی¹ [7] به دلیل ویژگیهای منحصر به فردی همچون پاسخ دینامیکی سریع، تضمین پایداری، مقاوم بودن در برابر انواع نامعینی و سادگی در ساختار بسیار مورد توجه قرار گرفته است [8-11]. در کنترل مد لغزشی، پایداری بوسیله نگه داشتن حالت های سیستم روی سطح لغزشی خطی بدست می آید. در این حالت عملکرد سیستم وابسته به تغییر پارامترها و اغتشاشات مدار نخواهد بود [12].

یکی از معایب کنترل مد لغزشی پایین بودن نرخ همگرایی حالت سیستم به نقطه تعادل است که به دلیل استفاده از تابع سطح لغزش خطی بر مبنای حالت سیستم است. به منظور بهبود نرخ همگرایی در مد لغزشی خطی، لازم است تا بهره کنترل کننده به شدت افزایش یابد [12]. کنترل کننده با بهره بالا به دلیل ویژگی به اشباع رفتن تحت سیگنال های ورودی در عمل مناسب نمی باشد. لذا کنترل کننده مد لغزشی ترمینال² که بر مبنای تابع سطح لغزش غیر خطی ترمینالی است معرفی و در مبدل های کاهنده مورد استفاده قرار گرفته است [12-15].

در کنترل کننده مد لغزشی ترمینال، حالت های سیستم مانند خطای ولتاژ خروجی از هر نقطه غیر صفر اولیه ای در یک زمان محدود به سمت نقطه تعادل همگرا می شوند. با توجه به ساختار تابع لغزشی مد ترمینال همگرایی تا نقطه تعادل در زمان محدود تر و سریعتری اتفاق می افتد [12].

اگر چه کنترل کننده مد لغزشی ترمینال دارای نرخ همگرایی سریعتری نسبت به مد لغزشی خطی است، با این حال زمانی که حالت اولیه سیستم بسیار دور تر از مبدا باشد نرخ همگرایی در آن محدوده نسبت به مد لغزشی خطی کمتر است [16]. مد لغزشی ترمینال سریع³ به صورت ترکیبی از تابع لغزشی خطی و مد لغزشی ترمینال است [16]. این کنترل کننده به عنوان کنترل کننده مقاوم تر در سیستم هایی که حالت اولیه از نقطه تعادل دور باشد به خصوص در نامعینی های شدید از جمله اتصال کوتاه بار یا تغییرات شدید ولتاژ ورودی و یا ولتاژ مرجع مبدل که کنترل کننده مد ترمینال عملکرد مناسبی ندارد مورد استفاده قرار می گیرد. یکی از مشکلات مد لغزشی ترمینال و مد لغزشی ترمینال سریع ایجاد پدیده تکین⁴ است که باعث نوسان شدید در تابع کنترل معادل می شود [17-20].

در این مقاله با کمک تابع تناؤت معکوس، تابع لغزشی جدید برای مد لغزشی ترمینال سریع معرفی می گردد. ویژگی این کنترل کننده پیشنهادی، بالا بودن نرخ همگرایی در شرایط اولیه غیر صفر، هم نزدیک نقطه تعادل و هم بسیار دور از مبدا است. همچنین مسئله تکین این کنترل کننده بسیار کمتر از مد لغزشی ترمینال سریع مرسوم است. انتخاب ضرایب کنترل کننده به صورت بهینه بر مبنای سرعت پاسخ دینامیکی سریعتر و میزان بالادگی کمتر در ولتاژ خروجی است و از الگوریتم بهینه سازی ازدحام ذرات⁵ و تابع هزینه انتگرال خطای ولتاژ خروجی استفاده شده است. به منظور

1- Sliding Mode Control (SMC)
2- Terminal Sliding Mode Control (TSMC)
3- Fast Terminal Sliding Mode Control (FTSMC)
4- Singularity
5- Practical Swarm Optimization (PSO)

لغزشی قانون غیر پیوسته تابع کنترلی باید به صورت زیر باشد:

$$u_i = u_i^+ \quad \text{اگر} \quad S_i(x) > 0$$

$$u_i = u_i^- \quad \text{اگر} \quad S_i(x) < 0 \quad (11)$$

در رابطه (11)، S معادل با تابع خطی سطح لغزش است. یکی از معایب مد لغزشی در حالت دائمی، فرکانس سوئیچینگ بسیار بالای آن است که به دلیل پدیده‌ای موسوم به چترینگ یا تعویض آنی حالت تابع کنترلی روی صفحه لغزش است. در عمل پیاده سازی مبدل با این فرکانس سوئیچینگ مقذور نیست. در نتیجه با کمک روش مدولاسیون باند هیستریزس و در نظر گرفتن عرض باند هیستریزس مناسب، فرکانس تابع کنترلی u کاهش می یابد [22،23]. لذا تابع کنترلی ورودی را می توان به صورت رابطه (12) بیان کرد.

$$u = \begin{cases} 1 & \text{وقتی} \quad S < -h \\ 0 & \text{وقتی} \quad S > h \end{cases} \quad (12)$$

در این رابطه u معادل 0 و 1 است که معادل حالت های سوئیچ زنی برای سوئیچ S_w است. زمانی که حالت سیستم بر روی سطح لغزش قرار دارد آنگاه باید تابع کنترلی $u=0$ ($S_w=off$) تولید کند تا مسیر حالت بر روی سطح لغزش قرار گیرد و وقتی حالت مسیر زیر سطح لغزش باشد، $u=1$ ($S_w=on$) تولید کند تا حالت سیستم در راستای خط لغزش حرکت کند.

سطح لغزش در کنترل کننده مد لغزشی خطی به صورت رابطه (13) تعریف می شود. در این رابطه x_1 و x_2 حالت های سیستم و β عددی مثبت است:

$$S = x_2 + \beta x_1 \quad (13)$$

به منظور تضمین حرکت روی سطح لغزش به سمت نقطه تعادل صفر، شرط لیاپانوف به صورت زیر بیان می شود [24]:

$$\frac{dV(t,x)}{dt} = S \frac{dS}{dt} < 0 \quad (14)$$

تابع کنترلی ورودی از دو قسمت شامل بخش پیوسته $u_{eq}(t)$ و بخش ناپیوسته $u_c(t)$ تشکیل شده است که به صورت رابطه (15) می باشد. $u_{eq}(t)$ برابر کنترلی معادل است و باعث می شود تا حالت سیستم به سطح لغزش برسد و از رابطه $\dot{S} = 0$ حاصل می شود. $u_c(t)$ که معادل کنترلی تطبیق دهنده است و وظیفه آن جبران انحراف از سطح لغزش است تا حالت سیستم بر سطح لغزش حفظ شود و معمولا از توابع سوئیچینگ همانند تابع علامت و یا تابع اشباع استفاده می شود.

$$u(t) = u_c(t) + u_{eq}(t) \quad (15)$$

3-2- کنترل کننده مد لغزشی ترمینال

یکی از معایب کنترل کننده مد لغزشی خطی نامحدود بودن در رسیدن حالت سیستم به مقدار نهایی است که به دلیل استفاده از سطح لغزشی خطی است. طراحی کنترل کننده مد لغزشی ترمینال بر مبنای انتخاب سطح لغزشی غیر خطی می باشد. با توجه به این سطح لغزشی ویژه، همگرایی سیستم به نقطه تعادل در زمان محدودتر و سریعتری اتفاق می افتد. تابع سطح لغزش در مد لغزشی ترمینال به صورت رابطه (16) است [12-15]:

$$S = x_2 + \beta x_1^q \quad (16)$$

در این رابطه β عددی مثبت، p و q اعداد مثبت فرد می باشند به گونه ای که $p > q$ و با شرط $q < p < 2q$ باشد تا جاذبه ترمینالی در کنترل کننده محقق شود. به منظور اطمینان از حرکت متغیر خطای ولتاژ خروجی بر روی سطح لغزش از شرط لیاپانوف زیر باید استفاده نمود:

$$S\dot{S} < 0 \quad (17)$$

با در نظر گرفتن فاکتور x_1 به عنوان خطای ولتاژ خروجی، معادلات فضای حالت مبدل کاهنده بر حسب خطای ولتاژ خروجی مبدل به صورت معادلات (8) و (9) می باشد. ($\dot{x}_1 = \frac{dx_1}{dt}$)

$$\dot{x}_1 = v_0 - V_{ref} \quad (7)$$

$$\dot{x}_1 = x_2 = \dot{v}_0 - \dot{V}_{ref} = \dot{v}_0 \quad (8)$$

$$\dot{x}_2 = -\frac{x_2}{RC} + \frac{1}{LC}(uV_{in} - V_{ref} - x_1) \quad (9)$$

3- کنترل کننده مد لغزشی برای مبدل جریان مستقیم به مستقیم کاهنده

در این بخش به بررسی انواع کنترل کننده های مد لغزشی شامل نوع لغزشی خطی، لغزشی ترمینال و لغزشی ترمینال سریع برای مبدل های جریان مستقیم به مستقیم کاهنده پرداخته می شود.

3-1- کنترل کننده مد لغزشی

کنترل کننده مد لغزشی به عنوان یک کنترل کننده غیر خطی مقاوم در برابر تغییرات پارامترها و نوسانات بار محسوب می شود که اولین بار در [7] معرفی گردید. طراحی کنترل کننده مد لغزشی در طی دو مرحله انجام می شود:

1- انتخاب یک ابر صفحه پایدار¹ در فضای حالت (فضای خطای ولتاژ خروجی مبدل کاهنده) که در آن حرکت باید محدود باشد و به آن تابع سوئیچینگ (سطح لغزش) می گویند.

2- اعمال یک قانون کنترلی مناسب غیر متقارن تا باعث شود که سطح لغزشی دارای خاصیت جذب کنندگی باشد.

شکل 2 عملکرد سیستم کنترل کننده مد لغزشی را نشان می دهد. در این وضعیت، حالت های سیستم از هر شرایط اولیه غیر صفری بر روی سطح لغزش $S=0$ قرار می گیرند (مرحله رسیدن) و سپس برای تمامی زمانها بر روی سطح لغزش باقی می ماندند و به سمت نقطه تعادل حرکت می کنند (مرحله لغزش).

رابطه یک سیستم غیر خطی درجه دوم را به صورت زیر در نظر بگیریم:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f(x) + b(x)u(t) \end{cases} \quad (10)$$

در رابطه (10) x_1 و x_2 حالت های سیستم، $f(x)$ و $b(x)$ توابع پیوسته غیر خطی متغیر بر حسب x و u بردار تابع کنترلی هستند. به منظور ایجاد مد

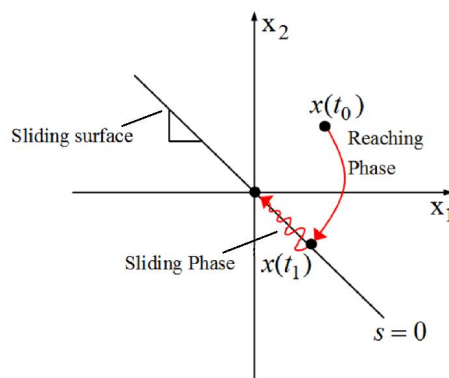


Fig. 2 State trajectory of the SMC in phase plane [21]

شکل 2 مسیر حالت مد لغزشی در صفحه فاز [21]

تقریبی به صورت $\dot{x}_1 = -\beta x_1^{\frac{q}{p}}$ تبدیل می‌شود که دارای جاذبه ترمینالی است (همانند مد لغزشی ترمینال).

زمان دقیق مورد نیاز جهت رسیدن به نقطه صفر با کمک رابطه مد لغزشی ترمینال سریع به صورت رابطه (24) می‌باشد [16].

$$t_s = \frac{p}{\alpha(p-q)} (\ln(\alpha x_1(0)^{\frac{p-q}{p}} + \beta) - \ln(\beta)) \quad (24)$$

با قرار دادن مشتق تابع لغزش مد ترمینال سریع در رابطه شرط لیاپونوف می‌توان رابطه تابع کنترل معادل و تابع کنترلی را برای مبدل جریان مستقیم به مستقیم کاهنده محاسبه نمود.

$$S(\dot{x}_2 + \alpha x_1 + \beta \frac{q}{p} x_1^{\frac{q-1}{p}}) < 0 \quad (25)$$

$$u_{eq}^{FTSMC} = \frac{LC}{V_{in}} \left(\frac{x_2}{RC} - \alpha x_2 + \frac{v_o}{LC} - \beta \frac{q}{p} x_1^{\frac{q-1}{p}} x_2 \right) \quad (26)$$

تابع کنترل نهایی به صورت رابطه (27) خواهد بود:

$$u = u_{eq}^{FTSMC} - K \text{sign}(s) \quad (27)$$

شکل 3 وضعیت مسیر حالت را در دو کنترل کننده مد لغزشی ترمینال و مد لغزشی ترمینال سریع نشان می‌دهد. همان طور که در شکل نشان داده شده شیب منحنی تابع لغزش در کنترل کننده مد لغزشی ترمینال سریع در فواصل دور از نقطه تعادل نسبت به کنترل کننده مد لغزشی ترمینال بیشتر است که دلیل آن افزودن ترم خطی به تابع لغزش ترمینال است و این شیب باعث افزایش نرخ همگرایی خواهد شد. البته افزایش بیش از حد ترم خطی باعث نوسان در پارامتر کنترلی به عنوان مثال ولتاژ خروجی در مبدل کاهنده می‌شود. لذا ضریب خطی باید به درستی انتخاب گردد.

پارامترهای q و p در کنترل کننده های مد لغزشی ترمینال و مد لغزشی ترمینال سریع باید به دقت انتخاب گردد تا حداکثر جاذبه ترمینالی بوجود آید. با توجه به شرایط انتخاب q و p که در رابطه‌های (16) و (23) شرح داده شده است و بررسی وضعیت جاذبه ترمینالی در نزدیکی‌های نقطه تعادل صفر، یکی از بهترین انتخاب‌ها $q=3$ ، $p=5$ است. شکل 4 نشان می‌دهد که نسبت 0.6 از q و p بیشترین مقدار جاذبه ترمینالی را ایجاد می‌کند. با توجه به شکل 4 در مقادیر بالاتر از نسبت 0.6 به عنوان مثال در 0.8 جاذبه ترمینالی تقریباً از بین می‌رود و در مقادیر کمتر از 0.6 شیب جاذبه ترمینالی کاهش می‌یابد.

4- طراحی کنترل کننده مد لغزشی ترمینال سریع با تابع پیشنهادی

با توجه به ویژگی منحصر به فرد تابع منفی تانژانت معکوس در ایجاد جاذبه ترمینالی در نزدیکی‌های نقطه تعادل همانند توابع نامایی، می‌تواند گزینه

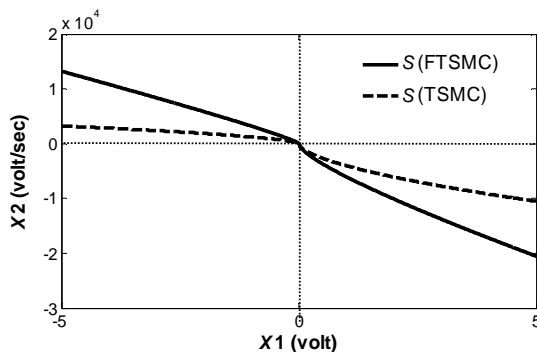


Fig. 3 State trajectory of the TSMC and FTSMC in phase plane
شکل 3 مسیر حالت مد لغزشی ترمینال و ترمینال سریع در صفحه فاز

با قرار دادن مشتق تابع لغزش مد ترمینال در رابطه (17) معادله (18) حاصل می‌شود.

$$S(\dot{x}_2 + \beta \frac{q}{p} x_1^{\frac{q-1}{p}} \dot{x}_1) < 0 \quad (18)$$

با جایگذاری معادله حالت مبدل کاهنده در رابطه (18) تابع کنترلی معادل u_{eq}^{TSMC} که از شرط $\dot{S} = 0$ حاصل می‌شود به صورت رابطه (19) بدست می‌آید:

$$u_{eq}^{TSMC} = \frac{LC}{V_{in}} \left(\frac{x_2}{RC} + \frac{v_o}{LC} - \beta \frac{q}{p} x_1^{\frac{q-1}{p}} x_2 \right) \quad (19)$$

در نهایت ترکیب تابع کنترلی نهایی که باید به سوئیچ مبدل اعمال شود به صورت رابطه زیر بدست می‌آید:

$$u = u_{eq}^{TSMC} - K \text{sign}(S) \quad (20)$$

جهت محاسبه زمان مورد نیاز برای رسیدن به نقطه تعادل در مد لغزشی ترمینال از رابطه $S = 0$ استفاده می‌شود:

$$\dot{x}_1 = -\beta x_1^{\frac{q}{p}} \quad (21)$$

لازم به ذکر است در مد کنترل لغزشی خطی مقدار p و q با هم برابر و مقدار 1 است. با توجه به رابطه بالا مدت زمان محدود مورد نیاز در رسیدن به نقطه پایدار در مد ترمینال به صورت رابطه (22) خواهد شد [13]:

$$t_s = -\beta^{-1} \int_{x_1(0)}^0 \frac{dx_1}{x_1^{\frac{q}{p}}} = \frac{p}{\beta(p-q)} |x_1(0)|^{1-\frac{q}{p}} \quad (22)$$

رابطه (22) نشان می‌دهد که در کنترل مد لغزشی ترمینال، زمانی که حالت سیستم در شرایط اولیه مخالف صفر ($x_1(0) \neq 0$) قرار دارد، در این صورت x_1 در زمان محدود به سمت نقطه تعادل همگرا می‌شود و برای زمان های $t > t_s$ در آن حالت باقی می‌ماند. در واقع واژه ترمینال به پایداری بر می‌گردد که در مدت زمان محدود اتفاق می‌افتد و در آن حالت پایدار می‌ماند [25].

شایان ذکر است که مدت زمان t_s قابل تنظیم بوسیله پارامترهای q و p و β است. بخش $x_1^{\frac{q}{p}}$ در واقع همگرایی به سمت پایداری را بهبود می‌بخشد. ویژگی بارز مد لغزشی ترمینال نسبت به مد لغزشی خطی در همگرایی سریعتر حالت سیستم x_1 در نزدیکی‌های نقطه تعادل ($|x_1| < 1$) و نرخ همگرایی کمتر در نقاط دور تر از نقطه تعادل است ($|x_1| > 1$).

3-3- کنترل کننده مد لغزشی ترمینال سریع

زمانی که حالت اولیه سیستم از نقطه پایدار نهایی (مبدل) دور باشد عملکرد سیستم و نرخ همگرایی تحت تاثیر قرار می‌گیرد. از آنجایی که عبارت $x_1^{\frac{q}{p}}$ در تابع لغزش کنترل کننده در یک فاصله از نقطه پایداری تمایل به کاهش اندازه نرخ همگرایی دارد، مد لغزشی ترمینال نمی‌تواند بر عملکرد مد لغزشی خطی (با تنظیم $p=q$) غالب شود [25].

یک راه حل برای این مشکل استفاده از کنترل کننده مد لغزشی ترمینال سریع است که از ترکیب مد لغزشی خطی و ترمینال بدست می‌آید. رابطه سطح لغزش مد لغزشی ترمینال سریع بصورت رابطه (23) است:

$$S = x_2 + \alpha x_1 + \beta x_1^{\frac{q}{p}} \quad (23)$$

در این رابطه α و β اعداد مثبتی هستند. با انتخاب مناسب p ، q و حالت اولیه غیر صفر سیستم ($x_1(0) \neq 0$)، دینامیک‌های معادله (23) در یک زمان محدود به $x_1=0$ خواهد رسید. به عبارتی زمانی که x_1 از مقدار صفر نقطه تعادل دور باشد، دینامیک‌های تقریبی به صورت $\dot{x}_1 = -\alpha x_1$ در می‌آیند که دارای همگرایی سریع می‌باشند (همانند مد لغزشی خطی) و زمانی که به نقطه تعادل $x_1=0$ نزدیک می‌شوند در این حالت دینامیک

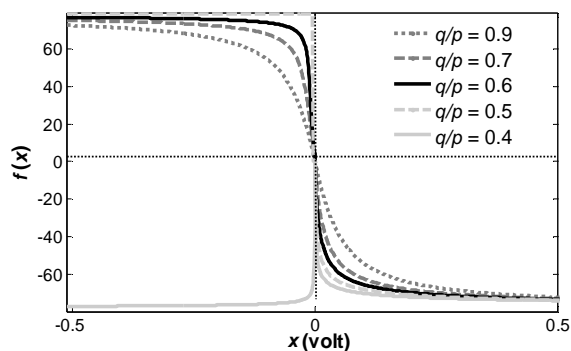


Fig. 6 The terminal attraction versus amounts of ratio of q and p in inverse tangent function

شکل 6 جاذبه ترمینالی بر حسب مقادیر نرخ q و p در تابع تانژانت معکوس

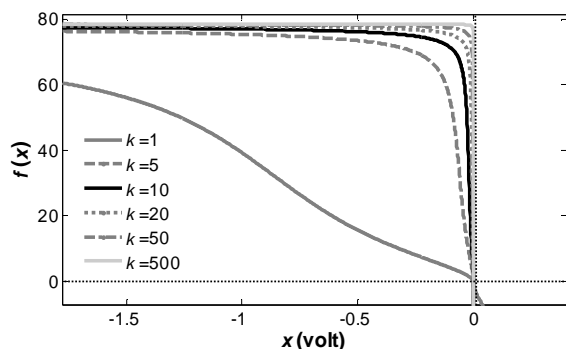


Fig. 7 The terminal attraction versus amount of ratio k in inverse tangent function

شکل 7 جاذبه ترمینالی بر حسب نرخ k در تابع تانژانت معکوس

و نوسان در ولتاژ خروجی می‌شود. پارامتر a هم اندازه تابع $f(x)$ را تغییر می‌دهد و در این مقاله با کمک الگوریتم PSO در بهترین شرایط انتخاب می‌گردد.

البته تابع تانژانت معکوس نیز مانند مد لغزشی ترمینال مشکل نرخ همگرایی پایین در نقاط دور از نقطه تعادل را دارد لذا همانند مد لغزشی ترمینال سریع مرسوم می‌توانیم ترم خطی از مد لغزشی خطی را به آن اضافه کنیم که به صورت رابطه (29) خواهد شد.

$$S = x_2 + \alpha' x_1 + \beta' \tan^{-1}(kx_1^p) \quad (29)$$

در این رابطه α' ، β' ، p و q اعداد مثبت می‌باشند به گونه‌ای که $p > q$ و با شرط $q < p < 2q$ باشد تا جاذبه ترمینالی در کنترل کننده محقق شود. در رابطه (29) ترم $\alpha' x_1$ جهت افزایش نرخ همگرایی در زمانی که نقطه اولیه بسیار دورتر از نقطه تعادل باشد اضافه شده است.

جهت محاسبه زمان مورد نیاز برای رسیدن به نقطه تعادل در مد ترمینال سریع تانژانت معکوس پیشنهادی از رابطه $S=0$ استفاده می‌شود:

$$t_s = \int_{x_1(0)}^0 \frac{dx_1}{-\alpha' x_1 - \beta' \tan^{-1}(kx_1^p)} \quad (30)$$

با توجه به این که محاسبه انتگرال نامعین رابطه (30) به صورت پارامتری قابل محاسبه نیست جهت تعیین محدود بودن زمان همگرایی می‌توان از انتگرال عددی و روش دوزنقه‌ای استفاده کرد. اگر تابع درون انتگرال رابطه (30) را معادل با $f^*(x_1)$ تعریف کنیم با رسم این تابع که در شکل 8 نشان داده شده است می‌توان نتیجه گرفت که مقدار سطح زیر منحنی تابع تا محور x_1 که در شکل 8 نشان داده شده دارای مقداری محدود خواهد بود. این

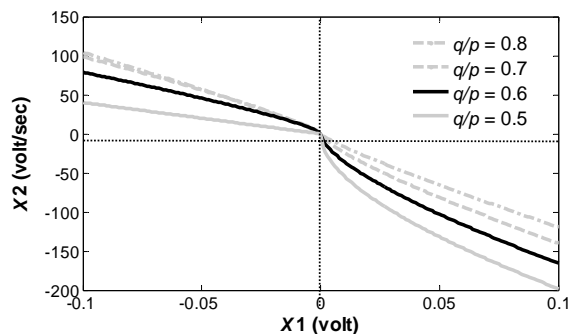


Fig. 4 The terminal attraction versus amounts of ratio of q and p

شکل 4 جاذبه ترمینالی بر حسب مقادیر نرخ q و p

مناسبی جهت استفاده به عنوان تابع لغزش مد ترمینال سریع باشد. تابع پیشنهادی بر مبنای تابع منفی معکوس تا تانژانت در رابطه (28) داده شده است. در این تابع پیشنهادی جهت تنظیم میزان جاذبه ترمینالی از چهار ضریب a ، k ، q و p استفاده شده است. هر کدام از این ضرایب به نوعی بر افزایش و یا کاهش جاذبه ترمینالی موثر هستند که در ادامه به شرح آنها پرداخته می‌شود. شکل 5 مشخصه تابع $f(x)$ به صورت رابطه (28) را به عنوان یک مثال در ازا $a=50$ ، $q=3$ و $p=5$ ، $k=10$ نشان می‌دهد. در این شکل وجود ویژگی جاذبه ترمینالی در تابع $f(x)$ نشان داده شده است.

$$f(x) = -a \cdot \tan^{-1}(k \cdot x^p) \quad (28)$$

تابع منفی تانژانت معکوس رابطه (28) به ازا مقادیر مختلف q و p و مقادیر ثابت $a=50$ و $k=15$ ترسیم شده است که در شکل 6 نشان داده شده است. با توجه به شکل همانند بخش مد لغزشی ترمینال سریع به ازا انتخاب $p=5$ و $q=3$ که دارای نسبت 0.6 می‌باشند، ماکزیم مقدار جاذبه ترمینالی حاصل می‌شود و برای نسبت‌های کمتر تابع تانژانت معکوس خاصیت ترمینالی را از دست خواهد داد. در نتیجه این انتخاب بهترین گزینه می‌باشد. این مقدار نسبت از q و p در ضرایب مختلف k و نیز یکسان می‌باشد.

به منظور انتخاب بهینه پارامتر k ، تابع منفی تانژانت معکوس (رابطه (28)) در ازا $p=5$ و $q=3$ و مقادیر متفاوت k ترسیم شده است و ربع دوم منحنی در نزدیکی‌های مبدا در شکل 7 نشان داده شده است. با توجه به شکل با افزایش مقدار k شیب ترمینال زیاد می‌شود لذا سرعت پاسخ ولتاژ خروجی افزایش می‌یابد. در ازا مقادیر بالاتر از $k=10$ ، افزایش مقدار شیب بصورت ناچیز خواهد بود و تاثیر چندانی در افزایش سرعت پاسخ خروجی ندارد و همچنین افزایش بیش از حد پارامتر k باعث ایجاد شیب تند ترمینالی

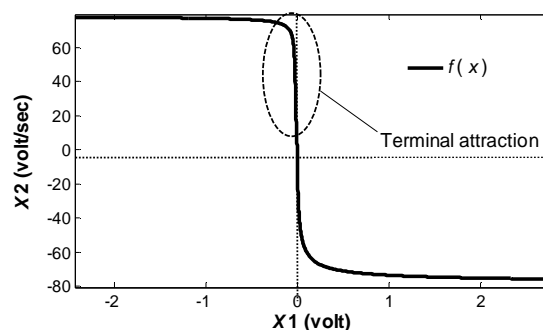


Fig. 5 Terminal attraction in inverse tangent function

شکل 5 جاذبه ترمینالی در تابع تانژانت معکوس

در این مقاله به منظور انتخاب بهینه ضرایب کنترل کننده‌های مد لغزشی ترمینال سریع مرسوم و کنترل کننده مد لغزشی ترمینال سریع تانژانت معکوس پیشنهاد شده شامل α ، β ، α' و β' از الگوریتم بهینه‌سازی ازدحام ذرات استفاده می‌شود.

الگوریتم بهینه سازی ازدحام ذرات یک روش بهینه‌سازی فرا ابتکاری بر مبنای هوش اجتماعی است. بهینه سازی ازدحام ذرات روشی توانمند در حل مسائل بهینه سازی پیچیده در مبنای تابع هزینه مشخص است. در واقع بهینه سازی ازدحام ذرات شامل جمعیتی از ذرات است که نماینده راه حل‌ها هستند. این ذرات در میان یک فضای n بعدی جستجو بر طبق چند قانون ساده حرکت می‌کنند تا اینکه پس از تعدادی تکرار به راه حل بهینه برسند. جهت حرکت هر ذره وابسته به بهترین موقعیت تجربه شده توسط ذره و بهترین موقعیت تجربه شده توسط تمام ذرات همسایگی در فضای جستجو تعیین می‌شود. بر طبق تعریف رابطه سرعت هر ذره به صورت رابطه (33) می‌باشد. مشخصه هر ذره به صورت بردار سرعت v_i ، بردار موقعیت x_i ، بردار بهترین موقعیت ذره p_{bi} و بردار بهترین موقعیت سراسری p_g در تمام همسایگی است (روابط (34-37)).

$$v_i(t+1) = w \cdot v_i(t) + c_1 \cdot r_1 [p_{bi}(t) - x_i(t)] + c_2 \cdot r_2 [p_g(t) - x_i(t)] \quad (33)$$

$$v_i = (v_{i1}, v_{i2}, \dots, v_{in}) \quad (34)$$

$$x_i = (x_{i1}, x_{i2}, \dots, x_{in}) \quad (35)$$

$$p_{bi} = (p_{i1}, p_{i2}, \dots, p_{in}) \quad (36)$$

$$p_g = (p_{g1}, p_{g2}, \dots, p_{gn}) \quad (37)$$

در رابطه (33) r_1 و r_2 ضرایب تصادفی با توضع یکنواخت، c_1 ضریب یادگیری شخصی هر ذره، c_2 ضریب یادگیری سراسری و w ضریب اینرسی است [26].

در این مقاله تابع هزینه انتگرال خطای ولتاژ خروجی به صورت رابطه (38) و اندازه جمعیت معادل با 10 و تعداد 200 تکرار در نظر گرفته شده است.

$$IAE = \int_0^{\infty} |e(t)| dt \quad (38)$$

5- نتایج شبیه سازی

پیاده‌سازی کنترل کننده مد لغزشی ترمینال سریع پیشنهادی بر روی مبدل جریان مستقیم به مستقیم کاهنده در سیمولینک نرم افزار متلب در شکل 9 نشان داده شده است. به منظور حصول نتایج شبیه سازی دقیقتر، به جای مدل سازی با کمک معادلات از مدل واقعی مبدل باک استفاده شده است. جدول 1 پارامترهای مبدل کاهنده را نشان می‌دهد.

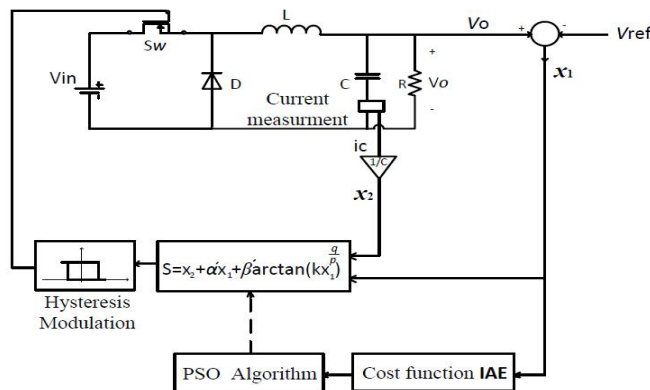


Fig. 9 Block diagram of buck converter with the proposed FTSMC method

شکل 9 بلوک دیگرام مبدل کاهنده با استفاده از روش کنترل کننده مد لغزشی ترمینال سریع پیشنهادی

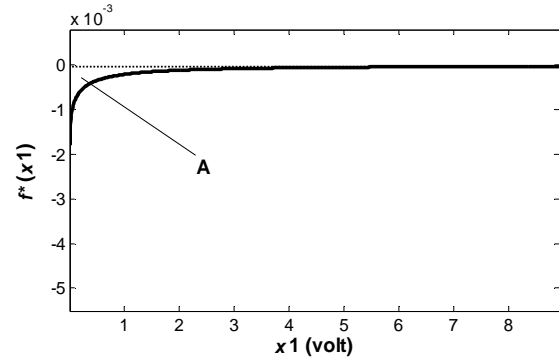


Fig. 8 The Waveform function $f^*(x_1)$

شکل 8 شکل موج تابع $f^*(x_1)$

سطح نماینده f_s است. لذا این تابع برعکس مد لغزشی خطی دارای همگرایی زمان محدود می‌باشد.

با قرار دادن مشتق تابع لغزش مد ترمینال سریع تانژانت معکوس پیشنهادی در رابطه شرط لیاپانوف (رابطه (17)) می‌توان رابطه تابع کنترل معادل و تابع کنترلی برای مبدل کاهنده را محاسبه نمود.

$$S \left(\dot{x}_2 + \alpha' \dot{x}_1 + \beta' \frac{K \frac{q}{p} x_1 x_1^{\frac{q-1}{p}}}{1 + (K x_1^{\frac{q}{p}})^2} \right) < 0 \quad (31)$$

$$u_{eq}^{\arctan FTSMC} = \frac{LC}{V_{in}} \left(\frac{x_2}{RC} - \alpha' x_2 + \frac{v_o}{LC} - \beta' \frac{K \frac{q}{p} x_2 x_1^{\frac{q-1}{p}}}{1 + (K x_1^{\frac{q}{p}})^2} \right) \quad (32)$$

یکی از مشکلات کنترل کننده های مد لغزشی ترمینال و مد لغزشی ترمینال سریع مرسوم وجود ترم x_2 در رابطه کنترل معادل است (روابط (19) و (32)). زمانی که $x_1=0$ و $x_2 \neq 0$ باشد به دلیل توان منفی متغیر x_1 ($0 < \frac{q}{p} - 1$)، تابع کنترل معادل به سمت بی نهایت میل می‌کند لذا باعث نوسان شدید در تابع کنترل ورودی u_{eq} خواهد شد که به آن پدیده تکین می‌گویند [17-20]. اما در کنترل کننده مد لغزشی ترمینال سریع پیشنهادی به دلیل ترم اضافی به عنوان مخرج کسر در رابطه (32) انتظار می‌رود که مقدار نوسان شدید تابع کنترل در شرایط یکسان سرعت همگرایی کمتر داشته باشد. البته باید در انتخاب پارامتر k دقت شود تا عدد بسیار بزرگ انتخاب نگردد در غیر این صورت در مخرج کسر ترم آخر رابطه (32) دو عامل بینهایت ایجاد می‌گردد، که خود باعث تحریک بیشتر عامل تکین می‌شود.

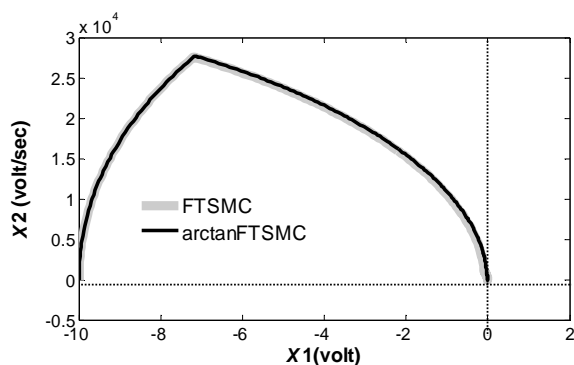


Fig. 11 State trajectories of the FTSMC and proposed FTSMC methods

شکل 10 مسیر های حالت در کنترل کننده مد لغزشی ترمینال سریع و کنترل کننده مد لغزشی ترمینال سریع پیشنهادی

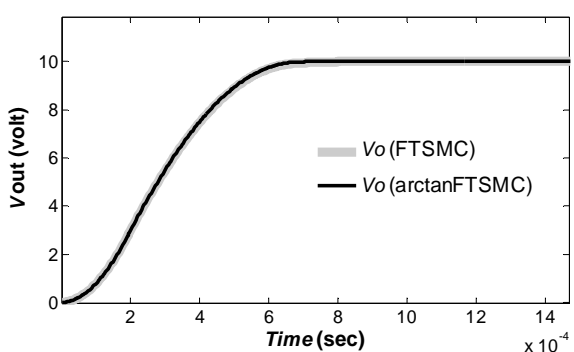


Fig. 11 The output voltage of the buck converter (V_o)

شکل 11 ولتاژ خروجی در میدل کاهنده

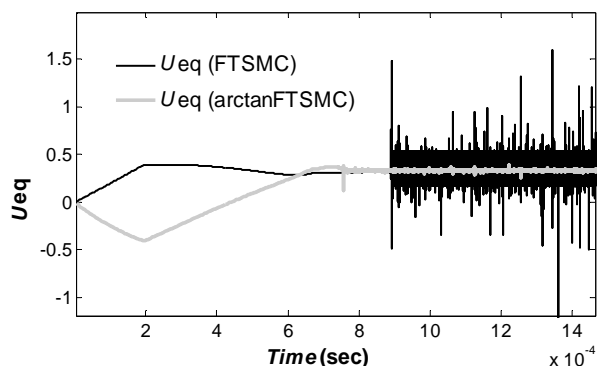


Fig. 12 Equivalent control function (u_{eq}) on FTSMC and proposed FTSMC methods

شکل 12 تابع کنترل معادل (u_{eq}) در کنترل کننده مد لغزشی ترمینال سریع و کنترل کننده مد لغزشی ترمینال سریع پیشنهادی
مقدار نهایی تابع کنترل معادل با عدد 0.33 است که به خاطر رابطه بهره ولتاژ در میدل کاهنده در ازای ورودی 30 ولت و خروجی 10 ولت است که معادل با 0.33 سیکل کاری برای سوئیچ خواهد بود که باید توسط کنترل کننده تولید شود.

شکل 14 عملکرد کنترل کننده پیشنهادی در هنگام تغییر مقاومت بار از 10 اهم به 4 اهم در زمان 0.15 میلی ثانیه و نحوه جبران سیستم با کمک تغییر پالس های سوئیچ را نشان می دهد که این شکل تایید کننده مقاوم بودن کنترل کننده پیشنهادی در مقابل تغییرات بار است. نمودار مسیر حالت در زمان تغییر مقاومت بار و عملکرد کنترل کننده در شکل 15 نشان داده شده است.

جدول 1 مشخصات میدل جریان مستقیم به مستقیم کاهنده

Table 1 Specifications of buck DC-DC converter

مقدار	پارامتر
1.5 mH	اندوکتانس (L)
125 μ F	ظرفیت خازن (C)
10 Ω	مقاومت بار (R)
30 V	ولتاژ ورودی
10 V	ولتاژ مرجع خروجی

جدول 2 ضرایب کنترل کننده مد لغزشی ترمینال سریع پیشنهادی و مد لغزشی ترمینال سریع را که توسط الگوریتم بهینه سازی ازدحام ذرات محاسبه شده است را نشان می دهد. به منظور ایجاد حداکثر جذب ترمینالی در نزدیکی های نقطه تعادل $p=5$ و $q=3$ در نظر گرفته شده است. عرض باند هیستریزس نیز معادل با $h=0.02$ انتخاب گردیده است.

با توجه به منحنی تغییرات شیب ترمینالی (شکل 7) تابع پیشنهادی بر حسب پارامتر k و رابطه تابع ورودی کنترلی (رابطه (32)) افزایش بیش از حد پارامتر k هم باعث کاهش شیب ترمینالی و از طرفی باعث تشدید پدیده تکین و لذا نوسان تابع کنترل خواهد شد. در نتیجه گزینه مناسب برای پارامتر k مقدار حدود 10 می باشد.

شکل 10 مشخصه مسیر حالت x_2-x_1 را در دو کنترل کننده شامل مد لغزشی ترمینال سریع پیشنهادی و مد لغزشی ترمینال سریع مرسوم را نشان می دهد. این مسیرحالت در شرایط کمترین میزان بالازدگی ولتاژ خروجی همراه با بیشترین سرعت همگرایی طراحی شده است. با توجه به انطباق دو منحنی، می توان گفت کنترل کننده پیشنهادی همانند نوع مرسوم عملکرد مناسبی را ارائه می دهد.

شکل 11 ولتاژ خروجی میدل کاهنده در دو حالت مد لغزشی ترمینال سریع پیشنهادی و مد لغزشی ترمینال سریع مرسوم را نشان می دهد. با توجه به شکل 11 زمان نشست در هر دو کنترل کننده معادل با $t_s=0.58$ میلی ثانیه است.

شکل 12 مقایسه میان شکل موج تابع کنترل ورودی میدل جریان مستقیم به مستقیم کاهنده مد لغزشی ترمینال سریع پیشنهادی و مد لغزشی ترمینال سریع را نشان می دهد. نکته جالب در این شکل بحث تکین است که در تابع لغزش پیشنهادی که دارای ماهیت تانژانت معکوس است اندازه دامنه پدیده تکین بسیار کمتر از مد لغزشی ترمینال سریع مرسوم در زمان همگرایی یکسان است. در این صورت نیاز چندانی به طراحی کنترل کننده غیر تکین نیست. در ضمن این تابع کنترلی دارای نوسان تکین کمتر از لحاظ پیاده سازی عملی مناسب تر می باشد.

در شکل 13 نمای دقیقتری از تفاوت میان توابع کنترلی را نشان می دهد. با توجه به شکل تقریباً می توان بیان کرد که تابع کنترلی در کنترل کننده پیشنهادی بدون نوسان و هموار است. با توجه به شکل 13

جدول 2 تخمین پارامتر های کنترلرها با استفاده از الگوریتم ازدحام ذرات

Table 2 Estimate Parameters of controllers using PSO

α	β	α'	β'	کنترل کننده
2037	4020	-	-	کنترل کننده مد لغزشی ترمینال سریع
-	-	3700	700	کنترل کننده مد لغزشی ترمینال سریع پیشنهادی

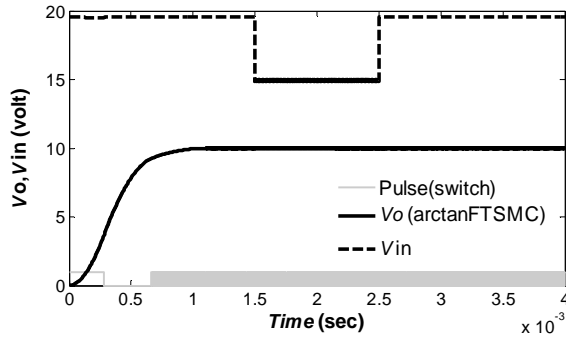


Fig. 16 The output voltage under low input voltage disturbance on proposed FTSMC method

شکل 16 ولتاژ خروجی تحت اغتشاش ولتاژ ورودی کم در کنترل کننده مد لغزشی ترمینال سریع پیشنهادی

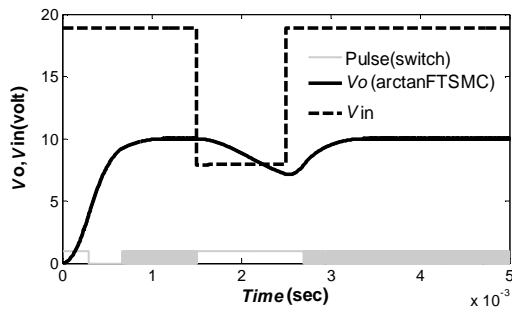


Fig. 17 The output voltage under high input voltage disturbance on proposed FTSMC method

شکل 17 ولتاژ خروجی تحت اغتشاش شدید ولتاژ ورودی زیاد در کنترل کننده مد لغزشی ترمینال سریع پیشنهادی

شکل 18 نشان دهنده عملکرد مقاوم بودن کنترل کننده پیشنهادی در مقابل تغییرات زیاد ولتاژ مرجع بصورت موج پالسی است. با توجه به شکل ولتاژ خروجی مبدل کاهنده با کمک کنترل کننده پیشنهادی، از ولتاژ مرجع به طور مناسب پیروی می کند.

6- نتیجه گیری

در این مقاله ساختاری جدید از تابع لغزشی برای کنترل کننده مد لغزشی ترمینال سریع در غالب تابع تانژانت معکوس ارائه گردید. تعدادی از ضرایب این کنترل کننده برای مبدل جریان مستقیم به مستقیم کاهنده به صورت بهینه با کمک الگوریتم بهینه سازی ازدحام ذرات تعیین گردید. باقی ضرایب به گونه ای تنظیم شده که ماکزیمم جاذبه ترمینالی حاصل شود. عملکرد این

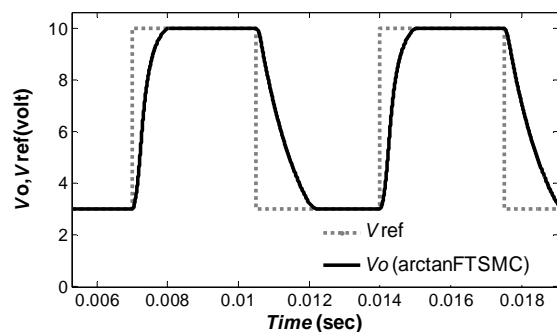


Fig. 18 The output voltage under reference voltage (V_{ref}) variation

شکل 18 ولتاژ خروجی تحت نوسان ولتاژ مرجع (V_{ref})

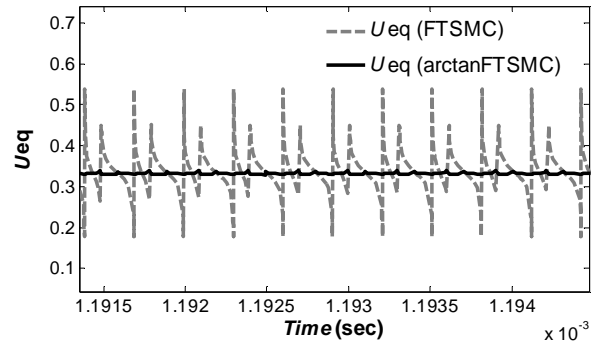


Fig. 13 Compare Singularity problem on FTSMC and proposed FTSMC methods

شکل 13 مقایسه مسئله تکین در کنترل کننده مد لغزشی ترمینال سریع و کنترل کننده مد لغزشی ترمینال سریع پیشنهادی

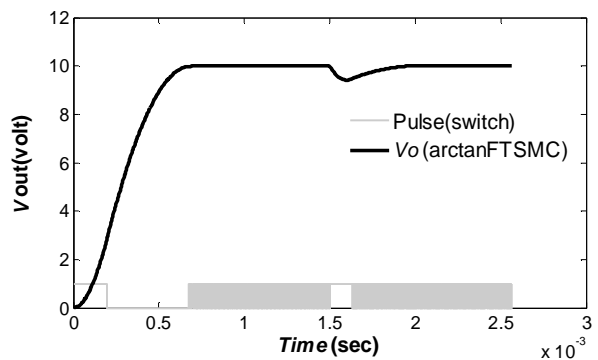


Fig. 14 The output voltage response of the proposed FTSMC method under load disturbance

شکل 14 پاسخ ولتاژ خروجی در کنترل کننده مد لغزشی ترمینال سریع و کنترل کننده مد لغزشی ترمینال سریع پیشنهادی

شکل شماره 16 اثر نوسان ولتاژ ورودی مبدل کاهنده را در بازه زمانی 0.15 الی 0.25 میلی ثانیه به میزان 20% بر نوسان ولتاژ خروجی در حالت استفاده از کنترل کننده پیشنهادی نشان می دهد. شکل 17 عملکرد کنترل کننده پیشنهادی را در اثر بروز اغتشاش شدید در ولتاژ ورودی به نحوی که ولتاژ ورودی به کمتر از ولتاژ مرجع کاهش یابد را نشان می دهد. در این حالت چون ولتاژ ورودی کمتر از مقدار مرجع است کنترل کننده ولتاژ خروجی را به مقدار جدید که کمتر از مقدار ولتاژ مرجع است هدایت می کند. به محض رفع خطای افت ولتاژ ورودی در این حالت در زمان کوتاهی ولتاژ خروجی به مقدار ولتاژ مرجع بر می گردد.

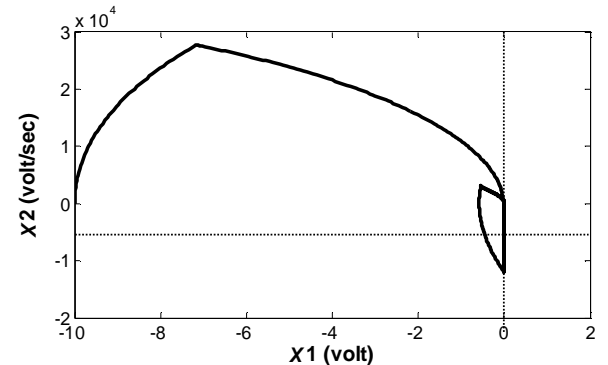


Fig. 15 State trajectories of the proposed FTSMC method under load change

شکل 15 مسیر حالت در کنترل کننده مد لغزشی ترمینال سریع پیشنهادی در اثر تغییر بار

- Edition, ISBN 978-953-307-162-6, pp. 3-25, Rijeka, Croatia: InTech, 2011
- [12] M. Zhihong, A. Paplinski, H. Wu, A robust MIMO terminal sliding mode control scheme for rigid robotic manipulators, *The IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 39, No. 12, pp. 2464-2469, 1994.
- [13] N. M. B. Romdhane, T. Damak, Terminal sliding mode feedback linearization control, *International Journal of Sciences and Techniques of Automatic control & Computer Engineering*, Vol. 4, No. 1, pp. 1174-1187, 2010.
- [14] C.-S. Chiu, Y.-T. Lee, C.-W. Yang, *Terminal Sliding Mode Control of DC-DC Buck Converter*, Volume 65 of the Series Communications in Computer and Information Science, pp. 79-86, Berlin: Springer Verlag Heidelberg, 2009.
- [15] J. He, X. Zheng, W. Wang, Terminal sliding mode control for buck converter with chaos, *Power Electronics and Motion Control Conference*, Harbin, China, pp. 1532-1535, 2012
- [16] X. Yu, M. Zhihong, Fast terminal sliding-mode control design for nonlinear dynamical systems, *The IEEE Transaction on Circuits and Systems: Fundamental Theory and Applications*, Vol. 49, No. 2, pp. 261-264, 2002.
- [17] Y. Feng, X. Yu, F. Han, On nonsingular terminal sliding-mode control of nonlinear systems, *Automatica*, Vol. 49, No. 6, pp. 1715-1722, 2013.
- [18] Y. Cheng, Nonsingular Fast Terminal Sliding Mode Controller Based on States In Nonlinear System, *Proceedings of The 4th International Conference on Intelligent Human-Machine Systems and Cybernetics*, Nanchang, China, pp. 262-264, 2012
- [19] Z. He, C. Liu, Y. Zhan, H. Li, X. Huang, Z. Zhang, Nonsingular fast terminal sliding mode control with extended state observer and tracking differentiator for uncertain nonlinear systems, *Mathematical Problems in Engineering, Hindawi Publishing Corporation*, Vol. 2014, No. 639707, pp. 1-16, 2014.
- [20] S. Xu, C. Chen, Z. Wu, Study of nonsingular fast terminal sliding-mode fault-tolerant control, *The IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 62, No. 6, pp. 3906-3913, 2015.
- [21] A. Phillips, F. Sahin, A comparison of chatter attenuation techniques applied to a twin rotor system, *Proceedings of The IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics*, San Diego, USA, pp. 3265-3271, 2014
- [22] V. M. Nguyen, C. Lee, Tracking control of buck converter using sliding-mode with adaptive hysteresis, *26th Annual the IEEE on Power Electronics Specialists Conference*, Vol.2, pp. 1086-1093, 1995
- [23] S.-C. Tan, Y. Lai, C. K. Tse, M. K. Cheung, Adaptive feedforward and feedback control schemes for sliding mode controlled power converters, *The IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 21, No. 1, pp. 182-192, 2006.
- [24] J.-J. E. Slotine, W. Li, *Applied nonlinear control*, pp. 276-307, New Jersey: Prentice-Hall, 1991.
- [25] H. Komurcugil, Fast terminal sliding mode control for single-phase UPS inverters, *The IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, Gdansk, Poland, pp. 277-282, 2011
- [26] J. E. Kennedy, R. Particle swarm optimisation, *Neural Networks, The IEEE International Conference on Neural Networks*, Washington- DC, USA, Vol.4, pp. 1942-1948, 1995.
- کنترل کننده با نوع مد لغزشی ترمینال سریع مرسوم از لحاظ سرعت همگرایی ولتاژ خروجی، مسیر حالت و تابع کنترلی مقایسه شد. با توجه به نتایج شبیه سازی می توان بیان کرد که کنترل کننده مد لغزشی پیشنهادی به عنوان یک کنترل کننده مقاوم و دارای عملکرد بهتر خصوصا از لحاظ نوسان در تابع کنترل نسبت به نوع مد لغزشی ترمینال سریع محسوب می شود. در نتیجه این تابع لغزش پیشنهادی خود نماینده مد لغزشی غیر تکین است. لذا برای کنترل و تثبیت ولتاژ خروجی انواع مبدل های جریان مستقیم به مستقیم که در سیستم های کنترل حرکت مورد استفاده قرار می گیرند، می تواند گزینه مناسب تری باشد.

7- مراجع

- [1] C. Y. Yeoh, X. Wang, W. Y. Leong, C. Tan, C. G. Wong, Y. F. Lee, Buck DC-DC converter for embedded control system, *The IEEE Conference on Sustainable Utilization and Development in Engineering and Technology*, the University of Nottingham, Selengor, Malaysia, October 20-21, pp. 144-149, 2011
- [2] R. D. Lorenz, Robotics and automation applications of drives and converters, *Proceedings of The IEEE*, Wisconsin Univ, Madison, USA, Vol. 89, pp. 951-962, 2001.
- [3] M. Lister, T. Salem, Design and implementation of a robot power supply system, *Proceedings of The IEEE Southeastcon*, pp. 418-421, 2002
- [4] D. M. Bellur, M. K. Kazmierczuk, DC-DC converters for electric vehicle applications Exposition, *Electrical Insulation Conference and Electrical Manufacturing*, pp. 286-293, 2007
- [5] X. Li, M. Chen, Y. Tsutomu, A method of searching PID controller's optimized coefficients for buck converter using particle swarm optimization, *The IEEE 10th International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, Kitakyushu, Japan, pp. 238-243, 2013
- [6] M. Rabbani, H. M. Maruf, T. Ahmed, M. A. Kabir, U. Mahbub, Fuzzy logic driven adaptive pid controller for pwm based buck converter, *International Conference on Informatics, Electronics & Vision*, Dhaka, Bangladesh, pp. 958-962, 2012.
- [7] I. U. Vadim, Survey paper variable structure systems with sliding modes, *The IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 22, No. 2, pp. 212-222, 1977.
- [8] H. Guldemir, Study of sliding mode control of dc-dc buck converter, *Energy and Power Engineering*, Vol. 3, No. 04, pp. 401-406, 2011.
- [9] L. Martinez-Salamero, A. Cid-Pastor, R. Giral, J. Calvente, V. Utkin, Why is sliding mode control methodology needed for power converters?, *Proceedings of the 14th International Power Electronics and Motion Control Conference*, Ohrid, Macedonia, September 6-8, 2010.
- [10] V. M. Nguyen C. Lee, Indirect implementations of sliding-mode control law in buck-type converters, *Proceedings of the Applied Power Electronics Conference and Exposition, Eleventh Annual*, pp. 111-115, 1996
- [11] A. Bartoszewicz and R. J. Patton, *Sliding Mode Control*, First