

کنترل تطبیقی با خطی سازی فیدبک ورودی-خروجی یک مبدل تشدید سری-موازی dc-dc

محسن کربعلی زاده^۱، دانشجوی کارشناسی ارشد، نویدرضا ابجدی^۲، استادیار،
غلامرضا عرب مارکده^۳، دانشیار، جعفر سلطانی^۴، استاد

۱- دانشکده فنی مهندسی - دانشگاه شهرکرد - شهرکرد - ایران - m.karbalizade@gmail.com

۲- دانشکده فنی مهندسی - دانشگاه شهرکرد - شهرکرد - ایران - navidabjadi@yahoo.com

۳- دانشکده فنی مهندسی - دانشگاه شهرکرد - شهرکرد - ایران - arab-gh@eng.sku.ac.ir

۴- دانشگاه آزاد اسلامی - واحد خمینی شهر - ایران - j1234sm@cc.iut.ac.ir.com

چکیده: در این مقاله، روش کنترلی جدیدی برای حل مشکل تنظیم ولتاژ خروجی مبدل تشدید سری-موازی dc-dc با عملکرد شیفت فاز ارائه می شود. این روش کنترلی، طراحی کنترلی کننده تطبیقی پایدار با عملکرد مطلوب را برای این دسته از مبدل ها ممکن می سازد. پارامترهای فیدبک ورودی-خروجی، در حین کار چنان تطبیق داده می شوند تا با وجود نامعینی در این پارامترها، عمل کنترل به درستی صورت گیرد. پایداری کلی سیستم کنترل تطبیقی با روش تابع لیاپانوف اثبات شده است. برخی از ویژگی های مهم کنترل کننده پیشنهادی کلیدزنی در ولتاژ صفر، مقاوم بودن در برابر تغییرات پارامترها، فرکانس کلیدزنی ثابت، پاسخ گذرای سریع، کاهش ریبیل ولتاژ خروجی و حذف پدیده وزوز در مقایسه با کنترل کننده لغزشی مرسوم می باشند. نتایج شبیه سازی برای مقایسه عملکرد کنترل کننده پیشنهادی نسبت به دیگر کنترل کننده ها ارائه می شود.

واژه های کلیدی: مبدل تشدید، کنترل تطبیقی، خطی سازی با فیدبک، کلیدزنی ولتاژ صفر، پدیده وزوز.

Adaptive input-output feedback linearization control of series-parallel dc-dc resonant converters

M. Karbalizade¹, N. R. Abjadi², G. R. Arab markadeh³, J. Soltani⁴

1, 2&3- Faculty of Engineering- Shahrkord University- Shahrkord- Iran

4- Islamic Azad University- Khomeini shahr Branch- Iran

Abstract: In this paper, a new control method is discussed to solve the problem of regulating the output voltage of series parallel resonant dc-dc converter with phase-shift operation. Using this control method it is possible to achieve a stable adaptive controller design for optimal performance for these converters. Input - output feedback parameters are adjusted online, so despite the parameters uncertainty, the control performance is satisfactory. Global stability of adaptive control systems, using a Lyapunov function, has been demonstrated. Some important features of the proposed controller are: zero voltage switching, robustness against parameter variations, fixed switching frequency, fast transient response, reduce the output voltage ripple and the elimination of the chattering phenomenon when compared with conventional sliding controllers. Simulation results are presented to confirm the effectiveness of the proposed controller in comparison to other controllers.

Keywords: Resonant converter, adaptive control, feedback linearization, zero voltage switching, chattering phenomenon.

تاریخ ارسال مقاله: ۹۱/۱۲/۲۰

تاریخ اصلاح مقاله: ۹۲/۶/۱۵

تاریخ پذیرش مقاله: ۹۲/۷/۷

نام و نام خانوادگی نویسنده مسئول: محسن کربعلی زاده

نشانی نویسنده مسئول: شهرکرد - دانشگاه شهرکرد - دانشکده فنی مهندسی

۱- مقدمه

امروزه مبدل‌های تشدید برای کاربردهای مختلف از جمله: انرژی‌های نو، بالاست الکترونیکی، منابع dc و گرمایش القایی پیشنهاد می‌شوند [۳-۱]. در مقایسه با مبدل‌های با کلیدزنی سخت، ساختارهای تشدید مزیت‌های بسیار دارند. در مبدل‌های تشدید مولفه توان تلفاتی کلیدزنی حذف می‌شود و از آن جا که تلفات (در مبدل‌های با کلیدزنی سخت) با فرکانس کلیدزنی متناسب است مبدل‌های تشدید می‌توانند در فرکانس‌های بسیار بالاتر از مبدل‌های PWM کار کنند [۵ و ۴]. فرکانس کاری بالا منجر به اندازه کوچک‌تر و وزن کم‌تر این مبدل‌ها شده و در نتیجه در منابع با توان بالا به کار می‌روند.

در بین ساختارهای مختلف، مبدل تشدید سری-موازی، ترکیبی از مزایای مبدل تشدید سری و مبدل تشدید موازی را دارا است. نکته اینجاست که کنترل مبدل‌های تشدید به علت دینامیک‌های غیرخطی آن‌ها، بسیار پیچیده است. حل مشکل کنترل مبدل‌های فرکانس بالا در کاربردهای عملی اهمیت زیادی دارد. راه کارهای کنترلی مختلفی شامل روش‌های خطی و غیرخطی ارائه شده است. روش‌های خطی دارای کارایی خوبی تنها در یک نقطه کار هستند، حال آن که روش‌های غیرخطی مورد توجه خاصی قرار گرفته‌اند که ناشی از پاسخ گذرا، مقاوم بودن و رفتار پایدار در مقابل تغییرات بار و ولتاژ ورودی است [۶]. کنترل‌کننده غیرخطی بر خلاف روش‌های کنترل خطی، به طور مستقیم اثرات غیرخطی را در دامنه وسیع پاسخگو است و در سیستم‌هایی که پارامترهای مدل آن‌ها شناخته شده نیست، قابل استفاده هستند.

نمونه‌ای از کنترل غیرخطی در [۷] با عنوان کنترل‌کننده لغزشی برای مبدل‌های افزاینده پیشنهاد شده است. در [۸]، سه نوع از الگوهای کلیدزنی برای سه دسته از مبدل‌های تشدید به منظور دستیابی به عملکرد کلیدزنی ولتاژ صفر، مورد مطالعه قرار گرفته‌اند و مبدل تشدید سری-موازی خصوصیات برتری را نشان داده است. برای دستیابی به کلیدزنی ZVS روش‌های تغییر فرکانس کلیدزنی سنتی و مدولاسیون شیفت فاز به کار گرفته شده است. ولی روش تغییر فرکانس به محدوده وسیع تغییر فرکانس کلیدزنی برای دستیابی به ZVS احتیاج دارد تا سراسر محدوده بار را پوشش دهد، در حالی که روش شیفت فاز در فرکانس ثابت به تغییرات عملکرد ZVS می‌رسد [۳]. کاربرد دیگر کنترل فاز را می‌توان از ترکیب آن با کنترل انرژی برای مبدل تشدید به دست آورد [۹، ۱۰].

اخیراً کنترل‌کننده‌ای برای بهبود بازدهی مبدل تشدید LLC با عنوان کنترل حالت پی‌درپی (Burst-mode control) به کار رفته است. در این روش کنترل‌کننده از سه الگوی کلیدزنی استفاده می‌کند تا بازدهی افزایش یابد [۱۱، ۱۲].

اما وجود عواملی هم چون نامعینی، نویز و اغتشاش تحقق کنترل‌کننده‌های طراحی شده برای سیستم‌های عملی را همواره دچار مشکل می‌کنند. به منظور مقابله با چنین عواملی تلاش‌های بسیاری برای کنترل سیستم‌های غیرخطی با روش کنترل لغزشی انجام گرفته است [۱۳].

در مقام مقایسه می‌توان گفت که در طراحی کنترل‌کننده‌های خطی PI به منظور انتخاب پارامترها باید بین سرعت پاسخ گذرا و پایداری، تعادل برقرار کرد، به طوری که با کاهش زمان صعود، بالادگی ولتاژ افزایش می‌یابد که کنترل لغزشی فاقد چنین اشکالی است. اما از طرف دیگر، به دلیل وجود یک محدوده نامعینی در پارامترها، کنترل لغزشی با مشکل نوسانات فرکانس بالای سیگنال کنترلی موسوم پدیده وزوز مواجه است [۱۴].

در [۱۶ و ۱۵] ترکیب خطی سازی فیدبک ورودی-خروجی با کنترل لغزشی، موجب کنترل مقاوم و عملکرد کلیدزنی ولتاژ صفر برای مبدل تشدید سری-موازی شده است، اما مشکل پدیده وزوز در سیگنال کنترلی این روش وجود دارد و به دلیل گسسته بودن سیگنال کنترلی ولتاژ خروجی دارای ریبیل است. راه حل ممکن استفاده از کنترل‌کننده تطبیقی است که قادر است رفتار خود را در مقابل تغییر دینامیک‌های سیستم و اغتشاشات اصلاح نماید.

کنترل تطبیقی و کنترل لغزشی (کنترل مقاوم) برای مقابله با عدم قطعیت پارامتری سیستم استفاده می‌شوند. اما تفاوت‌هایی بین این دو روش کنترل وجود دارند. در واقع، کنترل تطبیقی از نظر مقابله با عدم قطعیت‌ها در پارامترهای ثابت یا پارامترهایی متغیر، نسبت به کنترل مقاوم (لغزشی) ارجحیت دارد. دلیل اصلی هم در رفتار یادگیری است که در سیستم‌های کنترل تطبیقی وجود دارد. کنترل‌کننده تطبیقی عملکرد خود را در حین تطبیق بهبود می‌بخشد، در صورتی که به طور ساده یک کنترل‌کننده مقاوم سعی می‌کند که عملکرد سازگار را حفظ کند. دلیل دیگر این است که کنترل‌کننده تطبیقی یا نیاز کمی به اطلاعات پیشینی درباره پارامترهای سیستم دارد، یا این که اصلاً هیچ نیازی به این اطلاعات ندارد، در صورتی که معمولاً در یک کنترل‌کننده مقاوم لازم است که تخمین‌های پیشینی معقولی درباره محدوده پارامترها مهیا باشد.

ایده اصلی در کنترل تطبیقی این است که پارامترهای نامعلوم سیستم بر اساس سیگنال‌های اندازه‌گیری شده به صورت به هنگام، تخمین زده شوند و در انجام محاسبات ورودی کنترل از پارامترهای تخمین زده شده استفاده شود [۱۷].

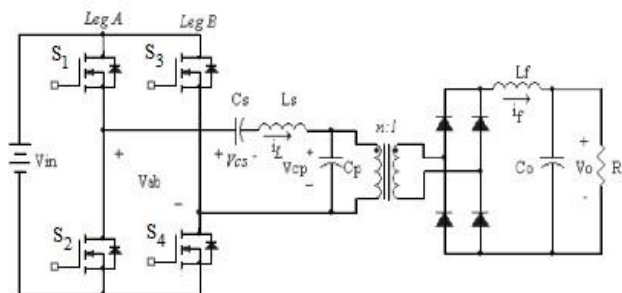
در [۱۸] به کمک روش پسگام، با توجه به مدل غیرخطی مبدل تشدید سری و بار نامعین، به طراحی کنترل فیدبک خروجی تطبیقی پرداخته شده است. طراحی این کنترل‌کننده نیاز به مشاهده گر حالت دارد که پیچیدگی محاسباتی زیادی به دنبال داشته است و در طراحی آن تنها نامعینی و تغییر در بار مد نظر بوده است.

حدود ۰/۲ انتخاب می‌شود تا حتی‌الامکان با انتخاب تعداد دور بیش‌تر برای ترانسفورماتور، از اشباع هسته جلوگیری شود. در این شبیه‌سازی از ظرفیت خازنی و اندوکتانس نشتی ترانسفورماتور صرف‌نظر شده است ولی چنانچه مقادیر L_1 و C_T (اندوکتانس و خازن نشتی) هم مشخص باشد می‌توان به ترتیب اثر آن‌ها را در L_f و C_p لحاظ کرد. با توجه به شکل (۲)، عملکرد کلیدزنی در ولتاژ صفر، زمانی تحقق می‌یابد که جریان ورودی به تانک تشدید نسبت به ولتاژ خروجی اینورتر پس‌فاز باشد.

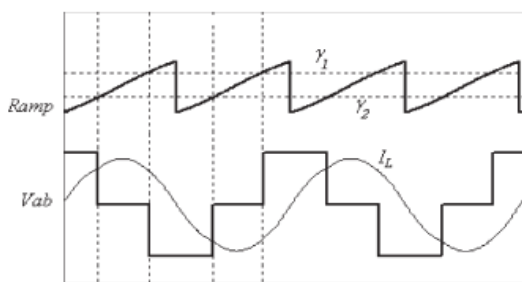
در روش شیفت فاز از دو زاویه کنترل γ_1 و γ_2 استفاده می‌شود، زاویه اول ثابت است و زاویه بین جریان تشدید و ولتاژ ساق A اینورتر تمام پل تعریف می‌شود. زاویه دوم به طور پیوسته تغییر می‌کند تا ولتاژ خروجی را کنترل کند و زاویه بین جریان تشدید و ولتاژ ساق B اینورتر تمام پل است. زمان صفر ماندن سطح ولتاژ خروجی اینورتر با کاهش و افزایش زاویه γ_2 به ترتیب، افزایش و کاهش می‌یابد و انرژی منتقل شده از منبع به تانک تشدید به طور متناظر تغییر کرده تا به این ترتیب ولتاژ خروجی کنترل شود. اولین هارمونیک ولتاژ خروجی اینورتر V_{ab1} بر حسب ولتاژ ورودی V_{in} و زاویه γ_2 به صورت رابطه (۱) بیان می‌شود:

$$V_{ab1}(\gamma_2) = \frac{4 \cdot V_{in}}{\pi} \cdot \cos\left(\frac{\gamma_2}{\pi}\right) \quad (1)$$

جزئیات عملکرد روش شیفت فاز را می‌توان در [۱۹] یافت.



شکل (۱): مبدل تشدید سری-موازی dc-dc



شکل (۲): شکل موج‌های روش شیفت فاز

۳- مدل دینامیکی سیگنال بزرگ

در این بخش مدل سیگنال بزرگ متوسط مبدل تشدید سری موازی dc-dc معرفی شده که در بخش بعد برای طراحی کنترل‌کننده مورد استفاده قرار گرفته است. در [۱۶] روش مناسبی برای به دست آوردن

در این مقاله برای اولین بار روش جدیدی برای کنترل تطبیقی مبدل تشدید سری-موازی به کمک خطی‌سازی با فیدبک ورودی-خروجی پیشنهاد شده است. این روش پیشنهادی علاوه بر دارا بودن مزایای کنترل لغزشی، معایب این کنترل‌کننده مقاوم را نیز برطرف می‌کند. مزیت مهم دیگر کنترل‌کننده تطبیقی طراحی شده نسبت به کنترل‌کننده‌های تطبیقی سابق این است که نه تنها عدم قطعیت در بار بلکه نامعینی در تمامی عناصر الکتریکی مبدل و ولتاژ ورودی را پوشش می‌دهد.

برای طراحی کنترل‌کننده پیشنهادی در ابتدا دینامیک‌های غیرخطی مبدل بر اساس خطی‌سازی ورودی-خروجی، به صورت خطی تبدیل می‌شود. از آن جا که در برخی از پارامترهای مبدل تشدید از جمله بار عدم قطعیت وجود دارد، روش کنترل تطبیقی برای تحمل این عدم قطعیت‌ها و تخمین پارامترهای نامعلوم مورد استفاده قرار می‌گیرد، به طوری که قانون تطبیق، اطلاعات پارامترها را از روی خطاهای ردیابی نسبت به مدل مرجع استخراج می‌کند.

کنترل‌کننده پیشنهادی علاوه بر سادگی طراحی و مقاوم بودن، مشکل پدیده وزوز و ریپل ولتاژ خروجی موجود در کنترل لغزشی [۱۶] را نیز رفع کرده است. ترکیب کنترل تطبیقی با خطی‌سازی فیدبک ورودی-خروجی و استفاده از روش شیفت فاز برای کنترل کلیدها، امکان عملکرد مبدل در فرکانس ثابت و کاهش تلفات با کلیدزنی در ولتاژ صفر را فراهم آورده است.

مراحل طراحی کنترل تطبیقی در این مقاله بدین شرح است: در ابتدا به عنوان مقدمات طراحی، روش مدولاسیون شیفت فاز برای کنترل کلیدزنی و مدل دینامیکی سیگنال بزرگ مبدل تشدید سری-موازی ارائه شده است. آغاز مراحل اصلی طراحی از ساده‌سازی مدل دینامیکی پیچیده مبدل به کمک خطی‌سازی با فیدبک ورودی خروجی بوده است. سپس به علت وجود نامعینی در پارامترهای موجود در مدل پس از خطی‌سازی، قضیه‌ای برای تطبیق پارامترها بیان شده است. در نهایت پایداری کنترل‌کننده پیشنهادی با تابع لیاپانوف اثبات و نتایج شبیه‌سازی برای تایید کارایی طرح کنترلی ارائه شده است.

۲- روش شیفت فاز

ساختار مبدل تشدید سری-موازی در شکل (۱) نشان داده شده است. این مبدل شامل یک تانک (محفظه) تشدید مرتبه سه با یک ترانسفورماتور فرکانس بالا است که از طریق یک اینورتر تمام پل تحریک می‌شود و در سمت ثانویه ترانسفورماتور و قبل از بار، یکسوکننده و فیلتر پایین گذر قرار دارد.

ترانسفورماتور مورد استفاده در این مدار از نوع فرکانس بالا بوده و با توجه به فرکانس ولتاژ اولیه آن باید بتواند در فرکانس بیش از ۱۰۰ کیلوهرتز کار کند. از این رو هسته آن باید از نوع فریت بوده و با توجه به رابطه $N = E / (4.44 \times f \times A \times B_{max})$ تعداد دور اولیه و ثانویه آن به دست می‌آید که در آن B_{max} بستگی به نوع فریت داشته و

$$a_4 \frac{d^4 \bar{V}_o}{dt^4} + a_3 \frac{d^3 \bar{V}_o}{dt^3} + a_2 \frac{d^2 \bar{V}_o}{dt^2} - a_1 \frac{d^2 \bar{V}_{cp}}{dt^2} = 0 \quad (11)$$

که در آن $\frac{d^2 \bar{V}_{cp}}{dt^2}$ معادل با رابطه (۱۲) است:

$$\begin{aligned} \frac{d^2 \bar{V}_{cp}}{dt^2} = & \frac{8}{\pi^2 C_p L_s} \cos \phi_p V_{abl} - \frac{8}{n^2 \pi^2 L_f} \bar{V}_o \\ & - \frac{1}{C_p L_s} \cos \phi_p \cos \phi_s \bar{V}_{cs} - \frac{1}{C_p L_s} \cos^2 \phi_p \bar{V}_{cp} \\ & - \frac{8}{n^2 \pi^2 L_f} \bar{V}_{cp} - \frac{1}{C_p} \bar{i}_L \sin \phi_p \frac{d \phi_p}{dt} \end{aligned} \quad (12)$$

مدل دینامیکی خطی سازی شده مبدل به صورت رابطه (۱۳) با جایگذاری رابطه (۱۲) در رابطه (۱۱) بدست می آید:

$$b_4 \frac{d^4 \bar{V}_o}{dt^4} + b_3 \frac{d^3 \bar{V}_o}{dt^3} + b_2 \frac{d^2 \bar{V}_o}{dt^2} + b_1 \bar{V}_o - F = 0 \quad (13)$$

معادل ضرایب b_1 تا b_4 و F به ترتیب در روابط (۱۴) و (۱۵) آمده است:

$$b_4 = \frac{n C_o L_f C_p L_s \pi^2}{8 \cos \phi_p}, \quad b_3 = \frac{n L_f C_p L_s \pi^2}{8 R \cos \phi_p} \quad (14)$$

$$b_2 = \frac{n C_p L_s \pi^2}{8 \cos \phi_p}, \quad b_1 = \frac{C_p L_s}{n L_f \cos \phi_p}$$

$$\begin{aligned} F = & u - \frac{\pi^2 \cos \phi_s}{8} \bar{V}_{cs} - \frac{\pi^2 L_s \operatorname{tg} \phi_p}{8} \bar{i}_L \frac{d \phi_p}{dt} \\ & - \left(\frac{\pi^2 \cos \phi_p}{8} + \frac{C_p L_s}{n^2 L_f \cos \phi_p} \right) \bar{V}_{cp} \end{aligned} \quad (15)$$

رابطه (۱۵) نشان می دهد که متغیر F شامل ورودی u است و می توان از آن به عنوان متغیر کنترلی برای به دست آوردن قانون کنترل در رابطه (۱۳) استفاده کرد. بنابراین تا بدین جا یک مدل ساده شده از مبدل مطابق رابطه (۱۳) به دست آمده است. از این مدل برای طراحی کنترل کننده استفاده شده است. لازم به ذکر است که برای مقابله با نامعینی های پارامتری می بایست طرح کنترلی دارای یک فرایند تطبیقی باشد. به این ترتیب در بخش بعد به ارائه قانون کنترل، قانون تطبیق پارامتر و طراحی کنترل تطبیقی پرداخته شده است.

۵- طراحی کنترل تطبیقی

برای طراحی کنترل تطبیقی، در ابتدا می بایست قانون کنترل انتخاب شود. به این منظور، یک خطای ترکیب شده S به صورت رابطه (۱۶) تعریف شده است:

$$S = \bar{V}_o^{(3)} - \bar{V}_{or}^{(3)} \quad (16)$$

که در آن $\bar{V}_{or}^{(3)}$ مطابق رابطه (۱۷) است:

$$\bar{V}_{or}^{(3)} = \bar{V}_{od}^{(3)} - \lambda_2 e^{(2)} - \lambda_1 \dot{e} - \lambda_0 e \quad (17)$$

مدل سیگنال بزرگ متوسط به کار رفته و این مدل به صورت روابط (۲) تا (۸) بیان شده است:

$$\frac{d \bar{i}_L}{dt} = \frac{1}{L_s} \left[\frac{8}{\pi^2} V_{abl} - \bar{V}_{cs} \cos \phi_s - \bar{V}_{cp} \cos \phi_p \right] \quad (2)$$

$$\frac{d \bar{V}_{cs}}{dt} = \frac{\bar{i}_L}{C_s} \cos \phi_s \quad (3)$$

$$\frac{d \bar{V}_{cp}}{dt} = \frac{1}{C_p} \left[\bar{i}_L \cos \phi_p - \frac{8 \bar{i}_L}{\pi^2 n} \right] \quad (4)$$

$$\frac{d \bar{i}_f}{dt} = \frac{1}{L_f} \left[\frac{\bar{V}_{cp}}{n} - \bar{V}_o \right] \quad (5)$$

$$\frac{d \bar{V}_o}{dt} = \frac{1}{C_o} \left[\bar{i}_f - \frac{\bar{V}_o}{R} \right] \quad (6)$$

$$\frac{d \phi_s}{dt} = \omega_s - \frac{\bar{i}_L}{C_s \bar{V}_{cs}} \sin \phi_s \quad (7)$$

$$\frac{d \phi_p}{dt} = \omega_s - \frac{\bar{i}_L}{C_p \bar{V}_{cp}} \sin \phi_p \quad (8)$$

به طوری که ω_s فرکانس زاویه ای کلیدزنی و متغیرهای با علامت بار مقادیر متوسط محلی هستند. $\bar{\phi}_p$ و $\bar{\phi}_s$ به ترتیب اختلاف فاز ولتاژ خازن سری و موازی نسبت به جریان تشدید هستند. سایر متغیرها متناظر با شکل (۱) عبارتند از: \bar{V}_{cp} ولتاژ خازن موازی، \bar{V}_{cs} ولتاژ خازن سری، \bar{V}_o ولتاژ خروجی، \bar{i}_f جریان سلف خروجی و \bar{i}_L جریان تشدید. هم چنین علامت " " مبین متوسط متغیرهای الکتریکی می باشد.

۴- خطی سازی با فیدبک ورودی خروجی

اولین گام برای اعمال روش خطی سازی فیدبک ورودی-خروجی، تعیین درجه نسبی معادلات حاکم بر مبدل است. درجه نسبی کوچک ترین تعداد مشتق گیری از متغیر خروجی است تا زمانی که متغیر کنترلی ورودی به طور صریح ظاهر شود. با استفاده از مدل سیگنال بزرگ متوسط در بخش قبل، درجه نسبی از روابط (۹) و (۱۰) برابر ۴ تعیین شده است:

$$\frac{\partial}{\partial u} \left(\frac{d^i \bar{V}_o}{dt^i} \right) = 0, \quad i=1,2,3 \quad (9)$$

$$\frac{\partial}{\partial u} \left(\frac{d^i \bar{V}_o}{dt^i} \right) \neq 0, \quad i=4 \quad (10)$$

ولتاژ ورودی به محفظه تشدید V_{abl} به عنوان ورودی u در نظر گرفته شده است. به این ترتیب، با چهار بار مشتق گیری از \bar{V}_o یک رابطه مستقیم بین ولتاژ خروجی \bar{V}_o و سیگنال ورودی u ایجاد می شود و می توان از این ورودی در کنترل رفتار ردیابی خروجی استفاده کرد. رفتار دینامیکی حلقه باز ولتاژ خروجی به صورت رابطه (۱۱) به دست می آید:

بنا بر قضیه ۱، اگر سیگنال \tilde{b}_1 به صورت رابطه (۲۰) به خروجی S وابسته باشد، کلیه حالت‌های سیستم کران دار بوده و سیستم پایدار کلی است.

عملکرد کنترل تطبیقی به بهره تطبیق δ بستگی دارد. اگر بهره کوچک انتخاب شود، عمل تطبیق آهسته صورت می‌گیرد و خطای ردیابی گذرا بزرگ خواهد بود و بر عکس، بهره خیلی بزرگ موجب نوسانی شدن پارامترها و در نتیجه تحریک دینامیک‌های مدل نشده می‌شود.

اثبات: تابع لیاپانوف انتخابی به صورت رابطه (۲۳) در نظر گرفته می‌شود:

$$V = |b_4| S^2 + \delta^{-1} \left[\tilde{b}_4^2 + \sum_{i=1}^3 \tilde{b}_i^2 \right] \quad (23)$$

مشتق تابع لیاپانوف مطابق رابطه (۲۴) به دست می‌آید:

$$\dot{V} = 2|b_4| S \dot{S} + \delta^{-1} \left[2\tilde{b}_4 \dot{\tilde{b}}_4 + 2 \sum_{i=1}^3 \tilde{b}_i \dot{\tilde{b}}_i \right] \quad (24)$$

با جایگذاری \dot{S} از رابطه (۱۹) و مشتق ضرایب تخمینی $\dot{\tilde{b}}_i$ از روابط (۲۲) به طور مشخص درستی رابطه (۲۵) با در نظر گرفتن $\text{sgn}(\cdot) \times (\cdot)$ ، مورد تایید است:

$$\dot{V} = -2|k| S^2 \quad (25)$$

بنابراین پایداری کلی سیستم کنترل تطبیقی به سادگی اثبات می‌شود.

نکته قابل توجه در رابطه (۱۵) این است که برای به دست آوردن مقدار F باید مقادیر عناصر C_p ، L_s و L_f معلوم باشند. از این رو مقادیر نامی این عناصر از جدول ۱ جایگذاری می‌شود.

رابطه (۲۲) پارامترهای نامعلوم سیستم را با شرایط مختلف، تطبیق می‌دهد تا ولتاژ خروجی مبدل به درستی تنظیم شود. از روابط (۱۴) نیز دریافت می‌شود که ضرایب b_i ترکیبی از اندازه عناصر مداری است پس تخمین پارامترها، در واقع عملکرد تطبیقی کنترل کننده پیشنهادی در مقابل نامعینی در تمامی مقادیر عناصر مداری از جمله سلف و خازن‌ها و بار است. به این ترتیب می‌توان ادعا کرد که کنترل کننده تطبیقی پیشنهادی در برابر تغییر در هر یک از ضرایب قانون کنترل، مقاوم است و این مطلب معادل است با این که کنترل کننده تطبیقی در برابر تغییرات ساختاری مثل تغییر در عناصر ذخیره کننده انرژی و تغییرات بار، مقاوم است و این نکته در طراحی انجام گرفته، بسیار حائز اهمیت است. زیرا بر خلاف کنترل کننده‌های تطبیقی سابق که اغلب برای نامعینی در بار یا یک عنصر مداری برای مبدل‌های مشابه طراحی شده‌اند، کنترل کننده پیشنهادی از جامعیت بسیار بالایی در پوشش نامعینی در تمامی پارامترها و بار برخوردار است.

برای به دست آوردن کنترل تطبیقی با عملکرد بهتر در برابر نامعینی پارامترها، سیگنال تحریک سینوسی با دامنه کم به ولتاژ

به طوری که V_{od} ولتاژ خروجی مرجع، خطای خروجی $e = \bar{V}_o - V_{od}$ و چند جمله ای مشخصه سیستم خطی معادل آن $\Delta(D) = D^3 + \lambda_2 D^2 + \lambda_1 D + \lambda_0$ می‌باشد که یک چند جمله‌ای پایدار بر حسب متغیر لاپلاس D است.

با توجه به رابطه (۱۳) و این موضوع که پارامترهای مبدل نامعلوم هستند، قانون کنترل با رابطه (۱۸) بیان می‌شود:

$$F = b_4 \bar{V}_{or}^{(4)} - kS + b_3 \bar{V}_o^{(3)} + b_2 \bar{V}_o^{(2)} + b_1 \bar{V}_o \quad (18)$$

که در آن b_1 تا b_4 پارامترهای تخمین زده شده‌اند و k یک ثابت هم علامت b_4 است. انتخاب F به صورت رابطه (۱۸) و جایگذاری آن در رابطه (۱۳) به دینامیک خطای ردیابی (۱۹) منجر می‌شود:

$$b_4 \dot{S} + kS = \tilde{b}_4 \bar{V}_{or}^{(4)} + \tilde{b}_3 \bar{V}_o^{(3)} + \tilde{b}_2 \bar{V}_o^{(2)} + \tilde{b}_1 \bar{V}_o \quad (19)$$

که در آن $\tilde{b} = \hat{b} - b$ است. رابطه (۱۹) را می‌توان به صورت رابطه (۲۰) بازنویسی کرد:

$$S = \frac{1/b_4}{p + (k/b_4)} \left[\tilde{b}_4 \bar{V}_{or}^{(4)} + \tilde{b}_3 \bar{V}_o^{(3)} + \tilde{b}_1 \bar{V}_o^{(2)} + \tilde{b}_1 \bar{V}_o \right] \quad (20)$$

که p متغیر لاپلاس است و تابع تبدیل $H(p)$ با رابطه (۲۱) تعریف می‌شود:

$$H(p) = \frac{1/b_4}{p + (k/b_4)} \quad (21)$$

با دقت در رابطه (۱۹) می‌توان دریافت که در صورت معلوم در نظر گرفتن تمام پارامترهای سیستم، (یعنی $\tilde{b} = 0$)، سمت راست این رابطه برابر با صفر می‌شود. در این صورت همگرایی نمایی S حاصل می‌آید و همگرایی خطای e را تضمین می‌کرد.

اما در طراحی کنترل تطبیقی که پارامترها نامعلوم هستند، قضیه ۱ را می‌توان برای به دست آوردن قانون تطبیق و اظهار نظر در مورد پایداری کلی طرح کنترل تطبیقی مبدل تشدیدی سری-موازی نوشت.

قضیه ۱: معادله دینامیکی (۲۰) را در نظر بگیرید، اگر S سیگنال خروجی اسکالر با تابع تبدیل حقیقی کاملاً مثبت $H(p)$ به V_o و مشتقات آن مرتبط باشد، در صورتی که تغییرات \tilde{b}_i ، $i=1,2,3,4$ از

روابط (۲۲) تبعیت کند، آنگاه S و \tilde{b}_i کران دار کلی هستند:

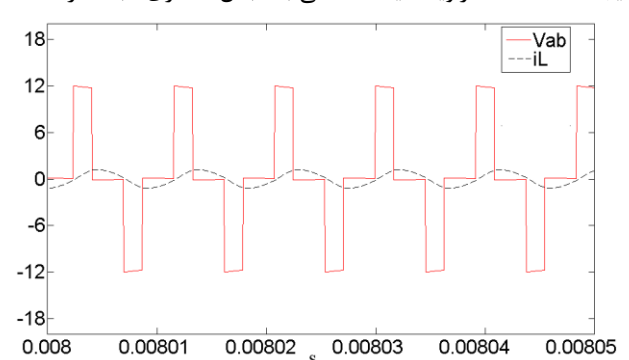
$$\begin{aligned} \hat{\tilde{b}}_4 &= -\delta \cdot \text{sgn}(b_4) \cdot S \cdot \bar{V}_{or}^{(4)}, \\ \hat{\tilde{b}}_1 &= -\delta \cdot \text{sgn}(b_4) \cdot S \cdot \bar{V}_o, \\ \hat{\tilde{b}}_j &= -\delta \cdot \text{sgn}(b_4) \cdot S \cdot \bar{V}_o^{(j)}, \quad j=2,3 \end{aligned} \quad (22)$$

که در آن δ بهره تطبیق نامیده می‌شود و یک ثابت مثبت است. با وجود روابط (۲۲)، اگر V_o و مشتقات آن نیز کران دار باشند، آنگاه برای $t \rightarrow \infty$ نتیجه می‌شود: $S \rightarrow 0$.

شکل موج حالت ماندگار ولتاژ خروجی اینورتر به همراه جریان تشدید در شکل (۵) مشاهده می‌شود که بیانگر رعایت شرط کلیدزنی در ولتاژ صفر است، چرا که ولتاژ هر کلید در لحظه روشن شدن، به دلیل عبور جریان تشدید از دیود موازی با آن کلید، برابر صفر است. رعایت این شرط از لحاظ کاهش تلفات توان حائز اهمیت است.

شکل (۶)، ولتاژ خروجی مبدل تشدید را برای ولتاژ مرجع ۱۰ ولت نشان می‌دهد. به طور واضح سرعت و دقت کنترل کننده تطبیقی پیشنهادی قابل برداشت است. پایداری کنترل کننده تطبیقی پیشنهادی در حضور تغییر پله‌ای جریان بار در شکل (۷) نمایان است. چنان که دیده می‌شود با وجود تغییر ناگهانی مقاومت بار و در نتیجه ایجاد افزایش ۴۰ درصدی جریان بار در لحظه ۱۰ میلی‌ثانیه، مطابق شکل (۸)، کنترل کننده در تعقیب ولتاژ مرجع موفق است. سیگنال کنترلی اعمال شده به مبدل در حین این تغییر جریان بار، در شکل (۹) آمده است. برای پوشش اثر تغییر مقاومت بار، با زیاد شدن مقدار زاویه شیفت γ_2 ، انرژی منتقل شده از منبع به تانک تشدید افزایش یافته و ولتاژ خروجی ثابت مانده است. نوسانات با دامنه کم موجود در سیگنال کنترلی حول مقدار متوسط این سیگنال، به علت افزودن یک سیگنال تحریک به ولتاژ مرجع است تا با تحریک دائم، عملکرد کنترل و ردیابی را بهبود بخشد.

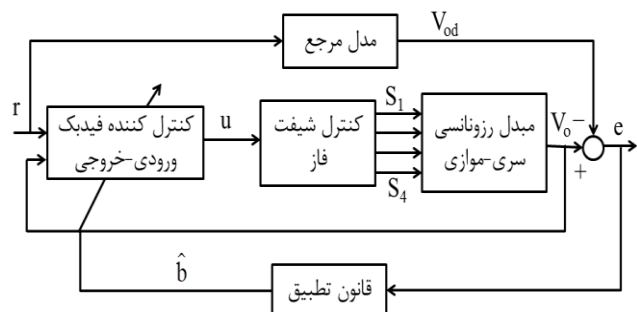
در کنترل لغزشی طراحی شده در [۱۶]، مطلوب آن است که حالت دینامیکی سیستم باید به سطح لغزش طراحی شده برسد ولی در عمل و در لحظه رسیدن، نوسانات فرکانس بالا با دامنه کم حول سطح رخ می‌دهد. به این نوسانات، پدیده وزوز گفته می‌شود. عدم دقت در مقدار سطح لغزش و یا آنی نبودن کلیدزنی منجر به پدیده وزوز می‌شود. این پدیده که در سیگنال کنترلی نیز قابل تشخیص است، مشکلاتی چون استهلاک قسمت‌های مکانیکی، تحریک دینامیک‌های مدل نشده و ... را به دنبال دارد. در روش کنترل تطبیقی پیشنهاد شده در این مقاله، سیگنال کنترلی به طور پیوسته می‌تواند هر مقداری متناظر با ولتاژ مرجع، در محدوده حداقل و حداکثر مجاز زاویه شیفت داشته باشد، بدون این که بین دو مقدار به طور گسسته نوسان کند. شکل (۹)، سیگنال کنترلی طرح پیشنهادی را فاقد پدیده وزوز نشان می‌دهد به طوری که در بازه‌های زمانی که تغییری در پارامترهای مدار ایجاد نشده است، زاویه شیفت اعمالی به مبدل مقداری ثابت دارد.



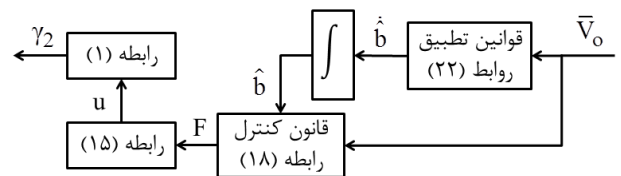
شکل (۵): ولتاژ خروجی اینورتر به همراه جریان تشدید در حالت ماندگار

مرجع اضافه شده و از این طریق همگرایی خطای ردیابی به صفر در حضور یا عدم حضور نامعینی پارامتری تضمین شده است. بدین ترتیب مقدار F از رابطه (۱۸) و قانون تطبیق به دست می‌آید. با استفاده از رابطه (۱۵) مقدار u که در واقع همان V_{ab1} است، مشخص می‌گردد. در نهایت رابطه (۱) برای تعیین مقدار مناسب زاویه شیفت γ_2 به کار برده می‌شود. ساختار کلی کنترل کننده پیشنهادی را می‌توان در شکل (۳) مشاهده کرد. شکل (۴) کنترل تطبیقی را با جزئیات بیشتر و مطابق مراحل طراحی و روابط به کار رفته نمایش می‌دهد.

از طراحی‌های انجام گرفته در این مقاله می‌توان برای انتخاب قوانین تطبیق در مورد دیگر مبدل‌های تشدید و سیستم‌های مشابه استفاده کرد و روش کار را در قالب قضیه ۱ و لم موجود در ضمایم، دنبال کرد.



شکل (۳): ساختار کنترل کننده تطبیقی پیشنهادی



شکل (۴): بلوک دیاگرام کنترل تطبیقی بر اساس روابط به کار رفته

۶- نتایج شبیه‌سازی

کارایی کنترل کننده پیشنهادی از طریق شبیه‌سازی با سیمولینک Matlab با مقادیر عناصر جدول ۱ و در مقابل ۴ تغییر پله‌ای مختلف بررسی شده است. ابتدا بار و سپس ولتاژ مرجع تغییر داده شده‌اند و سپس عملکرد پایدار کنترل کننده هنگام افزایش در ولتاژ ورودی و دیگر افزایش پله‌ای خازن خروجی نمایش داده شده است. سلف و خازن‌های موجود در مدار ایده‌آل در نظر گرفته شده‌اند.

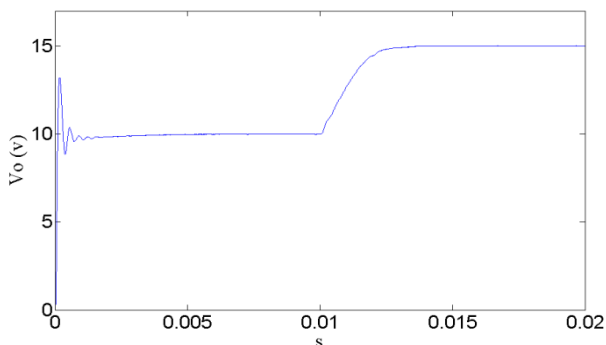
جدول ۱: مقادیر عناصر الکتریکی استفاده شده در شبیه‌سازی مبدل

E	L	$C_s=C_p$	n	L_f	C_o	R
۱۲v	۵۰uH	۱۰۰nF	۱	۲mH	۲uF	۱۰۰Ω

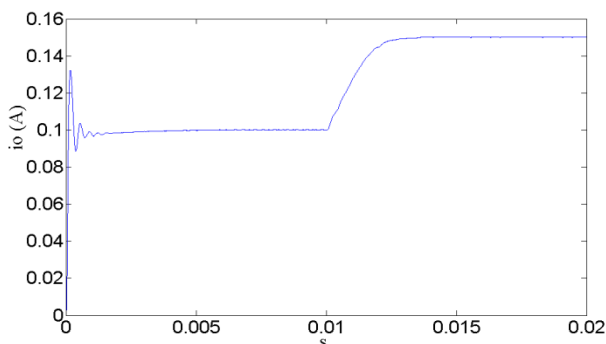
لحظه ۱۰ میلی ثانیه به مقدار ۱۵ ولت افزایش یافته است که ولتاژ خروجی مطابق با شکل (۱۰) به سرعت این تغییر را دنبال نموده است. قابل ذکر است که مبدل تشدید سری-موازی قادر است به صورت هم افزاینده و هم کاهنده عمل کند، از این رو با وجود ولتاژ ورودی برابر ۱۲ ولت، خروجی مبدل به تبعیت از مرجع به ولتاژهای ۱۰ ولت و ۱۵ ولت دست می یابد.

در برخی کاربردهای عملی با این وجود که ولتاژ ورودی مبدل تشدید ثابت نیست، لازم است ولتاژ خروجی مبدل تثبیت شود، در این حالت مبدل به صورت رگولاتور کار می کند. برای مثال، ولتاژ خروجی سلول های خورشیدی که در شرایط و زمان های مختلف تغییر می کند و ثابت نیست، می تواند نقش ولتاژ ورودی را برای یک مبدل تشدید داشته باشد. در شبیه سازی، ولتاژ ورودی از ۱۲ ولت به ۱۵ ولت تغییر داده شده و کنترل کننده تطبیقی این تغییر پله ای را به خوبی پوشش داده است، آن چنان که، ولتاژ خروجی روی مقدار مرجع ۱۰ ولت مطابق با شکل (۱۲) ثابت مانده است. شکل موج جریان خروجی نیز برای این تغییر در ولتاژ ورودی، در شکل (۱۳) ترسیم شده است.

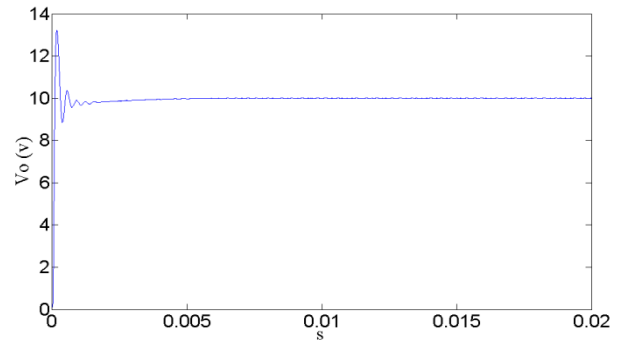
در شبیه سازی های انجام شده برای بررسی عملکرد کنترل کننده تطبیقی، هنگام اعمال تغییر در هر یک از پارامترهای مبدل، کنترل کننده پیشنهادی، طوری ضرایب فیدبک ورودی-خروجی را تنظیم می کند که مقدار زاویه شیفیت فاز مناسب γ_2 به کلیدهای مبدل اعمال شود و ولتاژ خروجی، ولتاژ مرجع را دنبال کند.



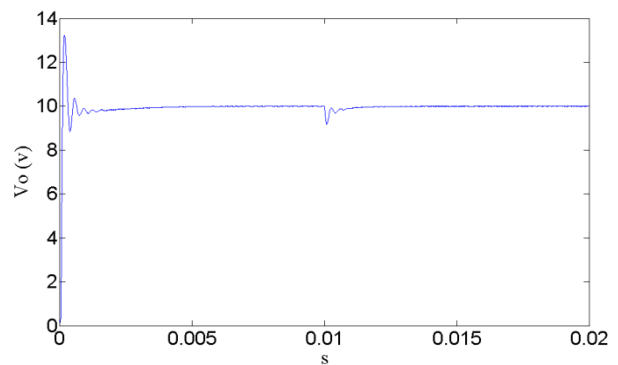
شکل (۱۰): ولتاژ خروجی با تغییر پله ای ولتاژ مرجع از ۱۰V به ۱۵V



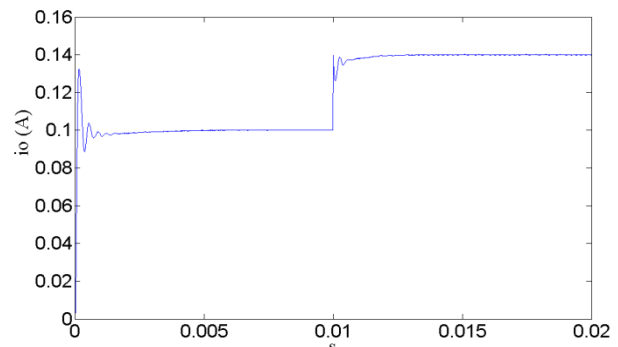
شکل (۱۱): جریان خروجی با تغییر پله ای ولتاژ مرجع از ۱۰V به ۱۵V



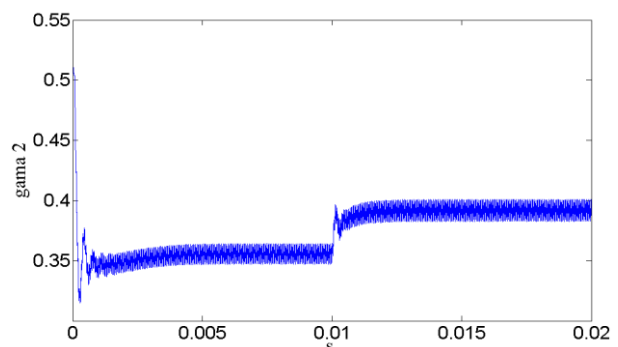
شکل (۶): ولتاژ خروجی مبدل تشدید برای ولتاژ مرجع ۱۰ ولت



شکل (۷): ولتاژ خروجی مبدل با ۴۰ درصد افزایش پله ای جریان بار

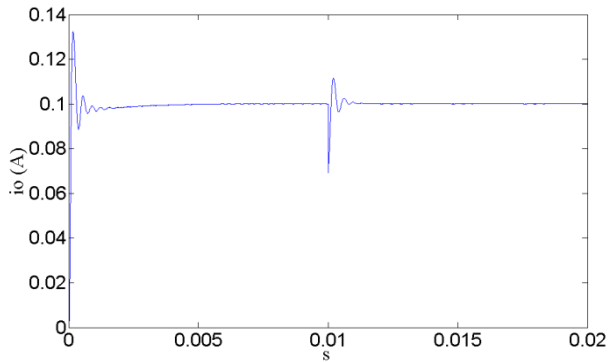


شکل (۸): ۴۰ درصد افزایش پله ای در جریان بار

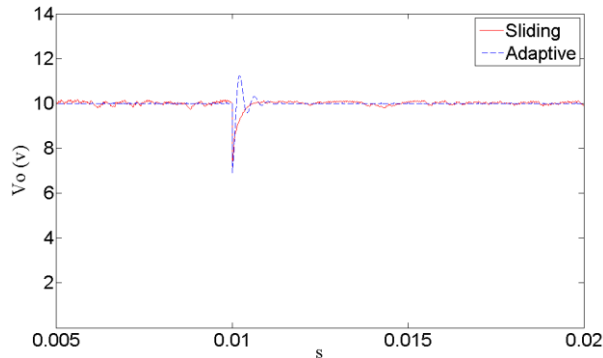


شکل (۹): سیگنال کنترلی γ_2 با ۴۰ درصد افزایش پله ای جریان بار

عملکرد مبدل با کنترل تطبیقی پیشنهادی در هنگام افزایش پله ای در ولتاژ مرجع را می توان در شکل (۱۰) و شکل (۱۱) مشاهده کرد. ولتاژ مرجع در ابتدا روی مقدار ۱۰ ولت ثابت است، سپس در

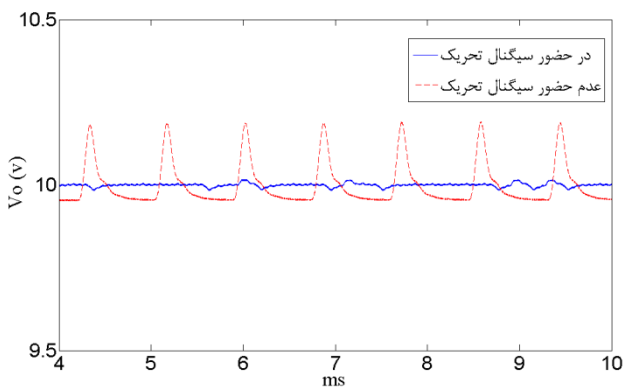


شکل (۱۵): جریان خروجی مبدل با افزایش ۵۰ درصدی خازن خروجی



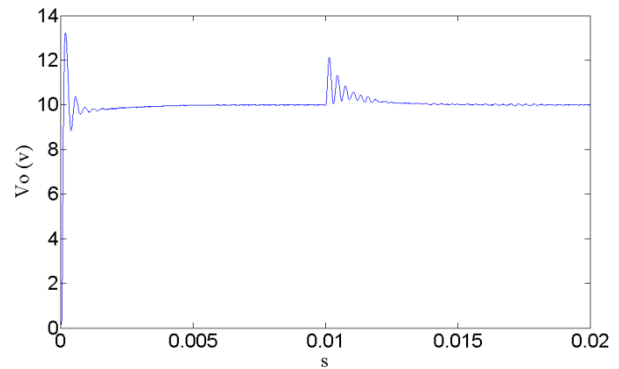
شکل (۱۶): مقایسه سرعت پاسخ کنترل کننده‌های تطبیقی و لغزشی برای افزایش ۵۰ درصدی خازن خروجی

برای مشاهده تاثیر وجود تحریک در سیگنال مرجع، ولتاژ خروجی مبدل در حالت ماندگار، در حضور و عدم حضور این سیگنال در شکل (۱۷) نمایش داده شده است.

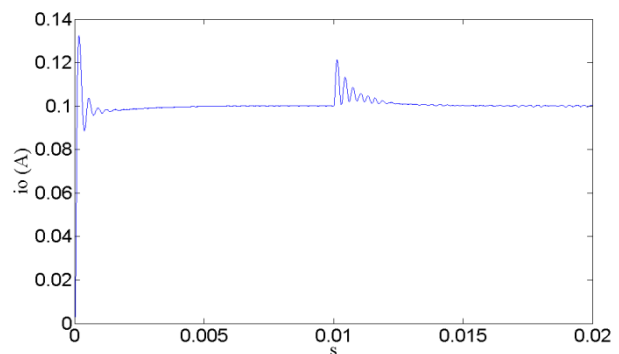


شکل (۱۷): مقایسه ولتاژ خروجی مبدل تشدیدی در حضور یا عدم حضور سیگنال تحریک

مزیت دیگر کنترل کننده پیشنهادی لغزشی-فازی بر کنترل کننده لغزشی، با ترسیم همزمان ولتاژ خروجی مبدل برای هر دو کنترل کننده در شکل (۱۸) نمایان شده است. از شکل (۱۸) دریافت می‌شود که ریپل ولتاژ خروجی هنگام استفاده از کنترل تطبیقی کم‌تر از ریپل آن در کنترل لغزشی است. این تفاوت در ریپل ولتاژ خروجی به نوع عملکرد این کنترل کننده‌ها بستگی دارد، چرا که در کنترل تطبیقی سیگنال کنترلی به طور پیوسته تغییر می‌کند ولی در کنترل لغزشی تغییرات این سیگنال، گسسته است.



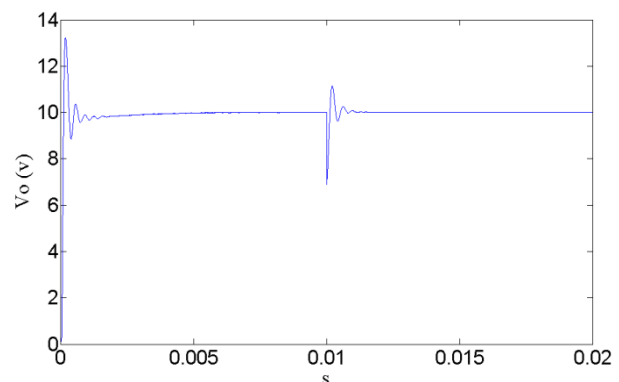
شکل (۱۲): ولتاژ خروجی با تغییر پله‌ای ولتاژ ورودی از ۱۲۷ به ۱۵۷



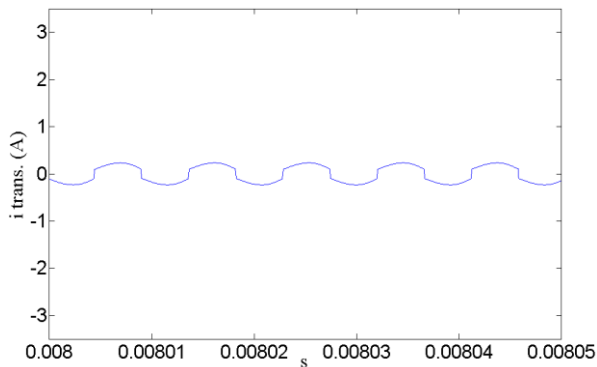
شکل (۱۳): جریان خروجی با تغییر پله‌ای ولتاژ ورودی از ۱۲۷ به ۱۵۷

در نهایت با افزایش ۵۰ درصدی ظرفیت خازن خروجی C_o در لحظه ۱۰ میلی‌ثانیه مقاوم بودن کنترل کننده بررسی شده است. نتیجه این تغییر در شکل (۱۴) و شکل (۱۵) آمده است و بیانگر پاسخ مناسب و پایدار کنترل تطبیقی پیشنهادی در برابر نامعینی در عناصر الکتریکی مبدل است.

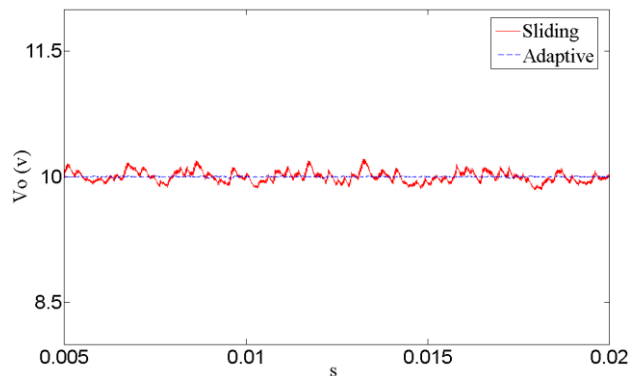
سرعت پاسخ در کنترل کننده تطبیقی پیشنهادی در مقایسه با کنترل کننده لغزشی برای این افزایش ظرفیت خازن خروجی در شکل (۱۶) قابل مشاهده است. با وجود آنکه حجم محاسبات برای کنترل تطبیقی بیشتر از کنترل لغزشی است، پاسخ گذرای سریع کنترل کننده پیشنهادی مشهود است.



شکل (۱۴): ولتاژ خروجی با افزایش ۵۰ درصدی خازن خروجی



شکل (۲۱): جریان ورودی به ترانسفورماتور



شکل (۱۸): مقایسه ریپل ولتاژ خروجی مبدل تشدید در کنترل تطبیقی و لغزشی

۷- نتیجه گیری

در این مقاله، کنترل کننده تطبیقی جدیدی به کمک خطی سازی فیدبک ورودی-خروجی برای یک مبدل تشدید سری-موازی dc-dc با عملکرد شیفت فاز طراحی شد. هدف از طراحی این کنترل کننده تطبیقی این است که خروجی مبدل تشدید را وادار کند تا یک خروجی مرجع دلخواه را با وجود عدم قطعیت پارامتری به طور مجانبی دنبال کند. به منظور ساده سازی دینامیک غیرخطی پیچیده مبدل تشدید، از روش خطی سازی ورودی-خروجی بهره برده شد. پس از خطی سازی دینامیک مبدل با فیدبک ورودی-خروجی، ضرایب نامعلوم فیدبک با استفاده از قانون تطبیق به صورت به هنگام و خودکار در شرایط مختلف نامعینی و تغییر پارامتر، تنظیم شدند تا ولتاژ خروجی، ولتاژ مرجع را دنبال کند.

در نهایت پایداری طرح کنترل پیشنهادی با تعریف تابع لیاپانوف مناسب اثبات شده است. با هدف استفاده برای دیگر مبدل های تشدید و سیستم های مشابه، چگونگی به دست آوردن قانون تطبیق در قالب یک قضیه بیان شده است.

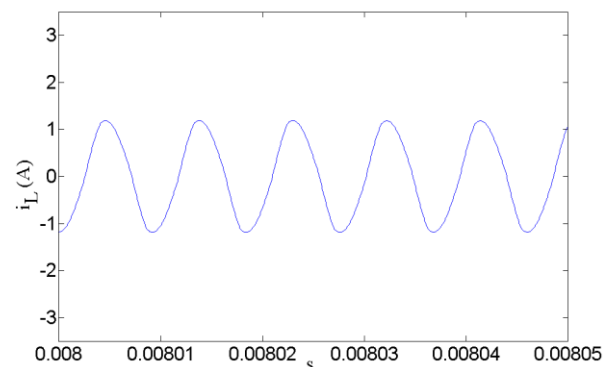
نتایج شبیه سازی برخی ویژگی های سودمند کنترل کننده پیشنهادی را نشان داد از جمله: کلیدزنی ولتاژ صفر، مقاوم بودن، فرکانس کلیدزنی ثابت، پاسخ گذرای سریع، به علاوه کاهش ریپل ولتاژ خروجی و حذف پدیده وزوز از سیگنال کنترلی در مقایسه با کنترل لغزشی. به علاوه خصوصیت مهم دیگر طرح پیشنهادی، مقاوم بودن در مقابل نامعینی نه تنها در بار بلکه در تمامی عناصر مداری است. مبدل حاضر با استفاده از کنترل کننده پیشنهادی برای کاربردهایی نظیر تغییر سطح ولتاژ و تنظیم ولتاژ به ویژه در ارتباط با انرژی های نو قابل استفاده است.

ضمایم

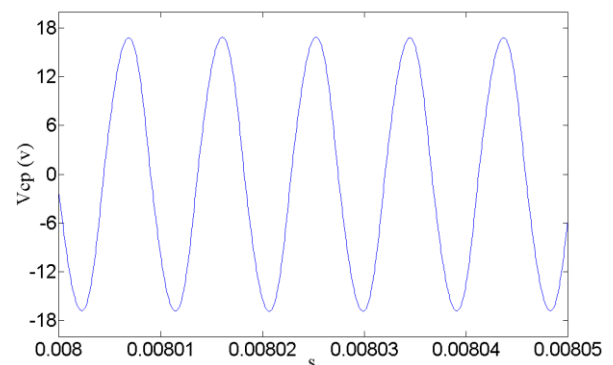
لم: معادله دینامیکی (۲۵) را در نظر بگیرید:

$$\dot{\varepsilon}(t) = H(p) [c Y^T(t) f(t)] \quad (25)$$

که $\varepsilon(t)$ یک سیگنال خروجی اسکالر را با تابع تبدیل حقیقی کاملاً مثبت $H(p)$ به $Y(t)$ یک بردار تابع زمان $m \times 1$ ، مرتبط



شکل (۱۹): جریان حالت تشدید



شکل (۲۰): ولتاژ ورودی به ترانسفورماتور (V_{cp})

- Transactions on Industrial Electronics, Vol. 54, No. 3, pp. 1676-1685, 2007.
- [14] K. H. Cheng, C. F. Hsu, C. M. Lin, T. T. Lee and C. Li, "Fuzzy-neuralsliding-mode control for dc-dc converters using asymmetric Gaussian membership functions," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 54, No. 3, pp. 1528-1536, 2007.
- [15] J. L. Sosa, M. Castilla, J. Miret, L. García de Vicuña and L. S. Moreno, "Sliding-mode input-output linearization controller for the dc/dc zvs cll-t resonant converter," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 59, No. 3, pp. 1554-1564, 2012.
- [16] J. L. Sosa, M. Castilla, J. Miret, L. García de Vicuña and J. Matas, "Modeling and performance analysis of the dc/dc series-parallel resonant converter operating with discrete self-sustained phase-shift modulation technique," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 56, No. 3, pp. 697-705, 2009.
- [17] J. J. Slotine, and W. Li, *Applied Nonlinear Control*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1991.
- [18] O. E. I. Maguire, F. Giri, L. Dugard, H. E. I. Fadil and F. Z. Chaoui, "Nonlinear adaptive output feedback control of series resonant dc-dc converters," IEEE Conference of American Control, pp. 3287-3292, 2010.
- [19] M. Z. Youssef, H. Pinheiro and P. K. Jain, "Self-sustained phase-shift modulated resonant converters: Modeling, design, and performance," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 21, No. 2, pp. 401-414, 2006.
- می‌سازد. P متغیر لاپلاس، c یک ثابت نامعلوم و $f(t)$ یک بردار قابل اندازه‌گیری $m \times 1$ است. در صورتی که تغییرات $Y(t)$ از رابطه (۲۶) تبعیت کند، آنگاه $\varepsilon(t)$ و $Y(t)$ کران دار کلی است.
- $$\dot{Y}(t) = -\text{sgn}(c) \gamma \varepsilon f(t) \quad (26)$$
- که γ یک ثابت مثبت است. با وجود رابطه (۲۶) اگر f نیز کران دار باشد، آنگاه برای $t \rightarrow \infty$ نتیجه می‌شود: $\varepsilon(t) \rightarrow 0$.
- بنابراین لم، اگر سیگنال ورودی $Y(t)$ به صورت رابطه (۲۶) به خروجی $\varepsilon(t)$ ، وابسته باشد، کلیه حالت‌های سیستم کران دار هستند و سیستم پایدار کلی است.

مراجع

- [1] D. J. Tschirhart and P. K. Jain, "A CLL resonant asymmetrical pulse width modulated converter with improved efficiency," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, No. 1, pp. 114-122, 2008.
- [2] J. C. W. Lam and P. K. Jain, "A modified valley fill electronic ballast having a current source resonant inverter with improved line-current total harmonic distortion (THD), high power factor, and low lamp crest factor," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, No. 3, pp. 1147-1159, 2008.
- [3] L. A. Barragan, D. Navarro, J. Acero, I. Urriza and J. M. Burdio, "FPGA implementation of a switching frequency modulation circuit for EMI reduction in resonant inverters for induction heating appliances," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, No. 1, pp. 11-20, 2008.
- [4] Erickson and Maksimovic, *Fundamentals of power electronics*, Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [5] M. K. Kazimierczuk and D. Czarkowski, *Resonant power converter*, John Wiley and Sons, 1995.
- [6] M. Z. Yousef and P. K. Jain, "A review and performance evaluation of control techniques in resonant converters," IEEE Conference of Electronics Society., Vol. 1, 2004.
- [7] S. C. Tan, Y. M. Lai, C. K. Tse, L. Martínez-Salamero and C. K. Wu, "A fast-response sliding-mode controller for boost-type converters with a wide range of operating conditions," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 54, No. 6, pp. 3276-3286, 2007.
- [8] S. Bai, Z. Pantic and S. Lukic, "A comparison study of control strategies for ZVS resonant converters," IEEE Conference on Industrial Electronics, pp. 256-262, 2010.
- [9] J. T. Matysik, "The current and voltage phase shift regulation in resonant converters with integration control," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 54, No. 2, pp. 1240-1242, 2007.
- [10] S. Zheng and D. Czarkowski, "Modeling and digital control of a phase-controlled series-parallel resonant converter," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 54, No. 2, pp. 707-715, 2007.
- [11] W. Feng, F. C. Lee, P. Mattavelli, D. Huang and C. Prasantanakorn, "LLC resonant converter burst mode control with constant burst time and optimal switching pattern," 26th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp. 6-12, 2011.
- [12] W. Feng, F. C. Lee and P. Mattavelli, "Optimal trajectory control of burst mode for llc resonant converter," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 28, No. 1, pp. 457-466, 2013.
- [13] Y. Yildiz, A. Sabanovic and K. Abidi, "Sliding-mode neuro-controller for uncertain systems," IEEE