

## استراتژی نوین برای کنترل فیلترهای اکتیو CSI و VSI و مقایسه‌ی این دو نوع فیلتر

غلامرضا عرب مارکده<sup>(۱)</sup> - سمیه یاراحمدی<sup>(۲)</sup> - جعفر سلطانی<sup>(۳)</sup>

(۱) دانشیار - دانشکده فنی و مهندسی، عضو قطب علمی آنالیز غیرخطی، بهینه‌سازی و کنترل، دانشگاه شهرکرد

(۲) کارشناس ارشد - دانشکده مهندسی برق، دانشگاه شهرکرد

(۳) استاد - دانشکده برق، دانشگاه صنعتی اصفهان

تاریخ پذیرش: ۱۳۹۳/۱۰/۲۳

تاریخ دریافت: ۱۳۹۳/۲/۲۴

**خلاصه:** اخیراً برای حذف هارمونیک‌ها و ارتقاء ضریب توان در شبکه‌های قدرت، فیلترهای اکتیو مورد توجه فراوان قرار گرفته‌اند. از مزایای این گونه فیلترها، حجم کمتر و مشخصات جبران‌کنندگی بهتر آن‌ها نسبت به فیلترهای پسیو است. در این مقاله استراتژی کنترلی نوین برای دو نوع فیلتر اکتیو VSI و CSI پیشنهاد شده است و سپس این دو نوع فیلتر از نظر میزان کاهش THD جریان بار غیرخطی مورد مقایسه گرفته‌اند. استراتژی کنترلی پیشنهادی برای فیلتر اکتیو VSI مبتنی بر علامت‌های لغزش و منبع جریان و استراتژی کنترلی پیشنهادی فیلتر اکتیو CSI فقط مبتنی بر علامت لغزش است. کلیدهای شبیه‌سازی‌ها در محیط MATLAB/Simulink انجام گرفته است. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد که روش‌های کنترلی پیشنهادی برای هر دو نوع فیلتر بهتر از روش‌های کنترلی قبلی می‌باشد و فیلتر اکتیو CSI عملکرد بهتری نسبت به فیلتر اکتیو VSI با در نظر گرفتن ناحیه‌ی مرده (برای جلوگیری از اتصال کوتاه شدن منبع) دارد.

**کلمات کلیدی:** فیلتر اکتیو، اینورتر منبع جریان، اینورتر منبع ولتاژ، بار غیرخطی، کنترل حالت لغزشی.

## Novel Control Strategy for VSI and CSI Active Filters and Comparing These Two Types of Filters

Gholam Reza Arab<sup>(1)</sup> – Somayeh Yarahmadi<sup>(2)</sup> – Jafar Soltani<sup>(3)</sup>

(1) Associate Professor - Department of Electrical Engineering, Shahrekord University  
arab-gh@eng.sku.ac.ir

(2) MSc - Department of Electrical Engineering, Shahrekord University  
somayeh.yarahmadi@gmail.com

(3) Professor - Department of Electrical Engineering, Isfahan University of Technology  
j1234sm@ece.iut.ac.ir

Recently to eliminate the harmonics and improve the power factor of the power networks, much attention has been attracted to active filters. The advantages of these filters are lower volume and their better compensating characteristics than the passive filters. In conventional sliding mode controllers, the source current waveform is fluctuated in near to zero values. In this paper, using a new sliding technique, lower Total Harmonic Distortion (THD) in source current is obtained and the current waveform is improved. As well as, two novel control strategies for two types of active filters, VSI and CSI is proposed and then these two types of filters are compared to reduce THD value of source current. The proposed controlled strategies are simulated by MATLAB/Simulink. The Simulation results confirm that the proposed strategies reduce the THD of source current more than other strategies, and active filter based on CSI has a better performance than active filter based on VSI with a dead time area (for avoiding short circuit of the source) in high powers.

**Index Terms:** Active filter, current source inverter, voltage source inverter, non-linear load, sliding mode control.

۱- مقدمه

امروزه استفاده از بارهای غیرخطی اعم از یکسوسازهای دیودی و تریستوری، کوره‌های القایی و ... به طور چشم‌گیری در حال افزایش است. چنین تجهیزاتی بخاطر ماهیت غیرخطی‌شان جریان‌هایی شامل طیف وسیعی از هارمونیک‌ها به سیستم وارد می‌کنند؛ بنابراین، نیاز به ارتقا قدرت اقتصادی در سیستم‌های تک فاز روز به روز در حال افزایش است [۱]-[۴]. از جمله آثار نامطلوب هارمونیک‌های جریان در سیستم‌های قدرت عبارت است از: تولید نوسانات غیرطبیعی توسط خازن اصلاح ضریب توان، تولید حرارت بیش از حد در سیستم، آسیب عایق ترانسفورماتورها به دلیل گرمای زیاد و ایجاد هارمونیک‌های ولتاژ در سیستم قدرت [۵]، [۶].

تاکنون انواع مختلفی از جبران‌کننده به منظور کاهش تأثیر بارهای غیرخطی در سیستم‌های الکترونیک قدرت پیشنهاد داده شده‌اند. یکی از این جبران‌کننده‌ها فیلتر پسیو خازنی - سلفی (LC) است. این فیلترها باعث بهبود ضریب کیفیت با طراحی ساده و ارزان می‌گردند؛ با این وجود دارای اشکالاتی از قبیل حجم زیاد، نامیزانی، نوسان و وابستگی به شرایط سیستم تغذیه‌ی توان هستند [۷]، [۸]. امروزه فیلترهای اکتیو به علت عملکرد بهتر نسبت به فیلترهای پسیو، قابلیت تنظیم بیشتر، حجم و وزن کمتر، جهت حذف هارمونیک‌ها و بهبود ضریب توان مورد توجه بیشتری قرار گرفته‌اند [۹]، [۱۰].

متداول‌ترین ساختار فیلترهای اکتیو ساختار اینورتری می‌باشد. فیلترهای اکتیو با ساختار اینورتری به دو دسته تقسیم می‌شوند: اینورتر منبع ولتاژ (VSI) و اینورتر منبع جریان (CSI) [۱۱]. اینورتر منبع ولتاژ، یک خازن بزرگ در قسمت dc ورودی دارد. اگر دو کلید روی یک ساق این اینورتر در زمان کوتاهی با هم روشن باشند موجب می‌شود خازن لینک dc اتصال کوتاه شده و جریان بسیار زیادی از کلیدها بگذرد که این باعث آسیب‌رسانی به کلیدها می‌شود [۱۲]. اینورتر منبع جریان دارای تلفات بیشتری نسبت به اینورتر منبع ولتاژ است اما اینورتر منبع جریان دارای ساختار مقاوم‌تری است [۱۳].

امروزه از روش‌های جدیدی مانند روش‌های PWM [۱۴]-[۱۶]، شبکه‌های عصبی [۱۷]، منطق فازی [۱۸]-[۲۱]، و حالت لغزشی [۲۲]-[۲۶]. برای کنترل فیلتر اکتیو استفاده می‌شود. کنترل حالت لغزشی پر کاربردترین روش برای کنترل فیلتر اکتیو است. زیرا به دلیل داشتن ساختار متغیر با زمان، تناسب بیشتری با ساختار متغیر با زمان فیلتر اکتیو دارد [۶]. علاوه بر این کنترل حالت لغزشی خصوصیتی مانند مقاومت، حساس نبودن نسبت به تغییر پارامترهای سیستم و سادگی پیاده‌سازی را دارا می‌باشد [۴]، [۲۷]، [۲۸].

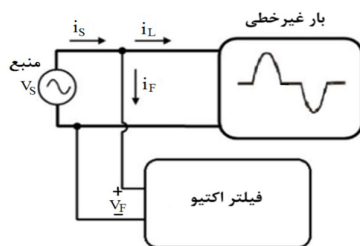
مقالات [۱۳] و [۲۹] اینورتر منبع جریان را برای کاهش هارمونیک‌های جریان در یک سیستم تک‌فاز به کار گرفته‌اند. روش کنترل پیشنهادی مرجع، از مشتق‌گیر و موج مثلثی برای تولید سیگنال‌های فرمان کلیدهای اینورتر CSI بهره می‌جوید. به دلیل اینکه مشتق‌گیر نویزپذیر است این روش کنترلی کاربردی نیست. مرجع [۱۳] روش

کنترلی را پیشنهاد می‌دهد که پالس‌های فرمان اینورتر را با استفاده از خطای جریان و دو موج مثلثی با اختلاف فاز ۱۸۰ درجه تولید می‌کند. در این تحقیق، کنترل حالت لغزشی برای کنترل فیلتر اکتیو CSI پیشنهاد شده است. چون علاوه بر خصوصیات ذکر شده هارمونیک‌های جریان ورودی و در نتیجه ضریب توان ورودی را بیشتر کاهش می‌دهد. مراجع [۲۲]، [۲۴] و [۲۶] فیلتر اکتیو VSI موازی با کنترل حالت لغزشی را برای کاهش هارمونیک‌های جریان بار غیرخطی تک‌فاز به کار گرفته‌اند. مرجع [۲۴] حاصل تفاضل جریان منبع واقعی و جریان منبع مرجع را به عنوان متغیر لغزش تعریف کرده است. مرجع [۲۲] از روش مشابه مرجع [۲۴] برای کنترل فیلتر اکتیو استفاده می‌کند. با این تفاوت که به منظور بهبود حالت ماندگار، متغیر لغزش را به صورت مجموع خطا و انتگرال خطای جریان منبع تعریف می‌کند. عیب این روش کنترلی این است که جریان منبع در هنگام عبور از صفر از حالت سینوسی دور می‌شود و مقداری اعوجاج دارد. مرجع [۲۶] با تعریف بانندی در اطراف صفر ولتاژ منبع، الگوی کلیدزنی متفاوتی در این ناحیه تعریف می‌کند که باعث بهبود جریان منبع در هنگام عبور از صفر می‌شود. در این تحقیق از روش کنترل حالت لغزشی جدیدی به منظور کنترل فیلتر اکتیو VSI استفاده می‌شود که بدون نیاز به تعریف الگوی کلیدزنی متفاوت در حوالی صفر ولتاژ منبع، رفتار جریان منبع در هنگام عبور از صفر را بهبود می‌بخشد.

سرانجام این مقاله، دو فیلتر اکتیو مبتنی بر VSI و CSI را از نظر میزان کاهش هارمونیک‌های بار غیرخطی، با روش‌های کنترل لغزشی پیشنهادی، با هم مقایسه می‌کند.

۲- مدل‌سازی سیستم

شکل (۱) سیستم مورد بررسی را نشان می‌دهد. این سیستم شامل منبع، بار غیرخطی و فیلتر اکتیو موازی می‌باشد.



شکل (۱): فیلتر اکتیو موازی با بار غیرخطی  
Fig. (1): Shunt active filter with nonlinear load

دو ساختار اینورتری متداول فیلتر اکتیو تک‌فاز در شکل (۲) نشان داده شده‌اند. همان‌طور که در شکل (۲الف) دیده می‌شود، فیلتر اکتیو با ساختار VSI دارای یک خازن بزرگ در قسمت dc است و به وسیله‌ی یک سلف به بار غیرخطی وصل می‌شود. شکل (۲ب) فیلتر اکتیو با ساختار CSI را نشان می‌دهد. CSI دارای یک سلف در قسمت ورودی است و به وسیله‌ی یک فیلتر پائین گذر به بار وصل می‌شود. این فیلتر پائین گذر یک فیلتر فرکانس بالاست که مانع عبور هارمونیک‌های ناشی از کلید زنی به جریان منبع می‌شود.

است که کلیدهای  $S_1$  و  $S_2$ ، بر اساس خطای جریان منبع و کلیدهای  $S_3$  و  $S_4$  بر اساس علامت ولتاژ منبع کلیدزنی می‌شوند. مرجع [۲۶] با تعریف ولتاژ  $V_p$  در حوالی صفر منبع ولتاژ و با استفاده از الگوی کلیدزنی مرجع [۲۲]، الگوی کلیدزنی جدیدی تعریف می‌کند. استفاده از این الگوی کلیدزنی در مقایسه با الگوی کلیدزنی قبلی باعث کاهش بیشتری در هارمونیک‌های جریان و بهبود جریان در حوالی صفر می‌شود. در این الگوی کلیدزنی با تعریف یک باند با پهنای  $V_p$  در اطراف صفر ولتاژ منبع، کلیدهای  $S_3$  و  $S_4$  را در بازه‌ی زمانی که  $|V_S| \leq V_p$  به ترتیب مانند  $S_2$  و  $S_1$  کلیدزنی می‌کند. این الگوی کلیدزنی در جدول (۱) آمده است. اگر در این الگوی کلیدزنی  $V_p$  برابر با صفر باشد الگوی کلیدزنی مشابه مرجع [۲۲] خواهد بود.

Table (1): Switching pattern of [26]

جدول (۱): الگوی کلیدزنی مرجع [۲۶]

$v_S$	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$i_F$	$V_F$
$v_S \leq -V_p$	on	off	on	off	0	0
	off	on	on	off	$i_C$	$-V_C$
$v_S \geq V_p$	off	on	off	on	0	0
	on	off	off	on	$-i_C$	$V_C$
$ v_S  \leq V_p$	on	off	off	on	$-i_C$	$V_C$
	off	on	on	off	$i_C$	$-V_C$

الگوی کلیدزنی پیشنهاد شده در این مقاله در جدول (۲) آمده است. کلیدهای  $S_1$  و  $S_2$ ، بر اساس خطای جریان منبع نسبت به حالت ایده-آل سینوسی مرجع آن و کلیدهای  $S_3$  و  $S_4$  بر اساس علامت جریان منبع کلیدزنی می‌شوند (  $V_C > |v_S|$  فرض شود). به طوری که وقتی  $0 < i_S$ ، کلید  $S_4$  روشن است و با روشن شدن  $S_2$  دامنه‌ی  $i_F$  افزایش می‌یابد و با روشن شدن  $S_1$ ،  $i_F$  کاهش می‌یابد؛ هنگامی که  $0 > i_S$  کلید  $S_3$  روشن است و با روشن شدن  $S_2$  دامنه‌ی  $i_F$  افزایش می‌یابد و با روشن شدن  $S_1$ ،  $i_F$  کاهش می‌یابد. استفاده از این متد کنترلی (که دو کلید  $S_3$  و  $S_4$  با علامت جریان منبع کلیدزنی شوند نه علامت ولتاژ آن) باعث می‌شود که در لحظه‌ی عبور از صفر جریان منبع به حالت سینوسی نزدیک شود و برای بهبود آن نیازی به تعریف کلیدزنی متفاوت در حوالی صفر نباشد.

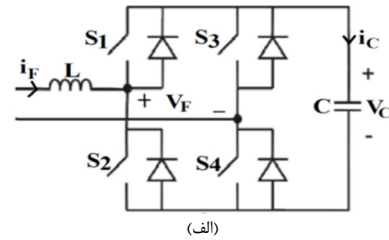
Table (2): Proposed switching pattern

جدول (۲): الگوی کلیدزنی پیشنهادی

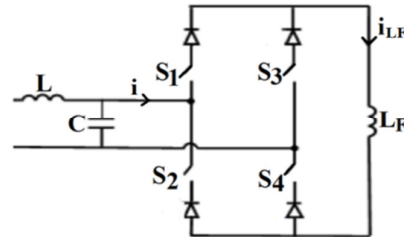
$i_S$	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$i_F$
$i_S \geq 0$	on	off	on	off	0
	off	on	on	off	$-i$
$i_S < 0$	off	on	off	on	0
	on	off	off	on	$i$

اگر ولتاژ خازن ( $V_C$ ) و جریان سلف ( $i_F$ ) را متغیرهای حالت فیلتر اکتیو در نظر بگیریم، معادلات فضای حالت فیلتر اکتیو VSI مطابق روابط (۶) و (۷) بیان می‌شوند.

(۵۷)



(الف)



(ب)

شکل (۲): (الف) فیلتر اکتیو با ساختار VSI، (ب) فیلتر اکتیو با ساختار CSI  
Fig. (2): a) Active power filter with VSI structure, b) Active power filter with CSI structure

### ۳- کنترل حالت لغزشی

هدف از به کارگیری فیلتر اکتیو این است که جریان خط به فرم سینوسی و هم‌فاز با ولتاژ خط شود. بنابراین جریان خط مطلوب مطابق رابطه‌ی (۱) تعریف می‌شود.

$$i_S^* = \alpha v_S \quad (1)$$

که ضریبی زمان متغیر است که بر پایه‌ی توان درخواستی بار تنظیم می‌شود. خطای جریان به صورت رابطه‌ی (۲) بیان می‌شود.

$$e = i_S - i_S^* = i_S - \alpha v_S \quad (2)$$

در این صورت جریان مرجع فیلتر با توجه به شکل (۱)، مطابق رابطه‌ی (۳) تعریف می‌شود.

$$i_F^* = \alpha v_S - i_L \quad (3)$$

اگر با برابر صفر قرار دادن معادله‌ی (۲) سطح لغزشی را به دست آوریم، سیستم دارای خطای حالت ماندگار خواهد بود. کنترل حالت لغزشی به علت داشتن بخش انتگرالی بر خطای حالت ماندگار و خطای تغییر پارامترها غلبه می‌کند؛ به همین دلیل برای کاهش خطای حالت ماندگار متغیر لغزش را مانند معادله‌ی (۴) تعریف می‌کنیم.

$$S = e + \lambda \int e \quad (4)$$

که پارامتر کنترلی  $\lambda$  ضریب لغزش نامیده می‌شود.

سطح لغزشی از برابر صفر قرار دادن رابطه‌ی (۴) به دست می‌آید. برای اطمینان از عملکرد حالت لغزشی، شرط لغزش  $\lim_{S \rightarrow 0} S \dot{S} < 0$  باید برآورده شود. که می‌تواند به صورت رابطه‌ی (۵) بیان شود.

$$\dot{S}_{S \rightarrow 0^+} < 0 \quad \text{و} \quad \dot{S}_{S \rightarrow 0^-} > 0 \quad (5)$$

### ۴- فیلتر اکتیو بر پایه‌ی VSI

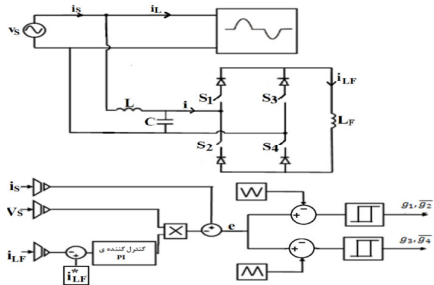
مرجع [۲۲] به منظور کنترل فیلتر اکتیو VSI از روش کنترل حالت لغزشی استفاده کرده است. الگوی کلیدزنی در این مرجع به این صورت

تأخیر سیگنال فرمان کلیدها، ناحیه‌ی مرده گفته می‌شود. شایان ذکر است از نظر پیاده‌سازی، تعداد حسگرهای مورد نیاز در روش پیشنهادی با روش کلاسیک یکسان است و در هر دو روش علاوه بر حسگر ولتاژ لینک DC، به حسگر جریان و ولتاژ منبع هم نیاز است. بلوک علامت را نیز می‌توان به سادگی با آپ امپ مقایسه کننده با مقدار صفر، پیاده‌سازی کرد.

### ۵- فیلتر اکتیو بر پایه‌ی CSI

#### الف- روش کنترلی مرسوم فیلتر اکتیو CSI

مرجع [۱۳] روش کنترلی را پیشنهاد می‌دهد که در آن با مقایسه‌ی خطای جریان با دو سیگنال مثلثی که با هم اختلاف فاز ۱۸۰ درجه دارند، سیگنال‌های فرمان کلیدها تولید می‌شود. نحوه‌ی تولید سیگنال‌های فرمان کلیدهای اینورتر منبع جریان در آن مقاله در شکل (۳) نشان داده شده است. در این مدار کنترل کننده PI وظیفه‌ی تأمین سیگنال مرجع جریان را بر عهده دارد. با مقایسه سیگنال خطای کنترل جریان با دو موج مثلثی با اختلاف فاز ۱۸۰ درجه و به کارگیری کنترل کننده‌های هیستریزس، سیگنال فرمان کلیدهای اینورتر تولید می‌شود. به منظور تضمین عملکرد صحیح فیلتر اکتیو مبتنی بر اینورتر منبع جریان تمام پل، اندوکتانس  $L_F$  باید به گونه‌ای طراحی گردد که مقدار متوسط جریان بزرگتر از مقدار ماکزیمم جریان ورودی و یا مقدار لحظه‌ای آن باشد. در غیر این صورت توان راکتیو تولیدی توسط فیلتر اکتیو به طور صحیح توان راکتیو بار را جبران نمی‌کند.



شکل (۳): کنترل مرسوم فیلتر اکتیو بر پایه‌ی CSI

Fig. (3): The conventional control of active filter based on CSI

#### ب- روش کنترلی پیشنهادی برای فیلتر اکتیو CSI

با توجه به شکل (۲.ب) به منظور رعایت قانون KCL کلیدهای  $S_1$  و  $S_2$ ،  $S_3$  و  $S_4$  به صورت مکمل هم کلیدزنی می‌شوند. الگوی کلید زنی پیشنهادی در جدول (۳) آمده است.

Table (3): Proposed switching pattern for the CSI active filter control with sliding mode control

جدول (۳): الگوی کلیدزنی پیشنهادی برای فیلتر اکتیو CSI با کنترل کننده

لغزشی

S	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$
$S > 0$	On	off	Off	On
$S < 0$	Off	on	On	Off

$$L \frac{di_F}{dt} = v_s - v_F \quad (6)$$

$$C \frac{dV_c}{dt} = i_c \quad (7)$$

در این مقاله تابع کلیدزنی این گونه تعریف شده است:  $g_i=1$  یعنی کلید  $i$  روشن است و  $g_i=0$  یعنی کلید  $i$  خاموش است ( $i=1,2,3,4$ ). کلیدهای  $(S_1$  و  $S_2)$ ،  $(S_3$  و  $S_4)$  همواره معکوس هم عمل می‌کنند. با توجه به جدول (۲) و معادلات حالت فیلتر که مطابق (۶) و (۷) هستند، داریم:

$$L \frac{di_F}{dt} = v_s - (g_1g_4 - g_2g_3)V_c \quad (8)$$

$$C \frac{dV_c}{dt} = (g_1g_4 - g_2g_3)i_c \quad (9)$$

با استفاده از رابطه‌ی (۶) مشتق لغزش از (۱۰) به دست می‌آید.

$$\dot{S} = \dot{\tilde{x}} + \lambda \tilde{x} \quad (10)$$

با در نظر گرفتن رابطه‌ی (۴) و جایگذاری روابط (۸) و (۹) در رابطه‌ی (۱۰)، داریم:

$$\dot{S} = \frac{v_s}{L} - \frac{V_c}{L} (g_1g_4 - g_2g_3) + (\dot{i}_L - \alpha \dot{v}_s) + \lambda (i_F + i_L - \alpha v_s) \quad (11)$$

با برابر صفر قرار دادن معادله‌ی (۱۱)، داریم:

$$g_1g_4 - g_2g_3 = \frac{v_s}{V_c} - \frac{L}{V_c} (\dot{i}_L - \alpha \dot{v}_s) \quad (12)$$

$$+ \frac{\lambda L}{V_c} (i_F + i_L - \alpha v_s)$$

می‌دانیم  $g_4 = \frac{1 + \text{sgn}(i_s)}{2}$  و  $g_3 = 1 - g_4$ ،  $g_2 = 1 - g_1$  و  $g_1 = \frac{1 - \text{sgn}(i_s)}{2}$  را به قرار دادن

مقادیر  $g_2$ ،  $g_3$  و  $g_4$  در معادله‌ی (۱۲) می‌توان  $g_{1eq}$  را به دست آورد.

$$g_{1eq} = \frac{1 - \text{sgn}(i_s)}{2} + \frac{v_s}{V_c} + \frac{L}{V_c} (\dot{i}_L - \alpha \dot{v}_s) \quad (13)$$

$$+ \frac{\lambda L}{V_c} (i_F + i_L - \alpha v_s)$$

با توجه به رابطه‌ی (۱۳) و به منظور برقراری شرایط لغزش، همواره  $0 \leq g_{1eq} \leq 1$  است و داریم:

$$g_1 = \begin{cases} 1 & S > 0 \\ 0 & S < 0 \end{cases} \quad (14)$$

بنابراین هنگامی که  $S > 0$ ،  $g_1 = 1$  و هنگامی که  $S < 0$ ،  $g_2 = 1$

کلیدهای  $S_3$  و  $S_4$  هم بر اساس علامت جریان  $i_s$  کلیدزنی می‌شوند.

با توجه به شکل (۲.الف) اگر در فیلتر اکتیو بر مبنای VSI دو کلید  $S_1$  و  $S_2$  یا  $S_3$  و  $S_4$  هم‌زمان روشن باشند، دو سر خازن C اتصال کوتاه می‌گردد. بنابراین جریان بسیار زیادی از دو کلید روشن عبور می‌کند، که موجب سوختن آن‌ها می‌شود. برای اجتناب از این رویداد باید همواره زمان بسیار کوتاهی بین خاموش شدن یک کلید و روشن شدن کلید دیگر در همان ساق وجود داشته باشد. با در نظر گرفتن تأخیر بسیار کوچکی برای پالس‌های فرمان روشن شدن هر چهار کلید، احتمال اتصال کوتاه شدن خازن لینک dc، از بین می‌رود. به این

Table (4): The load parameters

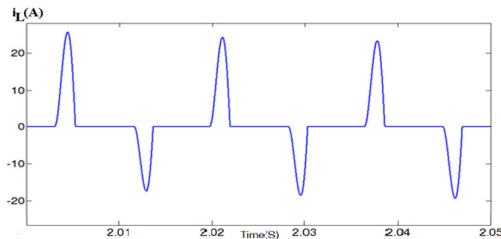
جدول (۴): مشخصات بار

اجزاء	مقادیر
$L_s$	0.8mH
$R_s$	10Ω
$R_o$	60Ω
$C_o$	500μF

در شبیه‌سازی‌ها کلیه‌ی سوئیچ‌های مورد استفاده در فیلترهای اکتیو VSI و CSI از نوع IGBT انتخاب شده‌اند. توان لحظه‌ای بار مصرفی نمونه حداکثر 4000VA و اختلاف زاویه‌ی ولتاژ و جریان آن  $5^\circ$  ( $\phi$ ) می‌باشد. لازم به ذکر است که فیلتر اکتیو وظیفه‌ی تأمین کل توان راکتیو بار را دارد تا شکل موج جریان منبع هم‌فاز با شکل موج ولتاژ منبع شود.

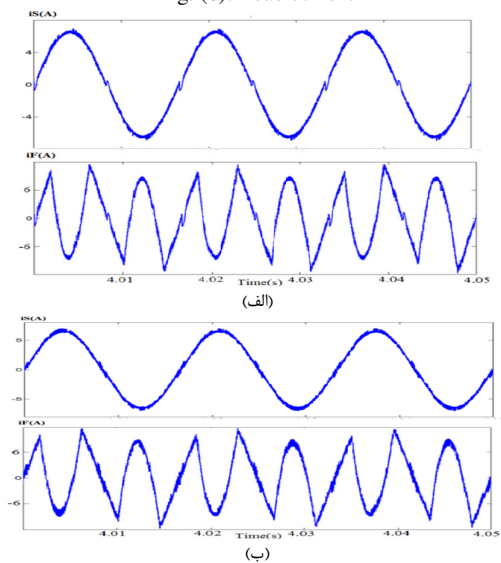
در شکل (۶) جریان بار ترسیم شده است.

در شکل (۷) نتایج شبیه‌سازی فیلتر اکتیو VSI با استفاده از سه روش کنترلی مرجع [۲۲] و مرجع [۲۶] و کنترل پیشنهادی این مقاله برای بار مذکور در جدول (۳) آمده است.



شکل (۶): جریان بار

Fig. (6): Load current

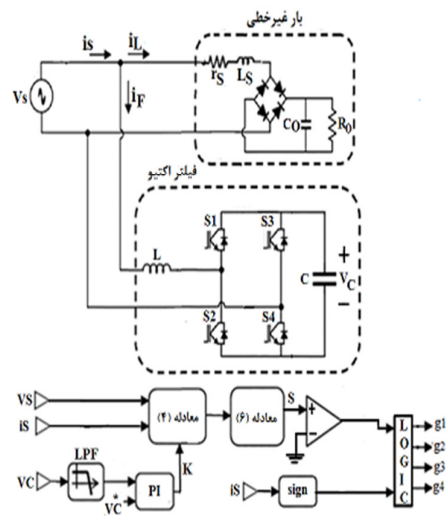


(ب)

متغیر لغزش مانند رابطه‌ی (۴) تعریف شده است. در روش پیشنهادی، به دلیل استفاده از فرمت انتگرالی برای سطح لغزشی، خطای ماندگار کمتر از روش قبل است. همچنین کنترل‌کننده لغزشی سرعت پاسخ بیشتر، وابستگی کمتر به پارامترهای مدار و سادگی پیاده‌سازی را به همراه دارد. نکته قابل ذکر دیگر این است که روش پیشنهادی به سادگی قابل اجرا به صورت دیجیتال می‌باشد در حالی که در روش [۱۳] پیاده‌سازی به صورت آنالوگ بوده و مشکل‌تر از پیاده‌سازی دیجیتال می‌باشد.

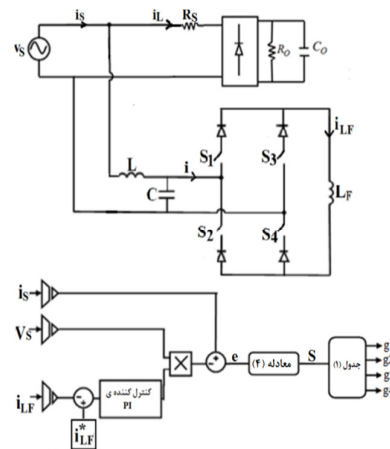
### ۶- نتایج شبیه‌سازی

طرح کلی فیلترهای اکتیو VSI و CSI پیشنهادی به ترتیب در شکل‌های (۴) و (۵) آمده است.



شکل (۴): طرح کلی فیلتر اکتیو پیشنهادی VSI

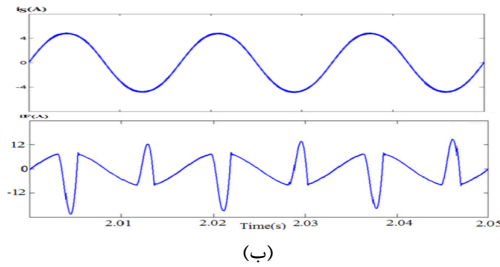
Fig. (4): Block diagram of the proposed VSI active filter



شکل (۵): طرح کلی فیلتر اکتیو پیشنهادی CSI

Fig. (5): Block diagram of the proposed CSI active filter

مشخصات بار در جدول (۴) آمده است.



شکل (۸): (الف) جریان منبع (بالا) و جریان فیلتر (پائین) با استفاده از فیلتر اکتیو CSI، (الف) با کنترل مرسوم، (ب) با کنترل حالت لغزشی پیشنهادی  
Fig. (8): Source current (up) and filter current (down) by CSI active filter based on a) conventional control, b) proposed sliding mode control

THD جریان بار در شکل (۶) و جریان منبع در شکل‌های (۸الف) و (۸ب) به ترتیب برابر ۱۲۰٪، ۶.۵٪ و ۲.۱۳٪ است.

علت کاهش پیک جریان منبع در شکل (۸الف) نسبت به شکل (۸ب) از کاهش جریان فیلتر ناشی می‌شود، زیرا جریان منبع مجموع جریان فیلتر اکتیو و جریان بار است.

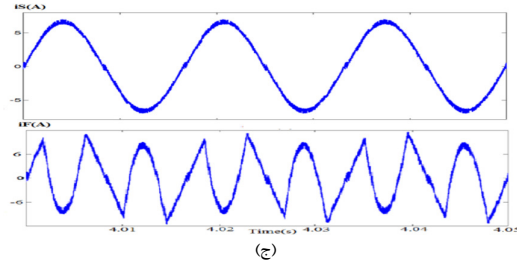
فیلترهای فعال تک‌فاز به طور معمول در محدوده‌ی توان پائین (کمتر از 100kVA) مورد استفاده قرار می‌گیرند و پاسخ زمانی آنها بسیار کوتاه است (بین 10us تا 10ms). مزیت عمده‌ی فیلترهای تک‌فاز این است که چون مجبورند در توان‌های پائین کار کنند می‌توانند در فرکانس‌های بالایی به کار برده شوند تا عملکردشان بهبود یابد.

مشخصات سوئیچ‌های مورد استفاده در جدول (۵) آمده است. شایان ذکر است با تغییر ولتاژ ورودی مقدار ولتاژ خازن فیلتر (در فیلتر VSI) یا مقدار جریان فیلتر (در فیلتر CSI) تغییر می‌کند تا شرط  $|v_s| > |v_c|$  یا  $I_f > I_s$  که به همان نسبت باید مقدار ولتاژ و جریان مرجع فیلتر را تغییر داد.

نتایج شبیه‌سازی برای فیلتر اکتیو VSI با ناحیه‌ی مرده 1μS و 2μS و همچنین فیلتر اکتیو CSI به ترتیب در شکل‌های (۹الف)، (۹ب) و (۹ج) نشان داده شده است. THD جریان منبع برای قسمت (الف) تا (ج) به ترتیب ۸۳٪، ۴۵٪ و ۱۳٪ است. دیده می‌شود که THD جریان منبع در هنگام استفاده از فیلتر CSI کمتر از فیلتر VSI با در نظر گرفتن ناحیه‌ی مرده است. به دلیل اینکه فرکانس کلیدزنی کنترل حالت لغزشی نسبتاً بالا و متغیر است بنابراین ناحیه‌ی مرده هر چقدر هم کوچک باشد باز تأثیر زیادی بر روی شکل موج جریان منبع دارد.

Table (5): Switch parameters  
جدول (۵): مشخصات سوئیچ

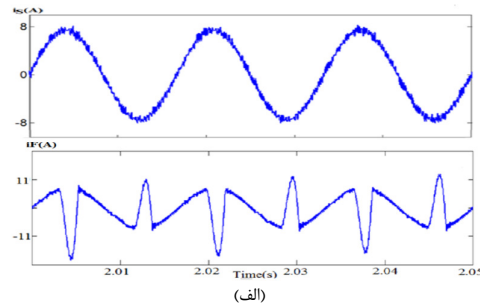
نوع سوئیچ	IGBT
Resistance Ron (ohms)	0.001
Inductance Lon (H)	0
Forward voltage vf(v)	1
Current 10% fall time	1e-6
Current tail time Tt(S)	2e-6
Intial current Ic (A)	0
Snubber resistance Rs (ohms)	1e5
Snubber capacitance Cs (F)	Inf



شکل (۷): جریان منبع (بالا) و جریان فیلتر اکتیو (پائین) با استفاده از فیلتر اکتیو VSI، (الف) با کنترل مرجع [۲۲]، (ب) با کنترل مرجع [۲۶]، (ج) با کنترل پیشنهادی  
Fig. (7): Source current (up) and filter current (down) by using VSI active filter based on, a) proposed control of [22], b) proposed control of [26], c) proposed control

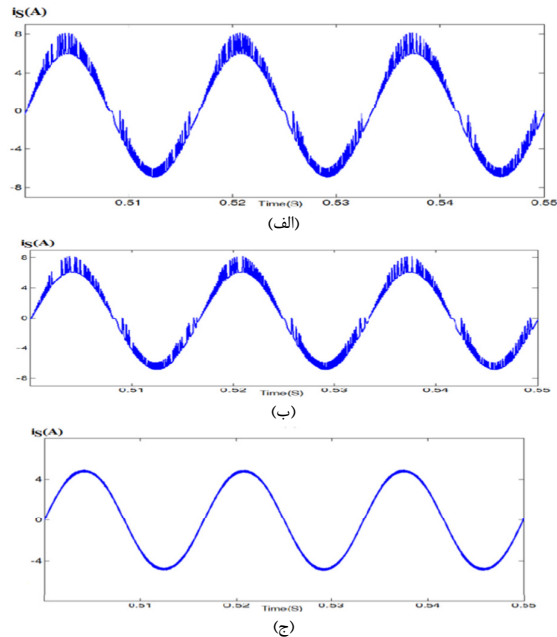
THD جریان منبع برای سه شکل (۷الف)، (۷ب) و (۷ج) به ترتیب برابر ۵/۵٪، ۳/۹٪ و ۳/۵٪ است. علت بهبود جریان در هنگام عبور از صفر در کلیدزنی به روش پیشنهادی نسبت به کلیدزنی به روش [۲۶] این است که در صورتی که کلیدزنی با استفاده از روش مرجع مذکور صورت گیرد در هنگام عبور از صفر در هر دو ناحیه‌ی  $v_s < 0$  و  $v_s > 0$  تنها دو حالت کلیدزنی را داریم. این در صورتی است که با استفاده از کلیدزنی به روش پیشنهادی چهار حالت کلیدزنی را در دو ناحیه داریم. برای توضیح این مطلب، به طور مثال در ناحیه‌ی نزدیک صفر اگر  $v_s > 0$  باشد، در کلیدزنی به روش [۲۶] روشن است و بنابر علامت لغزش، یکی از دو کلید  $S_1$  و  $S_2$  روشن می‌شود؛ پس دو حالت کلیدزنی وجود دارد. اما اگر از کلیدزنی به روش پیشنهادی استفاده شود، بنابر علامت جریان منبع کلید  $S_4$  یا  $S_3$  روشن است و بنابر علامت لغزش، یکی از دو کلید  $S_1$  و  $S_2$  روشن می‌شود؛ پس چهار حالت کلیدزنی وجود خواهد داشت.

در شکل (۸) نتایج شبیه‌سازی برای فیلتر اکتیو CSI با دو روش کنترلی مرسوم و کنترل حالت لغزشی پیشنهادی آمده است.



### ۷- نتیجه‌گیری

در این تحقیق، استفاده از فیلتر اکتیو VSI با کنترل حالت لغزشی بر اساس علامت‌های جریان منبع و لغزش پیشنهاد شده است که این روش عملکرد بهتری نسبت به کنترل حالت لغزشی بر اساس علامت‌های ولتاژ منبع و لغزش دارد. همچنین ایده جدید استفاده از روش کنترل حالت لغزشی برای کنترل فیلتر اکتیو CSI مطرح و با روش مرسوم مبتنی بر مقایسه کننده‌های آنالوگ به همراه کنترل کننده PI مقایسه شده است. این فیلتر نسبت به فیلتر اکتیو CSI با کنترل مرسوم بهتر عمل می‌کند. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد که THD جریان منبع در هنگام استفاده از فیلتر CSI کمتر از فیلتر VSI با در نظر گرفتن ناحیه‌ی مرده است.



شکل (۹): جریان منبع با استفاده از، الف) فیلتر اکتیو VSI با تأخیر پالس روشن شدن  $1\mu\text{s}$ ، ب) فیلتر اکتیو VSI با تأخیر پالس روشن شدن  $2\mu\text{s}$ ، ج) فیلتر اکتیو CSI با تکنیک کنترل لغزشی پیشنهادی

Fig. (9): Source current by using, a) VSI active filter by  $1\mu\text{s}$  dead zone, b) VSI active filter by  $2\mu\text{s}$  dead zone, c) proposed CSI active filter

### References

- [1] V. Pires, J. Silva, "A current source active power filter controlled by a sliding mode approach", Proceeding of the IEEE/EPEPEMC, Vol. 1, pp. 1654-1659, Portoroz, Aug. 2006.
- [2] K. Firouzjahi, A. Sheikholeslami, M.R. Karami-Mollaei, F. Heydari, "A predictive current control method for shunt active filter with windowing based wavelet transform in harmonic detection", Simulation Modelling Practice and Theory, Vol. 17, No. 5, pp. 883-896, 2009.
- [3] N. Mendalek, K. Al-Haddad, H.Y. Kanaan, G.Hassoun, "Sliding mode control of three-phase four-leg shunt active power filter", Proceeding of the IEEE/PESC, Vol. 1, pp. 4362-4367, June. 2008.
- [4] W.R. Nogueira Santos, E.R. Cabral da Silva, C. Brandao Jacobina, E. de Moura Fernandes, A. Cunha Oliveira, R. Rocha Matias, D. Franca Guedes Filho, O.M. Almeida, P. Marinho Santos, "The transformerless single-phase universal active power filter for harmonic and reactive power compensation", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 29, No. 7, pp. 3563-3572, July 2014.
- [5] M. Ch. Jiang, Ch. M. Wang, Sh. Sh. Perng, H.K. Fu, M.L. Tsai, K.Y. Lu, "A novel single-phase soft-switching unipolar PWM shunt active power filter", Proceeding of the IEEE/ICIEA, pp. 2081-2086, Singapore, July. 2012.
- [6] J.J.E. Slotine, W. Li, Applied nonlinear control, Prentice-Hall Englewood Cliffs, NJ, 1991.
- [7] B. Singh, K. Al-Haddad, A. Chandra, "A review of active filters for power quality improvement", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 46, No. 5, pp. 960-971, Oct. 1999.
- [8] A. Massoud, S.J. Finney, B.W. Williams, "Review of harmonic current extraction techniques for an active power filter", Proceeding of the IEEE/ICHQP, pp. 154-159, Sep. 2004.
- [9] F.R. Jimenez Lopez, C.A., E. Forero, "Current and voltage harmonics acquisition and obtaining reference currents for an single phase shunt active power filter", Proceeding of the IEEE/PEPQA, pp. 1-8, Bogota, July. 2013.
- [10] Z. Wei-ping, Z. Wei-ping, L. Da-ming, W. Zheng-guo, X. Li, Y. Xuan-fang, "The optimization-sliding mode control for three-phase three-wire DSP-based active power filter", Proceeding of the IEEE/IPEMC, Vol. 3, pp. 1-5, Shanghai, Aug. 2006.
- [11] M. El-Habrouk, M.K. Darwish, P. Mehta, "Active power filters: A review", Proceeding of the IEE/EPA, Vol. 147, No. 5, pp. 403-413, 2000.
- [12] N. Mohan, T.M. Undeland, W.P. Robbins, "Power electronics: Convertors, applications and design", New York Chichester Brisbane Toronto Singapore, 2002.

- [13] F.P. Souza, I. Barbi, "Power factor correction of linear and non-linear loads employing a single phase active power filter based on a full-bridge current source inverter controlled through the sensor of the AC mains current", Proceeding of the IEEE/PESC, Vol. 99, pp. 387-392, Charleston, SC, Aug. 1999.
- [14] O.S. Yu, N.J. Park, D.S. Hyun, "A novel fault detection scheme for voltage fed PWM inverter", Proceeding of the IEEE/IECON, pp. 2654-2659, Paris, Nov. 2006.
- [15] R. Ribeiro, F. Profumo, C.B. Jacobina, G. Griva, E. Da Silva, A. Lima, G. Penneta, "Two fault tolerant control strategies for shunt active power filter systems", IEEE/IECON, Vol. 1, pp. 792-797, Nov. 2002.
- [16] B.R. Lin, D.J. Chen, "Single-phase neutral point clamped AC/DC Converter with the function of power factor corrector and active filter", Proceeding of the IEE/EPA, Vol. 149, No. 1, pp. 19-30, Jan. 2002.
- [17] R. Costa-Castelló, R. Grinó, E. Fossas, "Odd-harmonic digital repetitive control of a single-phase current active filter", Power Electronics, IEEE Trans., Vol. 19, No. 4, pp. 1060-1068, July. 2004.
- [18] A. Bhat, P. Agarwal, "A fuzzy logic controlled three-phase neutral-point clamped bidirectional PFC rectifier", IEEE, Conf., pp. 238-244, Dec. 2007.
- [19] S. Saad, L. Zellouma, "Fuzzy logic controller for three-level shunt active filter compensating harmonics and reactive power", Electric Power Systems Research, Vol. 79, pp. 1337-1341, 2009.
- [20] H. Usman, H. Hizam, M.A.M. Radzi, "Simulation of single-phase shunt active power filter with fuzzy logic controller for power quality improvement", Proceeding of the IEEE/CEAT, pp. 353 – 357, Lankgwawi, Nov. 2013.
- [21] L. Zellouma, S. Saad, "Fuzzy logic controller for three-phase shunt active filter compensating harmonics and reactive power simultaneously", Proceedings of the ICCIM, Setif, Algeria, pp. 03-04, 2007.
- [22] J. Matas, L.G. de Vicuña, J. Miret, J.M. Guerrero, M. Castilla, "Feedback linearization of a single-phase active power filter via sliding mode control", IEEE. Trans. on Power Electronics, Vol. 23, pp. 116-125, Jan, 2008.
- [23] M.H. Antchev, M.P. Petkova, V.T. Gurgulicov, "Sliding mode control of a single-phase series active power filter", Proceeding of the IEEE/EURCON, pp. 1344-1349, Warsaw, Sep. 2007.
- [24] S. Sladic, M. Odavic and Z. Jakopovic, "Single phase active power filter", Proceeding of the IEEE/MELECON, Vol. 3, pp. 1133-1136, May 2004.
- [25] M. Nayeripour, A. Yazdian, M. Mohamadian, "Optimization of an improved sliding mode controller for shunt active power filter", Proceeding of the IEEE/POWERENG, pp. 42-47, April. 2007.
- [26] D. Stanciu, M. Teodorescu, A. Florescu, D.A. Stoichescu, "Single- phase active power filter with improved sliding mode control", Proceeding of the IEEE/AQTR, Vol. 1, pp. 1-5, Cluj-Napoca, May 2010.
- [27] V.I. Utkin, Sliding modes in control and optimization, Springer-Verlag Berlin, 1992.
- [28] S. George, V. Agarwal, "A DSP based optimal algorithm for shunt active filter under nonsinusoidal supply and unbalanced load conditions", IEEE Trans on Power Electronics, Vol. 22, No. 2, pp. 593-601, March. 2007.
- [29] H. Komurcugil, O. Kukrer, "A robust current control strategy for single-phase shunt active power filters", Proceeding of the IEEE/IECON, Vol. 3, pp. 2277-2281, Nov. 2003.