

# طراحی و آنالیز یک کنترل کننده مقاوم و سریع جدید مد لغزشی با سطح لغزش چندشیب، برای اینورترهای نوع NPC سه سطحی تک فاز تحت بارهای مختلف و کاهش THD خروجی

بابک خواجه شلالی و غضنفر شاهقلیان

ولتاژ تحت بار و توان‌های متفاوت و نیز توانایی به صفر رسانیدن خطای تعقیب خروجی از مرجع در حضور عدم قطعیت‌ها طراحی و مورد استفاده قرار گرفته‌اند [۸] که می‌توان به کنترل کننده‌های مرده تیش [۹]، کنترل کننده‌های تکراری [۱۰]، کنترل کننده‌های مد لغزشی [۱۱] و [۱۲] و همچنین کنترل کننده‌های غیر خطی مانند کنترل کننده‌های تطبیقی و کنترل کننده‌های مبتنی بر شبکه‌های عصبی [۱۳] اشاره کرد.

در [۱۴] کنترل باند مدولاسیون هیستریزس برای یک مبدل منبع Z ارائه گردیده و مزایای آن در بهبود پایداری نشان داده شده که در این روش جریان زیادی از سلف فیلتر عبور می‌کند و هزینه کنترل برای مصارف توان بالا افزایش می‌یابد. در کاربردهای معمولی در صورتی که یک رنج خطی مناسب حول نقطه کار مبدل وجود داشته باشد می‌توان از کنترل کننده‌های PID چندحلقه‌ای استفاده نمود [۱۵] و [۱۶] که معمولاً در حوزه فرکانس و با در نظر گرفتن یک فاصله مناسب از حاشیه ناپایداری در فرکانس کاری مورد استفاده طراحی می‌شوند [۱۷]. امروزه یکی از مهم‌ترین عواملی که در سنجش سطح کیفی عملکرد کنترل کننده در شرایط مختلف مورد بررسی قرار می‌گیرد میزان مقاوم بودن کنترل کننده در برابر اغتشاشات و عدم قطعیت‌ها و توانایی کنترل کننده در تضعیف اغتشاشات پرپودیک می‌باشند. از دیگر مسایل مورد توجه در طراحی کنترل کننده افزایش گستردگی حفظ عملکرد مطلوب کنترلی تحت رنج وسیعی از بارگذاری است که کنترل کننده‌های مقاوم نظیر کنترل کننده‌های مد لغزشی [۱۸] دارای ویژگی‌های مذکور می‌باشند لیکن این کنترل کننده‌ها نیز از مسایل مختلفی نظیر پدیده چترینگ که منجر به افزایش بیش از حد فرکانس اعمال‌شونده به محرک‌ها شده و فعال شدن دینامیک‌های مدل نشده فرکانس بالای سیستم را به دنبال خواهد داشت رنج می‌برند. از دیگر مشکلات کنترل کننده‌های مد لغزشی عدم انعطاف‌پذیری سطح لغزش و کم بودن سرعت همگرایی خروجی به مرجع در لحظات ایجاد خطا و به هنگام بارگذاری شدید و عدم وجود یک توازن توجیه‌پذیر بین شیب سطح و تغییرات حالت‌های گذرا می‌باشد.

در این مقاله ساختمان اساسی کنترل کننده به صورت مد لغزشی با سطح لغزش تعمیم‌یافته است، کنترل کننده دارای یک سطح لغزش با دو شیب متفاوت می‌باشد که علاوه بر افزایش بسیار زیاد سرعت کاهش حالت‌های خطا به سمت صفر در لحظات بارگذاری غیر خطی و پرپودیک، از بروز حالت‌های گذرای ضعیف که شامل بالازدگی و پایین‌زدگی‌های بزرگ و زمان نشست طولانی است نیز جلوگیری به عمل می‌آورد. در سیستم کنترل پیشنهادی جهت مقید کردن سیگنال کنترلی، کاهش چترینگ، جلوگیری از اشباع محرک‌ها و افزایش ناحیه پایداری از الگوریتم پیچش بزرگ [۱۹] استفاده گردیده است. در نهایت نیز نتایج طراحی و درستی عملکرد سیستم کنترل و کیفیت بالای موج خروجی تحت انواع

چکیده: در این مقاله ساختار کنترلی با عملکردی مقاوم در حضور عدم قطعیت‌های پارامتری سیستم جهت بهبود مشخصات اینورتر سینوسی خالص در تمامی شرایط عملکردی و بارگذاری ارائه شده است. کنترل کننده رفتار سریع و دقیق مبدل در شرایط مختلف بارگذاری جهت افزایش کیفیت ولتاژ و کاهش هارمونیک‌های خروجی را تضمین می‌کند. این کنترل کننده با یک عملکرد لغزشی و با بهره‌گیری از ولتاژ خروجی و جریان خازن در فرایند کنترل، علاوه بر ایجاد یک تعقیب دقیق ولتاژ خروجی از مرجع، توانایی دفع اغتشاشات پرپودیک ناشی از بارگذاری را به طور مطلوب دارد. همچنین حالت‌های خطا را در سریع‌ترین زمان ممکن به سمت صفر برده و حالت‌های گذرای بسیار مطلوبی را در لحظات بروز خطا که همان لحظات اسپایک‌های شدید و دامنه‌های بزرگ جریان در خروجی می‌باشد را به همراه دارد. از دیگر ویژگی‌های کنترل کننده ارائه شده افزایش وسعت ناحیه پایداری تحت محدوده وسیعی از بارگذاری در شرایط مختلف می‌باشد. درستی عملکرد کنترل کننده پیشنهادی بر روی یک اینورتر سه سطحی NPC تک‌فاز که دارای حساسیت بالایی در امر کنترل به منظور افزایش کیفیت، کاهش هارمونیک و THD موج خروجی می‌باشد با یک کنترل کننده مد لغزشی تک شیب با همان مشخصات بارگذاری و مرجع مقایسه شده است.

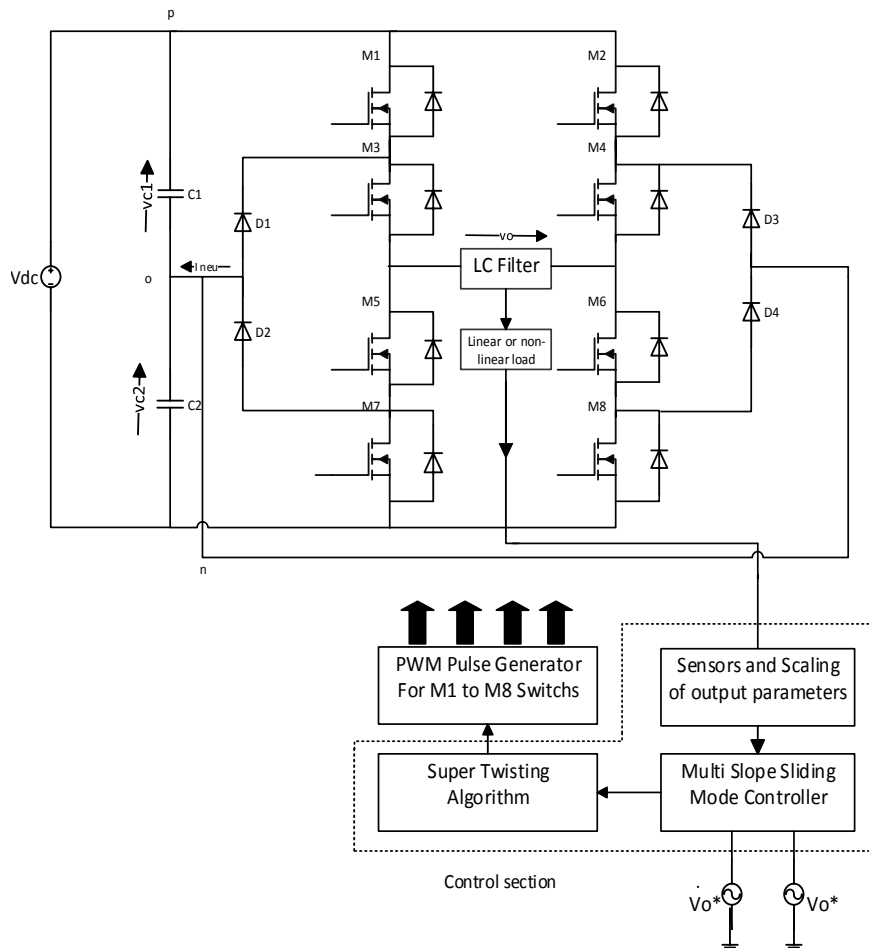
کلیدواژه: اعوجاج هارمونیک کل (THD)، کنترل کننده مد لغزشی، مدولاسیون عرض پالس (PWM).

## ۱- مقدمه

اینورترهای وابسته به راندمان، محدوده توان، شرایط کاری و حساسیت بار چه از لحاظ میزان تحمل هارمونیک‌ها و چه از لحاظ ایمنی، دارای ساختارهای متعدد تک‌فاز و چندفاز با آرایش‌ها و توپولوژی‌های متعدد بوده که هر کدام در جایگاه ویژه خود ساختار، پیچیدگی و فرایندهای طراحی خاصی را به منظور عملکرد صحیح در شرایط مختلف دارند [۱] و [۲]. از مهم‌ترین کاربردهای اینورترها می‌توان به منابع تغذیه بدون وقفه [۳] و [۴]، درایوهای صنعتی [۵]، مبدل‌های واسط تبدیل جریان مستقیم به متناوب در سیستم‌های بادی [۶]، انرژی‌های تجدیدپذیر خورشیدی [۷] و کاربردهای متفاوت بسیار زیاد دیگر اشاره کرد. کنترل کننده‌های متفاوتی جهت رسیدن به یک رگولاسیون کامل در خروجی جهت تثبیت

این مقاله در تاریخ ۸ اسفند ماه ۱۳۹۴ دریافت و در تاریخ ۲ مهر ماه ۱۳۹۵ بازنگری شد.

بابک خواجه شلالی، مرکز تحقیقات ریزشبکه‌های هوشمند، واحد نجف‌آباد، دانشگاه آزاد اسلامی، نجف‌آباد، (email: babak.khajeh.sh@gmail.com).  
غضنفر شاهقلیان، دانشکده مهندسی برق، واحد نجف‌آباد، دانشگاه آزاد اسلامی، نجف‌آباد، (email: shahgholian@iaun.ac.ir).



شکل ۱: ساختار اساسی اینورتر سه سطحی به همراه فرم کلی سیستم کنترل پیشنهادی.

بارها با شبیه‌سازی نرم‌افزار Matlab نشان داده شده است.

## ۲- مدل‌سازی مبدل

کنترل اینورترهای ولتاژ چندسطحی از نوع نقطه خنثی در حالت تک‌فاز، دارای ساختاری متفاوت با نوع چندفاز است و یکی از نکات حایز اهمیت در حالت تک‌فاز قرار گرفتن غیر خطی‌های سیستم در نقاط ایزوله بوده در حالی که در حالت سه‌فاز به صورت نواحی تکین می‌باشند. ساختمان اصلی و قسمت قدرت یک اینورتر ولتاژ نوع نقطه خنثی تک‌فاز سه‌سطحی در حالت کلی در شکل ۱ نشان داده شده است.

این ساختار از یک قسمت سوئیچینگ دارای شش عدد سوئیچ، یک فیلتر LC مرتبه دو یا مرتبه بالاتر که بعد از قسمت سوئیچینگ قرار گرفته و همچنین دیودهای  $D_1$  تا  $D_6$  که در فرایند عملکردی اینورتر نقش مؤثری را ایفا می‌کنند تشکیل شده است. در نهایت بار اینورتر بعد از فیلتر قرار گرفته که در اینورتر مورد بررسی در این مقاله، بار به صورت موازی با خازن فیلتر خروجی قرار می‌گیرد. فرایند و الگوی قطع و وصل سوئیچ‌ها و هدایت دیودها توسط سیگنال کنترلی اعمال شونده از سیستم کنترل پیشنهادی مد لغزش چندشیب به قسمت تولید سیگنال PWM به منظور میل سریع خطای حالت ماندگار به سمت صفر به هنگام اعمال ناگهانی بار خطی و هدایت ناگهانی بار غیر خطی و ایجاد یک ردیابی دقیق خروجی از مرجع صورت می‌پذیرد.

### ۱-۲ مد عملکردی اینورتر سه‌سطحی

در طول فرایند عملکرد نرمال اینورتر، هدف ایجاد یک ولتاژ AC در

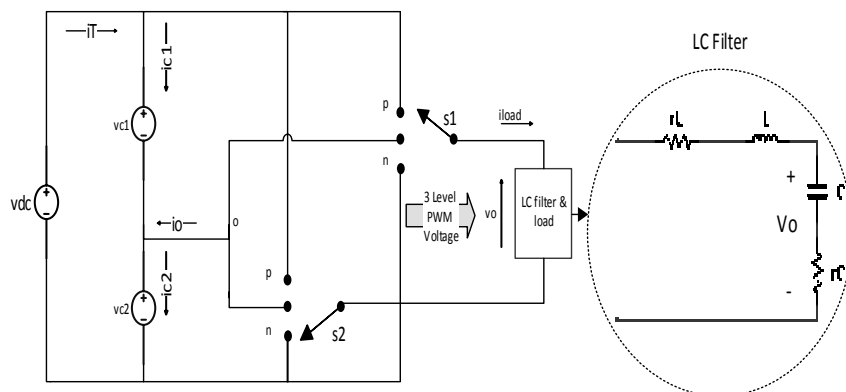
خروجی از ولتاژ  $V_{dc}$  منبع ورودی می‌باشد که این عملکرد صحیح تنها زمانی که سوئیچ‌ها در حالت مناسب کنترلی باشند صورت می‌پذیرد. مدهای عملکردی، فرایند سوئیچینگ و ملزومات کنترلی عملکرد صحیح مبدل در شکل ۲ به صورت کلی و قابل درک مدل شده‌اند.

در این مدل، بار و فیلتر در قسمت ولتاژ متناوب و منبع ورودی و ولتاژهای خازن‌های  $C_1$  و  $C_2$  که برای صحت عملکرد و فرضیات تحلیل به صورت منابع ولتاژ ثابت در نظر گرفته شده‌اند در قسمت ولتاژ مستقیم قرار گرفته‌اند. سوئیچ‌های  $S_1$  و  $S_2$  هر کدام می‌توانند در سه موقعیت  $p$ ،  $o$  یا  $n$  قرار گیرند که منجر به ایجاد سه سطح از ولتاژ باس dc در خروجی که به ترتیب برابر با  $V_{dc}/2$ ،  $V_{dc}$  و صفر می‌باشند خواهد شد. عملکرد مبدل منحصر به چهار مد عملکردی است که در زیر به آنها اشاره می‌شود:

مد ۱ ( $V_{dc} \geq V_{load} \geq V_{dc}/2$ ): ولتاژ خروجی مبدل قبل از فیلتر توسط مبدل PWM با سطوح  $V_{dc}$  و  $V_{dc}/2$  تولید می‌شود که این سطوح با عملکرد سوئیچ‌ها در حالت‌های PN و همچنین PO یا ON صورت می‌پذیرد.

مد ۲ ( $V_{dc}/2 \geq V_{load} \geq 0$ ): ولتاژ خروجی مبدل قبل از فیلتر توسط مبدل PWM با سطوح  $V_{dc}/2$  و صفر تولید می‌شود که این سطوح با عملکرد سوئیچ‌ها در حالت‌های PO، ON و حالت‌های ولتاژ صفر PP، NN یا OO صورت می‌پذیرد.

مد ۳ ( $0 \geq V_{load} \geq -V_{dc}/2$ ): ولتاژ خروجی مبدل قبل از فیلتر توسط مبدل PWM با سطوح صفر و  $-V_{dc}/2$  تولید می‌شود که این سطوح با عملکرد سوئیچ‌ها در حالت‌های ولتاژ صفر PP، NN یا OO و همچنین



شکل ۲: مدل سوئیچینگ اینورتر سه سطحی سوئیچ شونده در سه سطح مختلف ولتاژ ورودی.

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_c \\ \dot{i}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cdot & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & -(\frac{r_L}{L} + \frac{r_C}{L}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_c \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{C} \\ \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_i \\ I_o \end{bmatrix} \quad (4)$$

می‌توان در روابط فوق از مقاوت سری خازن صرف نظر کرد ( $r_C \sim 0$ ). امپدانس بار نشان داده شده در مدل متوسط اینورتر سه سطحی برابر است با

$$z = \frac{r_C LC \omega^2 - (L + r_C r_L C) j \omega + r_L}{-LC \omega^2 + c(r_L + r_C) j \omega + 1} = \frac{V_o(j\omega)}{I_o(j\omega)} \quad (5)$$

### ۳- ساختار و عملکرد کنترل کننده پیشنهادی

یک کنترل کننده جدید مد لغزشی با سطح لغزش چندشیب و انعطاف پذیر در این مقاله پیشنهاد شده که فرایند کنترلی با به کارگیری یک تابع چندشیب غیر خطی در ساختار کنترل کننده شکل گرفته و سیگنال کنترلی از تابع لغزشی با بهره‌گیری از الگوریتم پیچش بزرگ جهت مقید نمودن، نرم‌سازی و تثبیت محدوده فرکانس کنترلی به دست می‌آید. این کنترل کننده توانایی ایجاد حدکثر سرعت در صفر نمودن حالت‌های خطا، جلوگیری از ایجاد بالا زدگی، پایین زدگی و نوسانات میرا در ولتاژ خروجی در لحظات بارگذاری خطی و غیر خطی سنگین و ناگهانی را به شکل مطلوبی دارا می‌باشد. بالا بودن دقت ردیابی خروجی از مرجع به ازای مقادیر خطای زیاد و کم، کاهش چشم‌گیر پدیده چترینگ و افزایش ناحیه پایداری از دیگر ویژگی‌های کنترل کننده مد لغزشی با سطح لغزش چندشیب پیشنهادی می‌باشد. در طراحی کنترل کننده ابتدا حالت‌های خطا به صورت زیر تعریف می‌شوند

$$e(t) = v_o - v_o^* \quad (6)$$

$$x_1 = e(t) = v_o - v_o^* \quad (7)$$

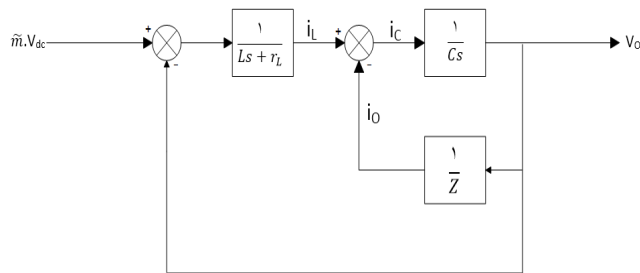
و حالت دوم خطا به صورت زیر است

$$x_2 = \dot{x}_1 = \dot{v}_o - \dot{v}_o^* \quad (8)$$

که در آن  $V_o^*$  ولتاژ مرجع ولتاژ و  $\dot{V}_o^*$  مشتق مرجع ولتاژ کنترل کننده می‌باشد. با توجه به معادلات دینامیکی سیستم خواهیم داشت

$$\dot{x}_2 = (D(t)V_{dc} + v_i - x_1) \omega_f \quad (9)$$

در این رابطه ترم متغیر با زمان به صورت اغتشاش در نظر گرفته شده و رابطه  $\omega_f = 1/LC$  توان دوم فرکانس رزونانس رادیانی فیلتر خروجی می‌باشد. ترم اغتشاش سیستم به صورت زیر بیان می‌شود



شکل ۳: مدل متوسط اینورتر سه سطحی همراه با فیلتر خروجی.

OP و یا NO صورت می‌پذیرد.

مد ۴  $(-V_{dc}/2 \geq V_{load} \geq -V_{dc})$ : ولتاژ خروجی مبدل قبل از فیلتر توسط مبدل PWM با سطوح  $-V_{dc}/2$  و  $-V_{dc}$  تولید می‌شود که این سطوح با عملکرد سوئیچ‌ها در حالت‌های OP و یا NO و صورت می‌پذیرد.

### ۲-۲ معادلات دینامیکی مبدل

معادلات بیان کننده دینامیک اینورتر منبع ولتاژ در ساختار اساسی اینورتر سه سطحی پیشنهادی عبارتند از

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} = mV_{dc} - V_o - r_L i_L \quad (1)$$

$$i_C = C \frac{dv_C}{dt} = i_L - i_o \quad (2)$$

که در آن  $m$  بیان کننده سیگنال کنترلی و تغییردهنده سطح مؤثر ولتاژ قرار گرفته بعد از قسمت سوئیچینگ می‌باشد. جهت مدل سازی سیستم تحت کنترل در حوزه لاپلاس از مدل شکل ۳ که موسوم به مدل میانگین می‌باشد استفاده می‌شود که این شیوه مدل سازی تا محدوده فرکانس‌های خروجی تا چندین برابر کمتر از فرکانس سوئیچینگ معتبر می‌باشد. سعی می‌شود که در فیلتر خروجی از چند خازن با ESR کم به صورت موازی استفاده شود تا میزان ریبیل جریان کاهش یابد و بتوان در محاسبات از این مقاوت صرف نظر نمود.

$V_i$  هم گویای ولتاژ قرار گرفته قبل از فیلتر خروجی بوده و تابع تبدیل ولتاژ خروجی به صورت زیر قابل بیان است

$$V_o(s) = \frac{r_C Cs + 1}{LCs^2 + c(r_L + r_C)s + 1} V_i(s) - \frac{r_C LCs^2 + (L + r_C r_L C)s + r_L}{LCs^2 + c(r_L + r_C)s + 1} I_o(s) \quad (3)$$

مدل فضای حالت سیستم عبارت است از

اجتناب ناپذیر در کنترل کننده‌های مد لغزش معمولی می‌باشد.

ب) به علت ثابت بودن شیب تابع تحت انتگرال گیری به ازای تمامی مقادیر خطا، سرعت کاهش خطای ماندگار به ازای کلیه مقادیر خطای کوچک و بزرگ ثابت بوده و ممکن است برای مقادیر زیاد خطا تأثیر ترم انتگرالی بیش از حد مورد نیاز و یا برای مقادیر کم خطا تأثیر ترم انتگرالی بسیار ناچیز باشد. توازن مورد نظر و مطلوب در این حالت به شدت به تابع زیر انتگرال وابسته است که در کنترل کننده‌های پیشین تابع زیر انتگرال، خطی و تک‌شیب است که نمی‌تواند انعطاف‌پذیری مطلوب و مورد نظر را به ازای مقادیر کوچک و بزرگ خطا ایجاد کند.

ج) به علت استفاده از تابع علامت خالص به منظور ایجاد سیگنال کنترلی و نیز به دلیل وجود نویز در حالت‌های سیستم، حرکت حالت خطا روی سطح لغزش با مقدار اندکی نوسان همراه بوده و منجر به بروز پدیده چترینگ خواهد شد. متعاقباً فرکانس سیگنال کنترلی به شدت افزایش خواهد یافت که منجر به تحریک دینامیک‌های مرتبه بالای مدل نشده سیستم می‌شود. این امر همچنین فرمان‌ناپذیری محرک‌ها به دلیل محدود بودن پهنای باند فرکانس آنها را به همراه خواهد داشت.

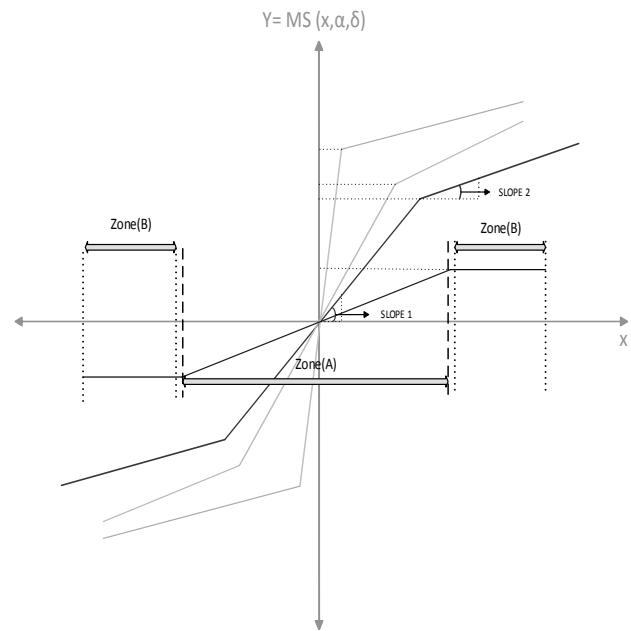
د) سیستم کنترل مد لغزشی با سطح لغزش معمولی توانایی دستیابی همزمان به سرعت و دقت بسیار بالا در ردیابی تحت بارهای غیر خطی بدون وجود بالا زدگی و پایین زدگی در پاسخ را ندارد زیرا شیب کم سطح منجر به کندی پاسخ و ایجاد خطای حالت ماندگار و شیب زیاد سطح نیز منجر به ایجاد نوسانات میرا در پاسخ می‌شود. مصالحه بین این دو حالت نیز امکان دستیابی به یک پاسخ بسیار سریع و بدون بالا زدگی و خطای ردیابی ناچیز را نمی‌تواند به صورت هم‌زمان امکان‌پذیر سازد. شکل کلی و ساختار تابع غیر خطی چندشیب پیشنهادی در شکل ۴ نشان داده شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود این تابع برای مقادیر کم خطا دارای فرم خطی با شیب زیاد بوده و برای مقادیر بالاتر دارای فرم خطی با شیب به مراتب کمتر می‌باشد. شایان ذکر است که با تنظیم پارامترهای این تابع برد و شیب تابع در هر دو قسمت A و B کاملاً قابل تنظیم می‌باشد. قابل ذکر است که به دلیل فرم ساختاری این تابع، محل تغییر شیب تابع به صورت پیوسته و نرم صورت می‌پذیرد بنابراین مشتق تابع یک تابع نرم و انعطاف‌پذیر خواهد بود. سطح لغزش ایجاد شده با این تابع نیز به فرم چندشیب بوده و همان‌طور که در آینده بیان خواهد شد عملکرد مؤثرتری در بهبود حالت گذرا، سرعت و دقت ردیابی و کاهش خطا خواهد داشت. سطح لغزش ایجاد شده توسط این تابع غیر خطی شامل دو ناحیه خطی با شیب‌های مختلف و قابل تنظیم می‌باشد که در شکل ۵ با نواحی A و B مشخص شده است. این سطح لغزش انعطاف‌پذیر پیشنهادی امکان دستیابی به پارامترهای کنترلی مطلوب را ممکن می‌سازد. فرم کلی تابع چندشیب مذکور مطابق (۱۲) بوده و شایان ذکر است که در تابع مذکور در محل تغییر شیب، تابع شکسته نشده و به صورت نرم‌تر از شکل ۴ این تغییر شیب صورت می‌پذیرد

$$Y = MS(x, \alpha, \delta) = (\alpha_1 x + \alpha_2 \tanh(\delta x)) \quad (12)$$

## ۵- ویژگی‌های تابع غیر خطی چندشیب پیشنهادی

از مشخصات تابع غیر خطی چندشیب پیشنهادی می‌توان به موارد زیر اشاره کرد:

الف) اولین خاصیت این تابع غیر خطی پیوستگی، مشتق‌پذیری و تک‌ضابطه بودن آن است که استفاده از آن را در کنترل کننده ساده کرده و پیاده‌سازی آن را به سهولت امکان‌پذیر می‌کند.



شکل ۴: تابع MS به ازای مقادیر مختلف پارامترهای  $\alpha_1$ ،  $\alpha_2$  و  $\delta$ .

$$D(t) = \frac{-V_o^*}{V_{dc}} \frac{L}{V_{dc}} \frac{d(i_L - i_C)}{dt} - \frac{LC}{V_{dc}} \frac{dV_o^*}{dt} \quad (10)$$

که در آن ولتاژ مرجع خروجی برابر است با

$$V_o^* = V_m \sin(\omega_f t), \quad (11)$$

$$\text{As } t \rightarrow \infty \quad V(t) = V_o(t)^*$$

در حالت ماندگار بهترین ردیابی رخ داده و خطای ردیابی صفر می‌شود.

## ۴- سطح لغزش غیر خطی و تابع چندشیب غیر خطی پیشنهادی

کنترل کننده پیشنهادی در این مقاله دارای سطح لغزش چندشیب، منعطف و قابل تنظیم می‌باشد. ساختار اصلی این سطح لغزش بر مبنای یک سری از توابع غیر خطی متشکل از ترم‌های خطی و هاپیربولیکی می‌باشد که در تابعی به نام تابع چندشیب قرار گرفته‌اند. این تابع چندشیب تابعی از سه پارامتر می‌باشد که ساختار تابع را انعطاف‌پذیر نموده و شیب و برد قسمت‌های مختلف تابع را تنظیم‌پذیر می‌نمایند. سطح لغزش مذکور از حاصل جمع جملات تناسبی، مشتقی و انتگرالی این تابع تشکیل شده است که هر کدام در بهبود پاسخ ایجاد شده نقش مؤثری را ایفا می‌کنند. از مشکلات کنترل کننده‌ها با سطوح لغزش تک‌شیب می‌توان به موارد زیر اشاره کرد:

الف) در معادله لغزش معمولی و تک‌شیب، معمولاً از ترم انتگرال خطا جهت تضمین قطعی صفر شدن خطای حالت ماندگار که ممکن است به علت ناکاملی‌های سیستم به وجود بیاید استفاده نمی‌شود. در صورت استفاده از ترم انتگرال گیر نیز مشکل عدم انعطاف‌پذیری انتگرال گیری در مقادیر متفاوت خطا وجود خواهد داشت. دلیل این امر ثابت بودن شیب تابع تحت انتگرال گیری به ازای تمامی مقادیر خطا بوده و مشکل انفجار انتگرال دور از ذهن نخواهد بود. همچنین پاسخ گذرای نامطلوب خروجی و افزایش هارمونیک‌ها در لحظات بارگذاری سنگین و جریان‌های پرپودیک با مقادیر زیاد از مبدل، مخصوصاً در کنترل کننده‌های مد لغزشی تک‌شیب با شیب‌های زیاد سطوح لغزش از جمله مشکلات مهم و اساسی

در معادله لغزش در کنترل مد لغزشی، می‌تواند با سرعت و انعطاف بیشتری حالت‌ها را هم‌راستا با سطح لغزش به سمت صفر برده و عملکرد بسیار خوبی در ردیابی مرجع نشان دهد. پاسخ‌دهی با سرعت بسیار بالا همزمان با ایجاد حالت‌های گذرای مطلوب و جلوگیری از بروز نوسانات با دامنه زیاد در ولتاژ خروجی در لحظات بارگذاری سنگین خطی و غیر خطی از ویژگی‌های کنترل کننده مد لغزشی چندشیب با سطح لغزش ایجاد شده توسط این تابع می‌باشد.

## ۶- نحوه عملکرد کنترل کننده لغزشی چندشیب

مکان تغییر شیب در محل شروع ناحیه B و میزان شیب ناحیه B در سطح لغزش، وابسته به رنج احتمالی و مقدار حداکثر خطا انتخاب می‌شود. معمولاً شیب قسمت A در سطح لغزش همانند سطوح لغزش گذشته تک‌شیب به فرمی که حداکثر سرعت در پاسخ به مقدار نهایی ایجاد شود انتخاب گشته که این عمل منجر به افزایش سرعت در میل خطا به سمت صفر خواهد شد. شیب قسمت B در سطح لغزش باید کمتر از شیب قسمت A سطح انتخاب شود، این امر موجب می‌شود که میزان بالازدگی و نوسانات میرا با زمان نشست بالا از پاسخ حذف شوند. در شکل ۵ نشان داده شده که زمانی که خطا با مقداری خاص ایجاد شود، ترجکتوری با قسمت B سطح برخورد کرده و با شیب کم و هم‌راستای با سطح به سمت ناحیه A می‌رود، در ناحیه A شیب سطح به شدت افزایش یافته و خطا را به سمت صفر می‌کشاند. این امر باعث می‌شود که بر خلاف سطوح لغزش گذشته که دارای شیب ثابت به ازای تمامی مقادیر خطا بودند و خطا به ازای مقادیر کم و زیاد با یک سرعت ثابت کم می‌شد، در سطح لغزش دو شیب خطا به ازای مقادیر زیاد با سرعت کم و به ازای مقادیر کم با سرعت زیادتری به سمت صفر برود که از افزایش بیش از حد سیگنال کنترلی و در نتیجه بروز بالا و پایین‌زدگی‌های زیاد و متناوب که ناشی از سیگنال کنترلی زیاد و دینامیک سیستم است جلوگیری به عمل می‌آورد. همان‌طور که مشاهده می‌شود بر خلاف سطوح لغزش گذشته که اگر با شیب بسیار زیاد به منظور افزایش سرعت پاسخ مورد استفاده قرار گیرند، سرعت بالا به قیمت وجود حالت‌های گذرای بسیار ضعیف، نوسانات میرا با دامنه بالا، از دست رفتن عملکرد مطلوب و افزایش THD خروجی سیستم خواهد بود، در سطح لغزش پیشنهادی چندشیب علاوه بر داشتن سرعت پاسخ زیاد مانند سطح لغزش معمولی با شیب بسیار زیاد، حالت‌های گذرای بسیار مطلوبی نیز ایجاد خواهد شد.

## ۷- معادله سطح لغزش و ملاحظات پایداری

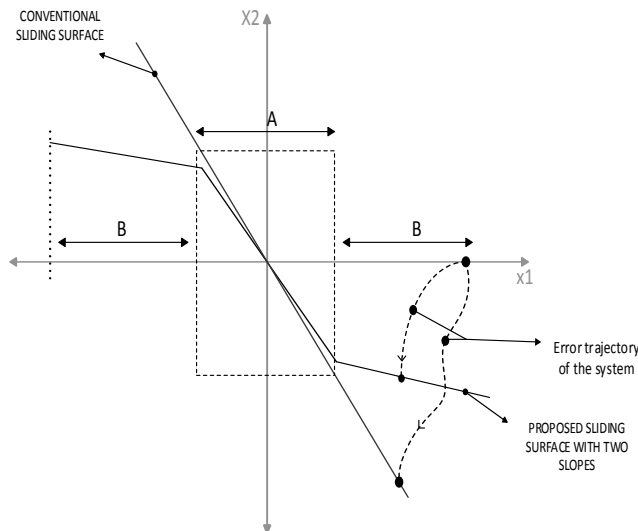
معادله سطح لغزش پیشنهادی به این صورت قابل بیان است

$$S = MS(x_1, \alpha_p, \delta_p) + MS(x_r, \alpha_d, \delta_d) + \int MS(x_1, \alpha_i, \delta_i) dt \quad (13)$$

که در آن اندیس‌های  $i$ ،  $d$  و  $p$  به ترتیب بیان کننده قرارگیری تابع MS در فرم‌های تناسبی، مشتقی و انتگرالی است. با قراردادن معادله تابع MS در سطح لغزش داریم

$$S = (\alpha_{p1}x_1 + \alpha_{pr} \tanh(\delta_p x_r)) + (\alpha_{d1}x_r + \alpha_{dr} \tanh(\delta_d x_r)) + \int (\alpha_{i1}x_1 + \alpha_{ir} \tanh(\delta_i x_r)) dt \quad (14)$$

در صورت صفر شدن  $S$  آن گاه  $e(t)$  نیز صفر خواهد شد. معادله  $S=0$  به صورت زیر بیان می‌شود



شکل ۵: فرم ساختاری سطح لغزش غیر خطی ایجاد شده با تابع MS در مقایسه با سطح لغزش معمولی. مسیر تراکتوری خطای سیستم در کنترل کننده با سطح لغزش پیشنهادی و سطح لغزش معمولی به صورت نمونه آورده شده است.

ب) سطح لغزش توسط ترم‌های مجزایی از تابع چندشیب که تأثیرپذیر از خطا و مشتق آن می‌باشند ایجاد می‌شود. یکی از ویژگی‌های این سطح لغزش این است که چون تابع چندشیب می‌تواند به ازای مقادیر زیاد خطا و مشتقش که در ترم دوم سطح استفاده می‌شود شیب کمی داشته باشد، می‌تواند از ایجاد سیگنال‌های کنترلی با دامنه زیاد جلوگیری کرده و از آسیب‌رسیدن به محرک‌ها در مقادیر غیر قابل پیش‌بینی و بسیار زیاد خطا جلوگیری به عمل آورد. با تغییر پارامترهای  $\delta$ ،  $\alpha_r$  و  $\alpha_p$  در تابع مذکور، شیب، برد تابع و میزان گستردگی نواحی A و B قابل تنظیم بوده و با تنظیم این پارامترها می‌توان به بهترین عملکرد مورد نظر دست یافت.

ج) به علت استفاده از این تابع به جای عمل انتگرال‌گیری خالص و کاهش شیب تابع در مقادیر بالای خطا ( $x$ ) از انفجار انتگرال جلوگیری می‌شود و همچنین انعطاف‌پذیری مورد نظر که همان تأثیرگذاری ترم انتگرال‌گیر در سطح لغزش، متناسب با دامنه و مقادیر کم و زیاد خطا است قابل دستیابی می‌باشد.

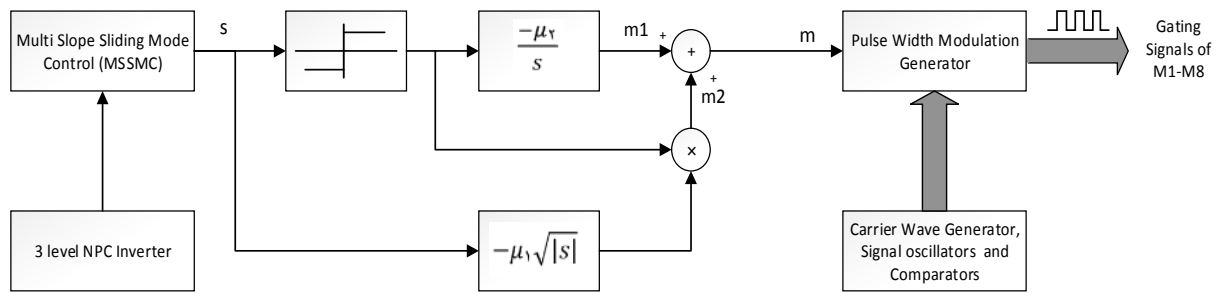
روند تنظیم ضرایب تابع MS اجمالاً در زیر مورد بررسی قرار می‌گیرد: تنظیم ضرایب کنترل کننده منحصر به تنظیم ضرایب توابع MS قرار گرفته در ترم‌های تشکیل دهنده سطح لغزش می‌باشد. همان‌طور که گفته شد این تابع دارای سه ضریب  $\delta$ ،  $\alpha_r$  و  $\alpha_p$  بوده که به صورت مجزا قابل تنظیم می‌باشند. نحوه تنظیم و تأثیر هر کدام از این ضرایب بر شکل تابع و عملکرد تابع چندشیب در زیر بیان شده است:

ضریب  $\delta$ : این ضریب به صورت  $\delta > 0$  انتخاب می‌شود و وظیفه تنظیم شیب قسمت خطی (A) را به عهده دارد، یعنی می‌توان با تغییر  $\delta$  میزان گین را برای خطاهای کوچک تنظیم نمود. این ضریب معمولاً کوچک انتخاب می‌شود.

ضریب  $\alpha_r$ : این ضریب با یک تأثیر قابل اغماض در شیب A به طور کلی شیب قسمت B را تنظیم می‌کند و تنظیم گین کنترل کننده به ازای خطاهای زیاد به عهده این ضریب بوده و به صورت  $\alpha_r CZ \geq 0$  انتخاب می‌شود.

ضریب  $\alpha_p$ : این ضریب در تنظیم برد تابع در قسمت A مؤثر است یعنی با افزایش آن برد تابع در قسمت A افزایش یافته و با کوچک‌ترین خطایی اثر بزرگی ایجاد خواهد نمود.

بنابراین تابع MS در حالت کلی یک تابع غیر خطی است که کاربرد آن



شکل ۶: ساختار کلی ایجاد تابع لغزش و دریافت سیگنال کنترلی از الگوریتم پیچش بزرگ و نهایتاً ایجاد فرمان سوئیچها توسط مدل PWM.

است و مشخصه‌ای مانند فیلتر پایین گذر دارد. ضرایب  $\mu_r$  و  $\mu_i$  توسط طراح جهت ایجاد سیگنال کنترلی نرم تر و مطلوب تر تعیین می‌شوند. ساختار کلی ایجاد تابع لغزش و دریافت سیگنال کنترلی در شکل ۶ نشان داده شده است.

جهت دستیابی به نواحی پایدار عملکرد کنترل کننده با در نظر گرفتن  $m$  باید  $dS/dt$  به ازای مقادیر حداقل و حداکثری ترم متغیر با زمان بررسی شود. ترم متغیر با زمان  $\omega_f V_{dc}(m\epsilon_r + D\epsilon_r)$  بوده و در همه حالتها باید (۱۶) برقرار باشد

$$m = \begin{cases} s > v_{carrier} & -1 \\ s < v_{carrier} & +1 \end{cases} \quad (20)$$

که در این رابطه  $v_{carrier}$  بیانگر موج حامل است که فرکانس آن همان فرکانس کاری سوئیچها بوده و دارای مقداری ثابت می‌باشد. داریم

$$\begin{aligned} \text{If } s < v_{carrier} \rightarrow m > . \\ \text{then } x_r \epsilon_r - x_i (\epsilon_r \omega_f + \alpha_{ir}) + \\ \omega_f V_{dc} (\epsilon_r + D\epsilon_r) + \alpha_{ir} \tanh(\delta_i x_i) > . \end{aligned} \quad (21)$$

$$\begin{aligned} \text{If } s > v_{carrier} \rightarrow m < . \\ \text{then } x_r \epsilon_r - x_i (\epsilon_r \omega_f + \alpha_{ir}) + \\ \omega_f V_{dc} (-\epsilon_r + D\epsilon_r) + \alpha_{ir} \tanh(\delta_i x_i) < . \end{aligned}$$

و همان طور که می‌دانیم عبارات  $\epsilon_r$  و  $\epsilon_i$  توابعی مثبت می‌باشند.  $h$  به صورت (۲۲) در نظر گرفته می‌شود

$$\begin{aligned} h &= \omega_f V_{dc} \epsilon_r (m + D) + \alpha_{ir} \tanh(\delta_i x_i) \\ h_{min} &= \omega_f V_{dc} \epsilon_r (-1 + D_{max}) + \alpha_{ir} \tanh(\delta_i x_i) \\ h_{max} &= \omega_f V_{dc} \epsilon_r (+1 + D_{max}) + \alpha_{ir} \tanh(\delta_i x_i) \end{aligned} \quad (22)$$

در (۲۲) که تغییرپذیر با عبارت متغیر با زمان اغتشاش می‌باشد، بررسی ترم متغیر با زمان مکان پایداری را در فضا مشخص می‌نماید. حداقل و حداکثر مقادیر  $h$  به مقادیر  $D(t)$ ،  $m$  و  $\alpha_{ir} \tanh(\delta_i x_i)$  وابسته است پس مطابق با (۲۳) نواحی پایداری کنترل کننده به طور مستقیم به مقادیر  $h$  وابسته است، بنابراین با تغییر مقادیر  $\alpha_{ir}$  گستردگی ناحیه پایداری قابل تغییر و با تغییر  $\delta_i$  میزان تأثیرپذیری  $\alpha_{ir} \tanh(\delta_i x_i)$  از خطا قابل کاهش می‌باشد. بنابراین وجود تابع MS در ترم انتگرالی علاوه بر کاهش عمده خطای حالت ماندگار قابلیت بهبود ناحیه پایداری را نیز دارا می‌باشد. همان طور که از (۲۱) برداشت می‌شود، ناحیه پایداری سیستم علاوه بر ترم هاینربولیکی به ترم متغیر با زمان  $D(t)$  نیز وابسته است. ترم زمانی اغتشاش به صورت زیر قابل بیان می‌باشد

$$D(t) = -m + \frac{C+L}{C} \frac{1}{V_{dc}} \sin \omega_f t \left[ V_{om} - \frac{C}{L+C} (V_{om}^* + V_{om}^* (\frac{\omega}{\omega_f})^r) \right] \quad (23)$$

$$\begin{aligned} \alpha_{d1} \dot{x}_i + \alpha_{d1r} \tanh(\delta_d x_i) = -\alpha_{p1} x_i - \alpha_{p1r} \tanh(\delta_p x_i) - \\ \int (\alpha_{i1} x_i + \alpha_{i1r} \tanh(\delta_i x_i)) dt \end{aligned} \quad (15)$$

این رابطه یک معادله دیفرانسیل- انتگرالی مرتبه یک می‌باشد. یکی از تأثیرات تابع MS روی سطح  $S$  غیر خطی کردن و تأثیرپذیری آن از ضرایب تابع MS خواهد بود. جهت بررسی پایداری سیستم به دست آمده باید با انتخاب تابع لیاپانوف  $V = S^2/2$  شرط زیر برآورده گردد

$$\dot{V} = S \dot{S} < . \quad (16)$$

بنابراین در صورت نزولی بودن تابع لیاپانوف  $V$  پایداری تضمین می‌گردد، لذا خواهیم داشت

$$\begin{aligned} \dot{S} = \epsilon_r x_r - x_i (\epsilon_r \omega_f + \alpha_{ir}) + \\ \omega_f V_{dc} \epsilon_r (m + D) + \alpha_{ir} \tanh(\delta_i x_i) \end{aligned} \quad (17)$$

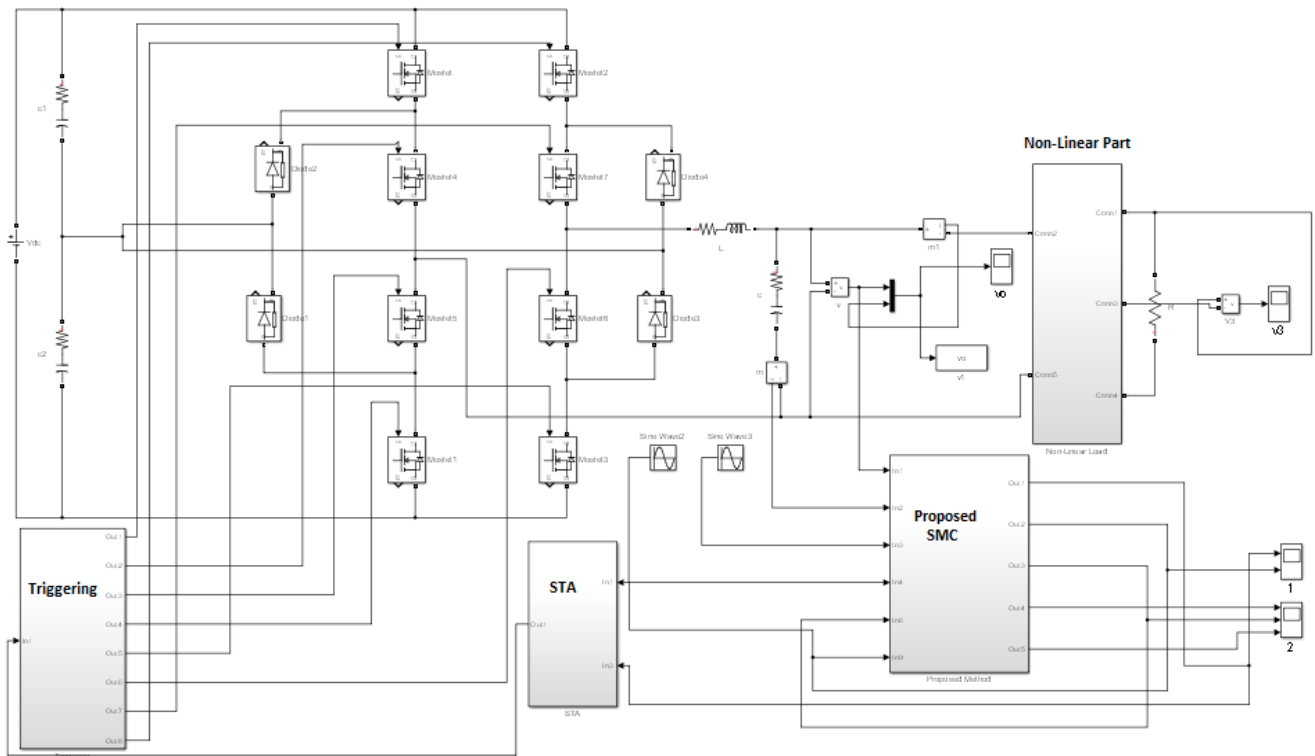
که در آن  $\epsilon_r$  و  $\epsilon_i$  از رابطه زیر محاسبه می‌شوند

$$\begin{aligned} \epsilon_r = \alpha_{p1} + \delta_p \alpha_{p1r} \text{sech}^r(x_i \delta_p) \\ \epsilon_i = \alpha_{d1} + \delta_d \alpha_{d1r} \text{sech}^r(x_r \delta_d) \end{aligned} \quad (18)$$

اولین مشتق از سطح لغزش شامل ورودی بوده پس این سیستم دارای درجه نسبی واحد است. در سیستم کنترل مذکور سیگنال کنترلی از الگوریتمی به نام پیچش بزرگ دریافت می‌شود. این الگوریتم امکان این که یک سیگنال کنترلی نرم تر و قابل اطمینان تر به مولد PWM وارد شود را امکان پذیر می‌سازد. قابلیت محدودسازی نوسانهای فرکانس بالا و ایجاد یک پایداری نمایشی برای سیستمهای مرتبه دو با درجه نسبی واحد از ویژگیهای این الگوریتم می‌باشد و این الگوریتم در سیستم کنترل پیشنهادی در خروجی MSSMC مورد استفاده قرار گرفته است. در اغلب موارد که نیاز است  $s\dot{s} = 0$  در حداقل پریود زمانی برآورده شود و قیدی از نظر محدودیت دامنه بر سیگنال کنترلی داشته باشیم این روش بسیار مفید فایده خواهد بود. سیگنال کنترلی در خروجی الگوریتم به صورت زیر قابل بیان است

$$\begin{aligned} m = m_i + m_r = -|s| \left( \frac{|s|}{s} + 1 \right) \text{ for } \mu_i, \mu_r = 1 \\ m_i = -\mu_i \text{sign}(s) |s|^{1/r} \\ m_r = -\mu_r \int \text{sign}(s) dt \end{aligned} \quad (19)$$

سیگنال کنترلی از دو قسمت کنترلی پیوسته و گسسته تشکیل شده و  $m_i$  تابعی پیوسته از سطح و  $m_r$  تابعی گسسته از سطح می‌باشد. قسمت کنترلی پیوسته به منظور ایجاد پایداری نمایشی و جلوگیری از ایجاد فرکانسهای بالا و مضر استفاده شده و قسمت  $m_r$  انتگرال تابع علامت

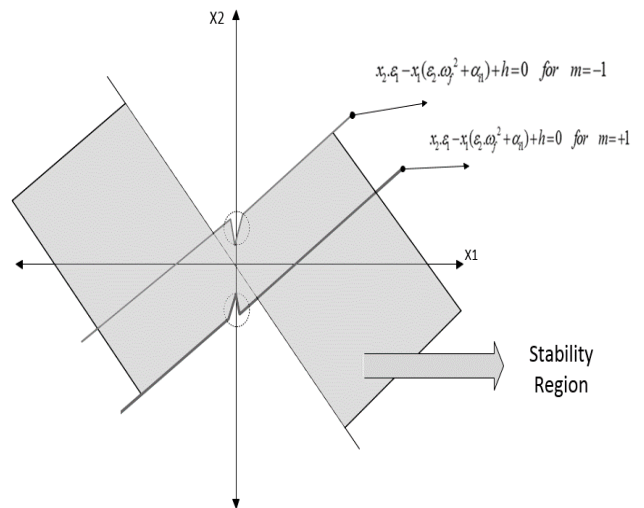


شکل ۸: مدل سیستم در نرم افزار Matlab.

کنترل پیشنهادی تحت انواع بارهای خطی و غیر خطی به دست آمده و با نتایج خروجی یک مبدل کنترل شونده با یک کنترل کننده مد لغزشی تک شیب معمولی پر کاربرد مقایسه شده است و پاسخ های به دست آمده مورد بررسی قرار گرفته اند. شکل ۸ مدل شبیه سازی در نرم افزار Matlab را نشان می دهد.

### ۸-۱ کنترل کننده با سطح لغزش ثابت و تک شیب

در این قسمت ابتدا نتایج شبیه سازی [۲۰] که یک کنترل کننده مد لغزشی با سطح لغزش ثابت و تک شیب است مورد تحلیل و بررسی قرار گرفته است. سپس عملکرد مؤثر طرح کنترل کننده لغزشی نوع چندشیب پیشنهادی و نتایج مؤثر آن بر بهبود سرعت، حالت های گذرا و پاسخ اصلاح شده کلی مبدل و همچنین نتایج رفع مشکلات [۲۰] بیان خواهد شد. در کنترل کننده های مد لغزشی با سطح لغزش معمولی جهت ایجاد حداکثر سرعت در پاسخ خروجی و میل حالت های خطا به سمت صفر با حداکثر سرعت در لحظاتی که بار به طور ناگهانی به مبدل اعمال می شود، سطح لغزش باید شیب زیادی داشته باشد. در غیر این صورت ردیابی دقیق از مرجع صورت نپذیرفته و خطای حالت ماندگار در پاسخ به وجود خواهد آمد. در این نوع کنترل کننده ها شیب زیاد سطح لغزش سرعت نسبتاً مناسبی را جهت کاهش خطا ایجاد کرده و زمان صعود را کاهش می دهد ولی همان طور که در شکل ۹ مشاهده می شود به ازای این سرعت، پاسخ گذرای نامطلوبی که همراه با بالازدگی و پایین زدگی های با دامنه بزرگ است در خروجی مشاهده می شود که افزایش قابل ملاحظه THD خروجی را به همراه دارد. در صورت کاهش شیب سطح لغزش همان طور که در شکل ۱۰ مشاهده می شود علاوه بر افزایش زمان صعود پاسخ و کندی رسیدن ولتاژ خروجی به مقدار نهایی در لحظه وقوع خطا، خطای حالت ماندگار نیز ایجاد شده و دقت در ردیابی کاهش یافته است. یکی از مشکلات حایز اهمیت در این روش عدم امکان دستیابی همزمان به یک تعقیب بسیار دقیق، سرعت بالای برگشت پاسخ به مقدار نهایی (به مقدار



شکل ۷: نواحی پایداری سیستم کنترل کننده چندشیب که با رنگ خاکستری نشان داده شده است.

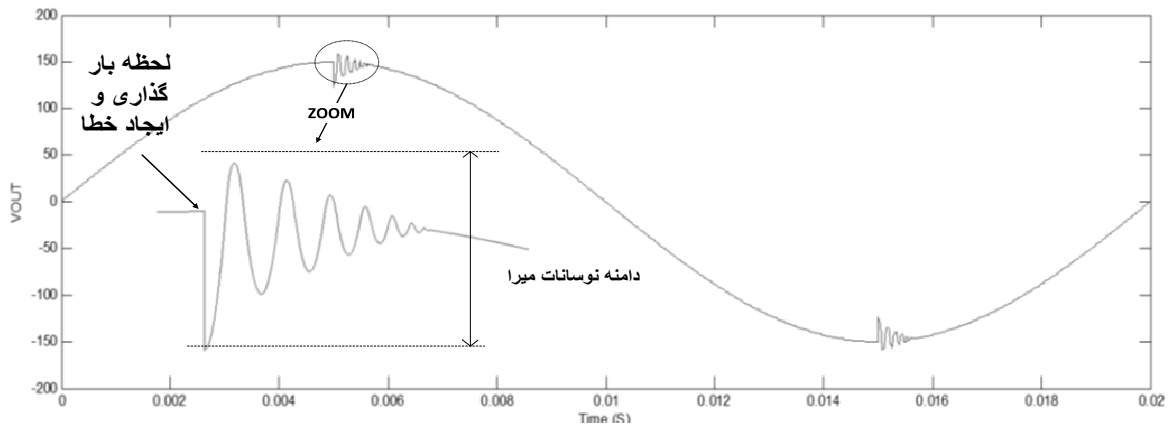
$\omega_f$  فرکانس رادیانی ولتاژ خروجی می باشد. پیدا کردن اکستریم های مطلق این تابع میزان حداقل و حداکثر تابع  $D(t)$  را نشان می دهد. اگر میزان حداقل و حداکثر این تابع از مقدار مشخصی تجاوز نکند کنترل کننده به ازای تمامی مقادیر  $D(t)$  پایدار خواهد بود. مقدار حداکثر  $D(t)$  از رابطه زیر قابل محاسبه می باشد

$$D(t)_{\max} = -m_{\max} + \frac{C+L}{C} \frac{1}{V_{dc \min}} \left[ V_{om}^* - \frac{C}{L+C} (V_{om}^* + V_{om}^* \left( \frac{\omega}{\omega_f} \right)^2) \right] \quad (24)$$

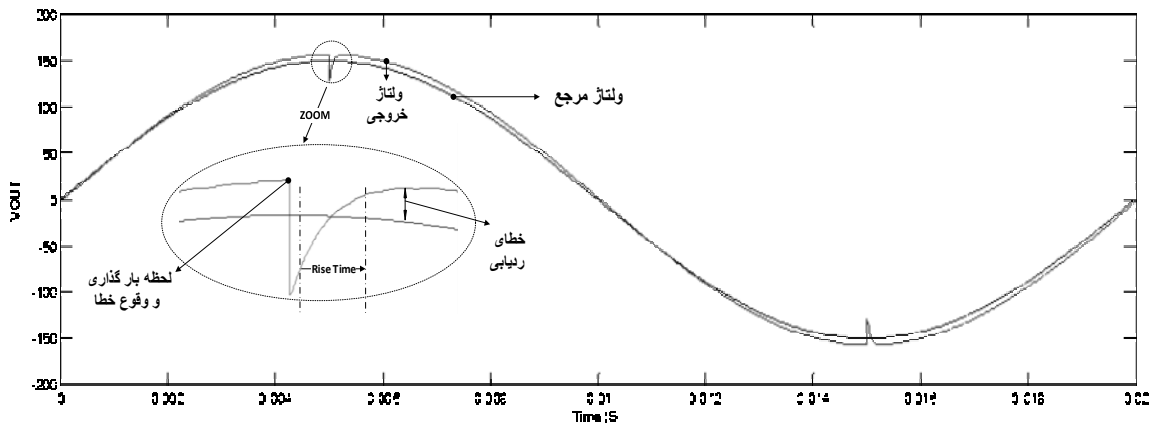
نمایش دوبعدی ناحیه پایداری در شکل ۷ نشان داده شده است.

### ۸- نتایج شبیه سازی

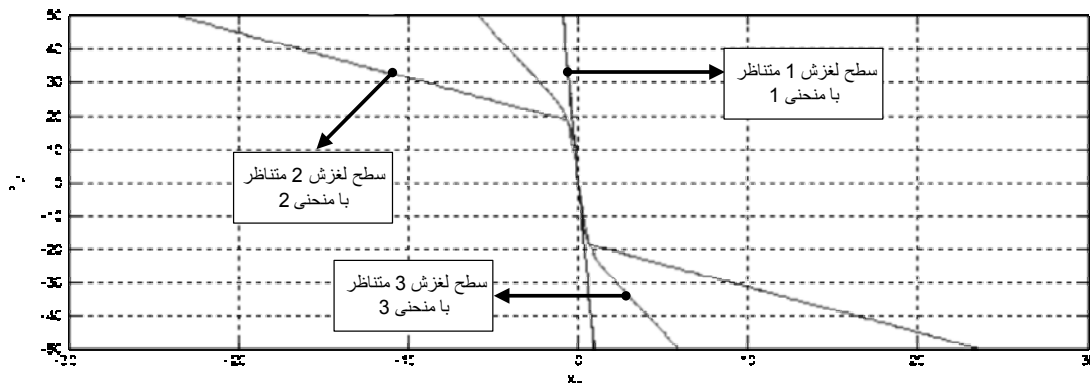
در این قسمت نتایج شبیه سازی پاسخ مبدل کنترل شونده با سیستم



شکل ۹: شکل موج ولتاژ خروجی شبیه‌سازی شده کنترل‌کننده مد لغزشی تک‌شیب ارائه‌شده در [۲۰] به ازای سطح لغزش با شیب زیاد جهت دستیابی به سرعت بالا که منجر به ایجاد نوسانات میرا در خروجی شده است.



شکل ۱۰: شکل موج ولتاژ خروجی شبیه‌سازی شده کنترل‌کننده مد لغزشی تک‌شیب ارائه‌شده در [۲۰] به ازای سطح لغزش با شیب کم جهت حذف نوسانات میرا. کاهش شدید سرعت پاسخ‌دهی و ایجاد خطای ماندگار در خروجی مشاهده می‌شود.



شکل ۱۱: سطح لغزش متناظر با شکل موج‌های ولتاژ خروجی نمایش داده شده در شکل ۱۱.

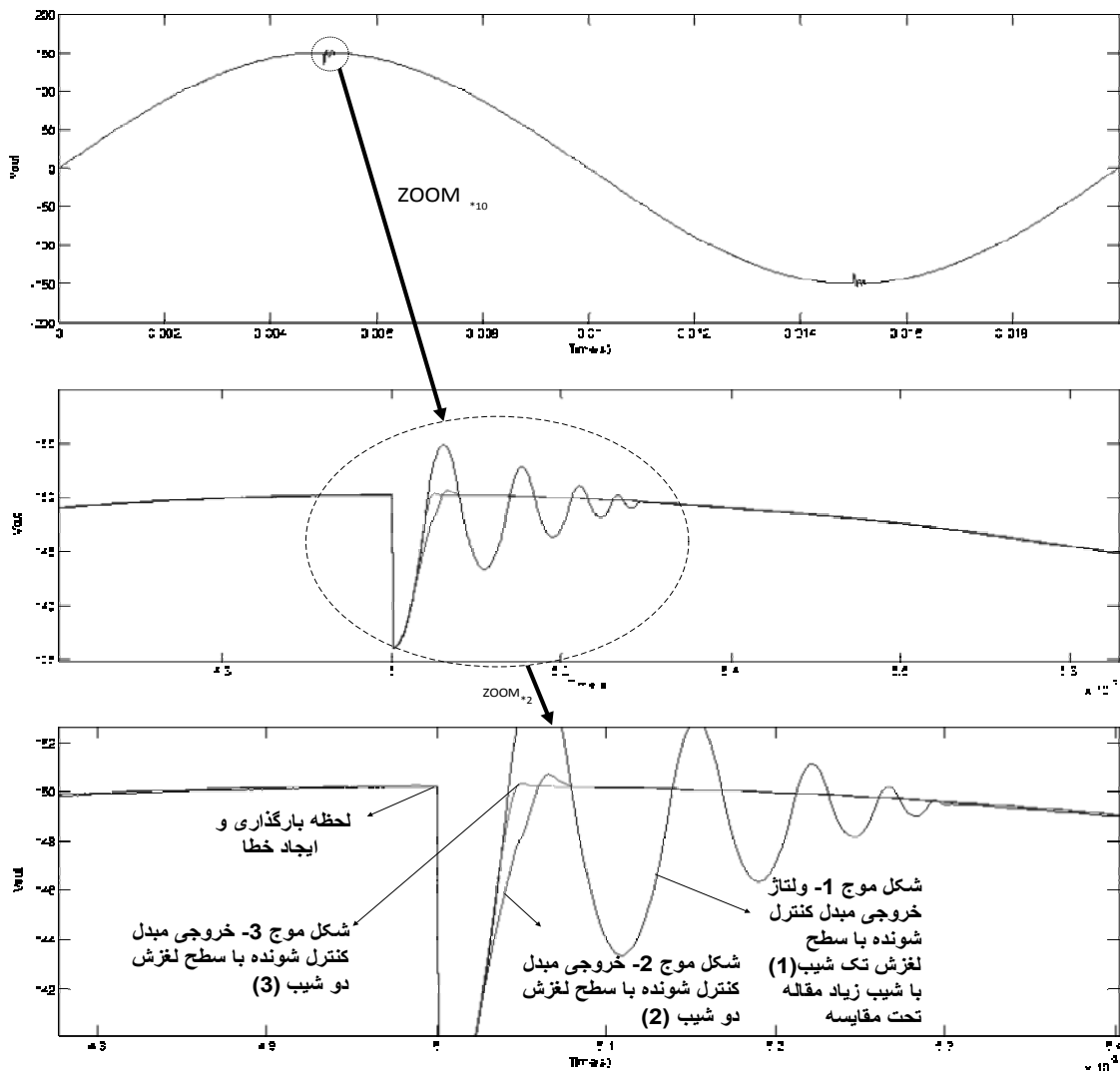
تأثیر کنترل‌کننده مد لغزشی با سطح لغزش چندشیب بر بهبود عملکرد میدل می‌باشند. همان‌طور که مشاهده می‌شود سطح لغزش تک‌شیب معمولی که در شکل ۱۱ با عدد ۱ نشان داده شده با شیب زیاد انتخاب شده تا سرعت بالایی را در امر کاهش خطا در لحظه بارگذاری داشته باشد. ولی همان‌طور که شکل موج ۱ متناظر با آن در شکل ۱۲ که گویای ولتاژ خروجی میدل کنترل‌شونده با سطح لغزش تک‌شیب می‌باشد نشان می‌دهد این سطح تک‌شیب که دارای شیب نسبتاً زیادی نیز است منجر به ایجاد نوسانات شدید در ولتاژ خروجی در لحظات بارگذاری می‌گردد. کاهش شیب این سطح لغزش تک‌شیب، زمان صعود پاسخ را به مراتب زیادتر از زمان مشاهده‌شده در شکل موج ۱ نموده و در نتیجه پاسخ خروجی با اندکی کاهش در شیب سطح به مراتب کندتر خواهد شد. همان

مرجع) در لحظه‌های وقوع خطا و حالت گذرای بدون بالادگی و پایین‌زدگی در پاسخ می‌باشد و دلیل این امر همان‌طور که ذکر شد تک‌شیب بودن سطح لغزش و عدم انعطاف‌پذیری آن می‌باشد.

### ۸-۲ کنترل‌کننده چندشیب پیشنهادی

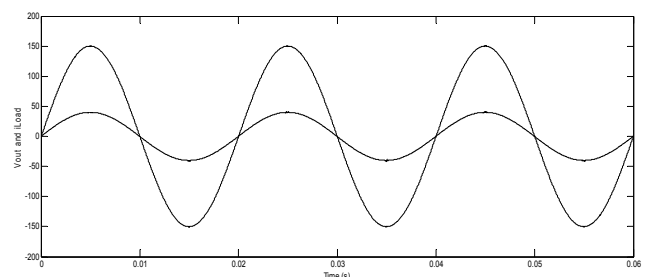
شکل ۱۱ سطوح لغزش منجرشده به هر یک از پاسخ‌های گذرای نشان داده شده در شکل ۱۲ را به نمایش گذاشته است. در شکل ۱۲ پاسخ گذرای ولتاژ خروجی سیستم تحت کنترل هنگام جریان‌کشی ناگهانی بار غیر خطی به ازای سطوح لغزش مختلف نشان داده شده است. سطح لغزش متناظر با منحنی ۱ مربوط به کنترل‌کننده با سطح لغزش معمولی [۲۰] می‌باشد. سطح لغزش ۲ و ۳ سطوح لغزش دوشیب جهت نمایش





شکل ۱۲: نتایج شبیه‌سازی کنترل کننده چندشیب پیشنهادی که به ازای دو سطح لغزش مختلف نشان داده شده در شکل ۱۰ با شماره ۲ و ۳ به دست آمده‌اند.

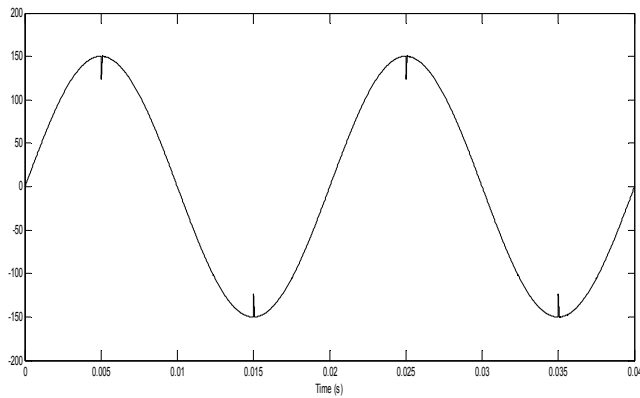
دامنه بالا در ولتاژ خروجی جلوگیری شده است. شایان ذکر است که مطابق با آنچه در شکل مشاهده می‌شود زمان صعود پاسخ در سطح چندشیب برابر با زمان صعود حالت تک‌شیب با شیب زیاد می‌باشد، ولی بالازدگی و پایین‌زدگی‌های پاسخ از بین رفته‌اند. مقادیر پارامترها و ضرایب قسمت‌های مختلف کنترل کننده طراحی شده مد لغزشی غیر خطی MSSMC و الگوریتم STA در جدول ۱ آمده است. عملکرد کنترل کننده با این ضرایب دقت بالایی داشته و کنترل کننده در ناحیه وسیعی از پایداری عمل خواهد نمود. همان طور که در شکل ۱۳ مشاهده می‌شود تحت بار اهمی با استفاده از کنترل کننده طراحی شده با وجود جریان‌کشی بالا از خروجی، ولتاژ خروجی به طور کامل مرجع را تعقیب کرده و خطای ولتاژ خروجی از مرجع در حد صفر می‌باشد. در شکل ۱۴ ولتاژ خروجی مبدل تحت دو سطح از جریان بار مشاهده می‌شود. بار در هر دو مقدار توسط تریاک در زاویه‌ای خاص و به طور ناگهانی به اینورتر اعمال می‌شود و همان طور که مشاهده می‌شود سطح ولتاژ خروجی اینورتر در هر دو سطح از جریان در حالت تثبیت کامل قرار دارد. شکل ۱۵ ولتاژ خروجی را به طور همزمان با تابع لغزش نشان می‌دهد. یکی از مزایای مهم کنترل کننده مد لغزش با سطح لغزش چندشیب توانایی جبران افت ولتاژ خروجی با سرعت بالا و بدون ایجاد نوسانات میرا در لحظه بارگذاری می‌باشد که در شکل ۱۶ به وضوح نشان داده شده است. شکل ۱۷ ولتاژ خروجی اینورتر را به هنگام تغییر در دامنه جریان خروجی به مقدار دوبرابر حالت قبل را



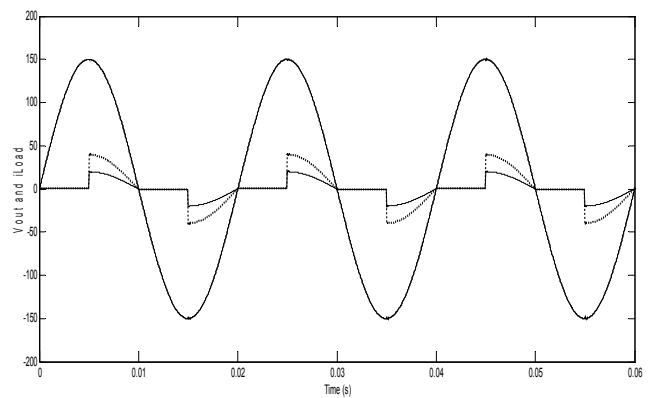
شکل ۱۳: ولتاژ خروجی و جریان بار در مبدل کنترل شونده با کنترل کننده مد لغزشی چندشیب تحت بار اهمی ۱/۵ کیلوواتی. شکل موج جریان برای نمایش بهتر در ۲ برابر مقدار واقعی نشان داده شده است (شکل با دامنه کمتر مربوط به جریان است).

طور که مشاهده می‌شود ولتاژ خروجی مبدل تحت کنترل با کنترل کننده لغزشی دوشیب پیشنهادی علاوه بر سرعت بالا در کاهش خطای ردیابی، از بروز نوسانات میرا در لحظات بارگذاری نیز مصون مانده است. شکل موج ۱ عملکرد کنترل کننده تک‌شیب معمولی [۲۰] که دارای سرعتی معادل با کنترل کننده دوشیب پیشنهادی است را نشان می‌دهد که سرعت بالا در آن به قیمت حالت‌های گذرای نامطلوب تمام شده است.

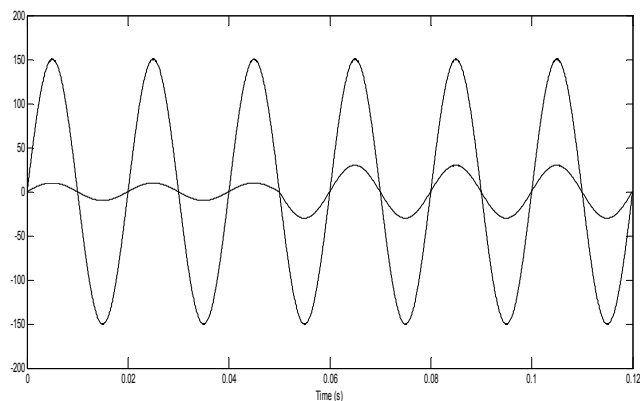
ولی همان طور که در کنترل کننده پیشنهادی، شیب قسمت اول همانند سطح لغزش معمولی با سرعت بالا انتخاب شده و شیب قسمت دوم سطح لغزش اندکی کمتر از شیب قسمت اول انتخاب شده و ملاحظه می‌شود که علاوه بر سرعت بسیار بالا و زمان صعود بسیار کم، از ایجاد نوسانات با



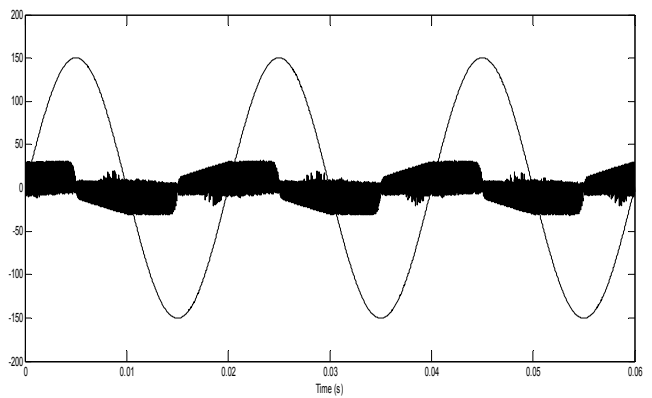
شکل ۱۶: ولتاژ خروجی تحت بار سنگین اهمی خازنی که به صورت کنترل شونده با تریاک در زاویه آتش ۹۰ و ۲۷۰ درجه اعمال می‌شود.



شکل ۱۴: ولتاژ خروجی و جریان بار در دو مقدار پیک ۱۰ و ۲۰ آمپر در خروجی مبدل کنترل شونده با کنترل کننده مد لغزشی چندشیب تحت بار غیر خطی اهمی- تریاک. زاویه آتش تریاک در پیک ولتاژ خروجی جهت نمایش بهتر عملکرد مبدل در نظر گرفته شده و شکل موج جریان برای نمایش بهتر در ۲ برابر مقدار واقعی نشان داده شده است.



شکل ۱۷: ولتاژ خروجی اینورتر به هنگام تغییر در دامنه جریان خروجی به مقدار ۲ برابر حالت قبل. تثبیت دامنه ولتاژ خروجی در این حالت به وضوح قابل مشاهده است (شکل موج با دامنه کمتر، شکل موج جریان می‌باشد).



شکل ۱۵: ولتاژ خروجی و تابع لغزش خروجی کنترل کننده مد لغزش چند شیب. شکل تابع لغزش برای نمایش بهتر ۱۵ برابر مقدار واقعی بزرگ‌نمایی شده است.

جدول ۱: پارامترهای استفاده شده در فرایند شبیه‌سازی کنترل کننده پیشنهادی و مبدل.

پارامتر	$\alpha_{p1}$	$\alpha_{p2}$	$\alpha_{d1}$	$\alpha_{d2}$	$\alpha_{i1}$	$\alpha_{i2}$	$\delta_p$	$\delta_d$	$\delta_i$	$\mu_1$	$\mu_2$	$L$	$C$	$V_{ref}$	$V_{dc}$	$\omega_f$
مقدار	۳۰	۴۰۰	۲۲	۱۰	۲۰	۵۰	۴	۱۰	۵	۰٫۱	۰٫۲	۲۵۰ $\mu$ H	۱۰۰ $\mu$ F	۱۵۰ V	۳۰۰ V	۳۷۷ Rad/s

جدول ۲: نتایج مقایسه کنترل کننده پیشنهادی و کنترل کننده ارائه شده در [۲۰] تحت بار غیر خطی مشابه.

کنترل کننده	THD (%)	دامنه هارمونیک اصلی بر حسب ولت	دامنه هارمونیک دوم بر حسب درصدی از هارمونیک اصلی	دامنه هارمونیک سوم بر حسب درصدی از هارمونیک اصلی	دامنه هارمونیک چهارم بر حسب درصدی از هارمونیک اصلی
روش [۲۰]	۱٫۶	۱۴۸	۰٫۱۹	۰٫۴۲	۰
کنترل کننده MSSMC	۰٫۸۳	۱۴۹٫۸	۰٫۰۰۱	۰٫۱۲۴	۰٫۰۱۵

کنترل کننده با ارائه یک عملکرد قدرتمند و با بهره‌گیری از ولتاژ خروجی و جریان خازن در فرایند کنترل علاوه بر ایجاد یک تعقیب دقیق ولتاژ خروجی از مرجع، توانایی دفع اغتشاشات پرودییک ناشی از بارگذاری را به صورت مطلوب داشته است.

همچنین حالت‌های خطا را در سریع‌ترین زمان ممکن به سمت صفر برده و حالت‌های گذرای بسیار مطلوبی در لحظات بروز خطا که همان لحظات اسپایک‌های شدید جریان در خروجی می‌باشد را به همراه دارد. حالت‌های گذرای بسیار سریع با حداقل میزان نوسانات، بالازدگی و پایین‌زدگی در پاسخ هنگام بارگذاری ناگهانی و غیر خطی از ویژگی‌های این سیستم کنترل بوده و به همراه ساختار و الگوریتم تولید سیگنال کنترلی به کار برده شده، سیگنال کنترلی نرم و قابل اعمال به سیستم تحت کنترل در عمل می‌باشد. استفاده از تابع غیر خطی در سطح لغزش باعث مؤثرتر شدن سیگنال کنترلی به ازای دامنه‌های مختلف خطا می‌شود.

نشان می‌دهد و همان طور که مشخص است تغییر در دامنه جریان پرودییک بار، تأثیری بر دامنه و کیفیت ولتاژ خروجی نداشته و کنترل کننده از افت ولتاژ، بروز اعوجاج و افزایش THD در این حالت جلوگیری به عمل آورده است. نتایج مقایسه و عملکرد کنترلی بهبود یافته طرح پیشنهادی در این مقاله با عملکرد سیستم کنترل کننده ارائه شده در [۲۰] که در نرم‌افزار Matlab مورد آنالیز قرار گرفته‌اند در جدول ۲ آمده است.

## ۹- نتیجه گیری

در این مقاله جهت دستیابی به یک عملکرد مطلوب و دقیق اینورتر تک‌فاز نوع NPC سه‌سطحی در مد تمام‌سینوسی در تمامی شرایط عملکردی و بارگذاری، ساختار کنترلی جدیدی ارائه شد که دارای عملکرد مقاوم و دقیق در حضور عدم قطعیت‌های پارامتری سیستم می‌باشد. این

## مراجع

- [13] A. Hasanzadeh and H. Mokhtari, "A simplified droop method implementation in parallel UPS inverters with proportional-resonant controller," *Iranian J. of Science and Technology, Trans. B, Engineering*, vol. 33, no. B2, pp. 163-178, Apr. 2009.
- [14] H. Zaman, X. Zheng, S. Khan, H. Ali, and X. Wu, "Hysteresis modulation-based sliding-mode current control of z-source DC-DC converter," in *Proc. of the IEEE/IPEMC*, vol. 1, pp. 321-324, May 2016.
- [15] H. Deng, R. Oruganti, and D. Srinivasan, "Neural controller for UPS inverters based on B-spline network," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 2, pp. 899-909, Feb. 2008.
- [16] P. C. Loh, M. J. Newman, D. N. Zmood, and D. G. Holmes, "A comparative analysis of multi-loop voltage regulation strategies for single and three-phase UPS systems," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 18, no. 5, pp. 1176-1185, Sep. 2003.
- [17] J. Faiz, G. Shahgholian, and M. Ehsan, "Stability analysis and simulation of a single-phase voltage source UPS inverter with two-stage cascade output filter," *European Trans. on Electrical Power*, vol. 18, no. 1, pp. 29-49, Jan. 2008.
- [18] N. M. Abdel-Rahim and J. E. Quaicoe, "Analysis and design of a multiple feedback loop control strategy for single-phase voltage-source UPS inverters," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 11, no. 3, pp. 532-541, Jul. 1996.
- [19] I. Boiko, L. Fridman, and R. Iriarte, "Analysis of chattering in continuous sliding mode control of a buck converter," in *Proc. of the IEE/ACC*, vol. 4, pp. 2439-2444, Jun. 2005.
- [20] O. Kukrer, H. Komurcugil, and A. Doganalp, "A three-level hysteresis function approach to the sliding-mode control of single-phase UPS inverters," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 9, pp. 3477-3486, Sep. 2009.
- [1] A. Masaoud, H. W. Ping, S. Mekhilef, A. Taallah, and H. Belkamel, "Design and implementation of a new multilevel DC-link three-phase inverter," *J. of Power Electronics*, vol. 14, no. 2, pp. 292-301, Mar. 2014.
- [2] C. Zhang, J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, and E. A. A. Coelho, "Control architecture for parallel-connected inverters in uninterruptible power systems," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 31, no. 7, pp. 5176-5188, Jan. 2016.
- [3] H. Deng, R. Oruganti, and D. Srinivasan, "Analysis and design of iterative learning control strategies for UPS inverters," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 54, no. 3, pp. 1739-1751, Jun. 2007.
- [4] M. Aamir, K. A. Kalwar, and S. Mekhilef, "Review: uninterruptible power supply (UPS) system," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 58, no. 1, pp. 1395-1410, May 2016.
- [5] K. R. Sekhar and S. Srinivas, "Discontinuous decoupled PWMs for reduced current ripple in a dual two-level inverter fed open-end winding induction motor drive," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 28, no. 5, pp. 2493-2502, Aug. 2012.
- [6] G. Shahgholian and N. Izadpanahi, "Improving the performance of wind turbine equipped with DFIG using STATCOM based on input-output feedback linearization controller," *Energy Equipment and Systems*, vol. 4, no. 1, pp. 65-79, Jun. 2016.
- [7] E. Poursmaeil, D. Montesinos-Miracle, and O. Gomis-Bellmunt, "Control scheme of three-level NPC inverter for integration of renewable energy resources into AC grid," *IEEE Systems J.*, vol. 6, no. 2, pp. 242-253, May 2012.
- [8] G. Shahgholian, J. Faiz, and M. Jabbari, "Voltage control techniques in uninterruptible power supply inverters: a review," *International Review of Electrical Engineering*, vol. 6, no. 4, pp. 1531-1542, Aug. 2011.
- [9] J. S. Lim, C. Park, J. Han, and Y. Lee, "Robust tracking control of a three-phase DC-AC inverter for UPS applications," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 8, pp. 4242-4251, Aug. 2014.
- [10] B. Zhang, D. Wang, K. Zhou, and Y. Wang, "Linear phase lead compensation repetitive control of a CVCF PWM inverter," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 4, pp. 1595-1602, Apr. 2008.
- [11] Y. S. Choi, H. H. Choi, and J. W. Jung, "An adaptive sliding-mode control technique for three-phase UPS system with auto-tuning of switching gain," *Electrical Engineering*, vol. 96, no. 4, pp. 373-383, Dec. 2014.
- [12] G. Shahgholian and Z. Azimi, "Analysis and design of a DSTATCOM based on sliding mode control strategy for improvement of voltage sag in distribution systems," *Electronics*, vol. 5, no. 3, pp. 1-12, Jul. 2016.

**بابک خواجه شلالی** تحصیلات خود را در مقاطع کاردانی، کارشناسی و کارشناسی ارشد مهندسی برق گرایش الکترونیک به ترتیب در سال‌های ۱۳۸۹، ۱۳۹۱ و ۱۳۹۵ در دانشکده فنی شهید مهاجر اصفهان، دانشگاه بنیان شاهین شهر اصفهان و دانشگاه آزاد اسلامی واحد نجف‌آباد به پایان رسانده است. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان الکترونیک قدرت است.

**غضنفر شاهقلیان** دوره کارشناسی، کارشناسی ارشد و دکتری را در رشته مهندسی برق گرایش قدرت به ترتیب در سال‌های ۱۳۷۰، ۱۳۷۳ و ۱۳۸۵ در دانشگاه صنعتی اصفهان، دانشگاه تبریز و دانشگاه آزاد اسلامی واحد علوم و تحقیقات به پایان رسانده است. وی اکنون دانشیار دانشکده مهندسی برق دانشگاه آزاد اسلامی واحد نجف‌آباد است. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارتند از: مدل‌سازی و شبیه‌سازی دینامیک سیستم‌های قدرت و الکترونیک قدرت است.