

## تحلیل و طراحی سیستماتیک یک کنترل کننده مد لغزشی برای اینورترهای منبع امیدانسی

### مورد استفاده در سیستم های انرژی تجدیدپذیر

مجید رضا ناصح<sup>۱\*</sup>، غلامرضا شهبادی<sup>۲</sup> و فاطمه بیدار<sup>۳</sup>

#### چکیده

استفاده از اینورترهای منبع امیدانسی به دلیل ویژگی های مناسب آن شامل قابلیت افزایش ولتاژ در رنج وسیع، مقاومت خوب در مقابل نویز الکترومغناطیسی و نیز مصونیت در مقابل اتصال کوتاه افزایش یافته است. ویژگی های مذکور سبب شده است که از این اینورتر در سیستم های انرژی تجدیدپذیر مانند نیروگاه های بادی، پیل های سوختی و سیستم خورشیدی به طور گسترده ای استفاده شود. با توجه به تغییرات متداول در سیستم های انرژی تجدیدپذیر شامل ولتاژ تولیدی، بار خروجی و همچنین ولتاژ مرجع خروجی استفاده از یک روش کنترل که در مقابل این تغییرات مقاوم باشد امری ضروری است. کنترل کننده خطی که با استفاده از تقریب سیگنال کوچک در اطراف یک نقطه خاص طراحی شده است نمی تواند پایداری یک سیستم غیرخطی را در رنج وسیع تضمین نماید. در این مقاله یک کنترل کننده مد لغزشی برای تنظیم ولتاژ سمت DC در یک اینورتر منبع امیدانسی متصل به شبکه تک فاز پیشنهاد شده است. یک رویکرد سیستماتیک جهت انتخاب پارامترهای کنترل کننده مد لغزشی پیشنهادی ارائه شده است. با توجه به غیرحداقل فاز بودن تابع تبدیل اینورتر مورد بررسی، ولتاژ خازن به صورت غیر مستقیم با تنظیم جریان سلف سمت DC کنترل می شود. کنترل کننده پیشنهادی در مقابل تغییرات ذکر شده مقاوم بوده و قابلیت ردیابی ولتاژ مرجع در مقابل تغییرات ولتاژ ورودی، بار خروجی و همچنین ولتاژ مرجع را دارد. شبیه سازی ها با استفاده از MATLAB/Simulink انجام شده و قابلیت های کنترل کننده پیشنهادی تایید شده است.

دریافت مقاله: ۱۴۰۲/۱۲/۱۴

پذیرش مقاله: ۱۴۰۳/۰۳/۲۸

کلمات کلیدی: اینورترهای منبع امیدانسی، منابع انرژی تجدیدپذیر،

کنترل مد لغزشی، کنترل مقاوم

#### ۱-مقدمه

نیاز است که انرژی الکتریکی تولیدی توسط منابع تجدیدپذیر را تبدیل به انرژی قابل قبول جهت مصرف یا تزریق به شبکه نماید. مبدل های الکترونیک قدرت از مهم ترین تجهیزات که به این منظور استفاده شده است. یکی از ساختارهایی که براساس آن مبدل های سوئیچینگ فراوانی پیشنهاد شده است مبدل های منبع امیدانسی است. اینورتر منبع امیدانسی از جمله مبدل های دارای بازده بالا با قابلیت افزایش و کاهش ولتاژ ورودی است. ایده مبدل منبع امیدانسی در سال ۲۰۰۳ برای اولین بار توسط آقای

با توجه به وجود پروژه های عظیم صنعتی و نیاز روزافزون به انرژی الکتریکی بشر همواره به دنبال تولید برق از روش های مختلف بوده است. با توجه به محدودیت منابع سوخت فسیلی و خطرات ناشی از سوخت هسته ای استفاده از منابع انرژی تجدیدپذیر یکی از روش های جایگزین است [۱، ۲]. استفاده از انرژی های تجدیدپذیر راه حل مناسبی جهت جلوگیری از اتمام سوخت های فسیلی و خطرات هسته ای است. به منظور استفاده از این منابع تجهیزات واسطی مورد

۲. دانش آموخته دکترا، گروه مهندسی برق، دانشگاه جامع علمی کاربردی، واحد خراسان جنوبی

۳. دانش آموخته فوق لیسانس، گروه مهندسی کامپیوتر، دانشگاه جامع علمی کاربردی، واحد خراسان جنوبی

<sup>۱</sup> \* پست الکترونیک نویسنده مسئول: naseh@iaubir.ac.ir  
۱. استادیار، گروه مهندسی برق، واحد بیرجند، دانشگاه آزاد اسلامی، بیرجند، ایران

پنگ ارائه گردید [۳]. در مقالات این مبدل‌ها عمدتاً با (ZSI) نشان داده شده است. امروزه استفاده از اینورترهای منبع امپدانس در کاربردهای تجاری و صنعت و تولید انرژی‌های نو بسیار رایج شده است. از این مبدل جهت تبدیل توان در شکل‌های AC-AC، DC-AC، DC-DC و AC-DC استفاده شده است [۴]. در مبدل منبع امپدانس از یک شبکه سلف و خازن برای اتصال مدار اصلی مبدل به خروجی استفاده شده است. مبدل منبع امپدانس با خاصیت (ST) Shoot through عمل افزایش ولتاژ را انجام می‌دهد [۵]. از این مبدل‌ها در ساختار خودروهایی الکتریکی هیبریدی نیز استفاده شده است. این مبدل‌ها از یک شبکه امپدانس شامل دو سلف و دو خازن که به صورت حرف X به یکدیگر متصل گردیده تشکیل شده است. از قابلیت‌های مهم این مبدل توانایی افزایش ولتاژ در رنج وسیع، مقاومت خوب در مقابل نویز الکترومغناطیسی و نیز مصونیت در برابر اتصال کوتاه است. به منظور طراحی کنترل‌کننده برای اینورتر منبع امپدانس اقتباس مدل فضای حالت امری ضروری است. با توجه به ساختار متغیر اینورترهای منبع امپدانس برای بدست آوردن مدل حالت از روش متوسط‌گیری شده فضای حالت استفاده شده است [۶]. تغییرات پارامترهای مختلف مدل در محدوده کار وسیع، باعث شده که کنترل حلقه بسته اینورترها یکی از زمینه‌های تحقیقاتی فعال باشد. معادلات حالت استخراج شده برای اینورترهای منبع امپدانس یک مدل غیرخطی است. لذا استفاده از روش‌های کنترل غیرخطی برای کنترل این اینورترها متداول است. در مراجع از روش‌های کنترل غیرخطی شامل کنترل مبتنی بر غیرفعال بودن [۷]، خطی سازی فیدبک [۸]، کنترل مد لغزشی [۹] و گام به عقب تطبیقی [۱۰] برای کنترل این اینورتر استفاده شده است. با توجه به ساختار متغیری که سیستم‌های الکترونیک قدرت دارند و اینکه کنترل مد لغزشی اغلب برای سیستم‌های دارای ساختار متغیر پاسخ مناسبی دارد، استفاده از روش کنترل مد لغزشی می‌تواند انتخاب مناسبی برای روش طراحی کنترل‌کننده باشد. در روش کنترل مد لغزشی ابتدا سطحی به نام سطح لغزش تعریف می‌شود. سطح لغزش با استفاده از ترکیب متغیرهای حالت سیستم ایجاد شده است. در این روش هدف صفر شدن سطح لغزش یا به عبارتی قرار گرفتن متغیرهای حالت روی سطح لغزش است. مهم‌ترین عیب این روش تغییرات فرکانس کلیدزنی است.

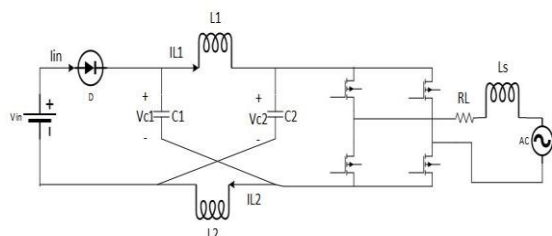
برای رفع این عیب از روش کنترل معادل و کلیدزنی نرم استفاده شده است. در روش طراحی کنترل معادل علاوه بر سطح لغزش مشتق آن نیز برابر صفر انتخاب می‌شود. لذا کنترل‌کننده با فرض صفر بودن مشتق سطح لغزش انتخاب می‌شود. در این روش اغلب پارامترهای کنترل‌کننده به صورت سعی و خطا انتخاب شده است.

در [۱۱] از روش کنترل مد لغزشی به منظور طراحی کنترل‌کننده استفاده شده است. در این مقاله اثر تغییرات ولتاژ مرجع در خروجی بررسی نشده است. همچنین مدت زمان لازم جهت رسیدن به حالت ماندگار در ردیابی ولتاژ مرجع زیاد است. در [۱۲] به منظور کنترل اینورتر منبع امپدانس که در آن یک باتری نیز در نظر گرفته شده است از روش کنترل مد لغزشی استفاده شده است. در این مرجع محدود پایداری برای ضرایب کنترلی استخراج نشده است. همچنین بررسی ردیابی پاسخ دینامیکی کنترل‌کننده پیشنهادی در مقابل تغییرات پارامترهای نامی اینورتر انجام نشده است. در [۱۳] از روش طراحی کنترل‌کننده پیش بین به منظور طراحی کنترل‌کننده استفاده شده است. مزیت این کنترل‌کننده‌ها ردیابی جریان‌های سینوسی با خطای نزدیک به صفر است. این کنترل‌کننده برای یک نقطه خاص از مجموعه نقاط کار سیستم طراحی شده است لذا قابلیت کنترل در رنج وسیع را ندارد. با توجه به اینکه تابع تبدیل ولتاژ خازن نسبت به چرخه اتصال کوتاه دارای یک صفر سمت راست دارد لذا یک سیستم نامینم فاز است. تنظیم مستقیم ولتاژ خازن با استفاده از چرخه اتصال کوتاه منجر به ناپایداری حلقه بسته می‌گردد [۱۴]. برای غلبه بر این مشکل در [۱۵] یک استراتژی پیش‌رو فیدبک ارائه شده است. در این مرجع براساس خطای حالت ماندگار مقدار چرخه اتصال کوتاه تنظیم شده است. مشکل طراحی از این روش داشتن یک خطای وسیع در رنج وسیع عملکرد مبدل است. در [۱۶] به منظور طراحی کنترل‌کننده برای اینورتر شبه منبع امپدانس از روش کنترل مد لغزشی استفاده شده است. در [۱۷] به منظور غلبه بر نامینم فاز بودن ولتاژ خازن سمت DC یک ابرصفحه برای تنظیم ولتاژ سمت DC ارائه شده است. این کنترل‌کننده با توجه به اینکه از مدل غیرخطی مبدل طراحی شده است قابلیت کاربرد در رنج وسیع را نیز دارد. در این مرجع اثر تغییرات ولتاژ ورودی و همچنین بررسی تغییرات بار در ولتاژ خروجی مبدل بررسی نشده است. همچنین به منظور

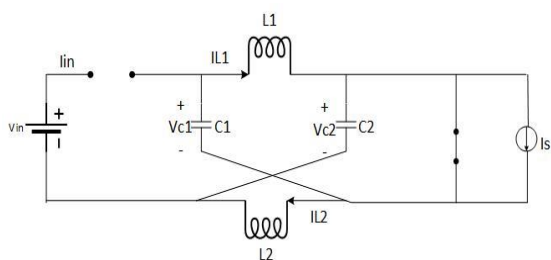
عملکرد عادی با  $T_o$  و  $T_1$  نمایش داده شده است. با تعاریف انجام شده چرخه اتصال کوتاه به صورت رابطه (۱) تعریف می‌شود:

$$D = \frac{T_o}{T} \quad (1)$$

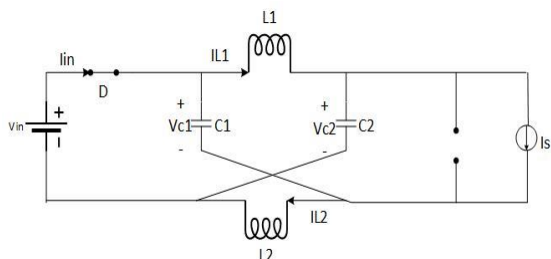
در بازه زمانی  $T_o$  دو کلید از یک ساق اینورتر همزمان روشن شده و خروجی مبدل منبع امپدانس اتصال کوتاه خواهد شد. مدار معادل این وضعیت در شکل (۲) نشان داده شده است. در حالت عملکرد عادی اینورتر از دید خروجی مبدل، یک جریان ثابت از اینورتر عبور می‌نماید. مدار معادل این وضعیت در شکل (۳) نشان داده شده است.



شکل ۱- مدل اینورتر منبع امپدانس متصل به شبکه



شکل ۲- مدار معادل اینورتر منبع امپدانس متصل به شبکه در حالت اتصال کوتاه خروجی



شکل ۳- مدار معادل اینورتر منبع امپدانس متصل به شبکه در حالت اتصال باز خروجی

در حالت اتصال کوتاه خروجی مبدل منبع امپدانس معادلات حالت مبدل را می‌توان به صورت رابطه (۲) بیان نمود:

دستیابی به خطای ماندگار صفر در ولتاژ خروجی مرجع احتیاج به تنظیم ۷ پارامتر است. در [۱۸] به منظور کنترل یک مبدل DC-DC بر پایه مبدل منبع امپدانس از روش کنترل مدلغزشی استفاده شده است. در این مقاله تاثیر تغییر ولتاژ مرجع خروجی بر پاسخ کنترل کننده بررسی شده است. در این مرجع تاثیر تغییر سایر پارامترهای خارجی از جمله ولتاژ ورودی و مقاومت خروجی در پاسخ دینامیکی کنترل کننده ارائه نشده است.

در این مقاله به منظور غلبه بر غیرحداقل فاز بودن اینورتر منبع امپدانس با استفاده از تنظیم جریان سلف اینورتر از روش کنترل غیرخطی مدلغزشی به کنترل اینورتر پرداخته شده است. همچنین روشی سیستماتیک برای انتخاب ضرایب کنترل کننده پیشنهادی ارائه شده است. کنترل کننده پیشنهاد شده قابلیت ردیابی ولتاژ مرجع را در مقابل تغییرات بار، ولتاژ مرجع و ولتاژ ورودی دارد این مقاله علاوه بر مقدمه از بخش‌های زیر تشکیل شده است: در بخش دوم توپولوژی و مدل فضای حالت متوسط گیری شده اینورتر منبع امپدانس مورد بررسی قرار گرفته است. در بخش سوم با استفاده از مدل سیگنال کوچک به بررسی کنترل خطی اینورتر منبع امپدانس پرداخته شده است. همچنین با استفاده از مدل فضای حالت طراحی کنترل کننده مدلغزشی برای اینورتر منبع امپدانس بررسی شده است. در بخش چهارم نتایج شبیه‌سازی‌ها ارائه شده است. و در نهایت در بخش پنجم جمع بندی و نتیجه گیری ارائه گردیده است.

## ۲- معرفی ساختار اینورتر منبع امپدانس

شکل (۱) ساختار یک اینورتر منبع امپدانس متصل به شبکه تک فاز را نشان می‌دهد. ساختار شبکه منبع امپدانس شامل دو خازن  $C_1$  و  $C_2$  و دو سلف  $L_1$  و  $L_2$  و دیود  $D$  و منبع قدرت (ولتاژ یا جریان) بوده که توسط یک اینورتر به شبکه متصل شده است. اینورتر استفاده شده می‌تواند تک فاز یا سه فاز باشد. در این تحقیق اینورتر استفاده شده یک اینورتر تک فاز است. اینورتر منبع امپدانس در حالت کاری مد پیوسته دارای دو وضعیت عملکرد است. این دو وضعیت شامل اتصال کوتاه خروجی و عملکرد حالت عادی اینورتر می‌باشد. در حالت اتصال کوتاه دو سوئیچ از یک ساق در اینورتر همزمان روشن می‌شوند.

فرض کرده یک دوره کامل از کلیدزنی با  $T$  نمایش داده شود. به ترتیب بازه زمانی اتصال کوتاه خروجی و حالت

پیشنهادی از مقاومت‌های پارازیتی خازن‌ها و سلف‌ها صرفنظر شده است و تمام المان‌های اینورتر منبع امپدانسی به صورت ایده‌آل در نظر گرفته شده است.

### ۳- کنترل اینورتر منبع امپدانسی

در کنترل اینورتر منبع امپدانسی دو حلقه کنترلی مورد نیاز است. در حلقه کنترل اول با استفاده از چرخه اتصال کوتاه ولتاژ خازن‌های مبدل منبع امپدانسی کنترل می‌شود. این حلقه کنترل با حلقه کنترل سمت DC نامگذاری شده است. در حلقه کنترل دوم با استفاده از ضریب مدولاسیون جریان یا ولتاژ تزریقی به شبکه کنترل می‌شود. این حلقه کنترل با حلقه کنترل سمت AC

نامگذاری شده است. هدف از ارائه این مقاله بهبود پاسخ دینامیکی و کنترل سمت DC اینورتر منبع امپدانسی است. در اینورتر متصل به شبکه باید صرفنظر از تغییرات ولتاژ ورودی جریان تزریق شده به شبکه به صورت مناسبی تنظیم گردد تا در عملکرد مناسب شبکه اختلالی ایجاد نگردد. در بخش (۳-۱) مدل فضای حالت اینورتر منبع امپدانسی حول نقطه کار مشخص خطی شده و با استفاده از مدل خطی شده عملیات کنترل سمت DC انجام شده است. در بخش (۳-۲) به منظور بهبود پاسخ دینامیکی و همچنین قابلیت مقاوم بودن در مقابل تغییرات ولتاژ ورودی، ولتاژ مرجع و بار از روش کنترل مد لغزشی استفاده شده است. در این قسمت نحوه انتخاب ضرایب کنترل مد لغزشی نیز به صورت سیستماتیک ارائه شده است.

#### ۳-۱- کنترل اینورتر منبع امپدانسی با استفاده از مدل خطی سازی شده

به منظور طراحی یک کنترل کننده خطی لازم است ابتدا مدل غیرخطی سیستم حول یک نقطه کار مشخص خطی سازی شود. به منظور عملیات خطی سازی در رابطه (۵) براساس رابطه (۶) جایگذاری خواهد شد:

$$\begin{aligned} x_i &= X_i + \tilde{x}_i \quad (i = 1 \text{ to } 4) \\ u &= U + \tilde{u} \end{aligned} \quad (6)$$

در رابطه (۶)  $X_i$  مشخص کننده نقطه کار سیستم و  $\tilde{x}_i$  نشان دهنده تغییرات کوچک حول نقطه کار سیستم است. همچنین  $U$  نشان دهنده ورودی کنترل در ولتاژ مرجع انتخابی و  $\tilde{u}$  نشان دهنده تغییرات کوچک حول سیگنال کنترل است. با برابر صفر قرار دادن معادلات (۵) و حذف

$$\begin{cases} \frac{di_{L_1}}{dt} = \frac{V_{C_2}}{L_1} \\ \frac{di_{L_2}}{dt} = \frac{V_{C_1}}{L_2} \\ \frac{dv_{C_1}}{dt} = \frac{-i_{L_2}}{C_1} \\ \frac{dv_{C_2}}{dt} = \frac{-i_{L_1}}{C_2} \end{cases} \quad (2)$$

در وضعیت عملکرد عادی که اینورتر استفاده شده به صورت یک اینورتر منبع ولتاژ مرسوم عمل می‌کند معادلات حالت مبدل را می‌توان به صورت رابطه (۳) بیان نمود.

$$\begin{cases} \frac{di_{L_1}}{dt} = \frac{V_{in} - V_{C_1}}{L_1} \\ \frac{di_{L_2}}{dt} = \frac{V_{in} - V_{C_2}}{L_2} \\ \frac{dv_{C_1}}{dt} = \frac{i_{L_1} - I_s}{C_1} \\ \frac{dv_{C_2}}{dt} = \frac{i_{L_2} - I_s}{C_2} \end{cases} \quad (3)$$

در مدل سازی نهایی اینورتر منبع امپدانسی ورودی کنترل با  $u$  نشان داده شده است. در حالت اتصال کوتاه خروجی  $u=1$  و در حالت عملکرد عادی  $u=0$  است. متغیرهای حالت به صورت رابطه (۴) انتخاب شده است. با استفاده از مدل میانگین گیری شده فضای حالت معادلات حالت به صورت رابطه (۵) ارائه شده است.

$$X = [i_{L_1} = x_1, i_{L_2} = x_2, V_{C_1} = x_3, V_{C_2} = x_4] \quad (4)$$

$$\dot{X} = f + gu$$

$$f = \begin{pmatrix} \frac{V_{in} - x_3}{L_1} \\ \frac{V_{in} - x_4}{L_2} \\ \frac{x_1 - I_s}{C_1} \\ \frac{x_2 - I_s}{C_2} \end{pmatrix}, \quad g = \begin{pmatrix} \frac{x_3 + x_4 - V_{in}}{L_1} \\ \frac{x_3 + x_4 - V_{in}}{L_2} \\ \frac{I_s - x_1 - x_2}{C_1} \\ \frac{I_s - x_1 - x_2}{C_2} \end{pmatrix} \quad (5)$$

در صورت انتخاب  $L_1 = L_2$  و  $C_1 = C_2$  معادلات حالت از مرتبه چهار به مرتبه دو تبدیل خواهد شد. در این حالت ولتاژ خازن‌ها با یکدیگر و همچنین جریان سلف‌ها با هم یکسان خواهد بود. در مدل سازی اینورتر منبع امپدانس

مورد مطالعه به صورتی انتخاب شده است که اینورتر در مد کاری پیوسته عمل نماید. این پارامترها در جدول (۱) ارائه شده است.

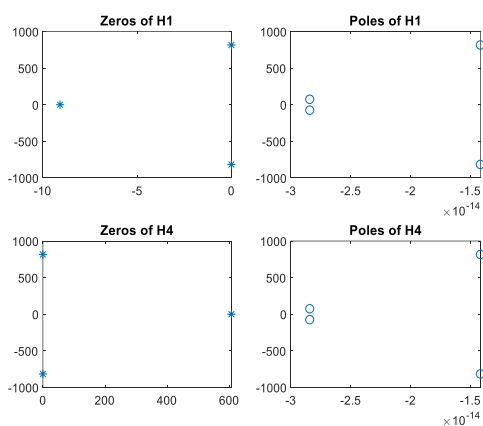
$$H_4 = \frac{-55000s^3 + 3.33e7s^2 - 3.66e10s + 2.22e13}{s^4 + 1.06e-13s^3 + 6.72e5s^2 + 5.23e-8s + 3.67e9}$$

$$H_1 = \frac{3.66e5s^3 + 3.33e6s^2 + 2.44e11s + 2.22e12}{s^4 + 1.06e-13s^3 + 6.72e5s^2 + 5.23e-8s + 3.67e9} \quad (12)$$

با محاسبه صفرها و قطب‌های توابع تبدیل  $H_1$  و  $H_4$  مشاهده شد که صفرهای مربوط به تابع تبدیل  $H_4$  در سمت راست محور موهومی قرار دارد. لذا تابع تبدیل  $H_4$  یک تابع تبدیل غیرحداقل فاز است و امکان کنترل ولتاژ خروجی به صورت مستقیم با چرخه اتصال کوتاه وجود ندارد. صفرها و قطب‌های تابع تبدیل  $H_1$  در سمت چپ محور موهومی قرار دارد لذا این تابع تبدیل یک تابع تبدیل مینیمم فاز است و امکان کنترل جریان سلف‌ها با چرخه اتصال کوتاه فراهم است. با توجه به موارد ذکر شده در ادامه با استفاده از روش کنترل مدلغزشی به کنترل ولتاژ  $DC$  خروجی می‌پردازیم.

جدول ۱- پارامترهای اینورتر منبع امپدانس مورد مطالعه

مقدار	سمبل	پارامتر
50V	$V_{in}$	ولتاژ ورودی
1.5mH	$L_1 = L_2$	سلف‌ها مبدل منبع امپدانس
1000μF	$C_1 = C_2$	خازن‌ها مبدل منبع امپدانس
300V	$V_{ref}$	ولتاژ مرجع
5A	$I_s$	جریان خروجی
10KHz	$f_s$	فرکانس کلیدزنی



شکل ۴- محل قرارگیری قطب‌ها و صفرهای اینورتر منبع امپدانس

متغیر مربوط به ورودی کنترل نقطه کار عملیاتی سیستم به صورت رابطه (۷) استخراج می‌شود. پس از جایگذاری و جداسازی ماتریس‌های مربوط به بخش  $AC$  و  $DC$  می‌توان با برابر صفر قرار دادن ماتریس  $DC$  نیز نقطه کار سیستم را در حالت ماندگار استخراج نمود. این نقطه کار نیز با نقطه کار نشان داده شده در رابطه (۷) یکسان است.

$$\begin{cases} X_4 = V_{ref} \\ X_3 = X_4 \\ X_2 = \frac{V_{ref} I_s}{V_{in}} \\ X_1 = X_2 \\ U = \frac{V_{ref} - V_{in}}{2V_{ref} - V_{in}} \end{cases} \quad (7)$$

در محاسبه ماتریس‌های  $AC$  و  $DC$  از حاصلضرب دو مقدار سیگنال کوچک صرف‌نظر شده است. با محاسبات لازم ماتریس مربوط به حالت  $AC$  به صورت رابطه (۸) قابل استخراج است:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}} = A\tilde{x} + B\tilde{u} \\ y = C\tilde{x} \end{cases} \quad (8)$$

که:

$$A = \begin{pmatrix} 0 & 0 & \frac{U-1}{L_1} & \frac{U}{L_1} \\ 0 & 0 & \frac{U}{L_2} & \frac{U-1}{L_2} \\ \frac{1-U}{C_1} & \frac{-U}{C_1} & 0 & 0 \\ \frac{-U}{C_2} & \frac{1-U}{C_2} & 0 & 0 \end{pmatrix}, B = \begin{pmatrix} \frac{X_3 + X_4 - V_{in}}{L_1} \\ \frac{X_3 + X_4 - V_{in}}{L_2} \\ \frac{I_s - X_1 - X_2}{C_1} \\ \frac{I_s - X_1 - X_2}{C_2} \end{pmatrix} \quad (9)$$

با انتخاب ولتاژ خازن  $C_2$  و جریان سلف  $L_1$  به عنوان خروجی اینورتر منبع امپدانس می‌توان ماتریس متناسب با  $C$  در رابطه (۸) را به صورت ذیل در نظر گرفت:

$$\begin{cases} C4 = [0 \ 0 \ 0 \ 1] \\ C1 = [1 \ 0 \ 0 \ 0] \end{cases} \quad (10)$$

با اعمال تبدیل لاپلاس به رابطه (۸) داریم:

$$H(s) = C(sI - A)^{-1}B + D \quad (11)$$

در رابطه (۱۱)،  $s$  متغیر لاپلاس و  $I$  ماتریس یک واحد است. در اینورتر منبع امپدانس مورد بررسی اندازه ماتریس یک چهار است. در رابطه (۱۲) تابع تبدیل ولتاژ خازن  $C_2$  به ورودی کنترل و همچنین جریان سلف مربوط به اینورتر منبع امپدانس به ورودی کنترل محاسبه و با  $H_1$  و  $H_4$  نمایش داده شده است. پارامترهای اینورتر منبع امپدانس

## ۲-۳- کنترل اینورتر منبع امیدانسی با استفاده از روش کنترل مد لغزشی

در این بخش با توجه به غیر حداقل فاز بودن تابع تبدیل مربوط به ولتاژ  $C_2$  سطح لغزش به صورت اختلاف جریان سلف با مقدار مرجع آن انتخاب شده است. در قسمت (۱) - (۳) نشان داده شد که تابع تبدیل مربوط به جریان سلف مینیمم فاز است.

$$S = x_1^* - x_1 \quad (13)$$

در رابطه (۱۳) جریان مرجع سلف با  $x_1^*$  نشان داده شده است. به منظور وارد کردن ولتاژ خازن  $C_2$  در رابطه مربوط به سطح لغزش مقدار جریان مرجع سلف به صورت رابطه (۱۴) انتخاب شده است.

$$x_1^* = K_I \int (x_4^* - x_4) dt \quad (14)$$

$K_I$  یک پارامتر کنترلی مثبت است. نحوه انتخاب این پارامتر کنترلی در ادامه توضیح داده خواهد شد. جایگذاری رابطه (۱۴) در رابطه (۱۳) داریم:

$$S = K_I \int (x_4^* - x_4) - x_1 \quad (15)$$

با محاسبه مشتق سطح لغزش و برابر صفر قراردادن آن می توان کنترل کننده معادل را نیز محاسبه نمود.

$$\dot{S} = K_I (x_4^* - x_4) - \dot{x}_1 \quad (16)$$

پس از جایگذاری مناسب از رابطه (۵) در رابطه (۱۶) داریم:

$$u = \frac{LK_I(x_4^* - x_4) + x_3 - V_{in}}{x_3 + x_4 - V_{in}} \quad (17)$$

در شرایط ماندگار، معادله (۱۷) به صورت رابطه مربوط به ورودی کنترل که در (۷) ارائه شده است تبدیل خواهد شد.

## ۳-۳- انتخاب پارامتر کنترلی

در این بخش نحوه انتخاب بهره کنترلی  $K_I$  بررسی می گردد. با قرار دادن کنترل کننده معادله (۱۷) در معادلات حالت خواهیم داشت:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = K_I(x_4^* - x_4) \\ \dot{x}_2 = \frac{x_3 - x_4 + K_I L(x_4^* - x_4)}{L} \\ \dot{x}_3 = \frac{x_1 - I_S + K_I L(x_4^* - x_4) + x_3 - V_{in}}{C} \times \frac{I_S - x_1 - x_2}{C} \\ \dot{x}_4 = \frac{x_2 - I_S + K_I L(x_4^* - x_4) + x_3 - V_{in}}{C} \times \frac{I_S - x_1 - x_2}{C} \end{cases} \quad (18)$$

با فرض تغییرات سیگنال کوچک متغیرهای حالت به صورت  $(\tilde{x}_1, \tilde{x}_2, \tilde{x}_3, \tilde{x}_4)$  در حول نقطه کار، می توان براساس روش خطی سازی ژاکوبین یک سیستم غیرخطی دلخواه را به شکل ذیل خطی سازی نمود. فرض کنید که مدل یک سیستم غیرخطی دلخواه به صورت رابطه (۱۹) باشد:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= f_1(x_1, x_2, x_3, x_4) \\ \dot{x}_2 &= f_2(x_1, x_2, x_3, x_4) \\ \dot{x}_3 &= f_3(x_1, x_2, x_3, x_4) \\ \dot{x}_4 &= f_4(x_1, x_2, x_3, x_4) \end{aligned} \quad (19)$$

در این صورت با فرض  $x_1 = X_{1s} + \tilde{x}_1$  و  $x_2 = X_{2s} + \tilde{x}_2$  و  $x_3 = X_{3s} + \tilde{x}_3$  و  $x_4 = X_{4s} + \tilde{x}_4$  می توان مدل خطی سازی شده مربوط به معادلات (۱۹) را به صورت رابطه (۲۰) نوشت:

$$(\dot{\tilde{x}}_1, \dot{\tilde{x}}_2, \dot{\tilde{x}}_3, \dot{\tilde{x}}_4)^T = J(\tilde{x}_1, \tilde{x}_2, \tilde{x}_3, \tilde{x}_4)^T \quad (20)$$

در این معادله  $J$  یک ماتریس مربعی  $4 \times 4$  بوده و اصطلاحاً ماتریس ژاکوبین نامیده می شود. درایه های این ماتریس به صورت رابطه (۲۱) محاسبه می گردد:

$$a_{ij} = \frac{\partial f_i}{\partial x_j} \quad (i, j = 1, 2, 3, 4) \quad (21)$$

با در نظر گرفتن روابط (۱۸) درایه های ماتریس ژاکوبین به صورت رابطه (۲۲) محاسبه خواهد شد.

$$\begin{aligned} a_{11} &= a_{12} = a_{13} = a_{21} = a_{22} = 0 \\ a_{14} &= -K_I \\ a_{23} &= \frac{1}{L} \\ a_{24} &= -K_I - \frac{1}{L} \\ a_{31} = a_{42} &= \frac{1}{C} - \frac{x_3 - V_{in} + K_I L(V_{ref} - x_4)}{C(x_3 - V_{in} + x_4)} \\ a_{32} = a_{41} &= -\frac{x_3 - V_{in} + K_I L(V_{ref} - x_4)}{C(x_3 - V_{in} + x_4)} \\ a_{33} = a_{43} &= \frac{(x_3 - V_{in} + K_I L(V_{ref} - x_4))(x_1 - I_S + x_2)}{C(x_3 - V_{in} + x_4)^2} - \\ &\frac{x_1 - I_S + x_2}{C(x_3 - V_{in} + x_4)} \\ a_{34} = a_{44} &= \frac{(x_3 - V_{in} + K_I L(V_{ref} - x_4))(x_1 - I_S + x_2)}{C(x_3 - V_{in} + x_4)^2} + \\ &\frac{K_I L(x_1 - I_S + x_2)}{C(x_3 - V_{in} + x_4)} \end{aligned} \quad (22)$$

$$S\dot{S} \leq -\eta|S| \quad (26)$$

$$\dot{S} = K_I(x_4^* - x_4) + \frac{x_3 - V_{in}}{L} + U_{eq} \frac{V_{in} - x_3 - x_4}{L} \quad (27)$$

در رابطه (27) متغیر  $U_{eq}$  از رابطه (28) جایگزین می‌شود.

$$U_{eq} = \frac{LK_I(x_4^* - x_4) + x_3 - V_{in}}{x_3 + x_4 - V_{in}} + K_S \text{sgn}(S) \quad (28)$$

با جایگذاری رابطه (28) در (27) و تشکیل عبارت (26) داریم:

$$\frac{\eta L}{V_{in} - x_3 - x_4} \leq K \quad (29)$$

قابل توجه است که در محاسبه نامعادله (29) تابع علامت به صورت رابطه (30) جایگزین شده است.

$$\text{Sgn}(S) = \frac{|S|}{S} \quad (30)$$

با انتخاب بهره کنترلی از معادله (30) پایداری کنترل کننده پیشنهادی در محدوده‌ی کاری وسیعی از تغییرات نقطه کار و همچنین اغتشاشات ناشی از تغییر بار، تغییر ولتاژ ورودی و ولتاژ مرجع سمت DC تضمین خواهد شد. لذا کنترل کننده طراحی شده مقاوم نسبت به تغییر بار و ورودی است. همچنین کنترل کننده طراحی شده قابلیت ردیابی ولتاژ مرجع خازن خروجی را در رنج وسیعی دارد.

#### ۴- بررسی نتایج شبیه‌سازی

به منظور بررسی پاسخ ماندگار و گذرای کنترل کننده مد‌لغزشی پیشنهادی، شبیه‌سازی‌هایی با توجه به پارامترهای اینورتر منبع امیدانسی که در جدول (۱) ارائه گردیده انجام شده است. شبیه‌سازی‌ها با استفاده از جعبه ابزار Simulink نرم افزار متلب انجام شده است. در تمام شبیه‌سازی‌ها گام مربوط به زمان نمونه برداری  $1\mu s$  در نظر گرفته شده است. متغیر خروجی ولتاژ خازن  $C_2$  در نظر گرفته شده است. به منظور بررسی تاثیر بار، تاثیر ولتاژ ورودی و تغییر ولتاژ مرجع خازن این پارامترها به صورت پله‌ای تغییر داده شده است تا تاثیر آنها در ولتاژ

با انتخاب نقطه کار سیستم مطابق جدول (۱) رابطه  $|sI - J| = 0$  به منظور انتخاب بازه پایداری ضریب  $K_I$  محاسبه شده است. با جایگذاری نقطه کار سیستم و محاسبات لازم معادله مشخصه سیستم به صورت رابطه (23) خواهد بود.

$$J = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & -K_I \\ 0 & 0 & 666.66 & -K_I - 666.66 \\ 545.45 & -454.54 & -54.54 & 0.15K_I, 45.45 \\ -454.54 & 545.45 & -54.54 & 0.15K_I, 45.45 \end{pmatrix}$$

$$s^4 + (-0.15K_I + 9.09)s^3 + (90.09K_I + 6.66e5)s^2 + (6.06e6 - 1.01e5K_I)s + 6.06e7K_I = 0 \quad (23)$$

با استفاده از معیار پایداری روث هرولتز محل قرارگیری قطب‌های حلقه بسته برای معادله مشخصه رابطه (23) بررسی شده است. مشخص گردید که به ازای  $0 < K_I < 60$  تمام قطب‌های سیستم سمت چپ محور  $j\omega$  قرار گرفته است.

#### ۴-۳- تصحیح کنترل کننده مد‌لغزشی و اثبات پایداری

رابطه استخراج شده برای متغیر کنترل در روش کنترل مد‌لغزشی در رابطه (۱۷) به ازای پارامترهای نامی مدل می‌باشد. به منظور مقاوم نمودن کنترل کننده طراحی شده در مقابل اغتشاشات می‌توان مولفه مقاوم سازی را به صورت  $K_S \text{sgn}(S)$  به کنترل کننده معادل افزود.  $\text{sgn}(S)$  تابع علامت سطح لغزش است. برای این که سطح لغزش جذب کننده باشد یک تابع لیاپانوف برای سطح لغزش تعریف شده و شرایط تابع لیاپانوف به منظور پایداری برای آن بررسی می‌شود:

$$V(S) = \frac{1}{2} S^2 \quad (24)$$

تابع لیاپانوف تعریف شده شرط اولیه یعنی مثبت معین بودن را دارد. برای اینکه سطح  $S$  جذب کننده باشد باید مشتق تابع لیاپانوف منفی معین باشد.

$$\dot{V}(S) = S\dot{S} \leq -\eta|S| \quad (25)$$

$\eta$  یک پارامتر کنترلی مثبت است. برای محاسبه حد تغییرات مجاز بهره تابع علامت که با  $K$  نشان داده شده است کافی است شرایط پایداری کنترل کننده مد‌لغزشی مطابق رابطه (26) بررسی شود:

خروجی بررسی گردد. مدت زمان شبیه سازی برابر  $6s$  در نظر گرفته شده است.

#### ۴-۱- تغییر ولتاژ مرجع خازن خروجی

به منظور بررسی توانایی کنترل کننده پیشنهادی در ردیابی ولتاژ مرجع خروجی، بعد از  $2s$  از شروع شبیه سازی ولتاژ مرجع به صورت پله‌ای از  $300V$  به  $330V$  تغییر نموده است. سپس به منظور بررسی تاثیر کاهش ولتاژ مرجع، مقدار آن در  $4s$  بعد از شروع شبیه سازی به  $270V$  کاهش یافته است. تاثیر افزایش و کاهش ولتاژ مرجع در شکل (۵) نشان داده شده است. مشاهده شد که در حالت افزایش و کاهش ولتاژ مرجع، ولتاژ خازن خروجی در بازه زمانی کوتاهی ولتاژ مرجع را ردیابی نموده و خطای حالت ماندگار صفر است. با تنظیم مقادیر  $K_I$  و  $\eta$  می توان سرعت همگرایی را بهبود بخشید. کنترل کننده ارائه شده به ازای محدوده وسیعی از ولتاژهای مرجع بیشتر یا کمتر از مقدار نامی قابلیت ردیابی ولتاژ را دارد. نقطه کار سیستم در ابتدای شبیه سازی به صورت تصادفی حول نقطه کار عملیاتی سیستم انتخاب شده است. لذا کنترل کننده پیشنهادی به صورت مجانبی پایدار است.

#### ۴-۲- تغییر جریان خروجی

به منظور بررسی توانایی کنترل کننده پیشنهادی در ردیابی ولتاژ مرجع خروجی، بعد از  $2s$  از شروع شبیه سازی جریان خروجی سمت  $DC$  از مقدار  $5A$  به  $6A$  افزایش داشته است. سپس به منظور بررسی تاثیر کاهش جریان، مقدار آن در  $4s$  بعد از شروع شبیه سازی به  $4A$  کاهش یافته است. تاثیر افزایش و کاهش جریان خروجی سمت  $DC$  در شکل (۶) نشان داده شده است. قابل توجه است که ولتاژ مرجع خازن خروجی در این حالات  $300V$  انتخاب شده است. مشاهده گردید که در حالت افزایش و کاهش این جریان، ولتاژ خازن خروجی در بازه زمانی کوتاهی ولتاژ مرجع را ردیابی نموده و خطای حالت ماندگار صفر است. نقطه کار سیستم در ابتدای شبیه سازی به صورت تصادفی حول نقطه کار عملیاتی سیستم انتخاب شده است. لذا کنترل کننده پیشنهادی به صورت مجانبی پایدار است.

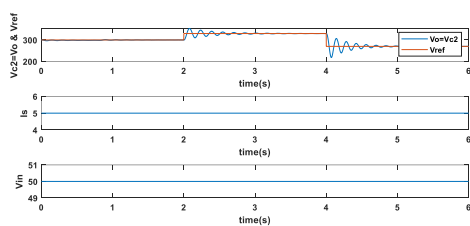
#### ۴-۳- تغییر ولتاژ ورودی

به منظور بررسی قابلیت کنترل کننده پیشنهادی در ردیابی ولتاژ مرجع در زمان تغییر ولتاژ ورودی این شبیه سازی انجام شده است. بعد از  $2s$  از شروع شبیه سازی ولتاژ ورودی از مقدار  $50V$  به  $60V$  افزایش یافته است. سپس به منظور بررسی تاثیر کاهش ولتاژ ورودی، مقدار آن در  $4s$  بعد از

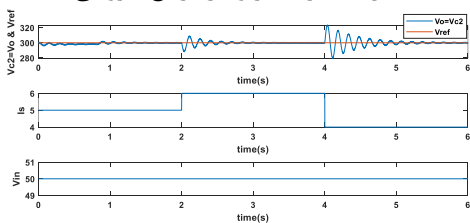
شروع شبیه سازی به  $40V$  کاهش یافته است. تاثیر افزایش و کاهش ولتاژ ورودی در شکل (۷) نشان داده شده است. قابل توجه است که ولتاژ مرجع خازن خروجی در این حالات  $300V$  انتخاب شده است. مشاهده گردید که در حالت افزایش و کاهش ولتاژ ورودی، ولتاژ خازن خروجی در بازه زمانی کوتاهی ولتاژ مرجع را ردیابی نموده و خطای حالت ماندگار صفر است. نقطه کار سیستم در ابتدای شبیه سازی به صورت تصادفی حول نقطه کار عملیاتی سیستم انتخاب شده است. لذا کنترل کننده پیشنهادی به صورت مجانبی پایدار است.

#### ۴-۴- تغییر همزمان ولتاژ مرجع، جریان خروجی و ولتاژ ورودی

در این شبیه سازی بعد از  $2s$  از شروع شبیه سازی ولتاژ مرجع از  $300V$  به  $330V$ ، جریان خروجی از  $5A$  به  $6A$  و ولتاژ ورودی از  $50V$  به  $60V$  تغییر نموده است. نتایج مربوط به تغییرات همزمان پارامترها در شکل (۸) نشان داده شده است. علیرغم همزمان تغییرات اشاره شده ولتاژ خازن خروجی در بازه زمانی کوتاهی ولتاژ مرجع  $330V$  را ردیابی نموده و خطای حالت ماندگار صفر است. بعد از  $4s$  از شروع شبیه سازی ولتاژ مرجع به  $270V$ ، جریان خروجی به  $4A$  و ولتاژ ورودی  $40V$  تغییر نموده است. نتایج مربوط به تغییرات همزمان پارامترها در شکل (۸) نشان داده شده است. در این وضعیت نیز با وجود همزمان تغییرات اشاره شده ولتاژ خازن خروجی در بازه زمانی کوتاهی ولتاژ مرجع  $270V$  را ردیابی نموده و خطای حالت ماندگار صفر است.



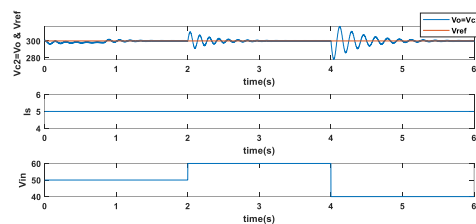
شکل ۵- اثر تغییر ولتاژ مرجع خروجی



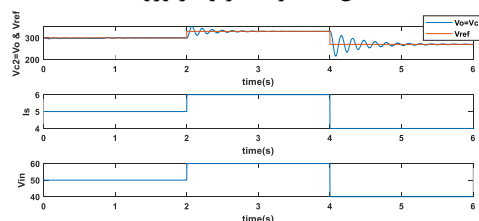
شکل ۶- اثر تغییر جریان خروجی



صورت غیرمستقیم با استفاده از جریان سلف سمت  $DC$  انجام شده است. در کنترل کننده مد لغزشی پیشنهادی راهبرد سیستم ماتریکی به منظور انتخاب ضرایب کنترل کننده پیشنهاد شده است. با در نظر گرفتن نتایج شبیه سازی در حالت ماندگار و گذرا مشاهده گردید که کنترل کننده مد لغزشی پیشنهادی پاسخ مقاوم و قابل قبولی نسبت به تغییر ولتاژ مرجع، تغییر بار و تغییر ولتاژ ورودی دارد و خطای حالت ماندگار در ردیابی ولتاژ مرجع صفر است. در شروع شبیه سازی در صورتی که نقطه کار اولیه سیستم به صورت تصادفی انتخاب شود امکان ناپایداری سیستم وجود دارد. در ادامه کار امکان بررسی پاسخ خروجی سیستم در حالت انتخاب نقطه کار اولیه سیستم به صورت تصادفی وجود دارد.



شکل ۷- اثر تغییر ولتاژ ورودی



شکل ۸- اثر تغییر همزمان ولتاژ مرجع، جریان خروجی و ولتاژ ورودی

### ۵- نتیجه گیری

در این تحقیق از روش کنترل مد لغزشی معادل به منظور کنترل سمت  $DC$  اینورتر منبع امیدانسی استفاده شده است. با توجه به نامینیم فاز بودن تابع تبدیل ولتاژ خازن سمت  $DC$  به چرخه اتصال کوتاه، کنترل ولتاژ خروجی به

### مراجع

- [۱] N. Javaid *et al.*, "An intelligent load management system with renewable energy integration for smart homes," *IEEE access*, vol. 5, pp. 13587-13600, 2017.
- [۲] W. Tushar, J. A. Zhang, C. Yuen, D. B. Smith, and N. U. Hassan, "Management of renewable energy for a shared facility controller in smart grid," *IEEE Access*, vol. 4, pp. 4269-4281, 2016.
- [۳] F. Z. Peng, "Z-source inverter," *IEEE Transactions on industry applications*, vol. 39, no. 2, pp. 504-510, 2003.
- [۴] G. R. Shahabadi, M. R. Naseh, and S. Es' haghgi, "Analysis and design of switched capacitor-based Quasi-Z-Source DC-DC converter with improved operation factors," *International Journal of Electronics*, pp. 1-20, 2023.
- [۵] S. Rostami, V. Abbasi, and F. Blaabjerg, "Implementation of a common grounded Z-source DC-DC converter with improved operation factors," *IET Power Electronics*, vol. 12, no. 9, pp. 2245-2255, 2019.
- [۶] M. K. Kazimierczuk, "Small-signal modeling of open-loop PWM Z-source converter by circuit-averaging technique," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 3, pp. 1286-1296, 2012.
- [۷] G. R. Shahabadi, M. R. Naseh, and S. Eshaghi, "Non-Linear Control of Quasi-Z-Source Inverter with Battery for Renewable energy Systems Based on Interconnection-Damping-Assignment Passivity-Based Control," *Journal of Applied Dynamic Systems and Control*, vol. 6, no. 3, pp. 17-24, 2023.
- [۸] M. Salimi and S. Siami, "Cascade nonlinear control of DC-DC buck/boost converter using exact feedback linearization," in *2015 4th International Conference on Electric Power and Energy Conversion Systems (EPECS)*, 2015, pp. 1-5: IEEE.
- [۹] U. K. Shinde, S. G. Kadwane, S. P. Gawande, M. J. B. Reddy, and D. Mohanta, "Sliding mode control of single-phase grid-connected quasi-Z-source inverter," *IEEE Access*, vol. 5, pp. 10232-10240, 2017.

- [10] N. Mukherjee and D. Strickland, "Control of cascaded DC–DC converter-based hybrid battery energy storage systems—Part II: Lyapunov approach," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 5, pp. 3050-3059, 2015.
- [11] A. H. Rajaei, S. Kaboli, and A. Emadi, "Sliding-mode control of Z-source inverter," in *2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, 2008, pp. 947-952: IEEE.
- [12] J. Liu, S. Jiang, D. Cao, X. Lu, and F. Z. Peng, "Sliding-mode control of quasi-Z-source inverter with battery for renewable energy system," in *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2011, pp. 3665-3671: IEEE.
- [13] J. R. Gazoli, M. G. Villalva, and E. Ruppert, "Micro-inverter for integrated grid-tie photovoltaic module using resonant controller," *International Transactions on Electrical Energy Systems*, vol. 24, no. 5, pp. 713-722, 2014.
- [14] Y. P. Siwakoti, F. Z. Peng, F. Blaabjerg, P. C. Loh, G. E. Town, and S. Yang, "Impedance-source networks for electric power conversion part II: Review of control and modulation techniques," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 4, pp. 1887-1906, 2014.
- [15] A. Zakipour, S. Shokri-Kojori, and M. Tavakoli Bina, "Sliding mode control of the nonminimum phase grid-connected Z-source inverter," *International Transactions on Electrical Energy Systems*, vol. 27, no. 11, p. e2398, 2017.
- [16] S. Ahmadzadeh, G. A. Markadeh, and N. Abjadi, "Sliding mode control of the four quadrant quasi-Z-Source DC-DC Converter," in *2017 8th Power Electronics, Drive Systems & Technologies Conference (PEDSTC)*, 2017, pp. 496-501: IEEE.
- [17] F. Bagheri, H. Komurcugil, O. Kukrer, N. Guler, and S. Bayhan, "Multi-input multi-output-based sliding-mode controller for single-phase quasi-Z-source inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 8, pp. 6439-6449, 2019.
- [18] S. Maiti, S. Sonar, S. Mondal, and R. Malik, "A Second-Order Sliding-Mode Control of Z-Source Inverter Using Simple Boost Control Method," in *Renewable Resources and Energy Management*: CRC Press, 2023, pp. 332-340.

# **Systematic analysis and design of a sliding mode controller for Z\_Source inverters used in renewable energy systems**

**Majid Reza Naseh<sup>1</sup>, Gholam Reza Shahabadi<sup>2</sup>, Fatemeh Bidar**

1. Department of Electrical engineering, Birjand Branch, Islamic Azad University, Birjand, Iran

2. Department of Electrical Engineering, University of Applied Science and Technology, South Khorasan Branch, Iran

3. Department of Computer Engineering, University of Applied Science and Technology, South Khorasan Branch, Iran

\*Corresponding Author: Majid Reza Naseh

---

## **ABSTRACT**

---

Z-source inverters have become more popular because of their desirable features, such as the capability to boost voltage over a wide range, high resistance to EMI noise, and protection from short circuit. These features make this inverter suitable for renewable energy systems such as wind power plants, fuel cells, and solar systems. A control method that is robust to the common changes in renewable energy systems, such as production voltage, output load, and output reference voltage, is required. Using a small signal approximation around a specific point, a linear controller cannot ensure the stability of a nonlinear system over a large range. This article proposes a sliding mode controller to regulate the DC voltage of a Z-Source inverter that connects to a single-phase grid. The article presents a systematic approach for selecting the parameters of the proposed sliding mode controller. The capacitor voltage is indirectly regulated by the DC-side inductor current for the non-minimum phase of the inverter transfer function. The objective of this article is to introduce a systematic approach for selecting controller

---

---

parameters in a non-linear sliding mode controller. The proposed controller can track the reference voltage despite the changes in input voltage, output load, and reference voltage, and is robust to the changes mentioned earlier. The simulations were performed using MATLAB/Simulink and the results confirmed the capabilities of the proposed controller.

---

**Keywords:** Z-Source inverters, Renewable energy sources, Sliding mode control, Robust control

---