

طراحی و ساخت کنترل مد لغزشی تطبیقی به منظور کنترل ولتاژ و جریان خروجی سیستم‌های اینورتری متصل به یکدیگر در حالت جزیره‌ای

محمد مهدی قنبریان، مجید نیری پور و امیرحسین رجایی

توان برای مکان‌های مهمی از جمله جزایر شناور در وسط اقیانوس‌ها، ایستگاه‌های هواشناسی، ایستگاه‌های مخابراتی و روستاهای دورافتاده که از طریق خطوط انتقال گران‌قیمت و سخت است، از اهمیت بالایی برخوردار می‌باشد.

ریزشبکه می‌تواند شامل یک یا چند منبع انرژی تجدیدپذیر از جمله توربین‌های بادی، سلول‌های خورشیدی و پیل سوختی باشد که در یکی از دو حالت جزیره‌ای و یا متصل به شبکه مورد استفاده قرار می‌گیرند. کوچک‌بودن ریزشبکه سبب حساسیت بالای این سیستم به تغییرات بار می‌گردد که با کنترل نامناسب ممکن است موجب آسیب‌رسیدن به تجهیزات و منابع گردد [۲]. بنابراین لازم است که از سیستم کنترل مناسب و مطلوبی با توجه به شرایط مورد نظر استفاده شود [۳].

از طرفی بسیاری از منابع انرژی تجدیدپذیر از طریق مبدل‌های الکترونیک قدرت به ریزشبکه متصل می‌شوند. کنترل این مبدل‌ها با اعمال فرمان آتش توسط دو روش مختلف صورت می‌گیرد. در روش اول سیگنال‌های اعمالی به سویچ‌های مبدل به طور مستقیم توسط روش‌های کنترلی مربوطه تولید و اعمال می‌گردد. در روش دوم ابتدا سیستم کنترلی میزان ولتاژ یا جریان مرجع مبدل را که باید تولید کند تعیین نموده و این سیگنال به کنترل داخلی مبدل اعمال می‌گردد. کنترل داخلی مبدل نیز توسط روش‌های مختلفی از جمله مدولاسیون پهنای پالس صورت می‌گیرد. با توجه به ماهیت زمان گسسته‌بودن سویچ‌های الکترونیک قدرت روش کنترل مد لغزشی را می‌توان به طور مستقیم به مبدل‌های الکترونیک قدرت اعمال نمود [۳] تا [۵]. از مهم‌ترین عیوب این روش تغییرات زیاد در تغییر وضعیت سویچینگ و ایجاد چترینگ است که در نوع دوم قابلیت کاهش این پدیده را دارد.

از معایب هر یک از این روش‌ها ایجاد هارمونیک‌های ولتاژ یا جریان در خروجی است که در هر صورت مطابق استاندارد ۱۵۴۷-IEEE مربوط به شرایط اتصال تولیدات پراکنده به شبکه نباید از مقدار ۵٪ در ولتاژ توزیع بیشتر باشد.

روش‌های بسیاری جهت کنترل ولتاژ خروجی اینورتر و مدیریت توان در سال‌های اخیر ارائه شده که بسیاری از محققین بر روی طراحی کنترلر جهت کنترل مبدل‌های توان DC/AC کار می‌کنند. در [۶] یک طرح کنترلی بر اساس تابع انتقال در شرایط نامی برای یک واحد تولید پراکنده در حالت جزیره‌ای بیان شده که این روش کنترل برای بارهای متعادل و از پیش تعیین شده مناسب است اما تغییرات زیاد بار را پوشش نمی‌دهد. در [۷] یک روش کنترل مقاوم برای سیستم‌های متعادل و نامتعادل با در نظر گرفتن عدم قطعیت پارامترهای بار پیشنهاد و بررسی شد اما با این حال، بارهای غیر خطی کاملاً مورد بررسی قرار نگرفته‌اند. در [۸] استراتژی کنترل ولتاژ مبتنی بر مدل ریاضی زمان گسسته برای

چکیده: در این مقاله از یک روش بهبودیافته کنترلر مد لغزشی تطبیقی غیر مستقیم به منظور کنترل مبدل‌های یک ریزشبکه در حالت جزیره‌ای استفاده شده است. به منظور کنترل این سیستم که شامل دو واحد تولید پراکنده همراه با مبدل‌های مستقل مربوطه می‌باشد از یک رویکرد به منظور تخمین پارامترهای نامعلوم سیستم استفاده می‌شود. سپس با توجه به این مقادیر تخمین زده شده، کنترلر با شرایط جدید سیستم تطابق داده می‌شود. در استراتژی کنترلی به کار گرفته شده، یکی از واحدها در حالت عملکرد تنظیم ولتاژ ریزشبکه قرار گرفته و واحد دیگر در حالت کنترل جریان مصرفی بار به منظور مدیریت توان دو مبدل استفاده می‌شود. در این روش پیشنهادی با تطبیقی کردن پارامترهای کنترل مد لغزشی، پاسخ عملکرد خروجی سیستم از جمله اعوجاج هارمونیک کل، مقدار مؤثر و مقدار پیک در حالت کنترل ولتاژ بهبود پیدا می‌کند. نتایج حاصل از ساخت این مبدل‌های قدرت با کنترلر کلاسیک مد لغزشی به علت وجود تأخیر در مدارهای راه‌انداز الکترونیک قدرت و قسمت‌های مختلف سیستم کنترل مد لغزشی بیانگر عدم عملکرد مطلوب و مناسب مبدل در دنبال کردن سیگنال مرجع شده که با تطبیقی کردن این کنترلر، مشکل برطرف گردیده و سیگنال جریان مرجع به خوبی و با خطای حالت ماندگار کمتری نسبت به کنترل مد لغزشی کلاسیک دنبال می‌شود. شبیه‌سازی با استفاده از نرم‌افزار MATLAB و پیاده‌سازی سیستم کنترل مربوطه توسط ریزپردازنده DSP/TMS۳۲۰F۲۸۳۳۵ بیانگر عملکرد مناسب این کنترلر است.

کلیدواژه: ریزشبکه، کنترلر مد لغزشی تطبیقی، کانورتر DC/AC، کنترل ولتاژ، کنترل جریان.

۱- مقدمه

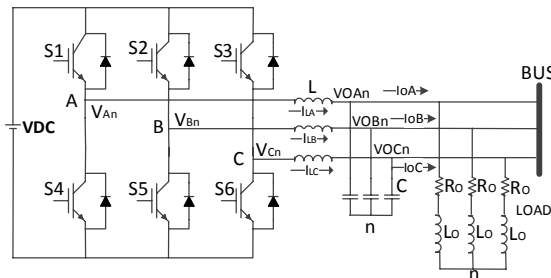
بنا بر تعریف [۱] ریزشبکه‌ها (میکروگرید) جزایری هستند که به صورت عمدی در یک مجموعه تأسیسات یا در یک سیستم توزیع الکتریکی شکل می‌گیرند و شامل دست کم یک منبع انرژی و بارهای مربوطه می‌باشند. برخی ریزشبکه را یک سیستم قدرت کوچک می‌دانند (به طور معمول در مقیاس چندین مگاوات یا کمتر) که دارای سه مشخصه اصلی تولیدات پراکنده، مراکز بار مستقل و قابلیت بهره‌برداری متصل یا منفصل از شبکه الکتریکی بزرگ‌تر است. ریزشبکه‌ها در حالت کلی به منظور تولید

این مقاله در تاریخ ۶ اردیبهشت ماه ۱۳۹۴ دریافت و در تاریخ ۲ بهمن ماه ۱۳۹۴ بازنگری شد.

محمد مهدی قنبریان، دانشگاه آزاد اسلامی، واحد کازرون، کازرون، (ghanbarian@kau.ac.ir)

مجید نیری پور، دانشکده برق و الکترونیک، دانشگاه صنعتی شیراز، (nayeri@sutech.ac.ir)

امیرحسین رجایی، دانشکده برق و الکترونیک، دانشگاه صنعتی شیراز، شیراز، (rajaei@sutech.ac.ir)



شکل ۳: دیاگرام شماتیک یک اینورتر dc/ac با فیلتر LC مربوطه.

اهمی سلفی و غیر خطی و همچنین نتایج ساخت با استفاده از پردازنده DSP/TMS۳۲۰F۲۸۳۳۵ آورده شده و سپس نتایج مورد بررسی و آنالیز قرار گرفته است.

۲- دینامیک سیستم مورد مطالعه ریزشبه

شکل ۱ یک ریزشبه با دو واحد تولیدی در حالت جزیره‌ای را نشان می‌دهد. طبق بلوک دیاگرام شکل ۲ هر یک از واحدهای منابع تجدیدپذیر انرژی (DG) می‌تواند شامل توربین‌های بادی، سلول‌های خورشیدی، پیل‌های سوختی و ... باشد. مطابق این شکل هر ریزشبه شامل چهار بخش اصلی منبع انرژی، اینورتر توان ac/dc برای توربین‌های بادی و یا مبدل‌های dc/dc برای پیل‌های سوختی و سلول‌های خورشیدی، اینورتر dc/ac و فیلتر خروجی LC به منظور حذف مؤلفه‌های هارمونیک ولتاژ خروجی است که توان بارهای محلی را تأمین می‌کند.

در این مقاله به دلیل این که هدف طراحی کنترلگر است، در مراحل طراحی و شبیه‌سازی و همچنین در قسمت ساخت به جای منابع انرژی از یک منبع ولتاژ (V_{DC}) متصل به اینورتر استفاده می‌شود. شکل ۳ دیاگرام شماتیک این چهار قسمت را نشان می‌دهد که در انتها به بارهای محلی و فیدر اصلی متصل شده است. به منظور طراحی کنترلگر، ابتدا مدل دینامیکی فضای حالت این سیستم به صورت زیر بیان می‌شود

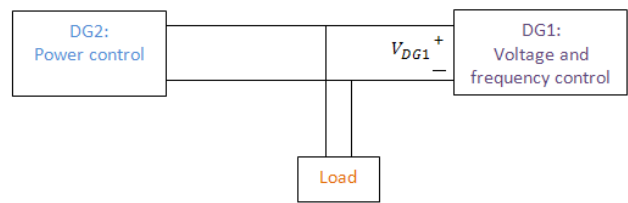
$$\begin{cases} \frac{d}{dt} V_o = \frac{1}{C} I_L - \frac{1}{C} I_o \\ V_o = R_o I_o + L_o \frac{d}{dt} I_o \\ \frac{d}{dt} I_L = -\frac{1}{L} V_o + \frac{1}{L} V_{inv} \end{cases} \quad (1)$$

که V_o ، V_{inv} ، i_o ، i_L و L به ترتیب بردار ولتاژ خروجی فاز به زمین، بردار ولتاژ فاز به فاز خروجی اینورتر، بردار جریان فاز بار، بردار جریان فاز اینورتر، ظرفیت خازنی فیلتر و اندوکتانس فیلتر می‌باشند و داریم

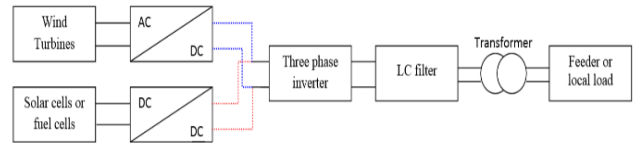
$$\begin{aligned} V_{inv} &= [V_{i_{AB}} \quad V_{i_{BC}} \quad V_{i_{CA}}]^T \\ V_o &= [V_{o_{An}} \quad V_{o_{Bn}} \quad V_{o_{Cn}}]^T \\ i_L &= [i_{L_A} \quad i_{L_B} \quad i_{L_C}]^T \\ i_o &= [i_{o_A} \quad i_{o_B} \quad i_{o_C}]^T \end{aligned} \quad (2)$$

مدل سیستم شکل ۳ را می‌توان به صورت مدار معادل تک‌فاز شکل ۴ با معادلات حالت زیر بیان کرد

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} V_o \\ i_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cdot & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & \cdot \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_o \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \cdot \\ \frac{V_{DC}}{L} \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} -\frac{i_o}{C} \\ \cdot \end{bmatrix} \quad (3)$$



شکل ۱: دیاگرام یک ریزشبه با دو واحد تولید پراکنده.



شکل ۲: بلوک دیاگرام منبع تولید پراکنده (DG) به همراه مبدل‌های متصل به آن جهت اتصال به شبکه بالاتر.

عملکرد جزیره‌ای پیشنهاد می‌شود. در [۹] کنترل توان را تحت شرایط نامتعادلی ولتاژ برای DFIG بدون استخراج مؤلفه‌های جریان توالی منفی در نظر گرفته است اما جریان‌های استاتور و روتور شامل هارمونیک‌های بسیاری می‌شوند. در [۱۰] تا [۱۳] از کنترلگری PI سنتی در طراحی مدارات کنترلی در شرایط مختلف استفاده شده است. به دلیل ویژگی‌های ذاتی کنترلگر PI خطای حالت ماندگار برای سیگنال‌های غیر DC قابل حذف شدن نمی‌باشد که محدودیت‌هایی را برای این روش به ویژه در زمان استفاده از بارهای هارمونیک ایجاد می‌نماید.

در [۱۴] و [۱۵] از کنترل مد لغزشی جهت کنترل مبدل الکترونیک قدرت و به منظور تعیین توان اکتیو مرجع از ولتاژ خروجی و جریان خروجی DC در سطوح لغزش معین استفاده شده است اما هیچ گونه اشاره‌ای به پدیده چترینگ و مباحث تأخیرات زمانی نشده است.

روش کنترل مد لغزشی بر اساس تغییر ساختار کنترلی در مقایسه با روش‌های کنترل سنتی دارای چندین مزیت از جمله مقاوم‌بودن تحت تغییر پارامتر و اغتشاشات خارجی و همچنین پاسخ دینامیکی خوب و سریع می‌باشد [۱۶] و [۱۷]. از معایب کنترلگر مد لغزشی می‌توان به خطای سیگنال مرجع و سیگنال کنترل‌شونده در زمان‌های پیک شکل موج ولتاژ کنترل‌شونده اشاره نمود که در این مقاله با تطبیقی کردن این کنترلگر این مشکل برطرف گردیده و مقدار اعوجاج هارمونیک کل نسبت به روش معمول کنترل مد لغزشی کاهش یافته است. همچنین در پیاده‌سازی و ساخت به دلیل وجود تأخیر وسایل اندازه‌گیری و زمان مرده اینورتر، کنترلگر به خوبی سیگنال مرجع جریان بار را دنبال نمی‌کند و دارای خطای حالت ماندگار بالایی است که با تطبیقی کردن کنترلگر مد لغزشی در کنترل جریان، خطای حالت ماندگار کاهش یافته است.

در این مقاله روش جدید کنترل مد لغزشی تطبیقی جهت کنترل پارامترهای ولتاژ و جریان (توان) ریزشبه در حالت جزیره‌ای که شامل دو واحد تولید پراکنده می‌باشد، ارائه شده است. در این ریزشبه یکی از واحدهای تولید پراکنده به عنوان منبع کنترل ولتاژ و ولتاژ کل ریزشبه را در سیگنال مرجع داشته و واحد دیگر به عنوان واحد کنترل جریان در نظر گرفته می‌شود. این واحد بر اساس سیگنال مرجع جریان که از روی جریان مصرفی بار به صورت لحظه‌ای محاسبه می‌گردد مقدار معینی از توان مصرفی بار را تا حداکثر توانایی خود تأمین می‌نماید.

ادامه مقاله بدین ترتیب بیان شده است: در بخش ۲ سیستم ریزشبه به همراه دینامیک سیستم هر واحد بیان شده است. در بخش ۳ کنترلگر ولتاژ و کنترلگر جریان بر اساس کنترلگر مد لغزشی تطبیقی بررسی شده است. در بخش ۴ نتایج شبیه‌سازی تحت شرایط قطع و وصل بار مقاومتی،

جهت ایجاد قانون تطبیق، تابع لیاپانوف زیر پیشنهاد و بررسی می گردد

$$V = \frac{1}{2} L \tilde{m}_\lambda^2 + \frac{1}{2} C \tilde{m}_\tau^2 + \frac{1}{2\gamma_\tau} \tilde{\theta}^2 + \frac{1}{2\gamma_\tau} \tilde{V}_{in}^2 \quad (9)$$

که $\gamma_\tau > 0$ و $\gamma_\lambda > 0$ است.

شرط لازم پایداری، منفی شدن مشتق تابع لیاپانوف است و داریم

$$\dot{V} = L \tilde{m}_\lambda \dot{\tilde{m}}_\lambda + C \tilde{m}_\tau \dot{\tilde{m}}_\tau + \frac{1}{\gamma_\tau} \tilde{\theta} \dot{\tilde{\theta}} + \frac{1}{\gamma_\tau} \tilde{V}_{DC} \dot{\tilde{V}}_{DC} \quad (10)$$

با جایگذاری (۸) در (۱۰) داریم

$$\begin{aligned} \dot{V} &= (-\tilde{m}_\tau + u \tilde{V}_{DC} - K_\lambda L \tilde{m}_\lambda) \tilde{m}_\lambda + \\ & (\tilde{m}_\lambda - \tilde{\theta} \tilde{m}_\tau - K_\tau C \tilde{m}_\tau) \tilde{m}_\tau + \frac{1}{\gamma_\tau} \tilde{\theta} \dot{\tilde{\theta}} + \frac{1}{\gamma_\tau} \tilde{V}_{DC} \dot{\tilde{V}}_{DC} \\ \dot{V} &= -K_\lambda L \tilde{m}_\lambda^2 - K_\tau C \tilde{m}_\tau^2 + (-\tilde{m}_\tau \tilde{m}_\lambda + \tilde{m}_\lambda u \tilde{V}_{DC} + \\ & \tilde{m}_\lambda \tilde{m}_\tau - \tilde{\theta} \tilde{m}_\tau \tilde{m}_\lambda) + \frac{1}{\gamma_\tau} \tilde{\theta} \dot{\tilde{\theta}} + \frac{1}{\gamma_\tau} \tilde{V}_{DC} \dot{\tilde{V}}_{DC} \\ \dot{V} &= -K_\lambda L \tilde{m}_\lambda^2 - K_\tau C \tilde{m}_\tau^2 + \\ & \tilde{V}_{DC} (\tilde{m}_\lambda u - \frac{\tilde{V}_{DC}}{\gamma_\tau}) - \tilde{\theta} (m_\tau \tilde{m}_\tau + \frac{\tilde{\theta}}{\gamma_\tau}) \end{aligned} \quad (11)$$

برای پایداری سیستم بایستی پارامترهای داخل پراتنز صفر شود، در نتیجه

$$m_\tau \tilde{m}_\tau + \frac{\tilde{\theta}}{\gamma_\tau} = 0 \rightarrow \tilde{\theta} = -\gamma_\tau m_\tau \tilde{m}_\tau \quad (12)$$

$$\tilde{m}_\lambda - \frac{\tilde{V}_{DC}}{\gamma_\tau} = 0 \rightarrow \tilde{V}_{DC} = \gamma_\tau \tilde{m}_\lambda \quad (13)$$

بر اساس قانون تطبیق (۱۲) و (۱۳) و (۱۱) به شکل زیر بازنویسی می شود

$$\dot{V} = -K_\lambda L \tilde{m}_\lambda^2 - K_\tau C \tilde{m}_\tau^2 \quad (14)$$

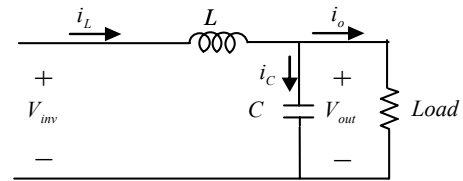
جهت تعریف قانون کنترل مد لغزشی، سطح کلیدزنی به صورت زیر تعریف می شود

$$\begin{aligned} S &= \Delta m_\tau + \lambda \Delta m_\lambda \\ \Delta m_\lambda &= V_o - V_{ref_new} \\ V_{ref_new} &= V_{ref} \times z \\ z &= \frac{V_{ref}}{V_o} \end{aligned} \quad (15)$$

که Δm_λ خطای بین سیگنال ولتاژ خروجی و سیگنال مرجع ولتاژ، Δm_τ ترکیبی از مشتق Δm_λ و تابع علامت Δm_λ و λ عدد حقیقی مثبت است.

این الگوریتم سبب تغییر ولتاژ مرجع تحت شرایط مختلف و بهبود عملکرد سیستم می شود. پارامتر z نیز با شرایط زیر محدود می گردد

$$\begin{cases} z = 1 & \text{if } V_o = 0 \\ z = 0.7 & \text{if } \frac{V_{ref}}{V_o} < 0.7 \\ z = 1.3 & \text{if } \frac{V_{ref}}{V_o} > 1.3 \\ z = \frac{V_{ref}}{V_o} & \text{if } 0.7 < \frac{V_{ref}}{V_o} < 1.3 \end{cases} \quad (16)$$



شکل ۴: مدل معادل تکفاز سیستم اینورتر.

که در آن، جریان سلف (i_L) و ولتاژ خروجی (V_o)، متغیرهای حالت و ورودی کنترلی ناپیوسته سیستم است. i_o ، i_c و R نیز به ترتیب جریان خازن، جریان خروجی فیلتر (بار) و راکتانس بار می باشند.

۳- طراحی کنترلگر مد لغزشی تطبیقی

در این بخش به ترتیب دو نوع کنترلگر مربوط به مبدل کنترل ولتاژ و مبدل کنترلگر جریان بر اساس کنترل مد لغزشی تطبیقی غیر مستقیم طراحی می شود. در این طراحی ها ابتدا پارامترهای مجهول سیستم یا متغیر سیستم در خارج از کنترلگر تخمین زده می شود و سپس پارامترهای تخمین زده به کنترلگر جهت کنترل ولتاژ و جریان اعمال می شود.

۱-۳ کنترلگر ولتاژ

طبق (۳) داریم

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_L = -\frac{1}{L} V_o + \frac{V_{DC}}{L} u \\ \frac{d}{dt} V_o = \frac{1}{C} i_L - \frac{i_o}{C} \end{cases}, i_o = \frac{V_o}{R_o} \quad (4)$$

که V_{DC} و R_o پارامترهای نامعین سیستم در نظر گرفته می شود. اگر m_λ را جریان سلف (i_L)، m_τ را ولتاژ خازن V_o و θ معکوس راکتانس بار در نظر گرفته شود، (۴) به صورت زیر بازنویسی می شود

$$\begin{cases} \dot{m}_\lambda = -\frac{1}{L} m_\tau + \frac{u}{L} V_{DC} \\ \dot{m}_\tau = \frac{1}{C} m_\lambda - \frac{\theta}{C} m_\tau \end{cases}, \theta = \frac{1}{R_o} \quad (5)$$

در اینجا فرض می شود که m_τ و m_λ قابل دسترس و اندازه گیری باشند. از تخمین گر جهت تسهیل طراحی قوانین انطباق پارامترها برای $\hat{\theta}$ و \hat{V}_{DC} استفاده شده که $\hat{\theta}$ و \hat{V}_{DC} به ترتیب تخمین θ و V_{DC} می باشند. نشان داده می شود که $\hat{\theta} \rightarrow (1/R_o)$ و $\hat{V}_{DC} \rightarrow V_{DC}$ میل می کند و بدین منظور از رؤیتگر زیر در سیستم استفاده می گردد

$$\begin{cases} \dot{\hat{m}}_\lambda = -\frac{1}{L} \hat{m}_\tau + \frac{u}{L} \hat{V}_{DC} + K_\lambda (m_\lambda - \hat{m}_\lambda) \\ \dot{\hat{m}}_\tau = \frac{1}{C} \hat{m}_\lambda - \frac{\hat{\theta}}{C} \hat{m}_\tau + K_\tau (m_\tau - \hat{m}_\tau) \end{cases} \quad (6)$$

که K_λ و K_τ بهره های رؤیتگر و عددی مثبت می باشند و \hat{m}_τ و \hat{m}_λ مقادیر تخمین m_τ و m_λ می باشند و در نتیجه خواهیم داشت

$$\begin{aligned} \tilde{m}_\lambda &= m_\lambda - \hat{m}_\lambda, \quad \tilde{m}_\tau = m_\tau - \hat{m}_\tau \\ \tilde{\theta} &= \theta - \hat{\theta}, \quad \tilde{V}_{in} = V_{in} - \hat{V}_{in} \end{aligned} \quad (7)$$

بر اساس (۶) و (۷) روابط زیر به دست می آیند

$$\begin{cases} \dot{\tilde{m}}_\lambda = -\frac{1}{L} \tilde{m}_\tau + \frac{u}{L} \tilde{V}_{DC} - K_\lambda \tilde{m}_\lambda \\ \dot{\tilde{m}}_\tau = \frac{1}{C} \tilde{m}_\lambda - \frac{\tilde{\theta}}{C} \tilde{m}_\tau - K_\tau \tilde{m}_\tau \end{cases} \quad (8)$$

با جایگذاری (۲۳) در (۲۲) به دست می‌آید

$$\begin{aligned} \frac{V_{DC}}{LC} S[u - u_{eq}] &= \frac{V_{DC}}{LC} S[-K_s \text{sign}(S)] \leq \\ \frac{V_{DC}}{LC} S[-K_s] &\leq -\zeta |S| \\ \frac{V_{DC}}{LC} [-K_s] &\leq -\zeta \\ K_s &\geq \frac{LC}{V_{DC}} \zeta \end{aligned} \quad (24)$$

مقدار $\hat{\theta}/C$ بایستی به $1/R_o C$ میل کند که $R_o C$ ثابت زمانی سیستم حلقه باز است. این همگرایی لازم است تا Δm_v و Δm_i به صفر میل نمایند و از این رو بهره‌های تخمین K_v و K_i برای اطمینان از پاسخ دینامیکی سریع رؤیتگر نسبت به سیستم کنترلی فیدبک، خیلی بزرگ‌تر از $1/R_{o_{min}} C$ انتخاب می‌شود. کمترین باری است که در سیستم قرار می‌گیرد و فرض می‌شود که مقدار آن معلوم است. بهره‌های رؤیتگر را می‌توان به شکل زیر در نظر گرفت

$$K_i = K_v = \frac{1}{R_{o_{min}} C} \quad (25)$$

۳-۲ کنترلگر جریان

در این بخش از کنترلگر مد لغزشی تطبیقی برای کنترل جریان استفاده می‌شود و جریان مرجع بر اساس واحد کنترل مرکزی به هر واحد ارسال می‌شود که این جریان مرجع بر اساس تغییرات بار با میزان جریان مصرفی تطابق پیدا می‌کند.

به این منظور فرض می‌شود R_o و V_{DC} پارامترهای نامعین سیستم هستند. فرض می‌شود که متغیر حالت x همان i_o و قابل دسترسی و اندازه‌گیری است. از یک تخمین‌گر جهت تسهیل طراحی قوانین انطباق پارامترها برای \hat{R} و \hat{V}_{DC} استفاده شده است. \hat{R} و \hat{V}_{DC} به ترتیب پارامترهای تخمین R و V_{DC} می‌باشند و نشان داده می‌شود که $\hat{R} \rightarrow R$ و $\hat{V}_{DC} \rightarrow V_{DC}$.

رابطه (۴) به صورت زیر بازنویسی می‌شود

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} i_L &= \frac{d}{dt} (i_o + i_c) = -\frac{1}{L} V_o + \frac{V_{DC}}{L} u \\ i_o &= \frac{V_o}{R_o} \end{aligned} \quad (26)$$

$$\frac{d}{dt} i_o = -\frac{R_o}{L} i_o + \frac{V_{DC}}{L} u - \frac{d}{dt} i_c$$

رابطه (۲۶) با خطی‌سازی ژاکوبین به شکل زیر در می‌آید

$$\frac{d}{dt} i_o = -\frac{R_o}{L} i_o + \frac{V_{DC}}{L} u \quad (27)$$

بدین ترتیب، تخمین زیر در نظر گرفته شده است

$$\dot{\hat{x}} = -\frac{\hat{R}}{L} \hat{x} + \frac{u}{L} \hat{V}_{DC} + K_a (x - \hat{x}) \quad (28)$$

که K_a بهره رؤیتگر و \hat{x} مقدار تخمین x است. قرار داده می‌شود $\tilde{x} = x - \hat{x}$, $\hat{x} = x - \tilde{x}$

$$\tilde{R} = R - \hat{R}, \quad \hat{R} = R - \tilde{R} \quad (29)$$

با جایگذاری (۲۹) در (۲۸) داریم

$$\begin{aligned} \Delta m_v &= \Delta \dot{m}_v - K_a \text{sign}(\Delta m_v) = \\ \dot{V}_o - \dot{V}_{ref_new} - K_a \text{sign}(\Delta m_v) \end{aligned} \quad (17)$$

که K_a عدد مثبت بزرگی است. جمله $K_a \text{sign}(\Delta m_v)$ برای کاهش خطای حالت ماندگار و افزایش اثر خطای بین سیگنال ولتاژ خروجی اینورتر و سیگنال ولتاژ مرجع در سطح کلیدزنی به (۱۷) اضافه شده است. با مشتق‌گیری از سطح کلیدزنی و برابر صفر قرار دادن آن، ورودی کنترلی معادل محاسبه می‌گردد

$$\begin{aligned} \dot{S} &= \lambda \Delta \dot{m}_v + \Delta \dot{m}_v = \cdot = \\ \lambda \frac{d}{dt} (V_o - V_{ref_new}) + \frac{d}{dt} (\Delta m_v - K_a \text{sign}(\Delta m_v)) &= \\ \lambda \frac{d}{dt} V_o - \lambda \frac{d}{dt} V_{ref_new} + \frac{d^v}{dt^v} V_o - \\ (\frac{d^v}{dt^v} V_{ref_new} + \frac{d}{dt} K_a \text{sign}(V_o - V_{ref_new})) \end{aligned} \quad (18)$$

با جایگذاری (۵) در (۱۸) داریم

$$\begin{aligned} \lambda (\frac{1}{C} i_L - \frac{i_o}{C}) - \lambda \frac{d}{dt} V_{ref_new} + \frac{d}{dt} (\frac{1}{C} i_L - \frac{i_o}{C}) - \\ (\frac{d^v}{dt^v} V_{ref_new} + \frac{d}{dt} K_a \text{sign}(V_o - V_{ref_new})) = \frac{\lambda}{C} i_L - \frac{\lambda}{C} i_o - \\ \lambda \frac{d}{dt} V_{ref_new} - \frac{1}{LC} V_o + \frac{V_{DC}}{LC} u_{eq} - (\frac{\theta}{C} (\frac{1}{C} i_L - \frac{i_o}{C}) + \\ \frac{d^v}{dt^v} V_{ref_new} + \frac{d}{dt} K_a \text{sign}(V_o - V_{ref_new})) = \cdot \end{aligned} \quad (19)$$

برای آن که کنترلگر در برابر اغتشاشات مقاوم باشد یک جزء ناپیوسته به آن اضافه می‌شود و کنترلگر به شکل زیر به دست می‌آید

$$u_{eq} = \frac{LC}{V_{DC}} [-\frac{\lambda}{C} i_L + \frac{\lambda}{C} i_o + \lambda \frac{d}{dt} V_{ref_new} + \frac{1}{LC} V_o + \frac{\theta}{C^v} i_L - \frac{\theta}{C^v} i_o + \frac{d^v}{dt^v} V_{ref_new} + \frac{d}{dt} K_a \text{sign}(V_o - V_{ref_new})] \quad (20)$$

در کنترلگر مد لغزشی بایستی شرط زیر برقرار باشد [۱۸]

$$S\dot{S} < -\zeta |S| \quad (21)$$

که ζ عددی مثبت است و برای به دست آوردن پارامتر مجهول K_s شرط (۲۱) مورد بررسی قرار می‌گیرد. با جایگذاری (۱۵) و (۱۷) در (۲۱) داریم

$$\begin{aligned} S\dot{S} &= S(\lambda \Delta m_v + \Delta m_v) = \\ S[\lambda \dot{V}_o - \lambda \dot{V}_{ref_new} + \dot{V}_o - \dot{V}_{ref_new} + \\ \frac{d}{dt} K_a \text{sign}(V_o - V_{ref_new})] &= \\ S[\frac{\lambda}{C} i_L - \frac{\lambda}{C} i_o - \lambda \frac{d}{dt} V_{ref_new} - \frac{1}{LC} V_o + \frac{V_{DC}}{LC} u - \\ \frac{\theta}{C} (\frac{1}{C} i_L - \frac{i_o}{C}) - \frac{d^v}{dt^v} V_{ref_new} - \frac{d}{dt} K_a \text{sign}(V_o - V_{ref_new})] \\ &= S[\frac{V_{DC}}{LC} u - \frac{V_{DC}}{LC} u_{eq}] = \frac{V_{DC}}{LC} S[u - u_{eq}] \end{aligned} \quad (22)$$

طبق (۲۰) داریم

$$u - u_{eq} = -K_s \text{sign}(S) \quad (23)$$

$$\dot{\tilde{x}} + \frac{1}{\gamma_r} \dot{\tilde{V}}_{DC} = 0, \quad \dot{\tilde{V}}_{DC} = -\gamma_r \tilde{x} \quad (36)$$

از آنجایی که دینامیک سیستم در کنترل جریان مرتبه اول است پس سطح کلیدزنی به صورت خطای بین سیگنال جریان خروجی فیلتر و سیگنال مرجع جریان که مضربی از جریان بار است، تعریف می‌شود. با مشتق گرفتن از سطح کلیدزنی، انرژی کنترلی معادل به دست می‌آید

$$\dot{S} = \dot{\tilde{x}} = -\frac{\tilde{R}}{L} \tilde{x} + \frac{u}{L} \tilde{V}_{DC} - K_a \tilde{x} = 0 \quad (37)$$

$$u_{eq} = \frac{L}{\tilde{V}_{DC}} (K_a \tilde{x} + \frac{\tilde{R}}{L} \tilde{x})$$

برای آن که کنترلر در برابر اغتشاشات مقاوم باشد، یک جزء ناپویسته به سیگنال انرژی کنترلی معادل اضافه می‌شود و کنترلر به صورت زیر به دست می‌آید

$$u = u_{eq} - K_q \text{sign}(S) \quad (38)$$

برای به دست آوردن پارامتر مجهول K_q ، شرط (۲۱) مورد بررسی قرار می‌گیرد و با جایگذاری (۳۷) در (۲۱) داریم

$$S\dot{S} = S(\dot{\tilde{x}}) = S[-\frac{\tilde{R}}{L} \tilde{x} + \frac{u}{L} \tilde{V}_{DC} - K_a \tilde{x}] = \quad (39)$$

$$S[\frac{V_{DC}}{L} u - \frac{V_{DC}}{L} u_{eq}] = \frac{V_{DC}}{L} S[u - u_{eq}]$$

طبق (۳۸) داریم

$$u - u_{eq} = -K_q \text{sign}(S) \quad (40)$$

با جایگذاری (۴۰) در (۳۹) داریم

$$\frac{V_{DC}}{L} S[u - u_{eq}] = \frac{V_{DC}}{L} S[-K_q \text{sign}(S)] \leq \quad (41)$$

$$\frac{V_{DC}}{L} S[-K_q] \leq -\zeta |S|$$

$$\frac{V_{DC}}{L} [-K_q] \leq -\zeta$$

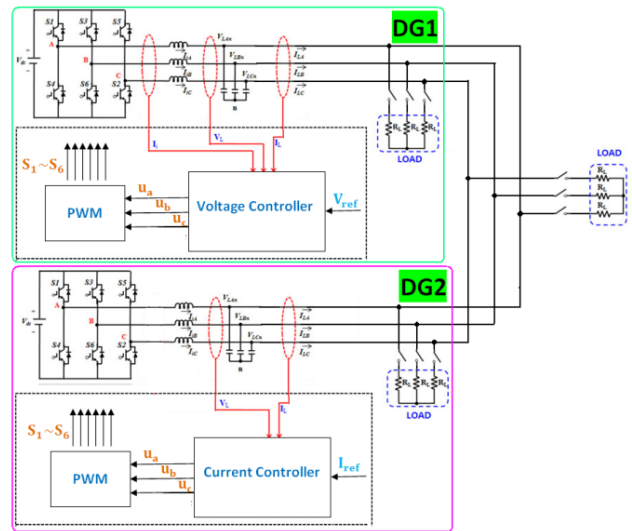
$$K_q \geq \frac{L}{V_{DC}} \zeta$$

مقدار \hat{R}/L بایستی به R/L میل کند که L/R_o ثابت زمانی سیستم حلقه باز است. این همگرایی لازم است تا \tilde{x} به صفر میل کند، پس بایستی بهره تخمین K_a به منظور اطمینان از پاسخ دینامیکی سریع رویتگر نسبت به سیستم کنترلی فیدبک، خیلی بزرگتر از $R_{o_{min}}/L$ انتخاب شود. در اینجا کمترین باری است که در سیستم قرار می‌گیرد و فرض می‌شود که مقدار آن در دسترس است. بهره‌های رویتگر را می‌توان به شکل زیر در نظر گرفت

$$K_a = \frac{R_{o_{min}}}{L} \times 10 \quad (42)$$

۴- شبیه‌سازی و ساخت

کنترلر مد لغزشی تطبیقی ریزشکه نشان داده شده در شکل ۵ ابتدا شبیه‌سازی و سپس به صورت عملی پیاده‌سازی گردید. پارامترهای الکتریکی این سیستم و پارامترهای کنترلر شبیه‌سازی شده در جدول ۱ بیان شده است. همچنین از بار یکسوکنده سه‌فاز به عنوان بار غیر خطی در این سیستم استفاده شده است. در شبیه‌سازی برای بهتر نشان دادن



شکل ۵: بلوک دیاگرام سیستم کنترل ولتاژ- جریان.

$$\frac{d}{dt}(x - \tilde{x}) = -\frac{(R - \tilde{R})}{L}(x - \tilde{x}) + \frac{u}{L}(V_{DC} - \tilde{V}_{DC}) + K_a \tilde{x} \quad (30)$$

$$-\tilde{x} = -\frac{R}{L}x + \frac{R}{L}\tilde{x} + \frac{\tilde{R}}{L}x - \frac{\tilde{R}}{L}\tilde{x} + \frac{u}{L}V_{DC} - \frac{u}{L}\tilde{V}_{DC} + K_a \tilde{x} - \dot{\tilde{x}}$$

$$\tilde{x} = \frac{R}{L}x - \frac{R}{L}\tilde{x} - \frac{\tilde{R}}{L}x + \frac{\tilde{R}}{L}\tilde{x} - \frac{u}{L}V_{DC} + \frac{u}{L}\tilde{V}_{DC} - K_a \tilde{x} + \dot{\tilde{x}}$$

با جایگذاری (۲۷) در (۳۰) داریم

$$\dot{\tilde{x}} = \frac{R}{L}x - \frac{R}{L}\tilde{x} - \frac{\tilde{R}}{L}x + \frac{\tilde{R}}{L}\tilde{x} - \frac{u}{L}V_{DC} + \frac{u}{L}\tilde{V}_{DC} - K_a \tilde{x} + (-\frac{R}{L}x + \frac{V_{DC}}{L}u) \quad (31)$$

$$\dot{\tilde{x}} = -\frac{\tilde{R}}{L}x + \frac{u}{L}\tilde{V}_{DC} - K_a \tilde{x}$$

جهت ایجاد قانون تطبیق، تابع لیاپانوف زیر بررسی می‌شود

$$V = \frac{1}{2}L\tilde{x}^2 + \frac{1}{2\gamma_r}\tilde{R}^2 + \frac{1}{2\gamma_r}\tilde{V}_{DC}^2 \quad (32)$$

که برای $\gamma_r > 0$ و $\gamma_r > 0$ شرط لازم پایداری منفی شدن مشتق تابع لیاپانوف است. از این رو داریم

$$\dot{V} = L\tilde{x}\dot{\tilde{x}} + \frac{1}{\gamma_r}\tilde{R}\dot{\tilde{R}} + \frac{1}{\gamma_r}\tilde{V}_{DC}\dot{\tilde{V}}_{DC} < 0 \quad (33)$$

با جایگذاری (۳۱) در (۳۳) به دست می‌آید

$$\dot{V} = \tilde{x}(-\tilde{R}\tilde{x} + u\tilde{V}_{DC} - K_a L\tilde{x}) + \frac{1}{\gamma_r}\tilde{R}\dot{\tilde{R}} + \frac{1}{\gamma_r}\tilde{V}_{DC}\dot{\tilde{V}}_{DC} = \quad (34)$$

$$-K_a L\tilde{x}^2 + (-\tilde{R}\tilde{x}\tilde{x} + u\tilde{V}_{DC}\tilde{x}) + \frac{1}{\gamma_r}\tilde{R}\dot{\tilde{R}} + \frac{1}{\gamma_r}\tilde{V}_{DC}\dot{\tilde{V}}_{DC} =$$

$$-K_a L\tilde{x}^2 + (-x\tilde{x} + \frac{1}{\gamma_r}\tilde{R})\dot{\tilde{R}} + (\tilde{x} + \frac{1}{\gamma_r}\tilde{V}_{DC})\dot{\tilde{V}}_{DC}$$

برای تضمین پایداری، بایستی پارامترهای داخل پرانتز که مثبت یا منفی بودن آن نامعلوم است حذف شود، پس داریم

$$-x\tilde{x} + \frac{1}{\gamma_r}\dot{\tilde{R}} = 0, \quad \dot{\tilde{R}} = \gamma_r x\tilde{x} \quad (35)$$

جدول ۱: پارامترهای سیستم شبیه‌سازی شده.

| مقدار | نماد | کمیت | واحد تولید پراکنده |
|-------------------|------------------|-----------------------|--------------------|
| ۱۰۰ VDC | V_{DC} | ولتاژ DC ورودی | |
| ۳۱۴٫۱۶ | ω_r | فرکانس زاویه‌ای ولتاژ | |
| ۴۰ Ω | R_{min} | مینیمم بار | |
| ۲۵۰ μH | L | ظرفیت سلف فیلتر | |
| ۱۰۰ μF | C | ظرفیت خازن فیلتر | |
| ۵۰۰۰ | λ | | |
| ۰٫۹ | k_s | | |
| ۲۵۰۰ | k_i | | |
| ۲۵۰۰ | k_r | پارامترهای کنترلگر | |
| ۱ | k_r | | |
| ۲۵۰ | k_f | | |
| ۲۰ | K_s | | |
| ۱۰ kHz | f | فرکانس کلیدزنی | |
| ۵۰ | V_m | اندازه سیگنال مرجع | |
| ۱۰۰ | V_{DC} | ولتاژ DC ورودی | |
| ۲۵۰ mH | L | ظرفیت سلف فیلتر | |
| ۲۰ | K_g | کنترلگر توان (جریان) | |
| ۱٫۵ | K_r | پارامترهای کنترلگر | |
| ۵۰۰۰ | K_f | | |

جدول ۲: پارامترهای ساخت.

| نماد | کمیت | مقدار |
|-------|-------------------|--------------------|
| L | مقدار سلفی فیلتر | ۲۰ mH |
| C | ظرفیت خازنی فیلتر | ۲۲۰ μF |
| D_t | delay time | 4×10^{-7} |

جدول ۳: مشخصات تغییرات بار.

| مشخصات بار | مقدار (Ω) | زمان (ثانیه) |
|---------------|---|--------------|
| بی‌باری | . | ۰-۰٫۱۰۵ |
| بار اهمی سلفی | $20 + 12j$ | ۰٫۱۰۵-۰٫۳۰۵ |
| کاهش بار | $4 + 2.5j$ | ۰٫۳۰۵-۰٫۵۰۵ |
| بار نامتعادل | $Z_1 = Z_r = 20 + j12$ $Z_2 = 40 + j32$ | ۰٫۵۰۵-۰٫۶۵۵ |
| بی‌باری | . | ۰٫۶۵۵-۰٫۸۰۵ |
| بار غیر خطی | $R_g = 0.3$ $R_{m1} = 18$ $C_L = 820 \mu\text{F}$ | ۰٫۸۰۵-۱ |

جدول ۴: نتایج تحلیل حالت ماندگار.

| کنترلگر تطبیقی | کنترلگر مد لغزشی | کنترلگر |
|----------------|------------------|------------------|
| ۴۹٫۳۱ | ۴۷٫۳۷ | پیک ولتاژ خروجی |
| ۳۴٫۸۷ | ۳۳٫۷۵ | ولتاژ خروجی مؤثر |
| ۰٫۲۰٪ | ۱٫۱۰٪ | THD (%) |
| ۰٫۰۲٪ | ۰٫۰۱٪ | 2th harmonic |
| ۰٫۱۱٪ | ۰٫۹۷٪ | 3th harmonic |
| ۰٫۰۲٪ | ۰٫۰۴٪ | 4th harmonic |
| ۰٫۰۵٪ | ۰٫۳۱٪ | 5th harmonic |

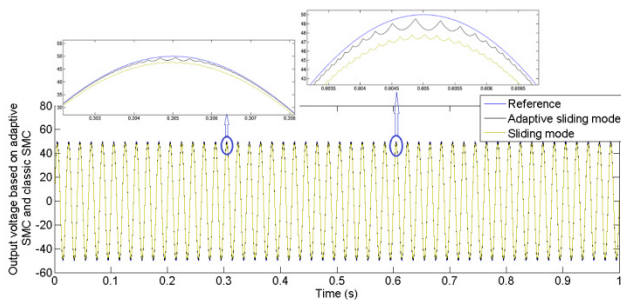
مشاهده می‌شود که کنترلگر با ایجاد سیگنال کنترلی مناسب از تغییر دامنه ولتاژ ممانعت کرده است. شکل ۶- و وصل بار نامتقارن در لحظه $t = 0.505 \text{ s}$ را نشان می‌دهد و مشاهده می‌شود که کنترلگر افت ولتاژ را با ایجاد سیگنال کنترلی مناسب به سرعت بهبود داده است. وصل بار غیر خطی در لحظه $t = 0.805 \text{ s}$ در شکل ۶- ز نشان داده شده و مشاهده می‌شود که ولتاژ پس از افت به سرعت جبران شده و خطای حالت ماندگار آن به صفر میل می‌کند.

در مطالعه دوم از دو منبع تولید پراکنده استفاده شده است. یکی از منابع وظیفه کنترل ولتاژ و منبع دیگر وظیفه کنترل جریان و یا توان را بر عهده خواهد داشت. لازم به ذکر است روش فوق قابل تعمیم تأمین به چند منبع نیز است که البته بایستی حداقل یک منبع برای کنترل ولتاژ تنظیم گردد و منابع دیگر برای کنترل توان مورد بهره‌برداری قرار گیرند. شکل ۷ عملکرد مدار کنترلگر مد لغزشی تطبیقی در کنترل پارامترهای ولتاژ و جریان ریزشیکه را با دو واحد تولیدی نشان می‌دهد. در این وضعیت یک مقدار سیگنال مرجع برای ولتاژ انتخاب شده و برای کنترل جریان از مقدار سیگنال جریان بار به عنوان مقدار جریان مرجع استفاده شده است. شکل ۷- الف ولتاژ ریزشیکه را نشان می‌دهد. مشاهده می‌شود که ولتاژ دامنه و فرکانس ثابتی دارد که بیانگر عملکرد مناسب کنترلگر است. شکل ۷- ب جریان بار را نشان می‌دهد که سیگنال مرجع جریان واحد کنترلگر جریان انتخاب شده است. در لحظات $t = 0.105 \text{ s}$ و $t = 0.205 \text{ s}$ ، بارهای مقاومتی متقارن وارد شده است. در لحظه $t = 0.305 \text{ s}$ ، یک بار مقاومتی نامتقارن به سیستم وصل شده است. در

بهبود عملکرد کنترلگر از یک فیلتر LC با اندازه کوچک استفاده شده است اما در ساخت اندازه فیلتر تغییر داده شده که اندازه فیلتر ساخته شده در جدول ۲ آمده است.

۴-۱ نتایج شبیه‌سازی

بر اساس شبکه طراحی شده در حالت جزیره‌ای و انتخاب مقدار مرجع برای ولتاژ دو سر بار، دو مورد مطالعاتی ریزشیکه بررسی شده است. در مطالعه اول هدف کنترل ولتاژ است و تنها از یک مبدل استفاده می‌شود. در این حالت به ازای یک منبع و بار، سیگنال مرجع ولتاژ مطابق شکل ۶- الف با دامنه ۵۰ ولت در نظر گرفته شده است. بار قرار گرفته بر شبکه نمونه در فواصل زمانی متفاوت تغییر داده شده تا عملکرد سیستم کنترلی در کنترل ولتاژ بهتر نشان داده شود. مشخصات بار در جدول ۳ نشان داده شده است. شکل ۶- ب وضعیت تغییرات ولتاژ را در شرایط مختلف بار نشان می‌دهد. در لحظه $t = 0.105 \text{ s}$ ، یک بار مقاومتی متقارن به سیستم وصل شده است. در لحظه $t = 0.305 \text{ s}$ ، یک بار مقاومتی متعادل به سیستم وصل شده است. در لحظه $t = 0.505 \text{ s}$ ، یک بار نامتقارن وارد مدار شده است. در لحظه $t = 0.655 \text{ s}$ تمامی بارها از مدار قطع شده‌اند و بار غیر خطی نیز در لحظه $t = 0.805 \text{ s}$ به سیستم وصل شده است. همان طور که مشخص است تغییرات ولتاژ بسیار ناچیز و نامحسوس است. نتایج در جدول ۴ با روش کلاسیک کنترل مد لغزشی مقایسه شده است. نتایج نشان می‌دهد مؤلفه هارمونیکی کل و مقدار پیک در تعقیب سیگنال مرجع ولتاژ بهبود یافته است. وضعیت بررسی شده بر روی بار شامل اضافه‌شدن بار، قطع ناگهانی بار، بار نامتقارن و بار غیر خطی بوده که نتایج اعمال سیستم کنترلی پیشنهادی در شکل ۶- د تا ۶- ز نشان داده شده است. شکل ۶- د ولتاژ در زمان وصل شدن بار متقارن را نشان می‌دهد و مشاهده می‌شود که دامنه ولتاژ پس از وصل بار افت می‌کند ولی کنترلگر به خوبی عمل کرده و ولتاژ را پایدار می‌سازد. شکل ۶- ه زمان قطع بار در لحظه $t = 0.305 \text{ s}$ را نشان می‌دهد که در این شکل



(ح)

شکل ۶: نتایج شبیه‌سازی کنترلگر مد لغزشی تطبیقی در کنترل ولتاژ یک واحد تولید پراکنده تکی، (الف) سیگنال مرجع، (ب) ولتاژ بار، (ج) جریان بار، (د) ولتاژ در زمان وصل بار مقاومتی، (ه) ولتاژ در زمان قطع بار مقاومتی، (و) ولتاژ در زمان وصل بار مقاومتی نامتقارن، (ز) ولتاژ در زمان وصل بار غیر خطی و (ح) مقایسه ولتاژ خروجی بر اساس کنترلگر مد لغزشی تطبیقی و کلاسیک.

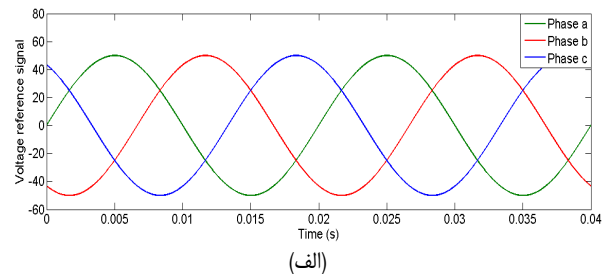
لحظه $t = 0.405s$ ، تمامی بارها از مدار قطع شده است و در لحظه $t = 0.505s$ یک بار اهمی سلفی وارد مدار شده است. شکل ۷-ج، جریان تولیدی واحد کنترلگر جریان را نشان می‌دهد. خطای بین سیگنال مرجع و تولیدی واحد کنترلگر جریان در شکل ۷-د نشان داده شده است. شکل ۷-ج و ۷-د نشان می‌دهند کنترلگر عملکرد مناسبی در کنترل جریان از خود نشان داده است.

۴-۲ نتایج ساخت

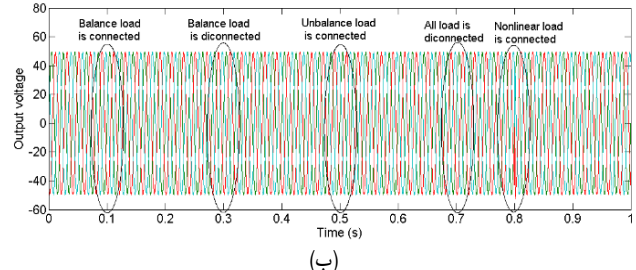
برای بررسی عملکرد روش پیشنهادی مبتنی بر کنترل مد لغزشی تطبیقی، نتایج عملی بر روی دو اینورتر متصل به یکدیگر که باری با شرایط مختلف را تغذیه می‌کند بررسی گردید. شکل ۸ مدار ساخته شده نمونه آزمایشگاهی جهت بررسی عملکرد کنترلگر پیشنهادی را نشان می‌دهد که شامل دو منبع UPS و دو اینورتر به همراه فیلتر LC می‌باشد که باری را تغذیه می‌کنند. شکل موج ولتاژ تولیدی بر اساس مقدار مرجع توسط اینورتر کنترلگر ولتاژ در شکل های ۹ و ۱۰ نمایش داده شده است. همان طور که مشاهده می‌شود ولتاژ خروجی در شرایط تغییر بار بدون تغییرات باقی خواهد ماند و مقدار مرجع را دنبال خواهد کرد. در آزمایشات فرکانس نمونه برداری ۱۰ کیلوهرتز برای DSP استفاده شده است که متناسب با فرکانس کلیدزنی می‌باشد. کنترل مبدل سمت ولتاژ و جریان توسط DSP/TMS۳۲۰F۲۸۳۳۵ صورت گرفته است.

از نتایج به دست آمده می‌توان نتیجه گرفت که الگوریتم کنترلی پیشنهادی قادر است ولتاژ مناسبی در خروجی ایجاد نماید و اهداف کنترلی را ممکن سازد.

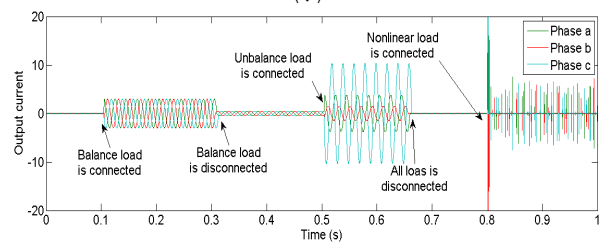
برای بررسی عملکرد مدار کنترلگر در برابر تغییر مقدار دامنه سیگنال مرجع، مقدار ولتاژ مرجع تغییر داده شده که مشاهده می‌شود کنترلگر قادر است با ایجاد سیگنال کنترلی مناسب مقدار سیگنال مرجع را تعقیب کند. شکل ۱۱ ولتاژ و جریان بار یک فاز را نشان می‌دهد و همان گونه که مشاهده می‌شود ولتاژ شبکه دارای دامنه و فرکانس ثابتی متناسب با سیگنال مرجع است. در شکل ۱۲ جریان دو فاز بار نشان داده شده که به عنوان سیگنال مرجع واحد کنترلگر جریان در نظر گرفته شده است (نشان دادن سه سیگنال با هم عملاً ممکن نیست). در شکل ۱۳ جریان مرجع و خروجی اینورتر واحد کنترلگر جریان نشان داده شده و مشاهده می‌شود کنترلگر در تعقیب سیگنال مرجع جریان عملکرد مناسبی از خود نشان داده است.



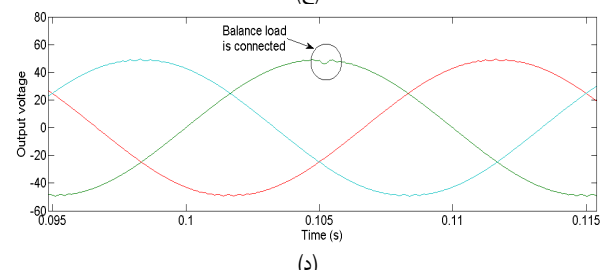
(الف)



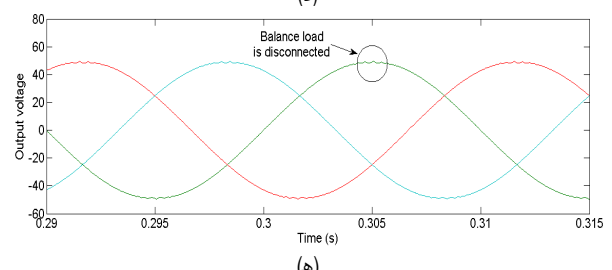
(ب)



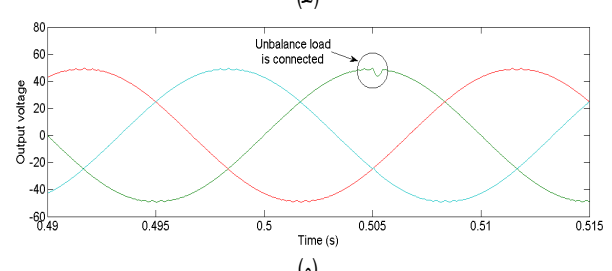
(ج)



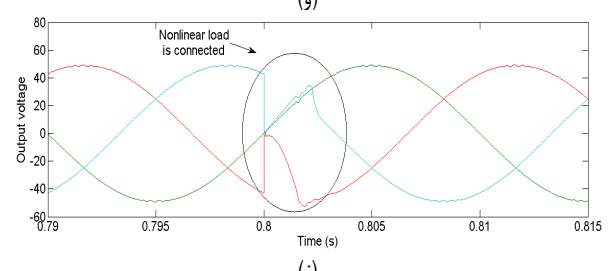
(د)



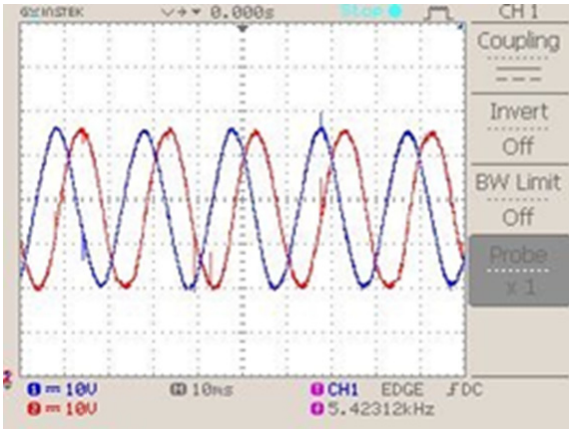
(ه)



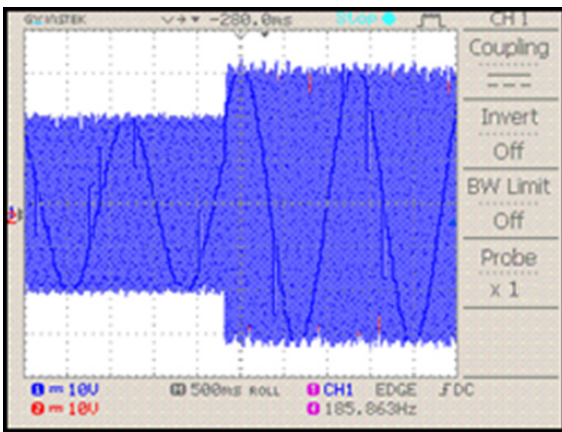
(و)



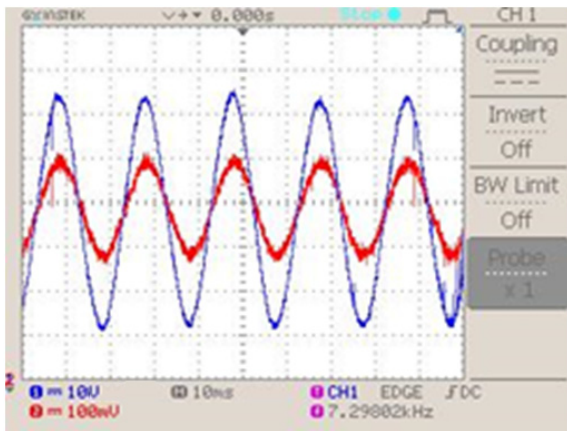
(ز)



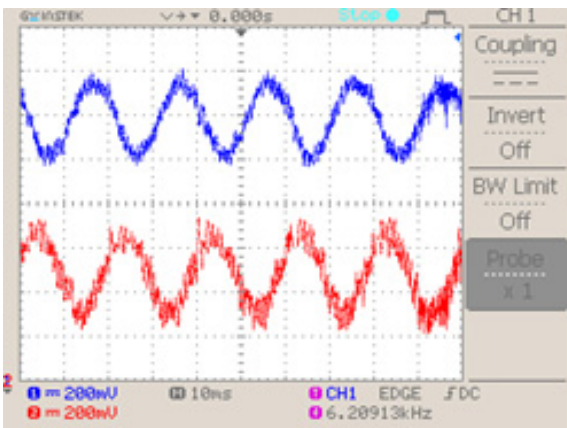
شکل ۹: نتایج عملی کنترلگر مد لغزشی تطبیقی ولتاژ برای فاز a و b در زمان تغییر بار.



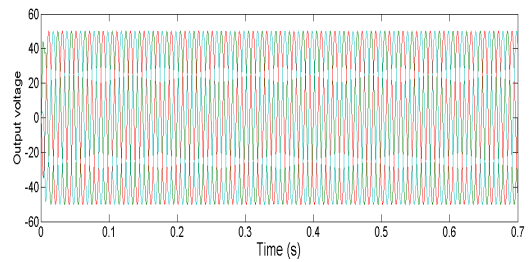
شکل ۱۰: نتایج عملی کنترلگر مد لغزشی تطبیقی در زمان تغییر مقدار ولتاژ مرجع.



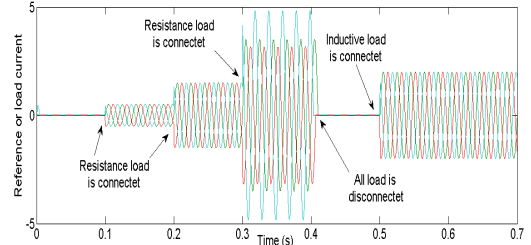
شکل ۱۱: نتایج عملی کنترلگر مد لغزشی تطبیقی ولتاژ و جریان بار.



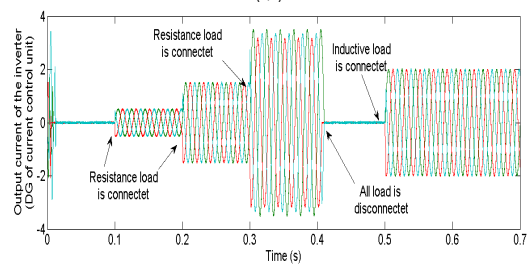
شکل ۱۲: نتایج عملی کنترلگر مد لغزشی تطبیقی جریان دو فاز.



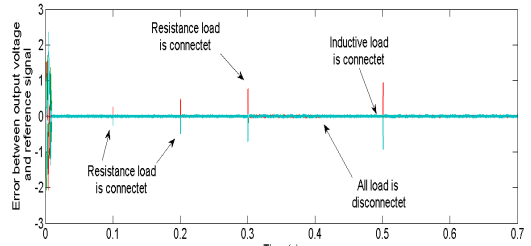
(الف)



(ب)

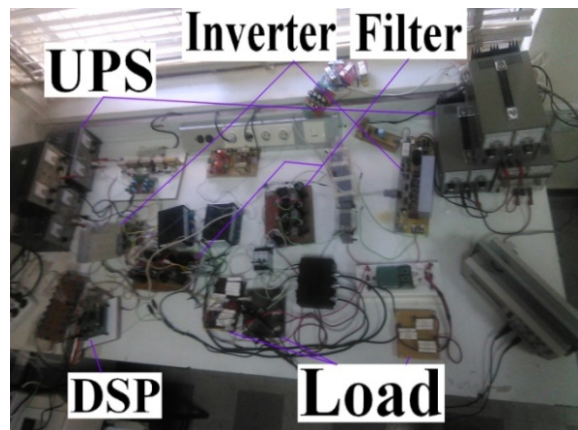


(ج)



(د)

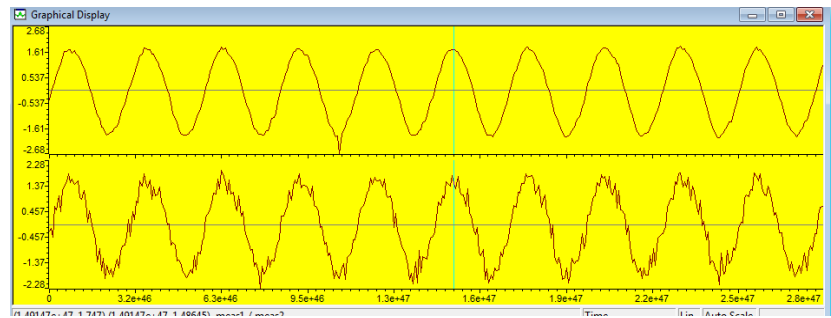
شکل ۷: نتایج شبیه‌سازی کنترلگر مد لغزشی تطبیقی در کنترل پارامترهای یک ریزشیکه با دو واحد تولیدی، (الف) ولتاژ شبکه، (ب) جریان مرجع، (ج) جریان تولیدی واحد کنترلگر جریان و (د) خطای حالت ماندگار بین سیگنال مرجع و جریان تولیدی.



شکل ۸: مدار ساخت.

۵- نتیجه گیری

در این مقاله استراتژی کنترل مد لغزشی تطبیقی برای کنترل یک ریزشیکه دوباسه در حالت جزیره‌ای ارائه شده است. نتایج شبیه‌سازی و



شکل ۱۳: مقایسه جریان خروجی و سیگنال جریان مرجع.

- [12] W. L. Lu, S. N. Yeh, J. C. Hwang, and H. P. Hsieh, "Development of a single-phase half-bridge active power filter with the function of uninterruptible power supplies," *IEEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 147, no. 4, pp. 313-319, Jul. 2000.
- [13] 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. 4, pp. 532-541, Jul. 1996.
- [14] W. Wang, H. Yin, and L. Guan, "A direct power control scheme for three-phase PWM rectifiers based on sliding-mode variable structure control theory," in *Proc. Int. Conf. on Power Electronics and Drive System, PEDS'09*, pp. 837-842, 2-5 Nov. 2010.
- [15] A. Hemdani, M. W. Naouar, I. Slama-Belkhdja, and E. Monmasson, "FPGA-based sliding mode direct power control of three-phase PWM boost rectifier," in *Proc. 14th European Conf. on Power Electronics and Applications, EPE'11*, 10 pp., Sep. 2011.
- [16] X. X. Yin, Y. G. Lin, W. Li, Y. J. Gu, H. W. Liu, and P. F. Lei, "A novel fuzzy integral sliding mode current control strategy for maximizing wind power extraction and eliminating voltage harmonics," *Energy*, vol. 85, pp. 677-686, Jun. 2015.
- [17] S. Oucheriah and L. Guo, "PWM-based adaptive sliding-mode control for boost DC-DC converters," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 8, pp. 3291-3294, Aug. 2013.
- [18] V. Utkin, J. Guldner, and J. Shi, *Sliding Mode Control in Electro-Mechanical Systems*, New York: Taylor & Francis, 2009.

محمد مهدی قنبریان در سال ۱۳۷۹ مدرک کارشناسی مهندسی برق قدرت خود را از دانشگاه آزاد اسلامی و در سال ۱۳۸۱ مدرک کارشناسی ارشد مهندسی برق قدرت خود را از دانشگاه علم و صنعت ایران دریافت نمود. از سال ۱۳۸۱ الی ۱۳۹۰ نامبرده به عنوان کارشناس ارشد و مشاور در مرکز تحقیقات وزارت نیرو، برق منطقه ای فارس، شرکت توزیع نیروی برق و مخابرات استان فارس به کار مشغول بود و پس از آن به دوره دکترای مهندسی برق قدرت در دانشگاه صنعتی شیراز وارد گردید و در سال ۱۳۹۴ موفق به اخذ درجه دکتری در مهندسی برق قدرت از دانشگاه مذکور گردید. دکتر قنبریان از سال ۱۳۸۱ در دانشگاه آزاد اسلامی در کازرون مشغول به فعالیت گردید و اینک نیز عضو هیأت علمی این دانشگاه می باشد. زمینه های علمی مورد علاقه ایشان شامل مانتورینگ عایقی پستهای فشار قوی، مدیریت انرژی، شبکه های توزیع انرژی، کنترل ریزشکها و الکترونیک قدرت می باشد.

مجید نیری پور تحصیلات خود را در مقاطع کارشناسی الکترونیک و کارشناسی ارشد قدرت به ترتیب از دانشگاه گیلان (۱۳۷۲-۱۳۶۸) و دانشگاه صنعتی اصفهان (۱۳۷۴-۱۳۷۲) و دکتری قدرت از دانشگاه تربیت مدرس (۱۳۸۶-۱۳۸۲) به پایان رسانده و هم اکنون دانشیار دانشگاه صنعتی شیراز می باشد. زمینه های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارتند از: انرژی های نو، شبکه های هوشمند توزیع و کیفیت توان.

امیرحسین رجائی در سال ۱۳۸۵ مدرک کارشناسی مهندسی برق خود را از دانشگاه شیراز و در سال های ۱۳۸۷ و ۱۳۹۳ به ترتیب مدرک کارشناسی ارشد و دکتری مهندسی برق خود را از دانشگاه تربیت مدرس دریافت نمود. دکتر رجائی از سال ۱۳۹۳ در دانشکده مهندسی برق و الکترونیک دانشگاه صنعتی شیراز در شیراز مشغول به فعالیت گردید و اینک نیز عضو هیأت علمی این دانشکده می باشد. زمینه های علمی مورد علاقه ایشان الکترونیک قدرت، مبدل های انرژی و انرژی های نو می باشد.

ساخت نشان می دهد که طرح کنترلی پیشنهادی در واحد کنترل ولتاژ، تنظیم ولتاژ خوب از نظر رفتار دینامیکی سریع، خطای حالت ماندگار کم و انحراف هارمونیک کم تحت شرایط مختلف بار (بی بار، قطع و وصل شدن بار و بار غیر خطی) و تأخیر وسایل اندازه گیری دارد و موجب می شود که ریزشکها ولتاژ ثابتی داشته و میزان چترینگ کاهش یابد. همچنین طرح کنترلی پیشنهادی در واحد کنترل جریان با تعقیب جریان مرجع توان اکتیو و راکتیو تولیدی هر واحد را کنترل می نماید. به موجب این امر از حداکثر توان واحد کنترل جریان استفاده می شود، توان کمتری از واحد کنترل ولتاژ گرفته می شود و باعث ثبات ولتاژ ریزشکها می گردد.

مرجع

- [1] B. Kroposki, T. Basso, and R. DelBlasio, "Microgrid standards and technologies," *IEEE Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century*, 20-24 July 2008.
- [2] H. K. Kang, C. H. Yoo, I. Y. Chung, D. J. Won, and S. I. Moon, "Intelligent coordination method of multiple distributed resources for harmonic current compensation in a micro-grid," *J. Elect. Eng. Technol.*, vol. 7, no. 6, pp. 834-844, Nov. 2012.
- [3] I. Kumarswamy, T. Kalyani Sandipamu, and V. Prasanth, "Analysis of islanding detection in distributed generation using fuzzy logic technique," in *Proc. 7th Asia, IEEE Modelling Symp., AMS'07*, pp. 3-7, Oct. 2013.
- [4] Y. Liu, H. Wang, and C. Hou, "Sliding-mode control design for nonlinear systems using probability density function shaping," *IEEE Trans. on Neural Networks and Learning Systems*, vol. 25, no. 2, pp. 332-343, Feb. 2014.
- [5] S. Bhat and H. N. Nagaraja, "DSP based proportional integral sliding mode controller for photo-voltaic system," *International J. of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 71, pp. 123-130, 2015.
- [6] H. Karimi, H. Nikkhajoei, and R. Iravani, "Control of an electronically coupled distributed resource unit subsequent to an islanding event," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 23, no. 1, pp. 493-501, Jan. 2008.
- [7] H. Karimi, A. Yazdani, and R. Iravani, "Robust control of an autonomous four-wire electronically-coupled distributed generation unit," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 26, no. 1, pp. 455-466, Jan. 2011.
- [8] M. B. Delghavi and A. Yazdani, "Islanded-mode control of electronically coupled distributed-resource units under unbalanced and nonlinear load conditions," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 26, no. 2, pp. 661-673, Apr. 2011.
- [9] D. Santos-Martin, J. L. Rodriguez-Amenedo, and S. Arnalte, "Direct power control applied to doubly fed induction generator under unbalanced grid voltage conditions," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 5, pp. 2328-2336, Nov. 2008.
- [10] F. Delfino, F. Pampararo, R. Procopio, and M. Rossi, "A feedback linearization control scheme for the integration of wind energy conversion systems into distribution grids," *IEEE Systems Journal*, vol. 6, no. 1, pp. 85-93, Mar. 2012.
- [11] D. Noriega-Pineda, G. Espinosa-Perez, A. Varela-Vega, and S. Horta-Mejia, "Experimental evaluation of an adaptive nonlinear controller for single-phase UPS," in *Proc. of the 2001 IEEE Int. Conf. on Control Applications, CCA'01*, pp. 254-258, Sep. 2001.