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

محمدمهدی قنبریان، مجید نیری‌پور و امیرحسین رجایی

چکیده: در این مقاله از یک روش بهبودیافته کنترلگر 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 رؤیتگر به منظور تخمین پارامترهای نامعلوم سیستم استفاده می‌شود. سپس با توجه به این مقادیر تخمین زده شده، کنترلگر 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 تطبیقی‌کردن پارامترهای کنترل مد لغزشی، پاسخ عملکرد خروجی سیستم از جمله اعوجاج هارمونیکی کل، مقدار مؤثر و مقدار پیک در حالت کنترل ولتاژ بهبود پیدا می‌کند. نتایج حاصل از ساخت این مبدل‌های قدرت با کنترلگر 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 دنبال‌کردن سیگنال مرجع شده که با تطبیقی‌کردن این کنترلگر، 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 کنترلگر است.

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

۱- مقدمه

بنا بر تعریف [۱] ریزشبکه‌ها (میکروگرید) جزایری هستندکه به صورت تعمدی 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 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 سوییچ‌های 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 سوییچ‌های 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 سوییچینگ 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 IEEE -۱۵۴۷ مربوط به شرایط اتصال تولیدات پراکنده به شبکه نباید از مقدار ۵٪ در ولتاژ توزیع بیشتر باشد.

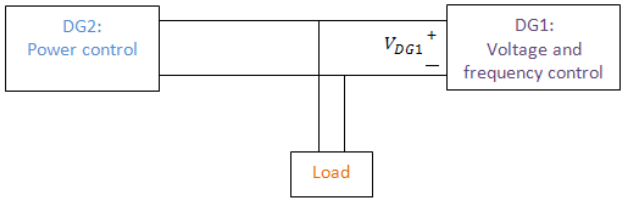
روش‌های بسیاری جهت کنترل ولتاژ خروجی اینورتر و مدیریت توان در سال‌های اخیر ارائه شده که بسیاری از محققین بر روی طراحی کنترلگر جهت کنترل مبدل‌های توان DC/AC کار می‌کنند. در [۶] یک طرح کنترلی بر اساس تابع انتقال در شرایط نامی برای یک واحد تولید پراکنده در حالت جزیره‌ای بیان شده که این روش کنترل برای بارهای 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

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

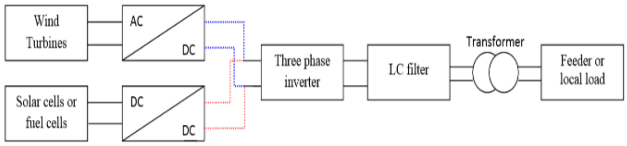
محمدمهدی قنبریان، دانشگاه آزاد اسلامی، واحد کازرون، کازرون، (ghanbarian@kau.ac.ir).

مجید نیری‌پور، 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 ۱: دیاگرام یک ریزشبکه با دو واحد تولید پراکنده.



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

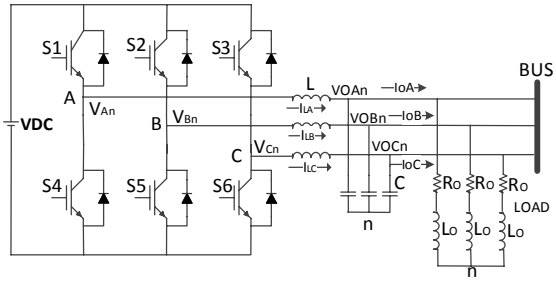
عملکرد جزیره‌ای پیشنهاد می‌شود. در [۹] کنترل توان را تحت شرایط نامتعادلی ولتاژ برای DFIG بدون استخراج مؤلفه‌های جریان توالی منفی در نظر گرفته است اما جریان‌های استاتور و روتور شامل هارمونیک‌های بسیاری می‌شوند. در [۱۰] تا [۱۳] از کنترلگری PI سنتی در طراحی مدارات کنترلی در شرایط مختلف استفاده شده است. به دلیل ویژگی‌های ذاتی کنترلگر PI خطای حالت ماندگار برای سیگنال‌های غیر DC قابل حذف‌شدن نمی‌باشد که محدودیت‌هایی را برای این روش به ویژه در زمان استفاده از بارهای هارمونیکی 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 تطبیقی‌کردن این کنترلگر این مشکل برطرف گردیده و مقدار اعوجاج هارمونیکی 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 تطبیقی‌کردن 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) ریزشبکه در حالت جزیره‌ای که شامل دو واحد تولید پراکنده می‌باشد، ارائه شده است. در این ریزشبکه یکی از واحدهای تولید پراکنده به عنوان منبع کنترل ولتاژ وظیفه تنظیم ولتاژ کل ریزشبکه 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 ریزشبکه 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،



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 ریزشبکه

شکل ۱ یک ریزشبکه 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 ریزشبکه 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 هارمونیکی 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

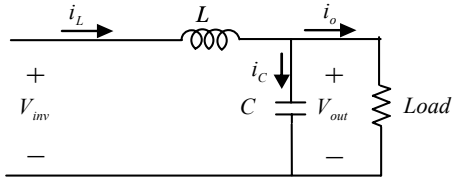
$$\begin{cases} \frac{d}{dt}V_o = \frac{1}{C}I_L - \frac{1}{C}I_o \\ V_o = R_o I_o + L_o \frac{d}{dt}I_o \\ \frac{d}{dt}I_L = -\frac{1}{L}V_o + \frac{1}{L}V_{inv} \end{cases} \quad (1)$$

که V_o، V_{inv}، i_o، i_L، C 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

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} V_O \\ i_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} V_o \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{V_{DC}}{L} \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} -\frac{i_O}{C} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3)$$



شکل ۴: مدل معادل تک‌فاز سیستم اینورتر.

که در آن، جریان سلف (i_L) و ولتاژ خروجی (V_O)، متغیرهای حالت و u، ورودی کنترلی ناپیوسته سیستم است. i_C، i_O و R نیز به ترتیب جریان خازن، جریان خروجی فیلتر (بار) و راکتانس بار می‌باشند.

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 می‌شود. در این طراحی‌ها ابتدا پارامترهای مجهول سیستم یا متغیر سیستم در خارج از کنترلگر تخمین زده می‌شود و سپس پارامترهای تخمین‌زده به کنترلگر جهت کنترل ولتاژ و جریان اعمال می‌شود.

۳-۱ کنترلگر ولتاژ

طبق (۳) داریم

$$\begin{cases} \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}i_L = -\frac{1}{L}V_o + \frac{V_{DC}}{L}u \\ \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}V_o = \frac{1}{C}i_L - \frac{i_o}{C} \end{cases} , \; i_o = \frac{V_o}{R_o} \tag{۴}$$

که R_o و V_{DC} پارامترهای نامعین سیستم در نظر گرفته می‌شود. اگر m_1 را جریان سلف (i_L)، m_2 را ولتاژ خازن V_o و θ معکوس راکتانس بار در نظر گرفته شود، (۴) به صورت زیر بازنویسی می‌شود

$$\begin{cases} \dot{m}_1 = -\frac{1}{L}m_2 + \frac{u}{L}V_{DC} \\ \dot{m}_2 = \frac{1}{C}m_1 - \frac{\theta}{C}m_2 \end{cases} , \; \theta = \frac{1}{R_o} \tag{۵}$$

در اینجا فرض می‌شود که m_1 و m_2 قابل دسترس و اندازه گیری باشند. از تخمین‌گر 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} می‌باشند. نشان داده می‌شود که $\hat{\theta} \to (1/R_o)$ و $\hat{V}_{DC} \to V_{DC}$ میل می‌کند و بدین منظور ازرؤیتگر زیر در سیستم استفاده می‌گردد

$$\begin{cases} \dot{\hat{m}}_1 = -\frac{1}{L}\hat{m}_2 + \frac{u}{L}\hat{V}_{DC} + K_1(m_1 - \hat{m}_1) \\ \dot{\hat{m}}_2 = \frac{1}{C}\hat{m}_1 - \frac{\hat{\theta}}{C}\hat{m}_2 + K_2(m_2 - \hat{m}_2) \end{cases} \tag{۶}$$

که K_1 و K_2 بهره‌های رؤیتگر و عددی مثبت می‌باشند و $\hat{m}_1$ و $\hat{m}_2$ مقادیر تخمین m_1 و m_2 می‌باشند و در نتیجه خواهیم داشت

$$\begin{aligned} &\tilde{m}_1 = m_1 - \hat{m}_1 \quad , \quad \tilde{m}_2 = m_2 - \hat{m}_2 \\ &\tilde{\theta} = \theta - \hat{\theta} \quad , \quad \tilde{V}_{in} = V_{in} - \hat{V}_{in} \end{aligned} \tag{۷}$$

بر اساس (۶) و (۷) روابط زیر به دست می‌آیند

$$\begin{cases} \dot{\tilde{m}}_1 = -\frac{1}{L}\tilde{m}_2 + \frac{u}{L}\tilde{V}_{DC} - K_1\tilde{m}_1 \\ \dot{\tilde{m}}_2 = \frac{1}{C}\tilde{m}_1 - \frac{\tilde{\theta}}{C}\tilde{m}_2 - K_2\tilde{m}_2 \end{cases} \tag{۸}$$

جهت ایجاد قانون تطبیق، تابع لیاپانوف زیر پیشنهاد و بررسی می‌گردد

$$V = \frac{1}{2}L\tilde{m}_1^2 + \frac{1}{2}C\tilde{m}_2^2 + \frac{1}{2\gamma_1}\tilde{\theta}^2 + \frac{1}{2\gamma_2}\tilde{V}_{in}^2 \tag{۹}$$

که $\gamma_1 > 0$ و $\gamma_2 > 0$ است.

شرط لازم پایداری، منفی‌شدن مشتق تابع لیاپانوف است و داریم

$$\dot{V} = L\dot{\tilde{m}}_1\tilde{m}_1 + C\dot{\tilde{m}}_2\tilde{m}_2 + \frac{1}{\gamma_1}\dot{\tilde{\theta}}\tilde{\theta} + \frac{1}{\gamma_2}\dot{\tilde{V}}_{DC}\tilde{V}_{DC} \tag{۱۰}$$

با جایگذاری (۸) در (۱۰) داریم

$$\begin{aligned} \dot{V} &= (-\tilde{m}_2 + u\tilde{V}_{DC} - K_1L\tilde{m}_1)\tilde{m}_1 + \\ &\quad (\tilde{m}_1 - \tilde{\theta}\tilde{m}_2 - K_2C\tilde{m}_2)\tilde{m}_2 + \frac{1}{\gamma_1}\dot{\tilde{\theta}}\tilde{\theta} + \frac{1}{\gamma_2}\dot{\tilde{V}}_{DC}\tilde{V}_{DC} \\ \dot{V} &= -K_1L\tilde{m}_1^2 - K_2C\tilde{m}_2^2 + (-\tilde{m}_2\tilde{m}_1 + \tilde{m}_1u\tilde{V}_{DC} + \\ &\quad \tilde{m}_1\tilde{m}_2 - \tilde{\theta}\tilde{m}_2\tilde{m}_2) + \frac{1}{\gamma_1}\dot{\tilde{\theta}}\tilde{\theta} + \frac{1}{\gamma_2}\dot{\tilde{V}}_{DC}\tilde{V}_{DC} \\ \dot{V} &= -K_1L\tilde{m}_1^2 - K_2C\tilde{m}_2^2 + \\ &\quad \tilde{V}_{DC}(\tilde{m}_1u - \frac{\dot{\tilde{V}}_{DC}}{\gamma_2}) - \tilde{\theta}(m_2\tilde{m}_2 + \frac{\dot{\tilde{\theta}}}{\gamma_1}) \end{aligned} \tag{۱۱}$$

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

$$m_2\tilde{m}_2 + \frac{\dot{\tilde{\theta}}}{\gamma_1} = 0 \to \dot{\tilde{\theta}} = -\gamma_1 m_2\tilde{m}_2 \tag{۱۲}$$

$$\tilde{m}_1 - \frac{\dot{\tilde{V}}_{DC}}{\gamma_2} = 0 \to \dot{\tilde{V}}_{DC} = \gamma_2\tilde{m}_1u \tag{۱۳}$$

بر اساس قانون تطبیق (۱۲) و (۱۳)، (۱۱) به شکل زیر بازنویسی می‌شود

$$\dot{V} = -K_1L\tilde{m}_1^2 - K_2C\tilde{m}_2^2 \tag{۱۴}$$

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

$$\begin{aligned} &S = \Delta m_2 + \lambda\Delta m_1 \\ &\Delta m_1 = V_o - V_{ref_new} \\ &V_{ref_new} = V_{ref} \times z \\ &z = \frac{V_{ref}}{V_o} \end{aligned} \tag{۱۵}$$

که Δm_1 خطای بین سیگنال ولتاژ خروجی و سیگنال مرجع ولتاژ، Δm_2 ترکیبی از مشتق Δm_1 و تابع علامت Δm_1 و λ عدد حقیقی مثبت است.

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

$$\begin{cases} z = 1 \quad \text{if} \quad V_o = 0 \\ z = 0.7 \quad \text{if} \quad \frac{V_{ref}}{V_o} < 0.7 \\ z = 1.3 \quad \text{if} \quad \frac{V_{ref}}{V_o} > 1.3 \\ z = \frac{V_{ref}}{v_o} \quad \text{if} \quad 0.7 < \frac{V_{ref}}{V_o} < 1.3 \end{cases} \tag{۱۶}$$

$$\Delta m_2 = \Delta\dot{m}_1 - K_a sign(\Delta m_1) = \dot{V}_o - \dot{V}_{ref_new} - K_a sign(\Delta m_1) \quad (۱۷)$$

که K_a عدد مثبت بزرگی است. جمله $K_a sign(\Delta m_1)$ 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

$$\begin{aligned}\dot{S} &= \lambda\Delta\dot{m}_1 + \Delta\dot{m}_2 = 0 = \\ &\lambda\frac{d}{dt}(V_o - V_{ref_{new}}) + \frac{d}{dt}(\Delta\dot{m}_1 - K_a sign(\Delta m_1)) = \\ &\lambda\frac{d}{dt}V_o - \lambda\frac{d}{dt}V_{ref_{new}} + \frac{d^2}{dt^2}V_o - \\ &(\frac{d^2}{dt^2}V_{ref_{new}} + \frac{d}{dt}K_a sign(V_o - V_{ref_{new}}))\end{aligned} \quad (۱۸)$$

با جایگذاری (۵) در (۱۸) داریم

$$\begin{aligned}&\lambda(\frac{1}{C}i_L - \frac{i_o}{C}) - \lambda\frac{d}{dt}V_{ref_{new}} + \frac{d}{dt}(\frac{1}{C}i_L - \frac{i_o}{C}) - \\ &(\frac{d^2}{dt^2}V_{ref_{new}} + \frac{d}{dt}K_a sign(V_o - V_{ref_{new}})) = \frac{\lambda}{C}i_L - \frac{\lambda}{C}i_o - \\ &\lambda\frac{d}{dt}V_{ref_{new}} - \frac{1}{LC}V_o + \frac{V_{DC}}{LC}u_{eq} - (\frac{\theta}{C}(\frac{1}{C}i_L - \frac{i_o}{C}) + \\ &\frac{d^2}{dt^2}V_{ref_{new}} + \frac{d}{dt}K_a sign(V_o - V_{ref_{new}})) = 0 \\ &u_{eq} = \frac{LC}{V_{DC}}[-\frac{\lambda}{C}i_L + \frac{\lambda}{C}i_o + \lambda\frac{d}{dt}V_{ref_{new}} + \frac{1}{LC}V_o + \\ &\frac{\theta}{C^2}i_L - \frac{\theta}{C^2}i_o + \frac{d^2}{dt^2}V_{ref_{new}} + \frac{d}{dt}K_a sign(V_o - V_{ref_{new}})]\end{aligned} \quad (۱۹)$$

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

$$u = u_{eq} - K_s sign(S) \quad (۲۰)$$

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

$$S\dot{S} < -\zeta|S| \quad (۲۱)$$

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

$$\begin{aligned}S\dot{S} &= S(\lambda\Delta\dot{m}_1 + \Delta\dot{m}_2) = \\ &S[\lambda\dot{V}_o - \lambda\dot{V}_{ref_{new}} + \ddot{V}_o - \ddot{V}_{ref_{new}} + \\ &\frac{d}{dt}K_a sign(V_o - V_{ref_{new}})] = \\ &S[\frac{\lambda}{C}i_L - \frac{\lambda}{C}i_o - \lambda\frac{d}{dt}V_{ref_{new}} - \frac{1}{LC}V_o + \frac{V_{DC}}{LC}u - \\ &\frac{\theta}{C}(\frac{1}{C}i_L - \frac{i_o}{C}) - \frac{d^2}{dt^2}V_{ref_{new}} - \frac{d}{dt}K_a sign(V_o - V_{ref_{new}})] \\ &= S[\frac{V_{DC}}{LC}u - \frac{V_{DC}}{LC}u_{eq}] = \frac{V_{DC}}{LC}S[u - u_{eq}]\end{aligned} \quad (۲۲)$$

طبق (۲۰) داریم

$$u - u_{eq} = -K_s sign(S) \quad (۲۳)$$

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

$$\begin{aligned}&\frac{V_{DC}}{LC}S[u - u_{eq}] = \frac{V_{DC}}{LC}S[-K_s sign(S)] \le \\ &\frac{V_{DC}}{LC}S[-K_s] \le -\zeta|S| \\ &\frac{V_{DC}}{LC}[-K_s] \le -\zeta \\ &K_s \ge \frac{LC}{V_{DC}}\zeta\end{aligned} \quad (۲۴)$$

مقدار $\hat{\theta}/C$ بایستی به $1/R_oC$ میل کند که R_oC ثابت زمانی سیستم حلقه باز است. این همگرایی لازم است تا Δm_1 و Δm_2 به صفر میل نمایند و از این رو بهره‌های تخمین K_1 و K_2 برای اطمینان از پاسخ دینامیکی سریع رؤیتگر نسبت به سیستم کنترلی فیدبک، خیلی بزرگ‌تر از $1/R_{o_{\min}}C$ انتخاب می‌شود. $R_{o_{\min}}C$ 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

$$K_1 = K_2 = \frac{10}{R_{o_{\min}}C} \quad (۲۵)$$

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 $\hat{R} \to R$ و $\hat{V}_{DC} \to V_{DC}$.

رابطه (۴) به صورت زیر بازنویسی می‌شود

$$\begin{aligned}&\frac{d}{dt}i_L = \frac{d}{dt}(i_o + i_c) = -\frac{1}{L}V_o + \frac{V_{DC}}{L}u \\ &i_o = \frac{V_o}{R_o} \\ &\frac{d}{dt}i_o = -\frac{R_o}{L}i_o + \frac{V_{DC}}{L}u - \frac{d}{dt}i_c\end{aligned} \quad (۲۶)$$

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

$$\frac{d}{dt}i_o = -\frac{R_o}{L}i_o + \frac{V_{DC}}{L}u \quad (۲۷)$$

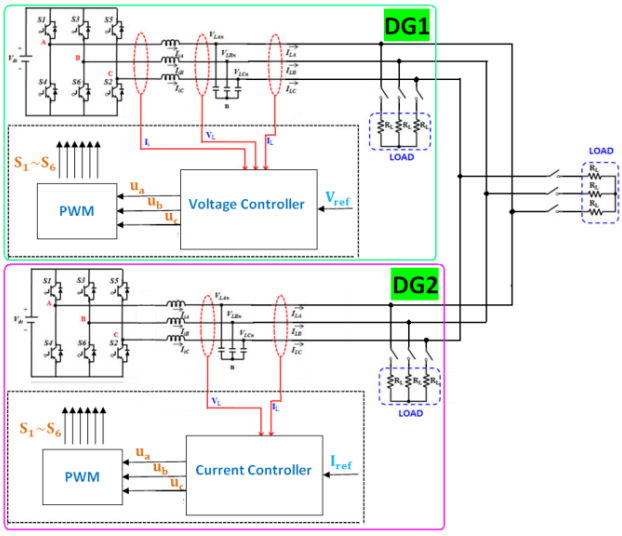
بدین ترتیب، تخمین زیر در نظر گرفته شده است

$$\dot{\hat{x}} = -\frac{\hat{R}}{L}x + \frac{u}{L}\hat{V}_{DC} + K_a(x - \hat{x}) \quad (۲۸)$$

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

$$\begin{aligned}&\tilde{x} = x - \hat{x}\ ,\ \hat{x} = x - \tilde{x} \\ &\tilde{R} = R - \hat{R}\ ,\ \hat{R} = R - \tilde{R}\end{aligned} \quad (۲۹)$$

با جایگذاری (۲۹) در (۲۸) داریم



شکل ۵: بلوک دیاگرام سیستم کنترل ولتاژ- جریان.

$$\frac{d}{dt}(x-\tilde{x}) = -\frac{(R-\tilde{R})}{L}(x-\tilde{x}) + \frac{u}{L}(V_{DC}-\tilde{V}_{DC}) + K_a\tilde{x}$$
$$-\dot{\tilde{x}} = -\frac{R}{L}x + \frac{R}{L}\tilde{x} + \frac{\tilde{R}}{L}x - \frac{\tilde{R}}{L}\tilde{x} + \frac{u}{L}V_{DC} - \frac{u}{L}\tilde{V}_{DC} + K_a\tilde{x} - \dot{x} \quad (۳۰)$$
$$\dot{\tilde{x}} = \frac{R}{L}x - \frac{R}{L}\tilde{x} - \frac{\tilde{R}}{L}x + \frac{\tilde{R}}{L}\tilde{x} - \frac{u}{L}V_{DC} + \frac{u}{L}\tilde{V}_{DC} - K_a\tilde{x} + \dot{x}$$

با جایگذاری (۲۷) در (۳۰) داریم

$$\dot{\tilde{x}} = \frac{R}{L}x - \frac{R}{L}\tilde{x} - \frac{\tilde{R}}{L}x + \frac{\tilde{R}}{L}\tilde{x} - \frac{u}{L}V_{DC} + \frac{u}{L}\tilde{V}_{DC} - K_a\tilde{x} + (-\frac{R_1}{L}x + \frac{V_{DC}}{L}u) \quad (۳۱)$$
$$\dot{\tilde{x}} = -\frac{\tilde{R}}{L}x + \frac{u}{L}\tilde{V}_{DC} - K_a\tilde{x}$$

جهت ایجاد قانون تطبیق، تابع لیاپانوف زیر بررسی می‌شود

$$V = \frac{1}{2}L\tilde{x}^2 + \frac{1}{2\gamma_1}\tilde{R}^2 + \frac{1}{2\gamma_2}\tilde{V}_{DC}^2 \quad (۳۲)$$

که $\gamma_1 > 0$ و $\gamma_2 > 0$ برای شرط لازم پایداری منفی‌شدن مشتق تابع لیاپانوف است. از این رو داریم

$$\dot{V} = L\tilde{x}\dot{\tilde{x}} + \frac{1}{\gamma_1}\tilde{R}\dot{\tilde{R}} + \frac{1}{\gamma_2}\tilde{V}_{DC}\dot{\tilde{V}}_{DC} < 0 \quad (۳۳)$$

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

$$\dot{V} = \tilde{x}(-\tilde{R}x + u\tilde{V}_{DC} - K_aL\tilde{x}) + \frac{1}{\gamma_1}\dot{\tilde{R}}\tilde{R} + \frac{1}{\gamma_2}\dot{\tilde{V}}_{DC}\tilde{V}_{DC} =$$
$$-K_aL\tilde{x}^2 + (-\tilde{R}x\tilde{x} + u\tilde{V}_{DC}\tilde{x}) + \frac{1}{\gamma_1}\dot{\tilde{R}}\tilde{R} + \frac{1}{\gamma_2}\dot{\tilde{V}}_{DC}\tilde{V}_{DC} = \quad (۳۴)$$
$$-K_aL\tilde{x}^2 + (-x\tilde{x} + \frac{1}{\gamma_1}\dot{\tilde{R}})\tilde{R} + (\tilde{x} + \frac{1}{\gamma_2}\dot{\tilde{V}}_{DC})\tilde{V}_{DC}$$

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

$$-x\tilde{x} + \frac{1}{\gamma_1}\dot{\tilde{R}} = 0 \ , \ \dot{\tilde{R}} = \gamma_1 x\tilde{x} \quad (۳۵)$$

$$\tilde{x} + \frac{1}{\gamma_2}\dot{\tilde{V}}_{DC} = 0 \ , \ \dot{\tilde{V}}_{DC} = -\gamma_2\tilde{x} \quad (۳۶)$$

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 مشتق‌گرفتن از سطح کلیدزنی، انرژی کنترلی معادل به دست می‌آید

$$\dot{S} = \dot{\tilde{x}} = -\frac{\tilde{R}}{L}x + \frac{u}{L}\tilde{V}_{DC} - K_a\tilde{x} = 0$$
$$u_{eq} = \frac{L}{\tilde{V}_{DC}}(K_a\tilde{x} + \frac{\tilde{R}}{L}x) \quad (۳۷)$$

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

$$u = u_{eq} - K_q sign(S) \quad (۳۸)$$

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

$$S\dot{S} = S(\dot{\tilde{x}}) = S[-\frac{\tilde{R}}{L}x + \frac{u}{L}\tilde{V}_{DC} - K_a\tilde{x}] =$$
$$S[\frac{V_{DC}}{L}u - \frac{V_{DC}}{L}u_{eq}] = \frac{V_{DC}}{L}S[u - u_{eq}] \quad (۳۹)$$

طبق (۳۸) داریم

$$u - u_{eq} = -K_q sign(S) \quad (۴۰)$$

با جایگذاری (۴۰) در (۳۹) داریم

$$\frac{V_{DC}}{L}S[u - u_{eq}] = \frac{V_{DC}}{L}S[-K_q sign(S)] \le$$
$$\frac{V_{DC}}{L}S[-K_q] \le -\zeta|S|$$
$$\frac{V_{DC}}{L}[-K_q] \le -\zeta \quad (۴۱)$$
$$K_q \ge \frac{L}{V_{DC}}\zeta$$

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 رؤیتگر نسبت به سیستم کنترلی فیدبک، خیلی بزرگ‌تر از $R_{o_{\min}}/L$ انتخاب شود. در اینجا $R_{o_{\min}}$ کمترین باری است که در سیستم قرار می‌گیرد و فرض می‌شود که مقدار آن در دسترس است. بهره‌های رؤیتگر را می‌توان به شکل زیر در نظر گرفت

$$K_a = \frac{R_{o_{\min}}}{L} \times 10 \quad (۴۲)$$

٤- شبیه‌سازی و ساخت

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

جدول ۱: پارامترهای سیستم شبیه‌سازی شده.

مقدار	نماد	کمیت	واحد تولید پراکنده
۱۰۰ VDC	V_{DC}	ولتاژ DC ورودی	کنترلگر ولتاژ
۳۱۴٫۱۶	ω_r	فرکانس زاویه‌ای ولتاژ	
۴۰ Ω	$R_{o_{\min}}$	مینیمم بار	
۲۵۰ μH	L	ظرفیت سلف فیلتر	
۱۰۰ μF	C	ظرفیت خازن فیلتر	
۵۰۰۰	λ	پارامترهای کنترلگر	
۰٫۹	k_s		
۲۵۰۰	k_1		
۲۵۰۰	k_2		
۱	k_3		
۲۵۰	k_4		
۲۰	K_s		
۱۰ kHz	f	فرکانس کلیدزنی	
۵۰	V_m	اندازه سیگنال مرجع	
۱۰۰	V_{DC}	ولتاژ DC ورودی	کنترلگر توان (جریان)
۲۵۰ mH	L	ظرفیت سلف فیلتر	
۲۰	K_q	پارامترهای کنترلگر	
۱٫۵	K_2		
۵۰۰۰	K_4		

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

۴-۱ نتایج شبیه‌سازی

بر اساس شبکه طراحی‌شده در حالت جزیره‌ای و انتخاب مقدار مرجع برای ولتاژ دو سر بار، دو مورد مطالعاتی ریزشبکه 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 قرارگرفته 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 $t=0.105\,\mathrm{s}$، یک بار مقاومتی متقارن به سیستم وصل شده است. در لحظه $t=0.305\,\mathrm{s}$، یک بار مقاومتی متعادل به سیستم وصل شده است. در لحظه $t=0.505\,\mathrm{s}$، یک بار نامتقارن وارد مدار شده است. در لحظه $t=0.655\,\mathrm{s}$ تمامی بارها از مدار قطع شده‌اند و بار غیر خطی نیز در لحظه $t=0.805\,\mathrm{s}$ 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 بررسی‌شده 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 وصل‌شدن 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 $t=0.305\,\mathrm{s}$ را نشان می‌دهد که در این شکل

جدول ۲: پارامترهای ساخت.

مقدار	کمیت	نماد
۲۰ mH	مقدار سلفی فیلتر	L
۲۲۰ μF	ظرفیت خازنی فیلتر	C
4×10^{-6}	delay time	D_t

جدول ۳: مشخصات تغییرات بار.

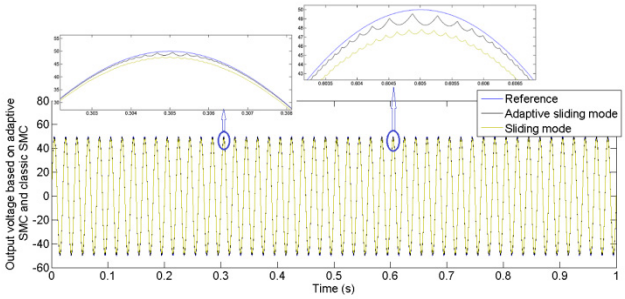
زمان (ثانیه)	مقدار (Ω)	مشخصات بار
۰-۰٫۱۰۵	۰	بی‌باری
۰٫۱۰۵-۰٫۳۰۵	$20+12j$	بار اهمی سلفی
۰٫۳۰۵-۰٫۵۰۵	$4+2.5j$	کاهش بار
۰٫۵۰۵-۰٫۶۵۵	$Z_1=Z_3=20+j12$ $Z_2=40+j32$	بار نامتعادل
۰٫۶۵۵-۰٫۸۰۵	۰	بی‌باری
۰٫۸۰۵-۱	$R_s=0.3$ $R_{n_L}=18$ $C_L=820\,\mu\mathrm{F}$	بار غیر خطی

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 $t=0.505\,\mathrm{s}$ 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 $t=0.805\,\mathrm{s}$ 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 ریزشبکه 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 ریزشبکه 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 $t=0.105\,\mathrm{s}$ و $t=0.205\,\mathrm{s}$، بارهای مقاومتی متقارن وارد شده است. در لحظه $t=0.305\,\mathrm{s}$، یک بار مقاومتی نامتقارن به سیستم وصل شده است. در



(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.

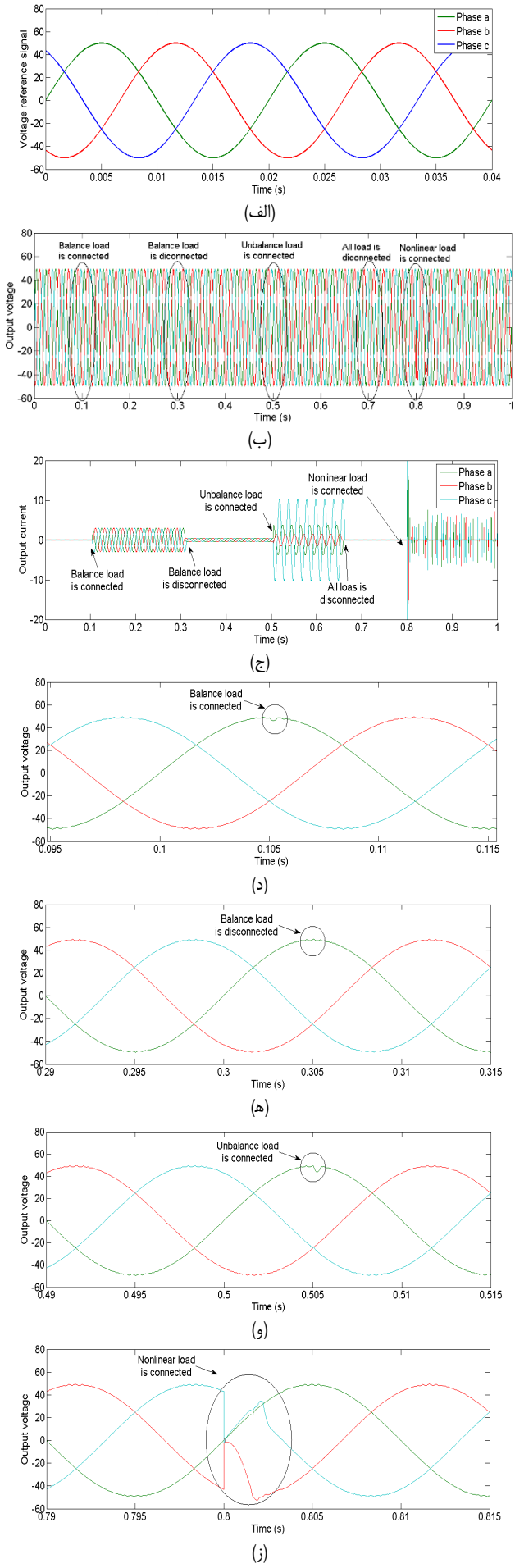
لحظه $t=۰/۴۰۵\,s$، تمامی بارها از مدار قطع شده است و در لحظه $t=۰/۵۰۵\,s$ یک بار اهمی سلفی وارد مدار شده است. شکل ۷- ج، جریان تولیدی واحد کنترلگر جریان را نشان می‌دهد. خطای بین سیگنال جریان مرجع و تولیدی واحد کنترلگر جریان در شکل ۷- د نشان داده شده است. شکل ۷- ج و ۷- د نشان می‌دهندکنترلگر عملکرد مناسبی در کنترل جریان از خود نشان داده است.

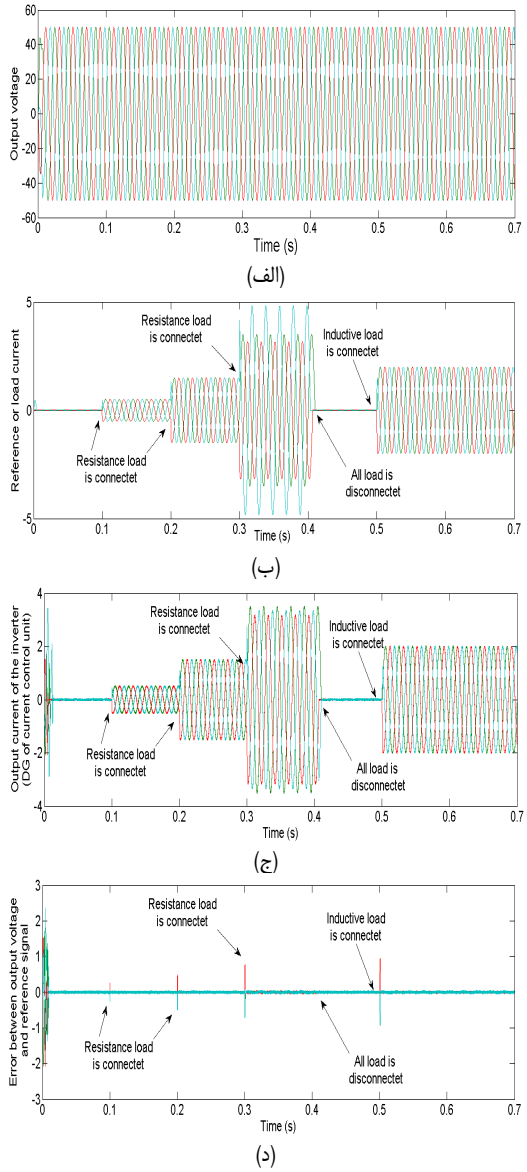
۴-۲ نتایج ساخت

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 ساخته‌شده 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 درشکل 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 نمونه‌برداری 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.

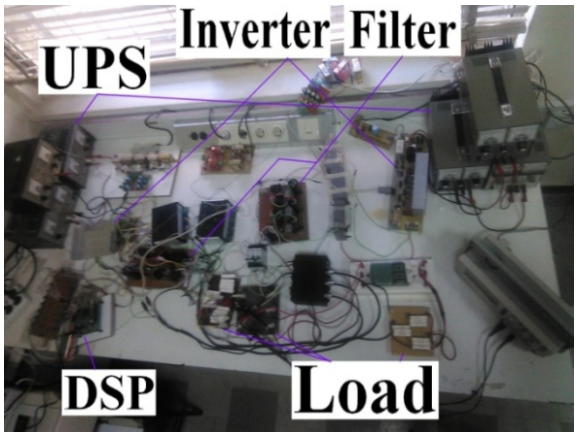
از نتایج به دست آمده می‌توان نتیجه گرفت که الگوریتم کنترلی پیشنهادی قادر است ولتاژ مناسبی در خروجی ایجاد نماید و اهداف کنترلی را ممکن سازد.

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 (نشان‌دادن 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.





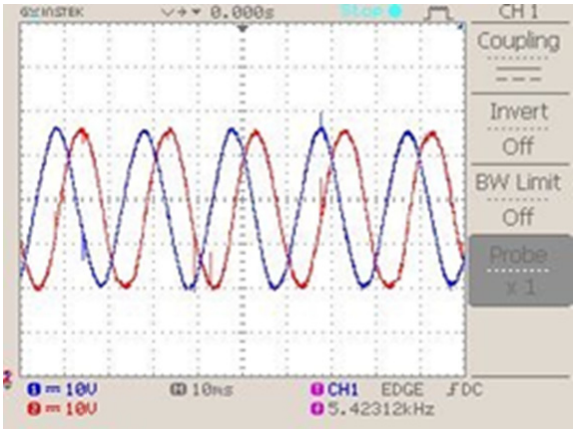
شکل ۷: نتایج شبیه‌سازی کنترلگر مد لغزشی تطبیقی در کنترل پارامترهای یک ریزشبکه با دو واحد تولیدی، (الف) ولتاژ شبکه، (ب) جریان مرجع، (ج) جریان تولیدی واحد کنترلگر جریان و (د) خطای حالت ماندگار بین سیگنال مرجع و جریان تولیدی.



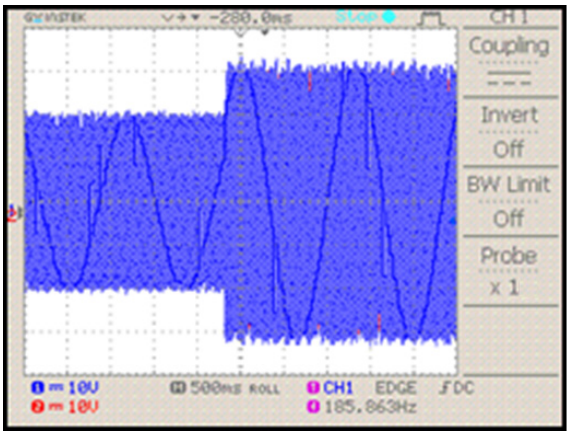
شکل ۸: مدار ساخت.

۵- نتیجه‌گیری

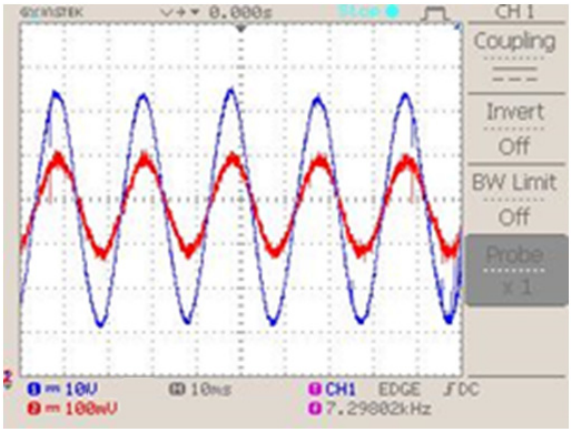
در این مقاله استراتژی کنترل مد لغزشی تطبیقی برای کنترل یک ریزشبکه دوباسه در حالت جزیره‌ای ارائه شده است. نتایج شبیه‌سازی و



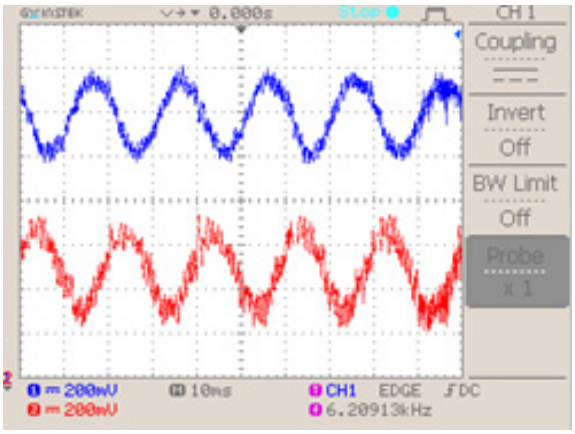
شکل ۹: نتایج عملی کنترلگر مد لغزشی تطبیقی ولتاژ برای فاز a و b در زمان تغییر بار.



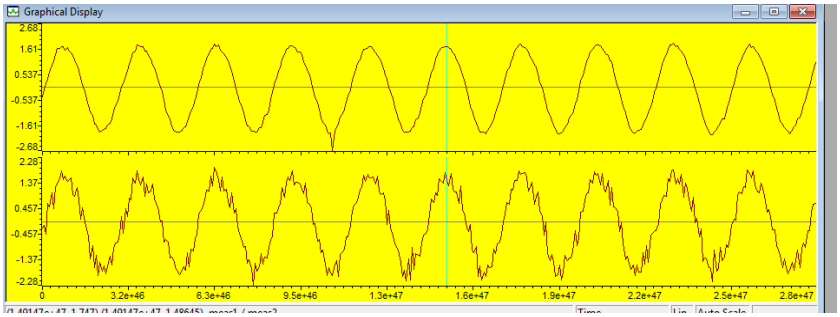
شکل ۱۰: نتایج عملی کنترلگر مد لغزشی تطبیقی در زمان تغییر مقدار ولتاژ مرجع.



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



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



شکل ۱۳: مقایسه جریان خروجی و سیگنال جریان مرجع.

ساخت نشان می‌دهد که طرح کنترلی پیشنهادی در واحد کنترل ولتاژ، تنظیم ولتاژ خوب از نظر رفتار دینامیکی سریع، خطای حالت ماندگار کم و انحراف هارمونیکی کم تحت شرایط مختلف بار (بی‌باری، قطع و وصل‌شدن بار و بار غیر خطی) و تأخیر وسایل اندازه‌گیری دارد و موجب می‌شود که ریزشبکه 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 زا کنترل می‌نماید. به موجب این امر از حداکثر توان واحد کنترل جریان استفاده می‌شود، توان کمتری از واحد کنترل ولتاژ گرفته می‌شود و باعث ثبات ولتاژ ریزشبکه می‌گردد.

مراجع

[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 armonic 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.

[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," *IEE 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-Belkhodja, 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.

محمدمهدی 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 می‌باشد. زمینه‌های علمی مورد علاقه ایشان شامل مانیتورینگ عایقی پستهای فشار قوی، مدیریت انرژی، شبکه های توزیع انرژی، کنترل ریزشبکه‌ها و الکترونیک قدرت می‌باشد.

مجید نیری‌پور تحصیلات خود را در مقاطع کارشناسی الکترونیک و کارشناسی ارشد قدرت به‌ترتیب 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 می‌باشد. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارتند از: انرژی های نو،شبکه‌های 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 به‌ترتیب مدرک کارشناسی ارشد و دکتری مهندسی برق خود را از دانشگاه تربیت مدرس دریافت نمود. دکتر رجایی 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 می‌باشد. زمینه‌های علمی مورد علاقه ایشان الکترونیک قدرت، مبدل‌های انرژی و انرژی‌های نو می‌باشد.