

کنترل تطبیقی مدل مرجع جریان مبدل مدولاسیون پهنای پالس منبع ولتاژی متصل به شبکه در کاربرد انرژی های تجدیدپذیر

حسین غلامی خشت، محمد منفرد

دانشگاه فردوسی مشهد

مشهد، ایران

h.gholami@stu.um.ac.ir, m.monfared@um.ac.ir

۱. مقدمه

منابع انرژی تجدیدپذیر، به طور ویژه منابع انرژی خورشیدی و بادی، به دلیل تولید برق بدون هیچ گونه انتشار گازهای گلخانه ای مورد توجه فراوان می باشند. در حال انرژی الکتریکی تولیدی توسط این منابع به طور مستقیم قابلیت تزریق به شبکه ی قدرت را ندارد، و برای اتصال به شبکه نیازمند یک رابط هستند [۱]. امروزه مبدل های مدولاسیون پهنای پالس منبع ولتاژی^۱ (PWM-VSC) به عنوان یک راه حل مؤثر و اقتصادی برای اتصال به شبکه منابع انرژی تجدیدپذیر مورد توجه فراوان هستند. برای بهره مندی حداکثری از مزایای PWM-VSC، روش های کنترل مختلفی در مقالات پیشنهاد شده اند که در بین آنها روش های کنترل ولتاژگرا و روش های مبتنی بر کنترل پیش بین به عنوان موفق ترین ها شناخته می شوند [۱-۷].

کنترل ولتاژگرا به عنوان پرکاربردترین روش کنترل جریان شناخته می شود. در این روش کمیت های AC سه فاز توسط تبدیلات قاب مرجع سنکرون به کمیت های DC تبدیل می شوند. بنابراین، این مؤلفه های DC جریان به خوبی توسط کنترلرهای تناسبی-انترگرالی قادر به کنترل می باشد. پیچیدگی و حجم بالای محاسبات و حساسیت به تنظیم پارامترهای کنترل به عنوان مهم ترین معایب این روش شناخته می شوند [۲-۳]. در سال های اخیر، روش های کنترل مبتنی بر تئوری کنترل پیش بین به دلیل دینامیک عالی،

چکیده — امروزه مبدل های مدولاسیون پهنای پالس منبع ولتاژی (PWM-VSC) به دلیل مزایا و کاربردهای گسترده ای که در سیستم های قدرت دارند مورد توجه فراوان می باشند. روش های کنترل مختلفی برای PWM-VSC متصل به شبکه ارائه شده اند. تولید جریان سینوسی، کنترل دو جهته توان، عملکرد حالت دائم و دینامیکی مناسب، مقاومت نسبت به نامعینی های سیستم، سادگی و حجم کم محاسبات به عنوان مهم ترین اهداف این روش های کنترل مطرح هستند. برای دستیابی به این اهداف، در این مقاله یک روش کنترل تطبیقی مستقیم بر مبنای تئوری سیستم های تطبیقی مدل مرجع برای کنترل جریان PWM-VSC در کاربردهای متصل به شبکه ارائه شده است. در روش کنترل پیشنهادی، به منظور جبران نامعینی های سیستم، یک قانون تطبیق ساده بر مبنای تئوری پایداری لیاپانوف برای به روزرسانی پارامترهای کنترلر فیدبک پیشنهاد شده است. در این مقاله، عملکرد روش پیشنهادی تحت شرایط مختلف کاری با نتایج آزمایشگاهی بررسی شده است.

واژه های کلیدی — کنترل جریان؛ کنترل تطبیقی مدل مرجع؛ مبدل

PWM منبع ولتاژی؛ مبدل متصل به شبکه

¹ Pulse width modulation voltage source converter

درحالی‌که بر مبنای سعی و خطا انتخاب می‌شوند. در این مقاله یک روش کنترل جریان تطبیقی مدل مرجع ساده و کارا ارائه شده است. که فقط یک گین تطبیق در ساختار خود دارد. در روش کنترل پیشنهادی و به‌منظور جبران نامعینی‌های سیستم، یک قانون تطبیق ساده بر مبنای تئوری پایداری لیاپانوف به‌منظور به‌روزرسانی پارامترهای کنترلر پیشنهاد شده است. ساختار ساده، مفاهیم قوی، پیاده‌سازی دیجیتال آسان، و عملکرد حالت دائم و دینامیک خوب از مهم‌ترین مزایای روش پیشنهادی هستند که توسط نتایج آزمایشگاهی تأیید شدند. در این مقاله، در ابتدا به معرفی مبدل PWM منبع ولتاژی پرداخته می‌شود و معادلات آن ارائه خواهد شد. در ادامه، روش کنترل جریان تطبیقی مدل مرجع پیشنهادی در ۳ ارائه خواهد شد. در نهایت، در بخش ۴ آزمایش‌های عملی برای بررسی عملکرد روش پیشنهادی ارائه شده‌اند.

۲. معادلات سیستم

دیگرام تک‌خطی PWM-VSC متصل به شبکه در شکل ۱ نشان داده شده است. در این ساختار، یک فیلتر پایین‌گذر سلفی برای تضعیف هارمونیک‌های کلیدزنی مبدل بکار گرفته شده است. بر مبنای این شکل، معادلات فضای حالت سیستم در قاب مرجع طبیعی به‌صورت زیر نوشته می‌شود:

$$\begin{pmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{pmatrix} = (r_L + L \frac{d}{dt}) \begin{pmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} v_{sa}(t) \\ v_{sb}(t) \\ v_{sc}(t) \end{pmatrix} \quad (1)$$

جاییکه r_L و L اندوکتانس و مقاومت فیلتر هستند. همچنین $v_{s,abc}$ و i_{abc} ولتاژها و جریان‌های شبکه و ولتاژ خروجی مبدل می‌باشند. تئوری فضای برداری یک ابزار قدرتمند ریاضی می‌باشد که معادلات سیستم را کاهش می‌دهد و طراحی سیستم کنترل را ساده می‌کند. معادله ولتاژ در شکل برداری به‌صورت زیر نوشته می‌شود:

$$v(t) = r_L i(t) + L \frac{di(t)}{dt} + v_s(t) \quad (2)$$

جاییکه v_s و i بردارهای جریان و ولتاژ شبکه و بردار ولتاژ خروجی مبدل هستند. متغیرهای برداری با استفاده از روابط زیر بدست می‌آیند:

$$\begin{cases} k = \frac{2}{3}(k_a + k_b \times \alpha + k_c \times \alpha^2) = k_\alpha + jk_\beta, \\ (k = i, v_s, v), (\alpha = e^{j\frac{2\pi}{3}}) \end{cases} \quad (3)$$

مفاهیم و پیاده‌سازی دیجیتال آسان، مورد توجه قابل ملاحظه‌ای محققان قرار گرفته‌اند [۴-۷]. روش‌های کنترل پیش‌بین برای عملکرد مناسب نیازمند مدل دقیقی از سیستم می‌باشند. درحالی‌که سیستم‌های الکترونیک قدرت متصل به شبکه در معرض انواع مختلفی از نامعینی‌ها و اغتشاشات از جمله تغییرات امپدانس و ولتاژ شبکه قدرت و تغییرات مداوم المان‌های مبدل‌های الکترونیک قدرت از جمله اشباع اندوکتانس و تغییر مقاومت و اثرات غیرخطی مدولاسیون می‌باشند. بنابراین تغییر پارامترها و دینامیک‌های مدل نشده می‌تواند سبب تضعیف عملکرد روش‌های مبتنی بر مدل شود. امروزه، روش‌های کنترل تطبیقی به‌عنوان یک ابزار قدرتمند در سیستم‌ها با پارامترهای نامعین و متغیر شناخته می‌شوند. در این روش‌ها پارامترهای کنترلر با توجه به تغییرات سیستم بر مبنای یک استراتژی مناسب به‌روز می‌شوند. به‌طور کلی روش‌های کنترل تطبیقی به دو دسته‌ی روش‌های کنترل تطبیقی مستقیم^۲ (DAC) و غیرمستقیم^۳ (IAC) تقسیم می‌شوند [۸-۹]. در روش‌های کنترل غیرمستقیم، در ابتدا و بر مبنای یک الگوریتم شناسایی مناسب پارامترهای نامعین سیستم تخمین زده می‌شوند، سپس بر مبنای پارامترهای تخمینی، پارامترهای کنترلر به‌روز می‌شوند. تاکنون روش‌های شناسایی مختلفی از جمله مشاهده‌گر لئون‌برگر [۴]، فیلتر کالمن [۵]، شبکه‌های عصبی [۶] و روش حداکثر شیب [۷] ارائه شده‌اند. روش‌ها شناسایی پیچیدگی و بار محاسبات اضافی به سیستم تحمیل می‌کنند. برخلاف این روش‌ها، در روش‌های کنترل تطبیقی مستقیم، پارامترهای کنترلر بر مبنای یک قانون تطبیق مناسب و بدون نیاز به بخش شناسایی به‌روز می‌شوند که این امر سبب سادگی و کاهش بار محاسباتی سیستم می‌شود. در [۱۰] و [۱۱] روش کنترل جریان تطبیقی مستقیم برای مبدل PWM متصل به شبکه با فیلتر مرتبه‌ی بالا LCL و با قوانین تطبیق متفاوت ارائه شده‌اند. در [۱۰] قانون تطبیق بر مبنای الگوریتم گرادیان است که دارای سادگی پیاده‌سازی می‌باشد و خطای ردیابی صفر را تضمین می‌کند. در حال، در این روش همگرایی پارامترهای کنترلر به مقادیر مطلوب آن تضمین نشده است. برای رفع این مشکل، یک قانون تطبیق پیچیده بر مبنای روش حداقل مربعات در [۱۱] پیشنهاد شده است، که علاوه بر خطای ردیابی صفر، همگرایی پارامترهای کنترلر به مقادیر مطلوب را نیز تضمین می‌کند. پیچیدگی و حجم بالای محاسبات به‌عنوان مهم‌ترین محدودیت‌های این روش شناخته می‌شود. همچنین در روش پیشنهادی این مرجع، نیاز به تنظیم حداقل پنج گین تطبیق در فرآیند تنظیم و طراحی کنترلر می‌باشد که پیاده‌سازی آن را بسیار پیچیده می‌کند. این گین‌های تطبیق تأثیر مهمی بر عملکرد و پایداری سیستم دارند،

² Direct adaptive control

³ Indirect adaptive control

حلقه بسته‌ی مطلوب باشد. الگوریتم تطبیق، پارامترهای کنترل (θ_1 و θ_2) را به نحوی تنظیم می‌کند که سیستم حلقه بسته دارای پاسخ یکسان با مدل مرجع باشد. در این مقاله، یک قانون تطبیق ساده برای تنظیم پارامترهای کنترل بر مبنای تئوری پایداری لیپانوف پیشنهاد شده است. که قادر به مقادیر کردن خطای ردیابی و همزمان تضمین همگرایی پارامترهای کنترل به مقادیر مطلوب و محدود می‌باشد. در ادامه شرح کاملی برای انتخاب مدل مرجع و طراحی مکانیزم تطبیق ارائه شده است

۳.۱. انتخاب مدل مرجع

همان‌طور که از شکل ۲ مشاهده می‌شود، انتخاب مدل مرجع تأثیر زیادی بر عملکرد موفق کنترل‌کننده تطبیقی دارد. مدل مرجع به نحوی انتخاب می‌شود که سیستم واقعی با پارامترهای معلوم تحت کنترل فیدبک بتواند آن پاسخ را داشته باشد. معادله دینامیکی مدل مرجع، مشابه مدل مبدل، درجه یک انتخاب می‌شود. بنابراین مدل مرجع را می‌توان به صورت زیر انتخاب کرد:

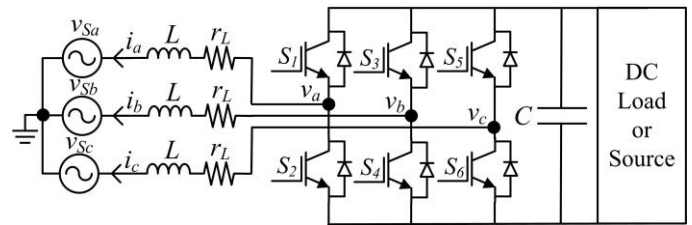
$$\frac{di_m(t)}{dt} = -a_m i_m(t) + b_m i_{ref}(t) \quad (6)$$

بر مبنای (۶)، تابع انتقال خروجی مرجع به ورودی مرجع به صورت زیر تعریف می‌شود:

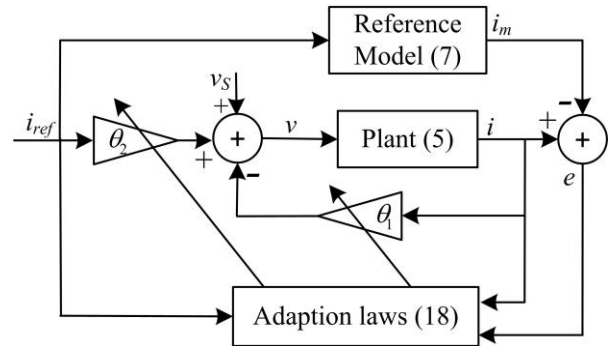
$$G_M(s) = \frac{i_m(s)}{i_{ref}(s)} = \frac{b_m}{s + a_m} \quad (7)$$

در این رابطه a_m مکان قطب حلقه بسته‌ی مطلوب سیستم می‌باشد. همچنین برای سیستم مرتبه‌ی اول (۷)، پهنای باند مطلوب نیز می‌باشد. به‌طورکلی، برای مبدل‌های متصل به شبکه، پهنای باند به صورت یک مصالحه بین سرعت دینامیک و تضعیف هارمونیک‌های کلیدزنی انتخاب می‌شود. محدوده‌ی پیشنهادی برای پهنای باند سیستم ۱۰ برابر فرکانس اصلی سیستم و یک‌دهم فرکانس کلیدزنی می‌باشد. بنابراین در این مقاله و بر مبنای پارامترهای جدول ۱ پهنای باند مطلوب سیستم حدود ۴۰۰۰ رادیان/ثانیه انتخاب شده است. برای دستیابی به گین واحد در فرکانس ردیابی (فرکانس ورودی مرجع) باید داشته باشیم:

$$G_M(j\omega_s) = \frac{i_m(j\omega_s)}{i_{ref}(j\omega_s)} = \frac{b_m}{\sqrt{\omega_s^2 + a_m^2}} = 1 \rightarrow b_m = \sqrt{\omega_s^2 + a_m^2} \quad (8)$$



شکل ۱: مبدل مدولاسیون پهنای پالس منبع ولتاژی در کاربردهای متصل به شبکه



شکل ۲: بلوک دیاگرام روش کنترل جریان تطبیقی مدل مرجع پیشنهادی

با تعریف $b = 1/L$ و $a = r_L/L$ (۲) به صورت زیر نوشته می‌شود:

$$\frac{di(t)}{dt} = -ai(t) + b(v(t) - v_s(t)) \quad (4)$$

بر مبنای (۴)، تابع انتقال جریان شبکه به ولتاژ مبدل به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$G_p(s) = \frac{i(s)}{v(s)} = \frac{b}{s + a} \quad (5)$$

۳. کنترل جریان تطبیقی مدل مرجع

بلوک دیاگرام روش کنترل تطبیقی مدل مرجع پیشنهادی در شکل ۲ نشان داده شده است که از چهار بخش اصلی شامل سیستم مبدل با پارامترهای نامعین، مدل مرجع که رفتار حلقه بسته‌ی مطلوب را تعیین می‌کند، یک کنترل فیدبک با پارامترهای قابل تنظیم و یک قانون تطبیق برای به-روزرسانی پارامترهای کنترل فیدبک تشکیل شده است. در این تصویر i_{ref} ، i_m ، θ_1 و θ_2 به ترتیب جریان مرجع مبدل، خروجی مرجع (خروجی مدل مرجع)، خطای ردیابی ($e = i - i_m$) و پارامترهای کنترل هستند. مدل مبدل یک مدل خطی با ساختار مشخص و پارامترهای نامعین در نظر گرفته شده است. مدل مرجع دارای ساختار مشابه با سیستم اصلی فرض شده است. قطب و صفحهای مدل مرجع به نحوی انتخاب شده‌اند که مدل دارای پاسخ

۳.۲. طراحی کنترل فیدبک تطبیقی جریان

بر مبنای ساختار کنترل پیشنهادی، ورودی کنترل به صورت زیر انتخاب

می‌شود.

$$v(t) = -\theta_1 i(t) + \theta_2 i_{ref}(t) + v_s(t) \quad (9)$$

جاییکه v_s برای جبران اغتشاش ناشی از ولتاژ شبکه و همچنین ساده-

سازی طراحی کنترل فیدفوروارد شده است. با جایگزینی (۹) در (۴) سیستم

حلقه بسته به صورت زیر بدست می‌آید:

$$\frac{di}{dt} = -(a + b\theta_1)i(t) + b\theta_2 i_{ref}(t) \quad (10)$$

در (۱۰) اگر پارامترهای کنترل به مقادیر حقیقی میل کنند، سیستم واقعی

تحت کنترل فیدبک به سمت مدل مرجع (۶) میل خواهد کرد و روابط زیر

برقرار خواهند بود:

$$\begin{cases} a + b\theta_1 = a_m \\ b\theta_2 = b_m \end{cases} \quad (11)$$

اگر پارامترهای کنترل مطابق (۱۱) انتخاب شوند، همان‌طور که در (۱۲)

نشان داده شده است، رابطه‌ی ورودی-خروجی سیستم حلقه بسته و مرجع

مشابه خواهد بود که ردیابی کامل بین سیستم حلقه بسته و مدل مرجع نامیده

می‌شود.

$$\begin{cases} \theta_1^o = \frac{a_m - a}{b} \\ \theta_2^o = \frac{b_m}{b} \end{cases} \quad (12)$$

به دلیل نامعینی در پارامترهای سیستم، (۱۲) به طور مستقیم برای

محاسبه‌ی پارامترهای کنترل قابل استفاده نیست. بنابراین، برای تنظیم مناسب

پارامترهای کنترل، یک قانون تطبیق مناسب باید بکار گرفته شود. در ادامه

یک قانون تطبیق بر مبنای تئوری پایداری لیپانوف ارائه شده است. دینامیک

خطای ردیابی به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\dot{e}(t) = \dot{i}(t) - \dot{i}_m(t) \quad (13)$$

با جایگزینی (۶) و (۱۰) در (۱۳)، دینامیک خطای ردیابی به صورت

(۱۴) محاسبه می‌شود:

$$\dot{e}(t) = -a_m e(t) + \psi(\theta - \theta^o) \quad (14)$$

معادله‌ی دینامیکی (۱۴) شامل پارامترهای قابل تنظیم θ می‌باشد.

بنابراین، هدف اصلی انتخاب یک تابع لیپانوف مناسب و سپس محاسبه‌ی

قانون تطبیق می‌باشد، به طوری که خطای ردیابی به صفر میل کند. یک

انتخاب برای تابع لیپانوف مثبت-معین به صورت زیر است:

$$V(e, \theta) = 0.5 [e^2 + (\theta - \theta^o)^T \Gamma^{-1} (\theta - \theta^o)] \quad (15)$$

در این رابطه Γ یک ماتریس مثبت به صورت زیر است:

$$\Gamma = \begin{bmatrix} \gamma'_1 & 0 \\ 0 & \gamma'_2 \end{bmatrix} > 0 \quad (16)$$

برای اینکه شرایط پایداری لیپانوف برقرار باشد، باید مشتق تابع

لیپانوف منفی معین باشد [۸]، با مشتق‌گیری از (۱۵) خواهیم داشت:

$$\dot{V}(e, \theta) = -a_m e^2 + (\theta - \theta^o)^T \left[\Gamma^{-1} \frac{d\theta}{dt} + \psi^T e \right] \quad (17)$$

بافرض $a_m > 0$ (۱۷) منفی-معین خواهد بود، اگر جمله‌ی دوم در

سمت راست (۱۷) برابر صفر باشد:

$$\dot{\theta} = -\Gamma \psi^T e \rightarrow \begin{cases} \dot{\theta}_1 = \gamma_1 i e \\ \dot{\theta}_2 = -\gamma_2 i_{ref} e \end{cases} \quad (18)$$

که در این رابطه، گین‌های تطبیق (γ_1, γ_2) به صورت زیر تعریف شده‌اند:

$$\begin{cases} \gamma_1 = \gamma'_1 b \\ \gamma_2 = \gamma'_2 b \end{cases} \quad (19)$$

باجایگزینی قانون تطبیق (۱۸) در (۱۷)، مشتق زمانی تابع لیپانوف

به صورت زیر ساده می‌شود:

$$\dot{V}(e, \theta) = -a_m e^2 \quad (20)$$

بنابراین، تا زمانی که e مخالف صفر است، مشتق تابع لیپانوف منفی-

معین خواهد بود، بنابراین $V(t) \leq V(0)$ را برای $t > 0$ سبب می‌شود،

در نتیجه e ، θ و ψ در (۱۷) همه محدود خواهند بود [۸-۹]. با استفاده از لم

باربالات خواهیم داشت:

$$\dot{V}(e, \theta) = -2a_m e(-a_m e(t) + \psi(\theta - \theta^o)) \quad (21)$$

رابطه (۲۱) محدود است، چون e ، θ و ψ همه محدود هستند. بنابراین،

همان‌طور که زمان به سمت بی‌نهایت میل می‌کند ($t \rightarrow \infty$)، مشتق تابع

لیپانوف به سمت صفر میل خواهد کرد ($\dot{V}(e, \theta) \rightarrow 0$) و خطای ردیابی

صفر را نتیجه می‌دهد ($e(t) \rightarrow 0$) [۸-۹]. بنابراین (۱۵) یک تابع لیپانوف

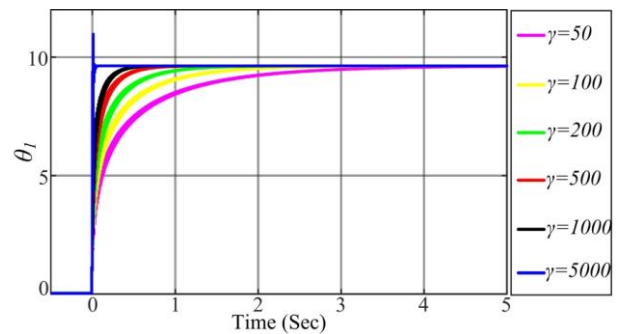
می‌باشد و سیستم کنترل تحت قانون تطبیق (۱۸) پایدار است. همچنین

$e(t) \rightarrow 0$ و تمام سیگنال‌ها محدود هستند.

۳.۳. همگرایی پارامترهای کنترلر

همان‌طور که در بخش قبل مشاهده شد، با تابع لیاپانوف پیشنهادی (۱۵) و قانون تطبیق (۱۸)، همگرایی خطای ردیابی به صفر تضمین شد. برای تضمین همگرایی پارامترهای کنترلر به مقادیر مطلوب (۱۲) نیاز به بررسی شرایط دیگری می‌باشد. این شرایط به‌عنوان پایایی تحریک ورودی جریان مرجع شناخته می‌شود. سیگنال ورودی مرجع تحریک‌کننده‌ی پایا از مرتبه‌ی n می‌باشد، اگر شامل حداقل $n/2$ فرکانس مجزا باشد. به‌عنوان مثال یک سیگنال سینوسی ایده‌آل تک فرکانس، تحریک‌کننده پایا از مرتبه‌ی دو می‌باشد. این مفهوم به‌طور گسترده در منابع کنترل تطبیقی بحث و بررسی شده است که برای اطلاعات بیشتر می‌توان به آن‌ها مراجعه کرد [۸-۹].

به‌طور خلاصه، اگر سیگنال ورودی تحریک‌کننده‌ی پایا از مرتبه‌ی n باشد (n برابر تعداد پارامترهای کنترل تطبیقی می‌باشد)، هنگامی که پایداری سیستم حلقه بسته با قانون تطبیق تضمین شود، پایایی تحریک سیگنال ورودی مرجع، همگرایی پارامترهای کنترلر به مقادیر مطلوبشان را تضمین خواهد کرد [۸-۹]. در این مقاله، کنترلر دارای دو پارامتر است و سیگنال مرجع سینوسی و تحریک‌کننده پایا از مرتبه‌ی دو می‌باشد. بنابراین با تابع لیاپانوف (۱۵) و قانون تطبیق (۱۸)، همه‌ی خروجی‌های سیستم به همراه پارامترهای کنترلر به مقادیر مطلوب و محدود میل می‌کنند. نحوه همگرایی پارامترهای کنترلر با مقادیر مختلف گین‌های تطبیق (γ_1, γ_2) در شکل نشان داده شده است. در این شکل، گین‌های تطبیق γ_1 و γ_2 برای سادگی مساوی ($\gamma_1 = \gamma_2 = \gamma$) قرار داده شده‌اند. همچنین در اینجا از آوردن نتایج θ_2 صرف‌نظر شده است، چون نتایجی مشابه با θ_1 برای آن بدست آمده است. شکل ۳ همگرایی پارامتر کنترلر به مقدار مطلوب ($\theta_1 = 9.63^\circ$) را تأیید می‌کند. بعلاوه همان‌طور که مشاهده می‌شود، نرخ همگرایی پارامتر کنترلر به مقادیر گین تطبیق وابسته است. مقادیر بزرگ گین تطبیق سبب افزایش سرعت در همگرایی پارامترهای کنترلر می‌شود، هرچند این افزایش سرعت در قبال افزایش نوسان و فراجهدش در پارامترهای کنترلر بدست آمده است.



شکل ۳: نرخ همگرایی پارامتر کنترلر θ_1 برای مقادیر مختلف گین تطبیق γ

در مقابل، مقادیر کوچک گین‌های تطبیق سبب کاهش سرعت همگرایی می‌شود. در پایان این بخش به‌طور خلاصه می‌توان گفت که هرچند مقدار گین‌های مثبت تطبیق بر پایداری سیستم اثر ندارد، اما بر سرعت و نحوه‌ی همگرایی پارامترهای کنترلر تأثیر غیرقابل صرف‌نظری دارد.

۴. ارزیابی عملکرد سیستم

به‌منظور ارزیابی عملکرد روش پیشنهادی، چندین آزمایش عملی تحت شرایط مختلف اجرا شده است. آزمایش‌های عملی بر روی یک سیستم آزمایشگاهی که در آزمایشگاه الکترونیک قدرت دانشگاه فردوسی مشهد ساخته شده است انجام شده است. یک تصویر از سیستم آزمایشگاهی در شکل ۴ نشان داده شده است. در این سیستم یک اتوترانسفورماتور که پل دیودی سه‌فاز را تغذیه می‌کند، نقش منبع ولتاژ DC را بر عهده دارد و به لینک DC مبدل متصل شده است. همچنین به‌دلیل مسائل حفاظتی ولتاژ شبکه توسط یک ترانسفورماتور قدرت در نقطه‌ی اتصال به شبکه کاهش یافته است. روش کنترل پیشنهادی بر روی پردازنده دیجیتال TMS320F28335 پیاده‌سازی شده است. پارامترهای سیستم آزمایشگاهی در جدول ۱ نشان داده شده است.

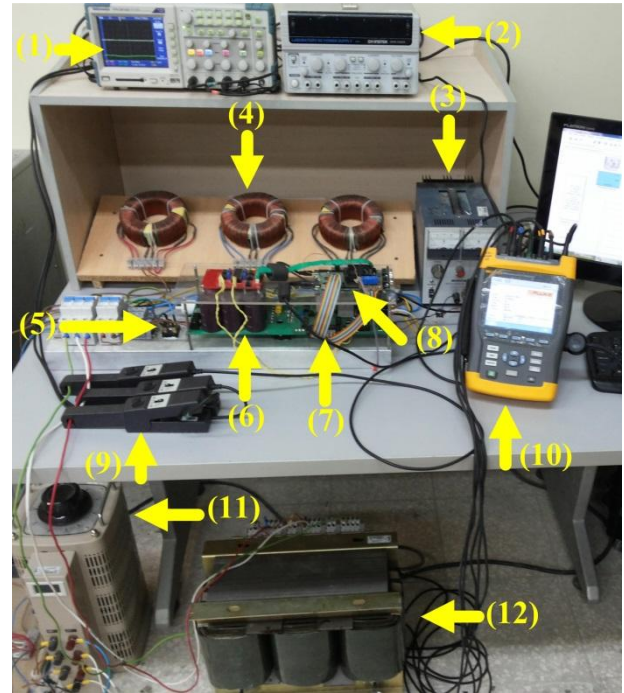
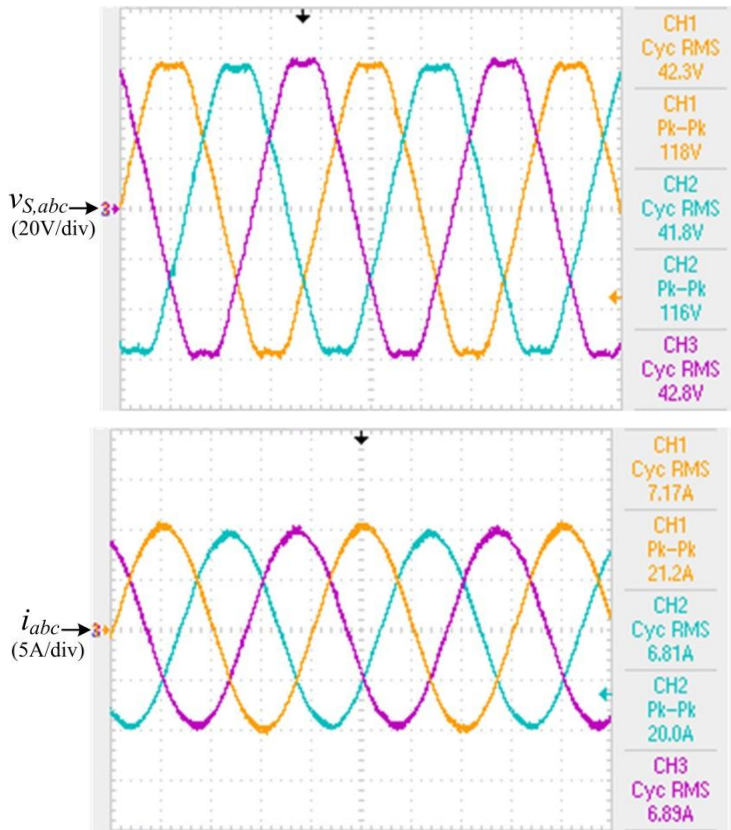
۴.۱. عملکرد حالت دائم

عملکرد حالت دائم روش پیشنهادی تحت ولتاژ شبکه هارمونیک و معوج در شکل ۵ نشان داده شده است. در این شکل، شکل موج‌های جریان و ولتاژ سه‌فاز شبکه و طیف هارمونیک آن‌ها نشان داده شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود، باوجود شبکه معوج با مؤلفه‌های هارمونیک مرتبه‌ی پایین، روش کنترل جریان پیشنهادی به‌خوبی قادر به تولید جریان سینوسی با حداقل اعوجاج ممکن و مطابق با استانداردهای بین‌المللی می‌باشد. بعلاوه، عملکرد روش کنترل پیشنهادی با سه ضریب توان مختلف ۰.۸۷ پس‌فاز، واحد و ۰.۸۷ پیش‌فاز در شکل ۶ نشان داده شده است که قابلیت بالای روش پیشنهادی را در کنترل جریان با ضریب توان‌های متفاوت تأیید می‌کند.

۴.۲. عملکرد گذرا

عملکرد دینامیکی روش کنترل پیشنهادی باوجود چندین تغییر پله در مرجع جریان در شکل ۴ نشان داده شده است. مقدار جریان مرجع در ابتدا از ۵ به ۸ آمپر مؤثر افزایش می‌یابد و سپس مجدداً به ۵ آمپر مؤثر کاهش پیدا

می‌کند. این شکل پاسخ دینامیکی سریع و عالی روش کنترل جریان تطبیقی پیشنهادی را مورد تأیید قرار می‌دهد.



شکل ۴: تصویری از سخت‌افزارهای مورد استفاده در آزمایش‌های عملی: (۱) اسیلوسکوپ (۲) و منبع تغذیه DC (۳)، فیلتر سلفی، (۴) پل دیودی سه-فاز، (۵) خازن‌های لینک DC، (۶) مبدل PWM، (۷) پردازنده دیجیتال، (۸) کلمپ جریان (۱۰) تحلیل‌گر کیفیت توان Fluke435، (۱۱) اتو ترانسفورماتور، (۱۲) ترانسفورماتور

HARMONICS TABLE

Volt	L1	L2	L3	N
THD%f	3.8	3.7	3.7	73.7
H3%f	0.3	0.0	0.2	10.1
H5%f	2.9	2.8	2.9	18.0
H7%f	2.4	2.4	2.3	18.3
H9%f	0.3	0.1	0.2	23.7
H11%f	0.3	0.2	0.3	11.4
H13%f	0.0	0.1	0.0	8.8
H15%f	0.1	0.0	0.1	13.2

HARMONICS TABLE

Amp	L1	L2	L3	N
THD%f	1.4	1.5	1.6	514.6
H3%f	0.3	0.2	0.2	86.8
H5%f	0.6	0.7	0.8	60.5
H7%f	0.9	0.8	0.8	56.7
H9%f	0.1	0.1	0.1	66.0
H11%f	0.3	0.2	0.3	51.8
H13%f	0.2	0.2	0.2	86.0
H15%f	0.1	0.1	0.1	67.0

جدول ۱: پارامترهای سیستم

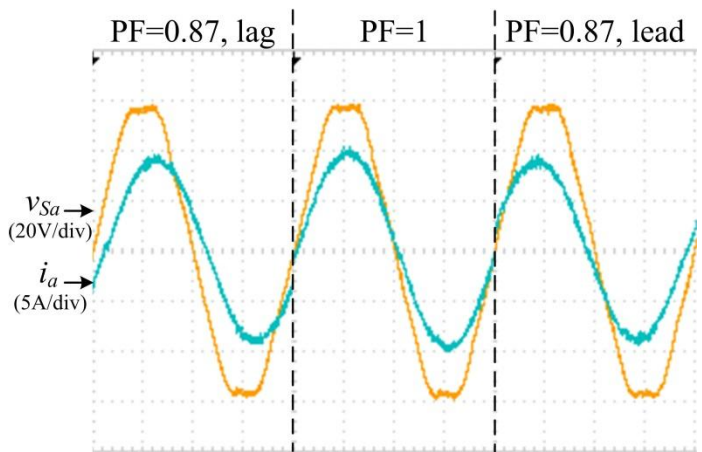
۷۲ (Vrms)	ولتاژ شبکه
۵۰ (Hz)	فرکانس شبکه
۱۰ (kHz)	فرکانس نمونه‌برداری و کلیدزنی
۲,۴ (mH), ۰,۳ (Ω)	اندوکتانس و مقاومت فیلتر
۱۵۰ (V)	ولتاژ لینک DC

شکل ۵: نتایج آزمایشگاهی روش کنترل پیشنهادی در عملکرد حالت دائم

بالای محاسبات روش‌های کنترل تطبیقی مستقیم و غیرمستقیم قبلی اشاره کرد. همچنین، مفاهیم ساده و محکم، حجم کم محاسبات، عملکرد حالت دائم عالی تحت شبکه معوج و هارمونیک، و عملکرد دینامیکی خوب از مهم‌ترین مزایای روش پیشنهادی هستند که توسط آزمایش‌های عملی تأیید شدند. بعلاوه، ذکر این نکته ارزشمند است که روش پیشنهادی برای سایر کاربردهای قدرت PWM-VSC از جمله سیستم‌های بادی و خورشیدی تک‌فاز، درایو موتورهای الکتریکی و فیلترهای فعال موازی نیز قابل به‌کارگیری می‌باشد.

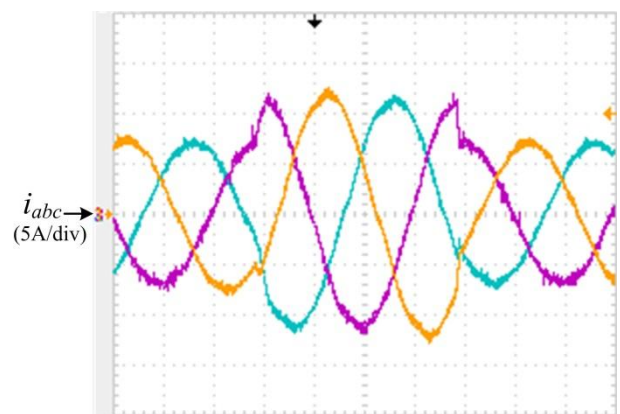
منابع

- [1] R. Teodorescu, M. Liserre, and P. Rodriguez, *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*. Chichester, UK: John Wiley & Sons, Ltd, 2011.
- [2] F. D. Freijedo, A. Vidal, A. G. Yepes, J. M. Guerrero, O. Lopez, J. Malvar, and J. Doval-Gandoy, "Tuning of synchronous-frame PI current controllers in grid-connected converters operating at a low sampling rate by MIMO root locus," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 8, pp. 5006–5017, Aug. 2015.
- [3] M. Ebrahimi, S. A. Khajehoddin, and M. Karimi-Ghartemani, "Fast and robust single-phase dq current controller for smart inverter applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 5, pp. 3968–3976, 2016.
- [4] C. Xia, M. Wang, Z. Song, and T. Liu, "Robust model predictive current control of three-phase voltage source PWM rectifier with online disturbance observation," *IEEE Trans. Ind. Informatics*, vol. 8, no. 3, pp. 459–471, Aug. 2012.
- [5] N. Hoffmann and F. W. Fuchs, "Minimal Invasive Equivalent Grid Impedance Estimation in Inductive-Resistive Power Networks Using Extended Kalman Filter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 2, pp. 631–641, Feb. 2014.
- [6] Y. A.-R. I. Mohamed and E. F. El-Saadany, "Adaptive Discrete-Time Grid-Voltage Sensorless Interfacing Scheme for Grid-Connected DG-Inverters Based on Neural-Network Identification and Deadbeat Current Regulation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 1, pp. 308–321, Jan. 2008.
- [7] H. Gholami-Khesht and M. Monfared, "Adaptive predictive voltage control of three-phase PWM-VSCs in UPS applications," in *2016 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON)*, 2016, pp. 1–6.
- [8] K. J. Astrom and B. Wittenmark, *Adaptive control*, 2nd editio. Prentice Hall, 1994.
- [9] K. S. Narendra and A. M. Annaswamy, *Stable adaptive systems*. Prentice Hall, Englewood Cliffs, 1989.
- [10] J. R. Massing, M. Stefanello, H. A. Grudling, and H. Pinheiro, "Adaptive current control for grid-connected converters with LCL-filter," in *2009 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, 2009, vol. 59, no. 12, pp. 166–172.
- [11] J. R. Massing, M. Stefanello, H. A. Grudling, and H. Pinheiro, "Adaptive current control for grid-connected converters with LCL filter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 12, pp. 4681–4693, 2012.



شکل ۶: نتایج آزمایشگاهی روش کنترل پیشنهادی تحت ضریب توان‌های

مختلف



شکل ۷: نتایج آزمایشگاهی روش کنترل پیشنهادی با وجود چندین تغییر پله در

مرجع جریان

۵. نتیجه‌گیری

در این مقاله یک روش کنترل جریان تطبیقی مدل مرجع برای PWM-VSC متصل به شبکه ارائه شده است. در روش کنترل پیشنهادی و به‌منظور جبران نامعینی‌های سیستم، پارامترهای کنترل با توجه به نامعینی‌ها و تغییرات سیستم به‌روز می‌شود. قانون تطبیق برای به‌روزرسانی پارامترهای کنترل، بر مبنای تئوری پایداری لیپانوف محاسبه شده است.

در این مقاله پایداری کل سیستم، همچنین همگرایی خطای ردیابی و پارامترهای کنترل به مقادیر مطلوب اثبات و تأیید شدند. روش کنترل پیشنهادی تعدادی از مشکلات روش‌های کنترل قبلی را برطرف کرده است؛ که از جمله می‌توان به عدم نیاز به تبدیل قاب مرجع و حلقه قفل شده در فاز و جبران هارمونیک پیچیده روش کنترل ولتاژگرا، حساسیت به نامعینی در پارامترهای سیستم در روش‌های کنترل پیش‌بین و پیچیدگی و حجم



کنفرانس مین‌الکتری برق

آبان‌ماه ۱۳۹۵
PSC-2016

جناب آقای حسین غلامی شخت

مقاله ارزشمند شما، با عنوان:

کنترل تطبیقی مدل مرجع جریان مدل مدلاسیون پهنای باند شیخ‌الدژری متصل به شبکه در کلاد برد انرژی‌های تجدیدپذیر
به وسیله بیات داوران و کیت‌های علمی د سی و یکمین کنفرانس مین‌الکتری برق مورد پذیرش قرار گرفت و دستاوردات
کنفرانس به ثبت رسید.

با ابراز خرسندی و تشویک به این مناسبت، از خداوند متعال سلامت و توفیق روز افزون شما را مست می‌نمایم.
ایمین داردا با استراد این کوشش باد جست افزایش توانمندی‌های علمی و پژوهشی کشور گام‌های مؤثری برداشته خواهد
شد.

آوش کردی
مدیر عمال شرکت توانیر
(کنفرانس کنفرانس)