

کنترل اینورتر متصل به شبکه با قابلیت جبران سازی هارمونیک‌ها در چارچوب ساکن

مهدی شاهپرستی، مصطفی محمدیان و علی یزدیان ورجانی

روش عموماً حلقه داخلی جریان با پهنای باند بزرگ طراحی می‌شود که این امر منجر به ردیابی دقیق، کاهش زمان پاسخ گذرا و بهره‌گیری از GC-VSI به صورت یک منبع جریان با پهنای باند حلقه جریان می‌گردد. اگر حلقه جریان با پهنای باند بزرگ طراحی شود آن گاه قطب‌های غالب بسیار حساس به عدم قطعیت‌های امپدانس واسط خواهند شد. ناپایداری حلقه جریان منجر به اشباع مدولاتور عرض پالس و نوسانی شدن جریان تزریقی می‌گردد که به آن ناپایداری فرکانس پایین می‌گویند [۴]. مورد بعدی، کیفیت ولتاژ نقطه اتصال به شبکه (PCC) است که مستقیماً بر کارایی کنترل اینورتر تأثیر می‌گذارد. به دلیل ازدیاد بارهای غیر خطی، ولتاژ شبکه در نقطه PCC خصوصاً در شبکه‌های ضعیف تغییر شکل پیدا می‌کند. اعوجاج و نامتعادلی ولتاژ شبکه منجر به هارمونیک‌های شدن جریان و افزایش اعوجاج توان تزریقی می‌شود [۵] و [۶]. بنابراین GC-VSI باید توانایی تحمل و حذف اغتشاشات شدید و تصادفی ولتاژ را داشته باشد. این اغتشاشات در اثر خطاهای شبکه، بارهای متغیر با زمان، تولیدهای غیرقابل برنامه‌ریزی و حالت گذرا ناشی از بارهای موازی و یا کلیدزنی خازنی به وجود می‌آیند [۷].

تحقیقات نشان می‌دهد اعوجاج کوچک در ولتاژ شبکه باعث افزایش THD جریان تزریقی می‌شود و در نهایت ممکن است در اثر برهم کنش بین اعوجاج ولتاژ و فیلتر مدار قدرت اینورتر، کل سیستم دچار ناپایداری گردد. بنابراین خنثی‌سازی اغتشاشات یکی از مهم‌ترین خصوصیات است که باید در کنترل اینورتر مد نظر قرار گیرد [۴].

تا کنون روش‌های متعددی در سه چارچوب طبیعی، سنکرون و ساکن برای کنترل GC-VSI ارائه شده که از لحاظ محاسباتی چارچوب ساکن کمترین حجم محاسبات را دارا می‌باشد [۸]. کنترل‌کننده هسیتریس به عنوان یک کنترل‌کننده سریع و ساده برای حذف هارمونیک‌های فرکانس پایین جریان در هر سه چارچوب شناخته می‌شود اما داشتن فرکانس کلیدزنی متغیر و نیاز به نمونه‌برداری با فرکانس بالا از نواقص این کنترل‌کننده است [۹].

کنترل‌کننده تکراری به دلیل قابلیت جبران‌سازی اغتشاشات پریودیک، کنترل‌کننده بسیار مناسبی برای جبران‌سازی هارمونیک‌های جریان اغتشاشی است اما این کنترل‌کننده دارای پاسخ گذرا و ضعیفی بوده [۱۰] و برای رفع این نقص در برخی از مقالات کنترل‌کننده تکراری با یک کنترل‌کننده سریع ترکیب شده است [۱۱]. کنترل‌کننده مرده‌نوش از خانواده کنترل‌کننده‌های پیش‌بین، یک کنترل‌کننده با پاسخ گذرا و سریع است که در [۱۲] و [۱۳] برای کنترل GC-VSI پیشنهاد شده اما کارایی حالت ماندگار آن تا حد زیادی وابسته به صحت مدل‌سازی بوده و حساس به عدم قطعیت‌های سیستم می‌باشد. کنترل‌کننده مد لغزشی، یک کنترل‌کننده ایده‌آل است که به تغییرات پارامترها حساس نبوده و قابلیت جبران‌سازی اغتشاشات خارجی را دارد و پاسخ گذرای آن سریع است. با این وجود در کنترل‌کننده مد لغزشی انتخاب یک سطح لغزش مناسب که

چکیده: به دلیل افزایش استفاده از منابع تولید پراکنده مبتنی بر اینورتر در سیستم‌های قدرت، ارتقای کیفیت توان این اینورترها ضروری می‌باشد. در این مقاله با ارائه یک طرح کنترلی جدید، اینورتر متصل به شبکه قادر خواهد شد در تمامی حالات شبکه قدرت اعم از حالت سینوسی، حالت هارمونیک و حالت نامتعادل، جریان سینوسی را به آن تزریق کند. طرح کنترلی پیشنهادی از دو بخش (۱) تعیین جریان مرجع سینوسی با توجه به شرایط ولتاژ شبکه و (۲) کنترل‌کننده جریان برای ردیابی جریان مرجع تشکیل شده است. الگوریتم تعیین مرجع جریان پیشنهادی در مقایسه با سایر الگوریتم‌ها مانند روش تبدیل پارک ساده‌تر پیاده‌سازی می‌شود و دارای پاسخ دینامیکی سریع‌تری می‌باشد. کنترل‌کننده جریان پیشنهادی در چارچوب ساکن اجرا شده و نیاز به استفاده از تبدیل‌های پارک و کنترل‌کننده‌های متعدد برای جبران‌سازی هارمونیک‌ها در چارچوب سنکرون را حذف می‌نماید. همچنین این کنترل‌کننده تنها نیاز به یک متغیر کنترلی دارد، بنابراین در مقایسه با دیگر روش‌های کنترل با حجم محاسباتی کمتری پیاده‌سازی عملی می‌گردد. نتایج شبیه‌سازی برای تأیید کارایی طرح کنترلی پیشنهادی ارائه شده است.

کلید واژه: اینورتر متصل به شبکه، جریان مرجع، کنترل در چارچوب ساکن، منبع تولید پراکنده.

۱- مقدمه

امروزه استفاده از اینورتر متصل به شبکه^۱ (GC-VSI) به صورت گسترده‌ای در منابع تولید پراکنده و سیستم‌های انتقال توان با جریان مستقیم^۲ (HVDC) در حال افزایش است [۱] و [۲]. وظیفه اصلی GC-VSI تزریق جریان به شبکه قدرت است و تا کنون استانداردهای متعددی برای مشخص کردن معیارهای جریان تزریقی با توجه به شرایط شبکه قدرت تدوین شده است [۳]. طیف هارمونیک مهم‌ترین مشخصه جریان تزریقی GC-VSI است و طبق استاندارد IEEE ۱۵۴۷، جریان تزریقی GC-VSIها باید متعادل بوده و دارای اعوجاج هارمونیک (THD) کمتر از ۵٪ باشد.

در اکثر کاربردها، اینورترهای متصل به شبکه به صورت جریانی استفاده می‌شوند تا امکان تزریق توان با کیفیت بالا را فراهم کنند. در این

این مقاله در تاریخ ۳۰ خرداد ماه ۱۳۹۲ دریافت و در تاریخ ۲۷ اسفند ماه ۱۳۹۲ بازنگری شد.

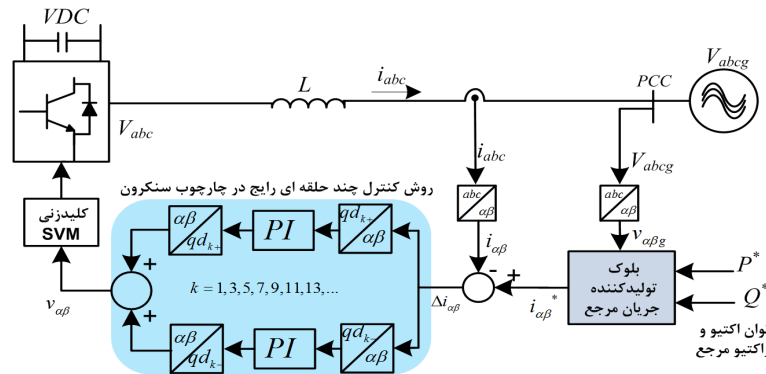
مهدی شاهپرستی، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه تربیت مدرس، تهران، (email: mshahparasti@yahoo.com).

مصطفی محمدیان، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه تربیت مدرس، تهران، (email: mohamadian@modares.ac.ir).

علی یزدیان ورجانی، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه تربیت مدرس، تهران، (email: yazdian@modares.ac.ir).

1. Grid-Connected Voltage Source Inverter

2. High Voltage Direct Current



شکل ۱: ساختار اینورتر متصل به شبکه با روش کنترل چندحلقه‌ای رایج در چارچوب سنکرون.

$$T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2)$$

با ضرب ماتریس T در دو طرف (۱) خواهیم داشت

$$\frac{di_{\alpha\beta}}{dt} = \frac{1}{L}(v_{\alpha\beta} - v_{\alpha\beta g}) - \frac{r_L}{L}i_{\alpha\beta} \quad (3)$$

بنابراین تابع تبدیل این سیستم در چارچوب ساکن مساوی است با

$$G_p(s) = G_{p\alpha}(s) = G_{p\beta}(s) = \frac{I(s)}{V(s)} = \frac{1}{sL + r_L} \quad (4)$$

در (۴) $G_p(s)$ ، $G_{p\alpha}(s)$ و $G_{p\beta}(s)$ نشان‌دهنده تابع تبدیل VSI در چارچوب ساکن $(\alpha\beta)$ ، $I(s)$ جریان خروجی در راستای α یا β است و $V(s)$ به صورت اختلاف ولتاژ اینورتر و شبکه تعریف می‌شود. با استفاده از تبدیل کنترل از چارچوب سه‌تایی به چارچوب دوتایی انتقال داده می‌شود.

۳- استراتژی کنترلی در چارچوب ساکن برای اینورتر سه‌فاز متصل به شبکه

در شکل ۲ طرح کنترلی رایج کنترل‌کننده تناسبی-انتگرالی در چارچوب سنکرون با دکوپله‌سازی محورهای آمده است. در این روش مقادیر با ارجاع به چارچوب سنکرون تبدیل به مقادیر DC شده و سپس با استفاده از کنترل‌کننده PI پردازش می‌شوند. همان‌طور که در مقدمه مقاله اشاره شد، این روش فقط در صورتی قادر به ردیابی جریان مرجع است که ولتاژ شبکه کاملاً سینوسی و بدون اعوجاج باشد. برای شبکه‌های قدرت واقعی که ولتاژ هارمونیک است کنترل‌کننده نشان داده شده در شکل ۱ متشکل از چندین کنترل‌کننده در فرکانس‌های متفاوت، یک انتخاب بسیار مؤثر برای کنترل جریان است. در این روش رگولاسیون جریان خروجی با اندازه‌گیری آن و مقایسه با مرجع خروجی $i_{\alpha\beta}^*$ صورت می‌پذیرد. سیگنال خطا در چارچوب ساکن به چارچوب سنکرون با سرعت چرخش $\pm k\omega$ ارجاع داده می‌شود که k مساوی ± 1 ، ± 3 ، ± 5 و ± 7 و ... می‌باشد. خطا در چارچوب سنکرون به وسیله کنترل‌کننده‌های تناسبی-انتگرالی پردازش شده و سپس سیگنال حاصل (ولتاژ اینورتر) به چارچوب ساکن مطابق با $v_{\alpha\beta}$ ارجاع داده می‌شود. مزیت این روش جبران‌سازی دلخواه هارمونیک‌ها^۱ است.

با کاهش نرخ نمونه‌برداری عملکردش تنزل نیابد نسبتاً پیچیده است. نقص دیگر کنترل‌کننده مد لغزشی وقوع پدیده تصادم در ردیابی مرجع متغیر است که منجر به کاهش بازده کلی سیستم می‌گردد [۱۴].

کنترل‌کننده تناسبی-انتگرالی (PI) و تناسبی-رزونانسی (PR) به ترتیب در چارچوب سنکرون و ساکن از جمله پرکاربردترین روش‌ها برای کنترل GC-VSI هستند که قادر به جبران‌سازی یک هارمونیک منفرد می‌باشند [۱۵] تا [۱۷]. از آنجایی که جریان اغتشاشی GC-VSI دارای طیف وسیعی از هارمونیک‌هاست، بنابراین برای جبران‌سازی کامل آنها باید تعداد زیادی کنترل‌کننده با هم به صورت یک بانک کنترل‌کننده موازی شوند (روش کنترل چندحلقه‌ای) [۱۸] و [۱۹] و هر یک از این کنترل‌کننده‌ها برای جبران‌سازی یک هارمونیک تنظیم گردند. بنابراین در این روش به ازای جبران‌سازی هر فرکانس و توالی، نیاز به تنظیم حداقل یک متغیر کنترلی مجزا است. بنابراین اگر نیاز به جبران‌سازی کامل همه هارمونیک‌های خروجی جریان یا ولتاژ باشد، آن‌گاه تنظیم همه متغیرهای کنترلی بسیار وقت‌گیر و پیچیده بوده و همچنین از لحاظ پیاده‌سازی دیجیتال باید از پردازنده سریع استفاده شود [۱۹].

در این مقاله روش کنترل یک‌پارچه جدید در چارچوب ساکن با توانایی جبران‌سازی هارمونیک‌ها برای اینورتر متصل به شبکه پیشنهاد شده که از لحاظ کارایی مشابه با روش کنترل چندحلقه‌ای می‌باشد و در عین حال در یک حلقه و تنها با استفاده از یک متغیر کنترلی پیاده‌سازی می‌شود.

در ادامه در بخش ۲ اینورتر متصل به شبکه در چارچوب ساکن مدل‌سازی شده و در بخش ۳ کنترل‌کننده پیشنهادی برای جبران‌سازی هارمونیک‌های جریان اینورتر متصل به شبکه معرفی می‌شود. در بخش ۴ کنترلر پیشنهادی برای یک سیستم نمونه طراحی شده و نتایج حاصل از شبیه‌سازی ارائه گردیده و در نهایت در بخش ۵ نتایج حاصل از این مقاله بیان خواهد شد.

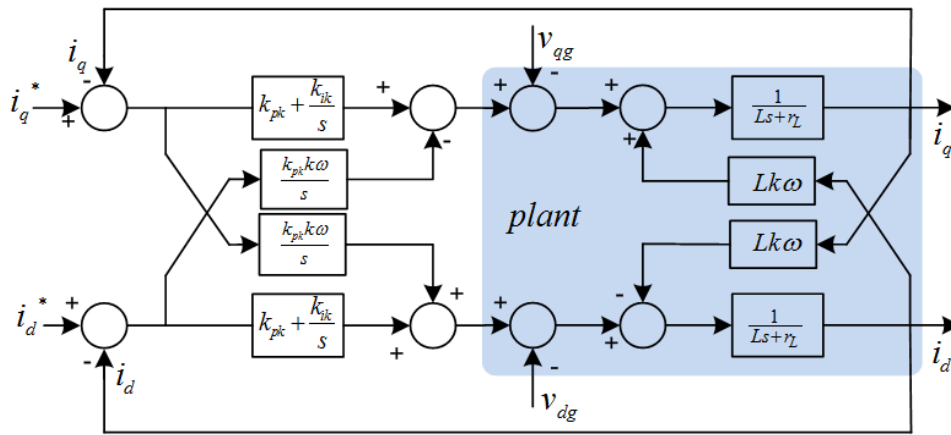
۲- مدل‌سازی GC-SVI در چارچوب ساکن

شکل ۱ اینورتر متصل به شبکه با کنترل‌کننده جریان را نمایش می‌دهد که اینورتر سه‌فاز از طریق سلف‌های فیلترکننده به شبکه متصل می‌شود. از شکل ۱ معادلات VSI در چارچوب طبیعی به صورت زیر قابل بیان است

$$r_L i_{abc} + L \frac{di_{abc}}{dt} + v_{abc} - v_{abcg} = 0 \quad (1)$$

در این رابطه L و r_L به ترتیب اندوکتانس و مقاومت داخلی سلف فیلترکننده، i_a ، i_b و i_c جریان‌های خروجی اینورتر، v_a ، v_b و v_c ولتاژهای خروجی اینورتر و v_{ag} ، v_{bg} و v_{cg} ولتاژهای فاز شبکه هستند.

ماتریس تبدیل چارچوب طبیعی به ساکن مساوی است با



شکل ۲: روش کنترل رایج در چارچوب سنکرون (k=1) برای مؤلفه اصلی جریان.

در شکل ۲ برای هارمونیک kام معادلات در چارچوب سنکرون به صورت (۵) قابل بیان است

$$\begin{bmatrix} v_{qk}^* \\ v_{dk}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_p + \frac{k_i}{s} & -\frac{k_p \omega_e}{s} \\ \frac{k_p \omega_e}{s} & k_p + \frac{k_i}{s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_q \\ \Delta i_d \end{bmatrix} \quad (5)$$

که ω_e فرکانس اصلی سیستم است. با ارجاع معادله فوق به چارچوب ساکن، معادله زیر حاصل خواهد شد

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha k}^* \\ v_{\beta k}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_p - \frac{k_p \omega_e^2}{s^2 + \omega_e^2} + \frac{k_i s}{s^2 + \omega_e^2} & \frac{k_p \omega_e s}{s^2 + \omega_e^2} + \frac{k_i s}{s^2 + \omega_e^2} \\ -\frac{k_p \omega_e s}{s^2 + \omega_e^2} - \frac{k_i s}{s^2 + \omega_e^2} & k_p - \frac{k_p \omega_e^2}{s^2 + \omega_e^2} + \frac{k_i s}{s^2 + \omega_e^2} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \Delta i_\alpha \\ \Delta i_\beta \end{bmatrix} \quad (6)$$

با بازنویسی معادله فوق برای v_α در همه هارمونیک‌ها داریم

$$v_\alpha^* = \Delta i_\alpha \cdot \sum_{m=\pm 1, \pm 3, \pm 5} \left(\frac{k_{im} s}{s^2 + (m\omega_e)^2} - \frac{k_{pm} (m\omega_e)^2}{s^2 + (m\omega_e)^2} + k_{pm} \right) + \Delta i_\beta \cdot \sum_{m=\pm 1, \pm 3, \pm 5} \left(\frac{k_{pm} m\omega_e s}{s^2 + (m\omega_e)^2} - \frac{k_{im} m\omega_e}{s^2 + (m\omega_e)^2} \right) \quad (7)$$

حال فرض کنید ضرایب تناسبی و انتگرالی برای فرکانس‌های متفاوت رابطه زیر را با هم داشته باشند

$$\begin{aligned} k_{p1} = k_{p-1} = 3^2 k_{p+3} = 3^2 k_{p-3} = 5^2 k_{p+5} = 5^2 k_{p-5} = \dots \\ k_{i1} = k_{i-1} = 3^2 k_{i+3} = 3^2 k_{i-3} = 5^2 k_{i+5} = 5^2 k_{i-5} = \dots \end{aligned} \quad (8)$$

در رابطه فوق زیرنویس عددی، مرتبه هارمونیک است و مثبت و منفی به ترتیب نشان‌دهنده توالی مثبت و منفی هستند. با فرض ارائه شده در (۸) جملات اصلی در (۷) به صورت زیر ساده خواهند شد

$$\sum_{m=\pm 1, \pm 3, \pm 5} \frac{k_{im} s}{s^2 + (m\omega_e)^2} = 2 \frac{k_{i1}}{s} \left(\frac{\pi^2}{\lambda} - \frac{\pi\omega_e}{4s} \tanh \frac{\pi s}{2\omega_e} \right) \quad (9)$$

$$\sum_{m=\pm 1, \pm 3, \pm 5} \frac{k_{pm} (m\omega_e)^2}{s^2 + (m\omega_e)^2} = 2k_{p1} \left(\frac{\pi\omega_e}{4s} \tanh \frac{\pi s}{2\omega_e} \right) \quad (10)$$

$$\sum_{m=\pm 1, \pm 3, \pm 5} \frac{k_{pm} (m\omega_e) s}{s^2 + (m\omega_e)^2} = \dots \quad (11)$$

$$\sum_{m=\pm 1, \pm 3, \pm 5} \frac{k_{im} (m\omega_e)}{s^2 + (m\omega_e)^2} = \dots \quad (12)$$

$$\sum_{m=\pm 1, \pm 3, \pm 5} k_{pm} = 2k_{p1} \frac{\pi^2}{\lambda} \quad (13)$$

در انتها با جایگذاری (۹) تا (۱۳) در (۷) خواهیم داشت

$$v_\alpha^* = \left(\sum_{k=\pm odd} \frac{k_{im} s}{s^2 + (m\omega_e)^2} - \sum_{k=\pm odd} \frac{k_{pm} (m\omega_e)^2}{s^2 + (m\omega_e)^2} + \sum_{k=\pm odd} k_{pm} \right) \Delta i_\alpha + (\dots) \Delta i_\beta = (k_{p1} + \frac{k_{i1}}{s}) \times [2 \frac{\pi^2}{\lambda} - 2 \frac{\pi\omega_e}{4s} \tanh \frac{\pi s}{2\omega_e}] \Delta i_\alpha = G(s) \Delta i_\alpha \quad (14)$$

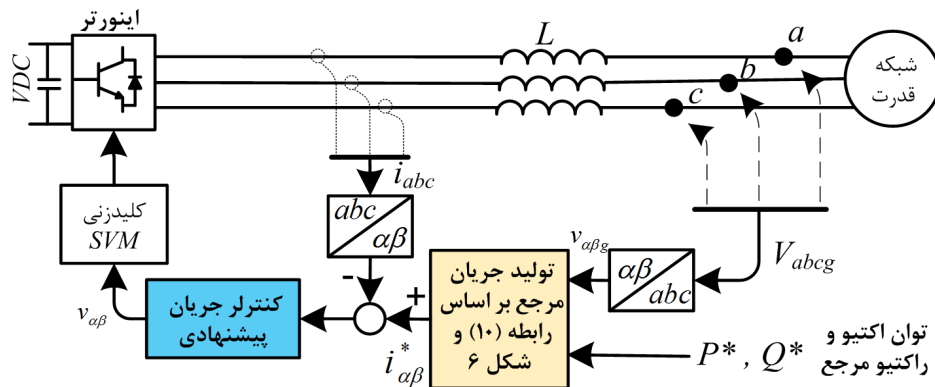
رابطه فوق تابع تبدیل کنترل کننده پیشنهادی برای کانال α را مشخص می‌نماید و کنترل کننده کانال β مشابه با کانال α خواهد بود. همان طور که از روابط فوق مشخص است این کنترل کننده از لحاظ کارایی دقیقاً مشابه با روش کنترل چندحلقه‌ای در شکل ۱ است و در عین حال نسبت به آن دارای مزایای زیر می‌باشد:

- جبران سازی تمامی هارمونیک‌های فرد با استفاده از تنها یک حلقه
- نیاز به تنها یک متغیر کنترلی
- عدم نیاز به تبدیلات پارک
- پیاده‌سازی ساده
- کاهش محاسبات و حجم برنامه مورد نیاز برای پیاده‌سازی آن
- کنترل کننده پیشنهادی در عین داشتن مزایای ذکر شده، دارای محدودیت‌های زیر نیز می‌باشد: (فوق‌الذکر به معنای بالاتر از بیان است)
- در این روش دیگر کنترل انفرادی هارمونیک‌ها قابل اجرا نیست.
- ضرایب کنترل کننده برای جبران سازی هارمونیک‌ها ثابت بوده و با هم رابطه دارند.

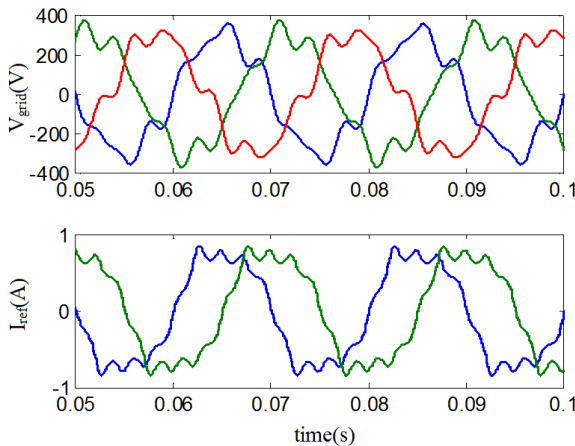
۴- طراحی کنترل کننده و شبیه‌سازی آن

۴-۱ طراحی طرح کنترلی

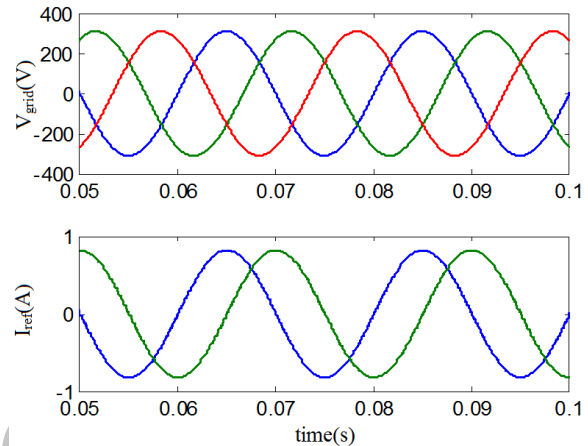
در این بخش این کنترل کننده برای یک سیستم متصل به شبکه نمونه طراحی و شبیه‌سازی خواهد شد. پارامترهای سیستم مد نظر در جدول ۱ درج شده و شماتیک دقیق سیستم تحت شبیه‌سازی در شکل ۳ نشان داده



شکل ۳: بلوک دیاگرام سیستم شبیه‌سازی شده.



شکل ۵: استخراج جریان مرجع با استفاده از (۱۰) در شبکه غیر سینوسی، شکل‌ها از بالا به پایین: ولتاژ شبکه و جریان مرجع در چارچوب ساکن.



شکل ۴: استخراج جریان مرجع با استفاده از (۱۰) در شبکه سینوسی، شکل‌ها از بالا به پایین: ولتاژ شبکه و جریان مرجع در چارچوب ساکن.

در این مقاله برای حذف PLL و تبدیل پارک ابتدا جریان‌های مرجع با استفاده از (۱۵) محاسبه می‌شوند و سپس مؤلفه اصلی جریان با استفاده از روش نشان داده شده در شکل ۶ استخراج می‌شود. برای پیاده‌سازی کنترل کننده ابتدا رابطه زیر را در نظر می‌گیریم

$$\tanh \frac{\pi s}{2\omega_e} = \frac{1 - e^{-\frac{\pi s}{\omega_e}}}{1 + e^{-\frac{\pi s}{\omega_e}}} = -1 + \frac{2}{1 + e^{-\frac{\pi s}{\omega_e}}} \quad (16)$$

سپس بر اساس [۲۱] و [۲۲] در طراحی ضرایب تناسبی و انتگرالی یک کنترل کننده PI با دکوپله‌سازی محورهای ضرایب تناسبی و انتگرالی باید رابطه زیر را با هم داشته باشند

$$k_i = \frac{r_L}{L} k_p \quad (17)$$

با جایگذاری (۱۶) و (۱۷) در (۱۴)، تابع تبدیل کنترل کننده پیشنهادی به صورت (۱۸) ساده خواهد شد

$$G(s) = k_{p1} \left(1 + \frac{r_L}{sL} \right) \left[\frac{\pi^2}{4} - \frac{\pi\omega_e}{2s} \left(-1 + \frac{2}{1 + e^{-\frac{\pi s}{\omega_e}}} \right) \right] \quad (18)$$

شماتیک این کنترل کننده در شکل ۷ نشان داده شده است. در (۱۸)، تابع تبدیل $e^{-\pi s/\omega_e}$ به راحتی با استفاده از تابع تبدیل تأخیر با تأخیر $1/2f$ ثانیه پیاده‌سازی می‌شود (f فرکانس ولتاژ شبکه قدرت است).

با توجه به بحث‌های انجام‌شده، برای طراحی کنترل کننده پیشنهادی تنها نیاز به طراحی و تعیین ضریب تناسبی است. قیود طراحی کنترل کننده سیستم عبارتند از [۲۳] و [۲۴]:

جدول ۱: پارامترهای شبکه شبیه‌سازی شده.

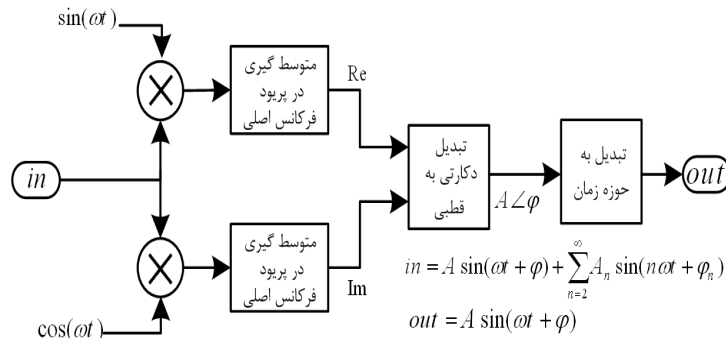
Description	Symbol	Value
Filter inductance	L	۵ mH
Filter resistance	r_L	۰٫۰۵ Ω
Switching frequency	f_s	۲۵۰۰ Hz
Grid voltage	V_{abcg}	۳۸۰ V
Grid frequency	f	۵۰ Hz
Inverter dc voltage	V_{DC}	۷۰۰ V

شده است. در این سیستم ابتدا جریان مرجع بر اساس ولتاژ شبکه، توان اکتیو و راکتیو مرجع تعیین می‌شود و سپس جریان مرجع با استفاده از کنترل کننده پیشنهادی ردیابی می‌شود.

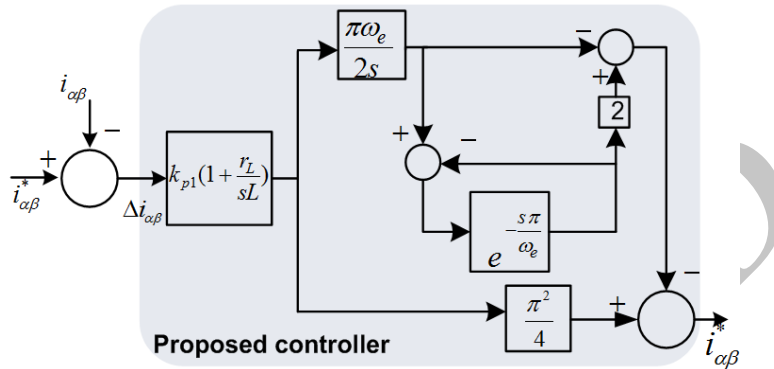
برای تعیین جریان مرجع می‌توان از رابطه زیر استفاده کرد

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}^* \\ i_{\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{\alpha g}^r + v_{\beta g}^r} \begin{bmatrix} v_{\alpha g} & -v_{\beta g} \\ v_{\beta g} & v_{\alpha g} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P^* \\ Q^* \end{bmatrix} \quad (15)$$

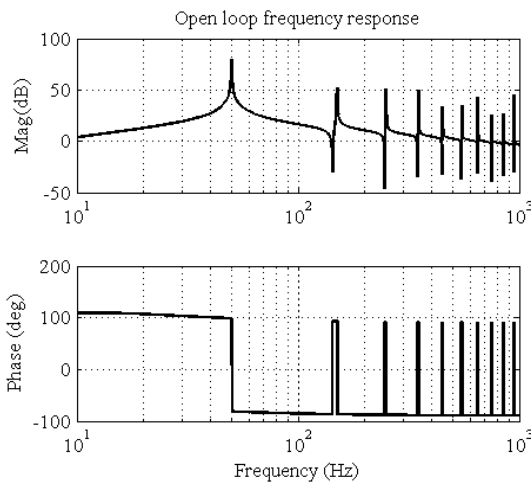
این رابطه برای شبکه‌های با ولتاژ سینوسی و ولتاژ هارمونیک به ترتیب در شکل‌های ۴ و ۵ شبیه‌سازی شده است. طبق این شبیه‌سازی‌ها اگر ولتاژ سینوسی خالص باشد، جریان‌های مرجع نیز سینوسی خواهند بود و در غیر این صورت غیر سینوسی هستند. برای استخراج جریان مرجع سینوسی [۲۰] ابتدا ولتاژ شبکه را با استفاده از یک قفل‌کننده حلقه فاز (PLL) و تبدیل پارک، DC نموده و سپس با استفاده از یک فیلتر پایین‌گذر مقدار متوسط ولتاژ در محور d و q را استخراج کرده و با استفاده از این مقدار متوسط ولتاژ، جریان مرجع سینوسی را ساخته است.



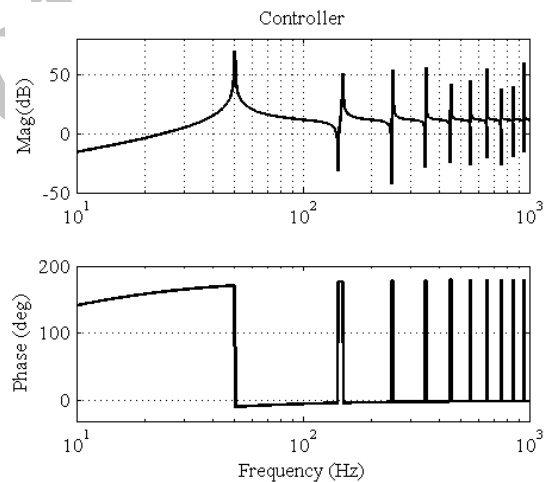
شکل ۶: روش استخراج جریان سینوسی مرجع از جریان هارمونیک.



شکل ۷: ساختار کنترل کننده پیشنهادی.



شکل ۹: پاسخ فرکانسی حلقه باز اینورتر متصل به شبکه.



شکل ۸: پاسخ فرکانسی کنترل کننده پیشنهادی.

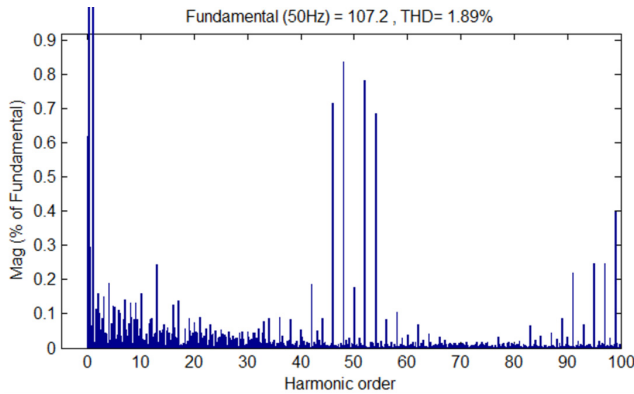
بهره پاسخ حلقه باز در فرکانسهای پنجم و هفتم در حدود ۴۰ dB است که خطای حالت ماندگار کمتر از ۱٪ را برای حذف این هارمونیکها تضمین می‌کند.

۴-۲ شبیه سازی و ارزیابی طرح کنترلی

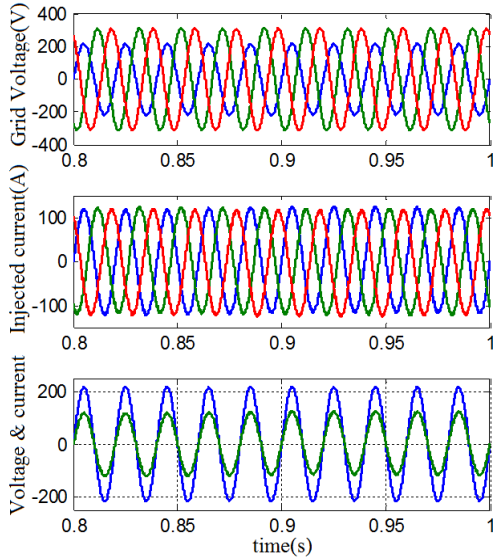
در این بخش از اینورتر برای تزریق ۵۰ کیلووات توان اکتیو با ضریب توان واحد به شبکه AC سه فاز سینوسی، غیر سینوسی (هارمونیک) و نامتعادل استفاده خواهد شد. در شکل ۱۰ نتایج شبیه سازی برای شبکه سینوسی نشان شده که در آن به ترتیب از بالا به پایین شکل موج ولتاژ سه فاز شبکه، جریان سه فاز تزریقی به شبکه و ولتاژ و جریان شبکه نشان داده شده‌اند. مشاهده می‌شود به دلیل صفر بودن توان راکتیو مرجع، ولتاژ و جریان شبکه هم فاز هستند و همچنین جریان تزریقی نیز سینوسی می‌باشد.

(۱) حلقه جریان باید پایدار بوده و حاشیه فاز آن بیش از ۴۵ درجه باشد. (۲) پهنای باند سیستم حلقه بسته باید به اندازه کافی بزرگ باشد که اغتشاشات ناشی از هارمونیکهای ولتاژ شبکه را جبران نماید. معمولاً پهنای باند سیستم حلقه بسته ۰/۰۵ فرکانس کلیدزنی انتخاب می‌شود [۲۳].

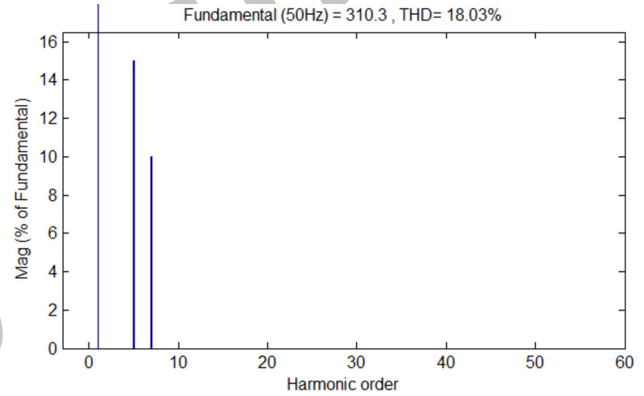
بنابراین ضریب تناسبی با توجه به پهنای باند مورد نیاز انتخاب می‌شود و ضریب انتگرالی نیز طبق (۱۷) بر اساس ضریب تناسبی و پارامترهای سیستم محاسبه خواهد شد. پاسخ فرکانسی کنترل کننده پیشنهادی به ازای $k_{p1} = ۱٫۵$ در شکل ۸ نشان داده شده و همان طور که از پاسخ فرکانسی مشاهده می‌شود این کنترل کننده در هارمونیکهای فرد دارای پیک است و بنابراین قادر است هارمونیکهای فرد را جبران سازی کند. پاسخ فرکانسی سیستم حلقه باز با پارامترهای مندرج در جدول ۱ در شکل ۹ نشان داده شده و پهنای باند و حاشیه فاز سیستم به ترتیب حدود ۱۳۰ هرتز و ۹۰ درجه است و حاشیه بهره آن بی نهایت می‌باشد. همچنین



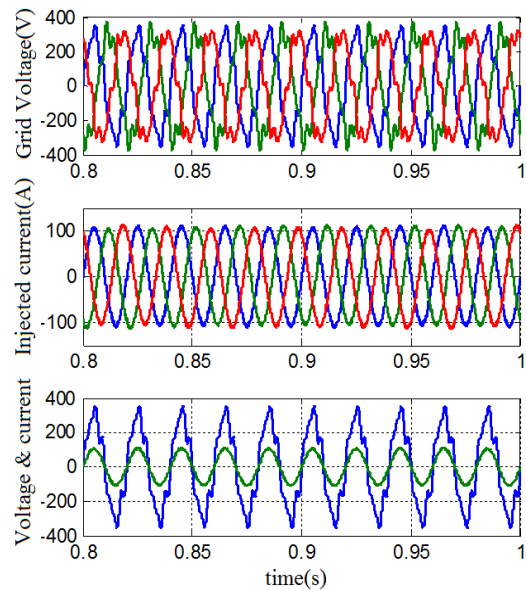
شکل ۹: محتوای هارمونیک جریان تزریقی به شبکه هارمونیک.



شکل ۱۰: نتایج شبیه‌سازی برای شبکه سینوسی، از بالا: ولتاژ شبکه، جریان تزریقی به شبکه و ولتاژ-جریان شبکه.



شکل ۱۱: محتوای هارمونیک ولتاژ شبکه هارمونیک.



شکل ۱۲: نتایج شبیه‌سازی برای شبکه غیر سینوسی، از بالا: ولتاژ شبکه، جریان تزریقی به شبکه و ولتاژ-جریان شبکه.

مجموع THD آن ۱۸٪ می‌باشد. نتایج شبیه‌سازی در شکل ۱۲ نشان داده‌اند، مشاهده می‌شود جریان شبکه، علی‌رغم اغتشاش در ولتاژ شبکه، سینوسی با ضریب توان واحد می‌باشد. از محتوای هارمونیک جریان در شکل ۱۳ مشخص است دامنه همه هارمونیک‌ها کمتر از ۳٪ و THD جریان ۱٫۸۹٪ (کمتر از ۵٪) بوده و بنابراین جریان تزریقی با محدودیت‌های مطرح‌شده در استانداردها همخوانی دارد.

در شبکه‌های ولتاژ پایین، نامتعادلی ولتاژ یکی از شایع‌ترین وقایع است. در شکل ۱۴ ولتاژ شبکه نامتعادل و جریان تزریقی به آن نمایش داده شده که ولتاژ فاز a شبکه به اندازه ۳۰٪ نامتعادلی دارد، با این وجود طرح کنترلی پیشنهادی توانسته جریان سینوسی متعادل را به شبکه تزریق کند. برای سنجش کارایی کنترل‌کننده پیشنهادی در ردیابی تغییرات توان اکتیو و راکتیو مرجع، در شکل ۱۵ نتایج شبیه‌سازی به ازای تغییر توان اکتیو مرجع از ۲۵ کیلووات به ۵۰ کیلووات در $t = ۰٫۵s$ نمایش داده شده است. همان طور که مشاهده می‌شود جریان در کمتر از یک سیکل به مقدار نهایی خود می‌رسد.

حفظ کارایی به ازای تغییر پارامترهای سیستم یکی از فاکتورهای ارزیابی یک روش کنترلی است. برای نمایش تأثیر تغییر فرکانس شبکه بر عملکرد روش پیشنهادی، در شکل ۱۶ THD جریان تزریقی به شبکه غیر سینوسی با ۱۵٪ هارمونیک پنجم و ۱۰٪ هارمونیک هفتم به ازای تغییر فرکانس شبکه نمایش داده شده و مشاهده می‌شود که THD جریان در همه فرکانس‌ها کمتر از ۵٪ است.

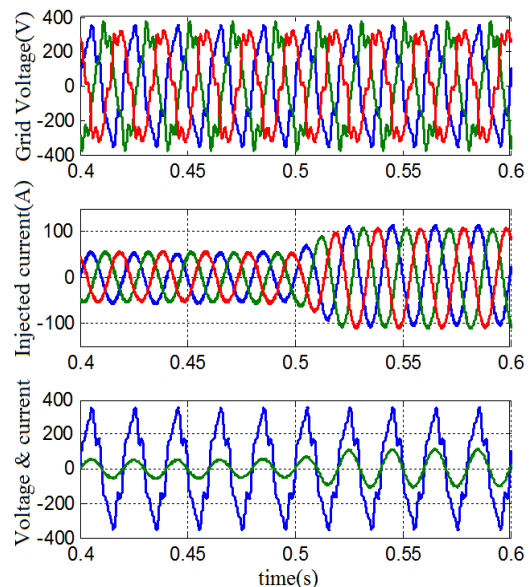
در شبیه‌سازی بعد، شبکه غیر سینوسی و آلوده به هارمونیک در نظر گرفته شده است. محتوای هارمونیک ولتاژ شبکه مد نظر طبق شکل ۱۱ متشکل از ۱۵٪ هارمونیک پنجم و ۱۰٪ هارمونیک هفتم بوده و در

۵- نتیجه گیری

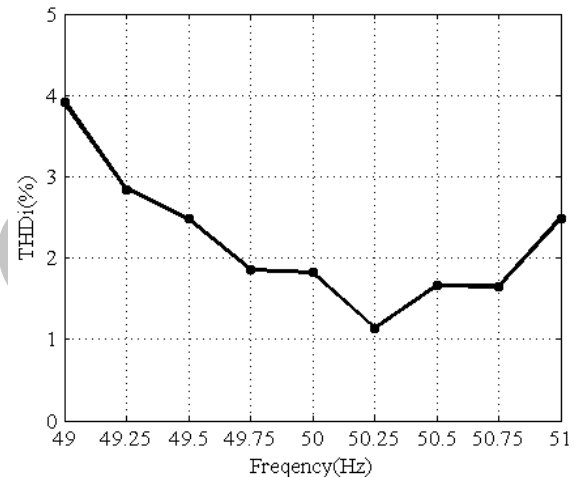
در این مقاله یک طرح کنترلی جدید برای اینورتر متصل به شبکه معرفی شد. ابتدا جریان مرجع سینوسی با استفاده از یک الگوریتم استخراج کننده سیگنال AC تعیین شده و سپس این جریان مرجع AC با استفاده از کنترل کننده پیشنهادی دنبال می شود. کنترل کننده جریان پیشنهادی در چارچوب ساکن پیاده سازی شده و نیازی به تبدیلات پارک و کنترل کننده های متعدد برای جبران سازی هارمونیکها ندارد و به راحتی با استفاده از تنها یک متغیر کنترلی پیاده سازی می شود. نتایج شبیه سازی های انجام شده مؤید این است که THD جریان تزریقی به شبکه در بدترین وضعیت های شبکه اعم از نامتعادلی، هارمونیک و تغییر فرکانس همواره کمتر از ۵٪ می باشد.

مراجع (مرجع ۲۰ با ۱۹ یکی بود و حذف شد)

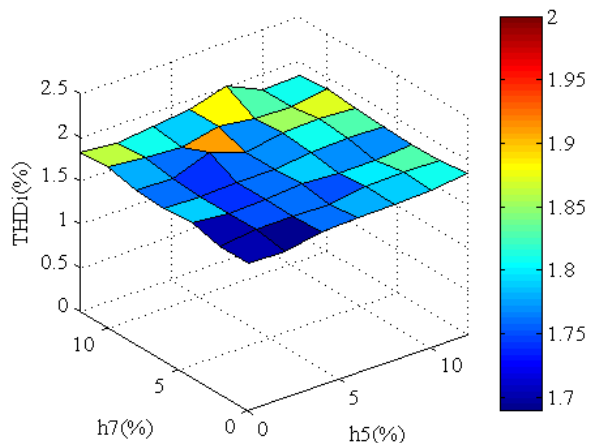
- [1] L. Shang, D. Sun, and D. Hu, "Sliding - mode - based direct power control of under unbalanced network conditions," *IET Power Electron.*, vol. 4, no.5, pp. 570-579, May 2011.
- [2] N. Flourentzou, V. G. Agelidis, and G. D. Demetriades, "VSC-based HVDC power transmission systems: an overview," *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 24, no. 3, pp. 592-602, Mar. 2009.
- [3] IEEE Std 1547-2003, IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems, 2003.
- [4] M. Marei, E. El - Saadany, and M. Salama, "A novel control algorithm for the DG interface to mitigate power quality problems," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 19, no. 3, pp. 1384-1392, Jul. 2004.
- [5] E. Twinning, "Modeling grid-connected voltage source inverter operation," in *Proc. Australasian Universities Power Engineering Conf., AUPEC'01*, pp. 501-506, 23-26 Sep. 2001.
- [6] E. Twinning and D. G. Holmes, "Grid current regulation of a three-phase voltage source inverter with an LCL input filter," *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 18, no. 3, pp. 888-895, May 2003.
- [7] C. Lascu, L. Asiminoaei, I. Boldea, and F. Blaabjerg, "High performance current controller for selective harmonic compensation in active power filters," *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 22, no. 5, pp. 1826-1835, Sep. 2007.
- [8] F. Blaabjerg, M. Liserre, and A. V. Timbus, "Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems," *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 53, no. 5, pp. 1398-1409, Oct. 2006.
- [9] S. Buso and P. Mattavelli, *Digital Control in Power Electronics*, J. Hudgins, Ed. Morgan and Claypool Publishers, 2006.
- [10] G. Weiss, Q. Zhong, T. Green, and J. Liang, "H ∞ repetitive control of DC-AC converters in microgrids," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 1, pp. 219-230, Jan. 2004.
- [11] D. Sha, D. Wu, and X. Liao, "Analysis of a hybrid controlled three-phase grid - connected inverter with harmonics compensation in synchronous reference frame," *IET Power Electron.*, vol. 4, no. 7, pp. 743-751, Aug. 2011.
- [12] J. Allmeling, "A control structure for fast harmonics compensation in active filters," *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 19, no. 2, pp. 508-514, Mar. 2004.
- [13] A. Timbus, M. Liserre, R. Teodorescu, P. Rodriguez, and F. Blaabjerg, "Evaluation of current controllers for distributed power generation systems," *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 24, no. 3, pp. 654-664, Mar. 2009.
- [14] H. R. Mohammadi, A. Y. Varjani, and H. Mokhtari, "Multiconverter unified power-quality conditioning system: MC-PQC," *IEEE Trans. on Power Del.*, vol. 24, no. 3, pp. 1679-1686, Jul. 2009.
- [15] R. Kadri, J. Gaubert, and G. Champenois, "An improved maximum power point tracking for photovoltaic grid - connected inverter based on voltage - oriented control," *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 58, no. 1, pp. 66-75, Jan. 2011.
- [16] N. Pogaku, M. Prodanovic, and T. C. Green, "Modeling, analysis, and testing of autonomous operation of an inverter-based microgrid," *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 22, no. 2, pp. 613-625, Mar. 2007.
- [17] N. Ninad and L. Lopes, "Per - phase vector (dq) controlled three-phase grid-forming inverter for stand-alone systems," in *Proc. 2011 IEEE Int. Symp. on Industrial Electronis, ISIE'11*, pp. 1626-1631, 27-30 Jun. 2011.
- [18] Y. W. Li, D. M. Vilathgamuwa, and P. C. Loh, "A grid - interfacing power quality compensator for three - phase three - wire microgrid



شکل ۱۵: پاسخ روش کنترلی پیشنهادی به ازای تغییرات توان اکتیو مرجع.



شکل ۱۶: THD جریان تزریقی به شبکه غیر سینوسی با ۱۵٪ هارمونیک پنجم و ۱۰٪ هارمونیک هفتم به ازای تغییر فرکانس شبکه.



شکل ۱۷: THD جریان تزریقی به شبکه غیر سینوسی با هارمونیک های پنجم و هفتم.

در شکل ۱۷ اینورتر متصل به شبکه غیر سینوسی با ترکیب های متفاوت از هارمونیک های ۵ و ۷ شبیه سازی شده است. همان طور که این شکل نشان می دهد THD جریان تزریقی به شبکه غیر سینوسی همواره کمتر از ۲٪ است.

مهدی شاهپرستی تحصیلات خود را در مقاطع کارشناسی از دانشگاه بیرجند در سال ۱۳۸۶ و کارشناسی ارشد خود را از دانشگاه تربیت مدرس در سال ۱۳۸۸ در رشته برق- قدرت به پایان رسانده و هم‌اکنون دانشجوی مقطع دکتری مهندسی برق- قدرت در دانشگاه تربیت مدرس می‌باشد. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارتند از منابع تغذیه بدون وقفه، اینورترهای موزی و کاربرد الکترونیک قدرت در منابع تولید پراکنده.

مصطفی محمدیان تحصیلات خود را در مقاطع کارشناسی از دانشگاه صنعتی امیرکبیر در سال ۱۳۶۸، کارشناسی ارشد خود را از دانشکده فنی دانشگاه تهران در سال ۱۳۷۱ و مدرک دکتری خود را در سال ۱۳۷۷ از دانشگاه کلمگری کانادا همگی در رشته برق- قدرت به پایان رسانده و هم‌اکنون دانشیار دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر دانشگاه تربیت مدرس است. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه وی عبارتند از منابع تغذیه بدون وقفه، کنترل ماشین‌های الکتریکی، کاربرد DSP در الکترونیک قدرت و کاربرد الکترونیک قدرت در ادوات پراکنده.

علی یزدیان ورجانی تحصیلات خود را در مقطع کارشناسی مهندسی برق از دانشگاه صنعتی شریف در سال ۱۳۶۸ به اتمام رساند. ایشان مدرک کارشناسی ارشد و دکترای خود را در رشته مهندسی برق از دانشگاه ولنگونگ استرالیا به ترتیب در سال‌های ۱۳۷۳ و ۱۳۷۷ دریافت کرد و هم‌اکنون استادیار دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر دانشگاه تربیت مدرس است. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارتند از طراحی و کنترل ادوات FACTS، کیفیت توان، حفاظت شبکه‌های قدرت و امنیت اطلاعات.

applications," *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 21, no. 4, pp. 1021-1031, Jul. 2006.

- [19] C. Lascu, L. Asiminoaei, I. Boldea, and F. Blaabjerg, "Frequency response analysis of current controllers for selective harmonic compensation in active power filters," *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 56, no. 2, pp. 337-347, Feb. 2009.
- [20] M. Kale and E. Ozdemir, "Harmonic and reactive power compensation with shunt active power filter under non-ideal mains voltage," *Electric Power on Systems Research*, vol. 74, no. 3, pp. 363-370, Jun. 2005.
- [21] F. Briz, M. Degner, and R. Lorenz, "Analysis and design of current regulators using complex vectors," *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 36, no. 3, pp. 817-825, May 2000.
- [22] X. Guo and W. Wu, "Improved current regulation of three-phase grid-connected voltage-source inverters for distributed generation systems," *IET Renewable Power Generation*, vol. 4, no. 2, pp. 101-115, Mar. 2010.
- [23] M. Liserre, A. Dell'Aquila, and F. Blaabjerg, "Design and control of a three-phase active rectifier under non-ideal operating conditions," in *Proc. 37th IAS Annual Meeting Industry Applications Conf.*, vol. 2, pp. 1181-1188, Oct. 2002.
- [24] M. Liserre, F. Blaabjerg, and R. Teodorescu, "Grid impedance estimation via excitation of LCL-filter resonance," *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 43, no. 5, pp. 1401-1407, Sep./Oct. 2007.

Archive of SID