

PQA-7013

بررسی عملکرد و مقایسه دو کنترلر تکراری مرسوم و مرتبه $1 \pm 6k$ هارمونیکی برای یک فیلتر اکتیو سه فاز موازی جهت استخراج هارمونیک‌های جریان در شبکه‌های توزیع

sadegh.karbasforooshan@gmail.com

محمدصادق کرباس فروشان

m.monfared@um.ac.ir

محمد منفرد

دانشگاه فردوسی مشهد، مشهد، ایران

چکیده: این مقاله به بررسی عملکرد و مقایسه دو کنترلر تکراری مرسوم و مرتبه $1 \pm 6k$ هارمونیکی برای یک فیلتر اکتیو سه فاز موازی با شبکه توزیع جهت استخراج هارمونیک‌های جریان می‌پردازد. منبع سه فاز شبکه هارمونیکی و بار کاملاً غیر خطی می‌باشد و در نتیجه ولتاژ شبکه و جریان بار نامتعادل می‌باشند. روش‌های کنترل تکراری معمولاً برای ردیابی کامل مولفه‌های هارمونیکی فرکانس اصلی به کار می‌روند. کنترلر تکراری مرسوم در تمام مضارب صحیح مولفه فرکانس اصلی، فیلتر رزونانسی ایجاد کرده و آن هارمونیک‌ها را استخراج می‌کند ولی کنترلر تکراری مرتبه $1 \pm 6k$ هارمونیکی تنها در مضارب $1 \pm 6k$ فرکانس اصلی فیلتر رزونانسی ایجاد می‌کند. کنترلر تکراری مرتبه $6k \pm 1$ هارمونیکی معمولاً در سیستم‌های سه فاز استفاده می‌شود که شامل هارمونیک‌های $1 \pm 6k$ می‌باشند. کنترلر تکراری مرتبه $1 \pm 6k$ هارمونیکی در مقایسه با کنترلر تکراری مرسوم فضای حافظه‌ای به مراتب کمتر اشغال می‌کند و ردیابی خطای صفر یا حذف اغتشاش کامل را بسیار سریعتر بدست می‌آورد. در این مقاله ابتدا فیلتر اکتیو سه فاز مدل‌سازی شده و سپس سیستم کنترل این فیلتر معرفی می‌شود. در حلقه کنترل جریان که هدف از آن استخراج هارمونیک‌های جریان می‌باشد، کنترلرهای تکراری معرفی شده و سپس با یکدیگر مقایسه می‌گردند. نتایج شبیه‌سازی جهت بررسی عملکرد و مقایسه دقیق‌تر این دو کنترلر برای یک فیلتر اکتیو سه فاز موازی ارائه شده‌اند. این نتایج نشان می‌دهد که هر دو کنترلر به خوبی جریان هارمونیکی منبع را در حالت‌های مختلف نامتعادلی منبع و بار جبران کرده‌اند، اما در مقایسه

بررسی عملکرد و مقایسه دو کنترلر تکراری مرسوم و مرتبه $6k\pm 1$ هارمونیک برای یک فیلتر اکتیو سه فاز موازی جهت استخراج هارمونیکهای جریان در شبکه های توزیع

محمدصادق کرباس فروشان، محمد منفرد

دانشگاه فردوسی مشهد، مشهد، ایران

sadegh.karbasforooshan@gmail.com, m.monfared@um.ac.ir

چکیده

این مقاله به بررسی عملکرد و مقایسه دو کنترلر تکراری مرسوم و مرتبه $6k\pm 1$ هارمونیک برای یک فیلتر اکتیو سه فاز موازی با شبکه توزیع جهت استخراج هارمونیکهای جریان می پردازد. منبع سه فاز شبکه هارمونیک و بار کاملاً غیر خطی می باشد و در نتیجه ولتاژ شبکه و جریان بار نامتعادل می باشند. روش های کنترل تکراری معمولاً برای ردیابی کامل مولفه های هارمونیک فرکانس اصلی به کار می روند. کنترلر تکراری مرسوم در تمام مضارب صحیح مولفه فرکانس اصلی، فیلتر رزونانسی ایجاد کرده و آن هارمونیکها را استخراج می کند ولی کنترلر تکراری مرتبه $6k\pm 1$ هارمونیک تنها در مضارب $6k\pm 1$ فرکانس اصلی فیلتر رزونانسی ایجاد می کند. کنترلر تکراری مرتبه $6k\pm 1$ هارمونیک معمولاً در سیستم های سه فاز استفاده می شود که شامل هارمونیکهای $6k\pm 1$ می باشند. کنترلر تکراری مرتبه $6k\pm 1$ هارمونیک در مقایسه با کنترلر تکراری مرسوم فضای حافظه ای به مراتب کمتر اشغال می کند و ردیابی خطای صفر یا حذف اغتشاش کامل را بسیار سریعتر بدست می آورد. در این مقاله ابتدا فیلتر اکتیو سه فاز مدلسازی شده و سپس سیستم کنترل این فیلتر معرفی می شود. در حلقه کنترل جریان که هدف از آن استخراج هارمونیکهای جریان می باشد، کنترلرهای تکراری معرفی شده و سپس با یکدیگر مقایسه می گردند. نتایج شبیه سازی جهت بررسی عملکرد و مقایسه دقیق تر این دو کنترلر برای یک فیلتر اکتیو سه فاز موازی ارائه شده اند. این نتایج نشان می دهد که هر دو کنترلر به خوبی جریان هارمونیک منبع را در حالت های مختلف نامتعادلی منبع و بار جبران کرده اند، اما در مقایسه با یکدیگر همانطور که اشاره شد، کنترلر تکراری مرتبه $6k\pm 1$ هارمونیک سرعت بالاتری نسبت به کنترلر مرسوم دارد. بنابراین این کنترلر برای کاربردهای صنعتی گزینه بسیار مناسبی می باشد.

کلید واژه

ردیابی خطای صفر - فیلتر اکتیو سه فاز موازی - کنترلر تکراری مرتبه $6k\pm 1$ هارمونیک - کنترلر تکراری مرسوم

۱- مقدمه

امروزه با افزایش بارهای غیرخطی همانند مبدل‌های الکترونیک قدرت در شبکه های توزیع برق، کیفیت توان الکتریکی پایین آمده است. فیلترهای اکتیو موازی مکانیزم موثری را در کاهش اثرات تزریق جریانهای اعوجاجی و هارمونیک در بارهای غیر خطی به نمایش می گذارند [۱]-[۳].

در سالهای اخیر، روش های کنترلی مختلفی برای بهبود قابلیت جبران سازی این سیستم ها پیشنهاد شده اند. در اکثر این روش ها، فرض بر این است که جریان منبع از هارمونیکهای بالای مولفه اصلی تشکیل شده است. این فرض ساده منجر به پیاده سازی روش های پیشرفته بسیاری شده است که عملکرد سیستم را به طور قابل ملاحظه ای بهبود می بخشد [۴]-[۶]. روش های کنترلی تکراری به عنوان روش هایی ساده و عملی برای جبران سازی هارمونیکها و همچنین ردیابی دقیق سیگنالهای متناوب یا حذف اغتشاشات متناوب به کار می روند. ایده اصلی روش کنترل تکراری یک خط تاخیر ساده در اتصال فیدبک یا فیدفوروارد می باشد که منجر به تولید تعداد نامحدودی صفر و قطب و در نتیجه تعداد نامحدودی فیلتر رزونانسی می شود که هر کدام در مضارب فرکانس مولفه اصلی تنظیم شده اند. بنابراین با این روش می توان گروهی از مولفه های هارمونیک را بطور کامل استخراج نمود [۷]-[۹].

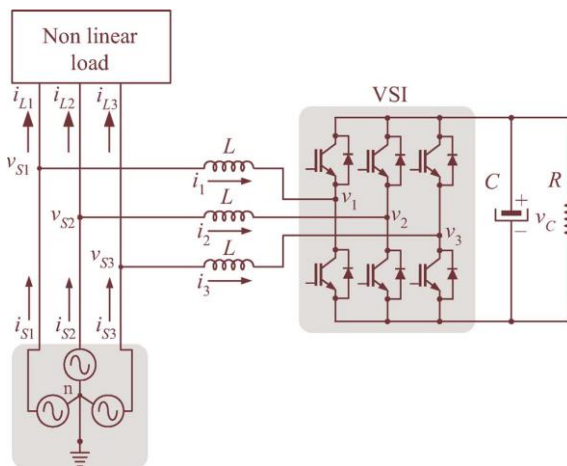
طرح های کنترلی مختلفی برای کنترل تکراری پیشنهاد شده است. اولین طرح مبتنی بر فیدبک مثبت است که با هدف جبران سازی هر هارمونیک، چه فرد و چه زوج و مولفه DC ارائه شده اند. طرح مبتنی بر فیدبک منفی در مرجع [۹] معرفی شده است که هدف آن جبران سازی هارمونیکهای فرد است. اخیرا نیز طرح های کنترلی جدیدی برای جبران سازی هارمونیکهای مرتبه $6k \pm 1$ ، $4k \pm 1$ و ... ارائه شده اند که هر کدام جملات نامحدود رزونانسی در مضارب مورد نظر از فرکانس اصلی ایجاد می کنند. هارمونیکهای مرتبه $6k \pm 1$ بیشتر در سیستم های سه فاز وجود دارند [۱۰]-[۱۲].

این مقاله به بررسی عملکرد و مقایسه دو کنترلر تکراری مرسوم و مرتبه $6k \pm 1$ هارمونیک برای یک فیلتر اکتیو سه

فاز جهت جبران سازی هارمونیکهای جریان در حضور یک منبع هارمونیک و بار غیر خطی شامل هارمونیکهای مرتبه $6k \pm 1$ می پردازد. کنترل سیستم موجود شامل کنترل دو قسمت کنترل جریان و کنترل ولتاژ می شود که کنترلرهای تکراری در قسمت کنترل جریان قرار دارند. جهت تایید نتایج تئوری و مقایسه دقیق تر این دو کنترلر، سیستم فیلتر همراه با کنترلرهای تکراری دیجیتال در نرم افزار MATLAB شبیه سازی شده است. این نتایج مزایا و موثر بودن این روش ها را در استخراج هارمونیکها به نمایش می گذارند و تفاوت های این دو کنترلر را بیان می کنند.

۲- مدلسازی سیستم

یک اینورتر منبع ولتاژی سه فاز که به عنوان یک فیلتر اکتیو به کار می رود، در شکل ۱ نشان داده شده است.



شکل ۱: فیلتر اکتیو سه فاز موازی با شبکه.

در این سیستم، تلفات کلیدزنی و سایر تلفات با یک عنصر مقاومتی R مدل شده اند. برای طراحی کنترل سیستم، از مدل میانگین در مرجع [۴] استفاده شده است که در این مدل بردار موقعیت کلیدزنی $\delta_{123} = [\delta_1, \delta_2, \delta_3]^T$ به جای بردار متنظر سیکل کاری $u_{123} = [u_1, u_2, u_3]^T$ جایگزین شده است.

راه حل مورد نظر نیازمند بیان مدل در قاب ساکن $\alpha\beta$ می باشد که بدین منظور از تبدیل کلارک استفاده شده است. علاوه بر این، با هدف کاهش تعداد سنسورهای جریان، سیستم با جملات جریانهای خط $i_{s\alpha\beta} = [i_{s\alpha}, i_{s\beta}]^T$ به جای جریانهای تزریقی فیلتر اکتیو $i_{\alpha\beta} = [i_{\alpha}, i_{\beta}]^T$ توصیف می گردد.

۳-۱- حلقه کنترل جریان

به علت وجود بارهای غیر خطی، هدف اصلی فیلتر اکتیو تزریق جریان لازم به صورتی است که جریان $i_{s\alpha\beta}$ با ولتاژ منبع $V_{s\alpha\beta}$ متناسب شود. بنابراین از ترمینالهای منبع مقاومت یکسانی در سه فاز دیده می شود. در نتیجه:

$$i_{s\alpha\beta} \rightarrow i_{s\alpha\beta}^* = \frac{g}{V_{s,RMS}} V_{s\alpha\beta} \quad (8)$$

که g یک ضریب ثابت و $V_{s,RMS}^2$ مربع ولتاژ موثر منبع می باشد.

بر اساس مرجع [۴]، راه حل ردیابی کامل مبتنی بر معادله (۱) شامل یک جمله فیدفوروارد در معادله (۱) همراه با سیگنال کنترلی $\vartheta_{\alpha\beta}$ می باشد. یک جمله میراکننده $R_1(i_{s\alpha\beta} - i_{s\alpha\beta}^*)$ نیز باید برای حفظ پایداری اضافه شود. همچنین برای تضمین ردیابی کامل، یک جمله اضافی $\hat{\phi}_{\alpha\beta}$ موردنیاز است. این جمله یک تخمین از اغتشاشات متناوب را ارائه می دهد و به صورت جمع مولفه های هارمونیک بیان می شود؛ یعنی: $\hat{\phi}_{\alpha\beta} = \sum_{k \in H} \hat{\phi}_{k,\alpha\beta}$. در نتیجه معادله زیر برای حلقه کنترل جریان بیان می گردد:

$$g_{\alpha\beta} = V_{s\alpha\beta} + R_1 \tilde{i}_{s\alpha\beta} + \hat{\phi}_{\alpha\beta} \quad (9)$$

که: $\tilde{i}_{s\alpha\beta} \triangleq i_{s\alpha\beta} - i_{s\alpha\beta}^*$

روش های مختلفی برای ساختن $\hat{\phi}_{\alpha\beta}$ وجود دارد. به عنوان مثال مراجع [۴] و [۵] مسئله را با روش های تطبیقی حل کرده اند. در این مراجع کنترلر حلقه جریان بصورت زیر بیان شده است:

$$g_{\alpha\beta} = V_{s\alpha\beta} + R_1 \tilde{i}_{s\alpha\beta} + \sum_{k \in H} \hat{\phi}_{k,\alpha\beta} \quad (10)$$

$$\hat{\phi}_{k,\alpha\beta} = \frac{2\gamma_k s}{s^2 + k^2 \omega^2} \tilde{i}_{s\alpha\beta}, \quad k \in H \quad (11)$$

در مرجع [۶] نیز مسئله با روش کنترل تکراری حل شده است.

در این مقاله قصد داریم تا مسئله را با روش کنترل تکراری از نوع مرسوم و مرتبه $6k \pm 1$ هارمونیک از مرجع [۱۰] حل کنیم و نتایج را با یکدیگر مقایسه نماییم.

در این مرجع، برای کنترل تکراری مرتبه $nk \pm m$

مدل موردنظر در قاب مرجع $\alpha\beta$ به شکل زیر بیان می گردد: [۴]

$$L \frac{d}{dt} i_{s\alpha\beta} = L \frac{di_{L\alpha\beta}}{dt} - g_{\alpha\beta} + V_{s\alpha\beta} \quad (1)$$

$$C \frac{d}{dt} \left(\frac{V_c}{2} \right) = g_{\alpha\beta}^T (i_{s\alpha\beta} - i_{L\alpha\beta}) - \left(\frac{V_c}{R_L} \right) \quad (2)$$

$$i_{s\alpha\beta} = i_{L\alpha\beta} + i_{\alpha\beta} \quad (3)$$

$$g_{\alpha\beta} = \frac{V_c \cdot u_{\alpha\beta}}{2} \quad (4)$$

که $i_{L\alpha\beta} = [i_{La}, i_{L\beta}]^T$ جریانهای بار و $\vartheta_{\alpha\beta} = [\vartheta_\alpha, \vartheta_\beta]^T$ ورودی کنترل را بیان می کنند. بردار سیکل کاری $u_{\alpha\beta}$ تا زمانی که ولتاژ خازن V_c در مقدار ثابت غیرصفری نگه داشته شده است، با استفاده از معادله (۴) محاسبه می شود.

فرض می کنیم که جریان بار $i_{L\alpha\beta}$ و ولتاژ منبع $V_{s\alpha\beta}$ سیگنالهای متناوبی هستند که شامل هارمونیکهای مضرب $6k \pm 1$ ($k=0, 1, 2, \dots, \infty$) مولفه اصلی ω_0 می باشند و به صورت زیر تعریف می شوند:

$$V_{s\alpha\beta} = \sum_{k \in H} (e^{j\omega_k t} V_{s,k}^p + e^{-j\omega_k t} V_{s,k}^n) \quad (5)$$

$$i_{L\alpha\beta} = \sum_{k \in H} (e^{j\omega_k t} I_{L,k}^p + e^{-j\omega_k t} I_{L,k}^n) \quad (6)$$

که $e^{j\omega_k t}$ ماتریسی به فرم زیر است:

$$e^{j\omega_k t} = \begin{pmatrix} \cos(\omega_k t) & -\sin(\omega_k t) \\ \sin(\omega_k t) & \cos(\omega_k t) \end{pmatrix} \quad (7)$$

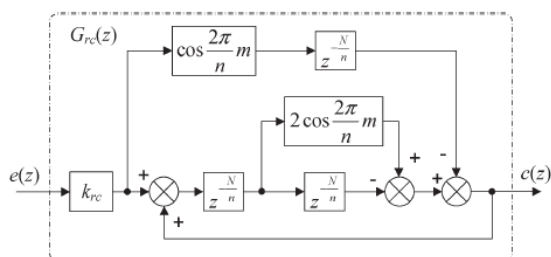
$$e^{-j\omega_k t} = (e^{j\omega_k t})^T, \quad J = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}$$

بردارهای $I_{L,k}^p, I_{L,k}^n \in \mathbb{R}^2$ ضرایب هارمونیک k -امین توالی مثبت و منفی جریان بار و $V_{L,k}^p, V_{L,k}^n \in \mathbb{R}^2$ ضرایب هارمونیک ولتاژ منبع هستند. $H = \{1, 5, 7, \dots\}$ مجموعه ای از اندیس های مولفه های هارمونیک موردنظر است ($H = \{6k \pm 1, k=0, 1, 2, \dots, \infty\}$). این ضرایب هارمونیکی جریان بار و ولتاژ منبع، ثوابتی نامعلوم هستند.

۳- کنترل سیستم

بر اساس فرض استقلال دینامیکها که در آن فرض می کنیم دینامیک جریان بسیار سریعتر از دینامیک خازن است، سیستم کنترل به دو قسمت تقسیم می گردد: کنترل جریان (حلقه داخلی) و کنترل ولتاژ (حلقه خارجی)

هارمونیکی، کنترلر دیجیتال شکل زیر پیشنهاد می شود:



شکل ۲: کنترلر تکراری مرتبه $nk \pm m$ هارمونیکی مرجع [۱۰].

که تابع تبدیل آن بصورت زیر می باشد:

$$G_{RC}(z) = k_{RC} \frac{\cos\left(\frac{2\pi m}{n}\right) \cdot z^{\frac{N}{n}} - 1}{z^{\frac{2N}{n}} - 2 \cos\left(\frac{2\pi m}{n}\right) \cdot z^{\frac{N}{n}} + 1} \quad (12)$$

که $n, m \in \mathbb{N}$ و $n > m \geq 0$.

معادله (۱۲) را می توان بصورت زیر بازنویسی کرد:

$$G_{RC}(z) = k_{RC} \frac{\cos\left(\frac{2\pi m}{n}\right) \cdot z^{\frac{N}{n}} - 1}{(z^{\frac{N}{n}} - e^{j\frac{2\pi m}{n}})(z^{\frac{N}{n}} - e^{-j\frac{2\pi m}{n}})} \quad (13)$$

از معادله (۱۳) می توان دریافت که قطبهای معادله (۱۲) در $\omega_0 = \pm j(nk \pm m)\omega_0$ با $k \in \mathbb{N}$ و $|nk \pm m| \leq N/2$ قرار دارند. بنابراین مطابق تئوری روش کنترل تکراری (مرجع [۱۳])، استفاده از کنترلر معادله (۱۲) در یک سیستم حلقه بسته پایدار، ردیابی خطای صفر در فرکانسهای هارمونیکی $(nk \pm m)f_0$ را تضمین می کند.

با تعیین m و n در معادله (۱۲) کنترلرهای تکراری مختلفی بدست می آید. با $n=1$ و $m=0$ کنترلر تکراری مرسوم و با $n=6$ و $m=1$ کنترلر تکراری مرتبه $6k \pm 1$ هارمونیکی بدست می آید. کنترلر تکراری مرسوم تمامی مضارب صحیح مولفه های هارمونیکی فرکانس اصلی را استخراج می کند و در این مولفه های فرکانسی تعداد نامحدود فیلتر رزونانسی ایجاد می کند؛ در حالیکه کنترلر تکراری مرتبه $6k \pm 1$ هارمونیکی فقط مضارب $6k \pm 1$ مولفه فرکانس اصلی را استخراج می کند. در ادامه به ویژگی های هرکدام از این کنترلرها بیشتر می پردازیم.

اکنون با توجه به معادله (۱۲) می توانیم تابع انتقال

کنترلرهای تکراری مرسوم و مرتبه $6k \pm 1$ هارمونیکی را به صورت زیر محاسبه نماییم:

$$G_{CRC}(z) = k_{RC} \frac{z^N - 1}{z^{2N} - 2z^N + 1} \quad (14)$$

$$G_{(6k \pm 1)RC}(z) = k_{RC} \frac{0.5z^{\frac{N}{6}} - 1}{z^{\frac{N}{3}} - z^{\frac{N}{6}} + 1} \quad (15)$$

از مقایسه دو تابع انتقال معادله (۱۴) و (۱۵) درمی یابیم که درجه مخرج و صورت تابع انتقال کنترلر تکراری مرسوم ۶ برابر کنترلر تکراری مرتبه $6k \pm 1$ هارمونیکی است؛ در نتیجه این کنترلر سلولهای حافظه ای به مراتب بیشتر از کنترلر تکراری مرتبه $6k \pm 1$ هارمونیکی اشغال می کند. بنابراین نرخ همگرایی خطا نیز در کنترلر تکراری مرتبه $6k \pm 1$ هارمونیکی بسیار سریعتر از کنترلر تکراری مرسوم می باشد. به بیان دیگر می توان گفت که کنترلر تکراری مرسوم در تمامی مضارب صحیح مولفه فرکانس اصلی فیلتر رزونانسی ایجاد می کند، در حالیکه کنترلر تکراری مرتبه $6k \pm 1$ هارمونیکی فقط در مضارب $6k \pm 1$ مولفه اصلی فیلتر رزونانسی ایجاد می کند؛ در نتیجه این کنترلر در هر بازه شش تایی از مولفه های هارمونیکی، تنها در دو مولفه فیلتر رزونانسی ایجاد کرده که این مقدار یک سوم کنترلر تکراری مرسوم می باشد. بنابراین کنترلر مرتبه $6k \pm 1$ هارمونیکی با سرعتی معادل با سه برابر نسبت به کنترلر مرسوم خطای ردیابی را همگرا کرده و همچنین حافظه ای به مراتب کمتر اشغال می کند.

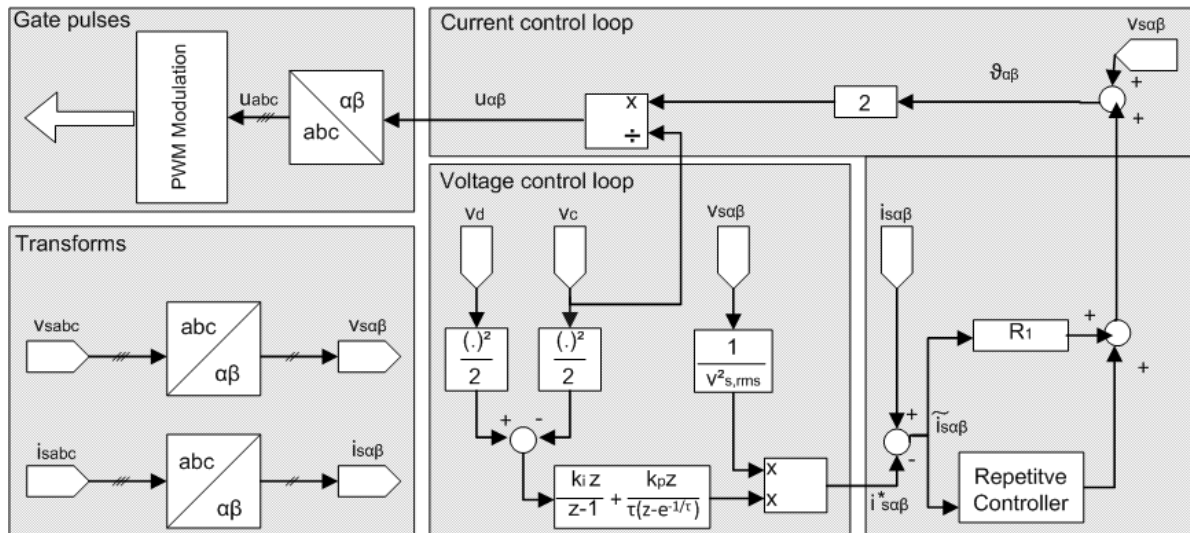
با جایگزینی کنترلر تکراری به جای $\phi_{\alpha\beta}$ در معادله (۹) داریم:

$$\mathcal{G}_{\alpha\beta}(z) = V_{s\alpha\beta}(z) + (R_1 + G_{RC}(z)) i_{s\alpha\beta}(z) \quad (16)$$

بنابراین در قسمت حلقه کنترل جریان فیلتر اکتیو از کنترلر تکراری جهت استخراج هارمونیکیهای موردنظر استفاده می کنیم.

۳-۲- حلقه کنترل ولتاژ

حلقه کنترل ولتاژ وظیفه نگه داشتن ولتاژ خازن C در مقدار معلوم V_d در طول شرایط عادی کاری بر عهده دارد. در این حلقه کنترلی، مقدار ثابت g به عنوان یک ورودی کنترل جهت ساختن جریان $i_{s\alpha\beta}^*$ و رگولاسیون ولتاژ خازن به کار



شکل ۳: سیستم کنترل فیلتر اکتیو سه فاز.

۴- نتایج شبیه سازی

به منظور بررسی عملکرد و مقایسه دو روش کنترل تکراری، یک فیلتر اکتیو سه فاز موازی با شبکه با پارامترهای جدول ۱ در محیط Simulink نرم افزار MATLAB شبیه سازی شده است.

جدول ۱: پارامترهای شبیه سازی

پارامترهای منبع، فیلتر و بار				
۲ (mH)	اندوکتانس فیلتر (L)			
۲۲۰۰ (μF)	خازن (C)			
۱ (KΩ)	مقاومت تلفات (R)			
۵۰۰ (V)	ولتاژ مرجع خازن (V _d)			
۱۱۰ (V _{rms})	ولتاژ شبکه (V _s)			
۵۰ (Hz)	فرکانس شبکه			
۱۵ (Ω)	مقاومت بار			
پارامترهای کنترل				
۱۸ (KHz)	فرکانس کلیدزنی (f _s)			
R ₁	K _i	K _p	τ	N
۱۵	۰,۴	۰,۰۳	۰,۰۰۵	۳۶۰

می رود. با جایگزینی معادله (۹) در معادله (۲) و پس از ساده سازی با استفاده از مرجع [۴] خواهیم داشت:

$$C \frac{d}{dt} \tilde{z} = c_1 g - \frac{2\tilde{z}}{R_L} - c_2$$

$$\tilde{z} = \frac{V_c^2 - V_d^2}{2}$$

$$(17)$$

$$c_1 = \left\langle V_{S\alpha\beta}^T V_{S\alpha\beta} + V_{S\alpha\beta}^T \phi_{\alpha\beta} \right\rangle_0 \cong V_{S,RMS}^2$$

$$c_2 = \left\langle i_{L\alpha\beta}^T \phi_{\alpha\beta} \right\rangle_0 - \frac{V_d}{R_L}$$

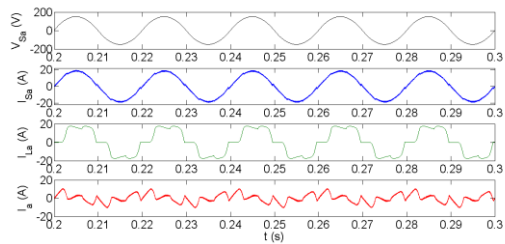
سیستم معادله (۱۷) یک سیستم نامتغیر با زمان خطی و مرتبه اول می باشد که خروجی حالت آن \tilde{z} و ورودی حالت آن g می باشد. کنترلر دیجیتال زیر برای ردیابی کامل پیشنهاد می گردد:

$$G(z) = -k_i \frac{z}{z-1} - \frac{k_p}{\tau} \frac{z}{z-e^{-\frac{1}{\tau}}}$$

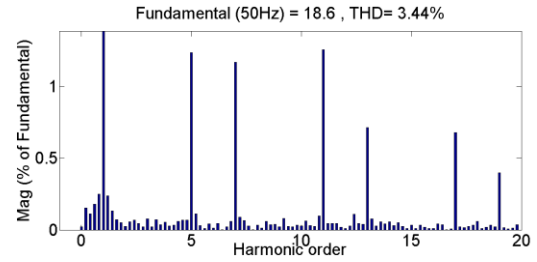
$$(18)$$

که k_i ، k_p و τ پارامترهای طراحی کنترل می باشند. پارامتر τ ثابت زمانی یک فیلتر پایین گذر می باشد که برای جلوگیری از ورود هارمونیکهای بالا به حلقه کنترل ولتاژ استفاده شده است.

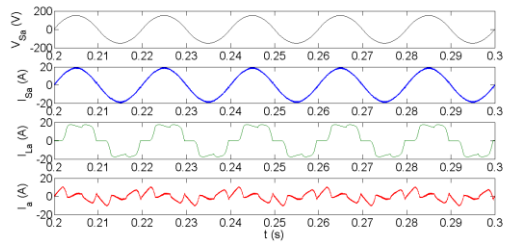
سیستم کنترل فیلتر اکتیو سه فاز در شکل ۳ نشان داده شده است.



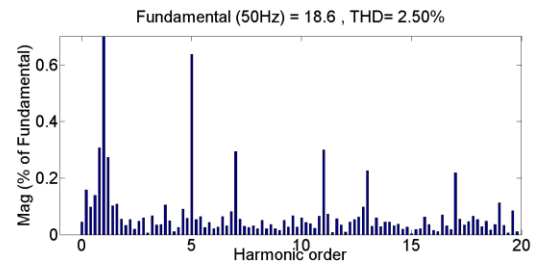
شکل ۴: ولتاژ منبع، جریان منبع، جریان بار و جریان فیلتر فاز a در سیستم با کنترلر تکراری مرسوم و بار یکسوکنده سه فاز دیودی.



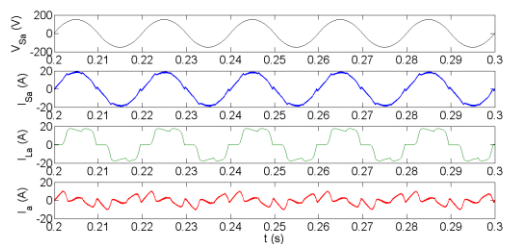
شکل ۵: طیف هارمونیک جریان منبع در سیستم با کنترلر تکراری مرسوم و بار یکسوکنده سه فاز دیودی.



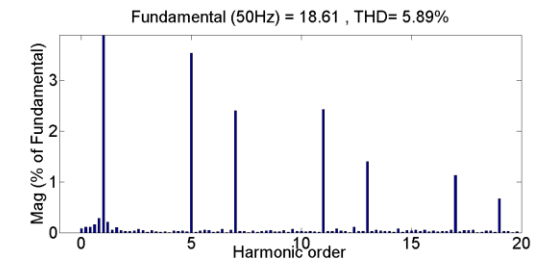
شکل ۶: ولتاژ منبع، جریان منبع، جریان بار و جریان فیلتر فاز a در سیستم با کنترلر تکراری مرتبه $6k \pm 1$ هارمونیک و بار یکسوکنده سه فاز دیودی.



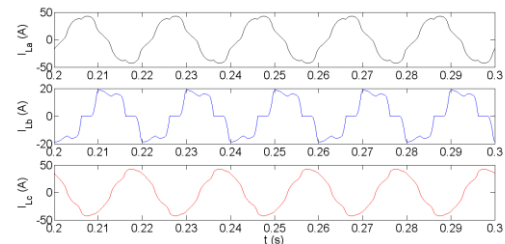
شکل ۷: طیف هارمونیک جریان منبع در سیستم با کنترلر تکراری مرتبه $6k \pm 1$ هارمونیک و بار یکسوکنده سه فاز دیودی.



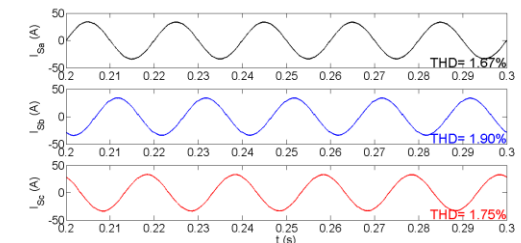
شکل ۸: ولتاژ منبع، جریان منبع، جریان بار و جریان فیلتر فاز a در سیستم فاقد کنترلر تکراری و بار یکسوکنده سه فاز دیودی.



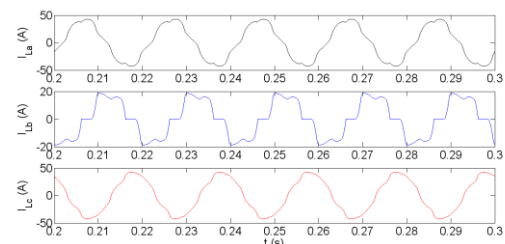
شکل ۹: طیف هارمونیک جریان منبع در سیستم فاقد کنترلر تکراری و بار یکسوکنده سه فاز دیودی.



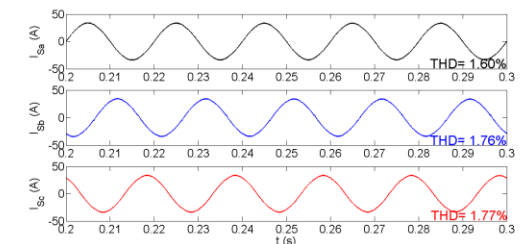
شکل ۱۰: جریان بار فازهای a, b و c در سیستم با کنترلر تکراری مرسوم و بار یکسوکنده سه فاز دیودی به علاوه مقاومت بین فاز a و c.



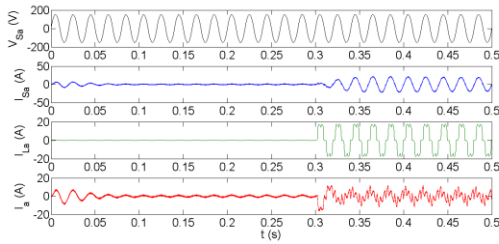
شکل ۱۱: جریان منبع فازهای a, b و c در سیستم با کنترلر تکراری مرسوم و بار یکسوکنده سه فاز دیودی به علاوه مقاومت بین فاز a و c.



شکل ۱۲: جریان بار فازهای a, b و c در سیستم با کنترلر تکراری مرتبه $6k \pm 1$ و بار یکسوکنده سه فاز دیودی به علاوه مقاومت بین فاز a و c.



شکل ۱۳: جریان منبع فازهای a, b و c در سیستم با کنترلر تکراری مرتبه $6k \pm 1$ و بار یکسوکنده سه فاز دیودی به علاوه مقاومت بین فاز a و c.



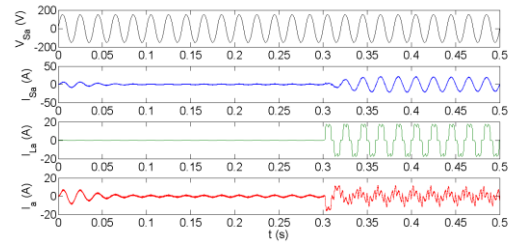
شکل ۱۴: ولتاژ منبع، جریان منبع، جریان بار و جریان فیلتر فاز a در سیستم با کنترلر تکراری مرسوم و بار یکسوکننده سه فاز دیودی در طی یک تغییر ناگهانی بار در لحظه $t = 0.3$ s.

از مقایسه شکل‌های ۴ تا ۱۵ می‌توان دریافت که کنترلرهای تکراری بصورت موثر هارمونیک‌های جریان را در یک فیلتر اکتیو سه فاز موازی با شبکه توزیع می‌توانند استخراج نمایند. اما دو کنترلر تکراری مرسوم و مرتبه $6k \pm 1$ هارمونیک‌ها با یکدیگر تفاوت‌هایی نیز دارند. از جمله اینکه بدلیل درجه بالای صورت و مخرج تابع انتقال کنترلر مرسوم نسبت به کنترلر مرتبه $6k \pm 1$ هارمونیک‌ها، این کنترلر سرعت کمتری در حدود یک سوم کنترلر مرتبه $6k \pm 1$ هارمونیک‌ها در همگرا کردن خطای ردیابی دارد. علاوه بر آن، این کنترلر فضای حافظه ای بیشتری نیز اشغال می‌کند. بنابراین برای کاربردهای صنعتی سه فاز با مدولاسیون PWM، کنترلر تکراری مرتبه $6k \pm 1$ هارمونیک‌ها گزینه بسیار مناسبی جهت استخراج هارمونیک‌ها و کاهش THD می‌باشد.

۵- نتیجه‌گیری

در این مقاله عملکرد و رفتار دو کنترلر تکراری مرسوم و مرتبه $6k \pm 1$ هارمونیک‌ها برای یک فیلتر اکتیو سه فاز موازی با شبکه توزیع بررسی و با یکدیگر مقایسه گردید. کنترلرهای تکراری در قسمت حلقه کنترل جریان فیلتر اکتیو قرار دارند و برای استخراج هارمونیک‌های جریان در شرایط منبع و بار نامتعادل استفاده شده‌اند. کنترلر تکراری مرتبه $6k \pm 1$ هارمونیک‌ها تنها در مضارب $6k \pm 1$ فرکانس مولفه اصلی، بی‌نهایت فیلتر رزونانسی ایجاد کرده و این هارمونیک‌ها را جبران می‌کند. از مزایای این کنترلر در مقایسه با کنترلر تکراری مرسوم می‌توان به سرعت بیشتر در همگرایی خطا و اشغال فضای حافظه کمتر در سیستم دیجیتال اشاره کرد. نتایج شبیه‌سازی برای یک فیلتر اکتیو سه فاز نیز عملکرد خوب این کنترلر را تایید می‌کنند.

مراجع



شکل ۱۵: ولتاژ منبع، جریان منبع، جریان بار و جریان فیلتر فاز a در سیستم با کنترلر تکراری مرتبه $6k \pm 1$ هارمونیک‌ها و بار یکسوکننده سه فاز دیودی در طی یک تغییر ناگهانی بار در لحظه $t = 0.3$ s.

بهره K_{RC} دو کنترلر تکراری واحد انتخاب می‌گردد. پارامتر N نیز از تقسیم فرکانس کلید زنی f_s بر فرکانس شبکه بدست آمده است. منبع سه فاز شبکه دارای ۳٪ هارمونیک سوم و ۱٪ هارمونیک پنجم می‌باشد و بنابراین THD آن ۱۶،۳٪ است. عملکرد روش‌های کنترل تکراری تحت چند آزمایش مختلف بررسی شده است. در حالت اول یک یکسوکننده سه فاز دیودی همراه با یک مقاومت در سمت dc به عنوان بار غیر خطی در نظر گرفته شده است. شکل موج‌های ولتاژ منبع، جریان منبع، جریان بار و جریان فیلتر و همچنین طیف هارمونیک‌های جریان منبع با دو کنترلر تکراری مرسوم و مرتبه $6k \pm 1$ هارمونیک‌ها در شکل‌های ۴ تا ۷ نشان داده شده است. شکل‌های ۸ و ۹ ولتاژ و جریان و طیف هارمونیک‌های جریان منبع را بدون کنترلرهای تکراری نشان می‌دهند. با توجه به این شکل‌ها می‌توان گفت که کنترلرهای تکراری با استفاده از ایجاد فیلترهای رزونانسی در هارمونیک‌های موردنظر و جبران این هارمونیک‌ها توانسته‌اند THD جریان منبع را مطابق با الزامات استاندارد IEEE519 کمتر از مقدار ۵٪ حفظ کنند؛ در حالیکه این مقدار بدون وجود این کنترلرها بالای ۵٪ می‌باشد. همچنین کنترلر مرتبه $6k \pm 1$ هارمونیک‌ها توانسته است با گذشت حدود ۱۰۰ میلی‌ثانیه، خطای ردیابی را همگرا کند. در حالت دوم، علاوه بر وجود یکسوکننده سه فاز دیودی، یک مقاومت ۱۰ اهم نیز بین دو فاز a و c قرار دارد و نامتعادلی بار بیشتر است. شکل‌های ۱۰ تا ۱۳ جریان بار و منبع را طی این حالت نشان می‌دهند. در این حالت نیز کنترلرهای تکراری توانسته‌اند به خوبی هارمونیک‌های جریان منبع را استخراج کنند. در حالت سوم بار یکسو کننده دیودی در یک تغییر ناگهانی در زمان $t = 0.3$ s وارد مدار می‌شود. شکل‌های ۱۴ و ۱۵ نیز این حالت را توصیف می‌کنند.

- [12] W. Lu, K. Zhou, and D. Wang, "General parallel structure digital repetitive control," *Int. J. Control*, vol. 86, no. 1, pp. 70–83, Jan. 2013.
- [13] B. Francis and W. Wonham, "The internal model principle of control theory," *Automatica*, vol. 12, no. 5, pp. 457–465, Sep. 1976.
- [1] R. Costa-Castello, R. Grino, and E. Fossas, "Odd-harmonic digital repetitive control of a single-phase current active filter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 4, pp. 1060–1068, Jul. 2004.
- [2] P. Mattavelli and F. P. Marafao, "Repetitive-based control for selective harmonic compensation in active power filters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, no. 5, pp. 1018–1024, Oct. 2004.
- [3] S. Fukuda and T. Yoda, "A novel current tracking method for active filters based on a sinusoidal internal model," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 37, no. 3, pp. 888–895, May/Jun. 2001.
- [4] G. Escobar, A.M. Stanković and P. Mattavelli. "An Adaptive Controller in Stationary Reference Frame for D-Statcom in Unbalanced Operation," *IEEE Trans. Ind. Electronics*, vol. 51(2), pp. 401-409, April 2004.
- [5] G. Escobar, A.M. Stankovic and P. Mattavelli. "Adaptive controller for d-statcom in the stationary reference frame to compensate for reactive and harmonic distortion under unbalanced conditions." US Patent 6,862,199, March 1, 2005.
- [6] R. E. Torres-Olguin, G. Escobar, A. A. Valdez, and P. G. Hernandez-Briones, "A modified repetitive-based controller for an active filter to compensate harmonics $6k \pm 1$," in *Proc. 39th IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, Rhodes, Greece, Jun. 15–19, 2008, pp. 4650–4655.
- [7] G. Escobar, P. G. Hernandez-Briones, R. E. Torres-Olguin, M. Hernandez-Gomez, and A. A. Valdez, "A repetitive-based controller for the compensation of $6l \pm 1$ harmonic components," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 8, pp. 3150–3158, Aug. 2008.
- [8] G. Escobar, P. Mattavelli, M. Hernandez, and P. Martinez, "Filters with linear phase properties for repetitive feedback," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 1, pp. 405–413, Jan. 2014.
- [9] G. Escobar, J. Leyva-Ramos, P. R. Martínez, and P. Mattavelli, "A negative feedback repetitive control scheme for harmonic compensation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 4, pp. 1383–1386, Jun. 2006.
- [10] W. Lu, K. Zhou, D. Wang and M. Cheng, "A Generic Digital $nk \pm m$ -Order Harmonic Repetitive Control Scheme for PWM Converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 3, pp. 1516–1527, Mar. 2014.
- [11] B. Zhang, D. Wang, K. Zhou, and Y. Wang, "Linear phase lead compensation repetitive control of a CVCF PWM inverter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 4, pp. 1595–1602, Apr. 2008.