

استفاده از کنترلر تکراری مرتبه $4k \pm 1$ هارمونیکی در ساختار کنترل چندحلقه‌ای برای مبدل‌های جدا از شبکه

مهدی علومی بایگی
دفتر تحقیقات
شرکت برق منطقه‌ای خراسان
مشهد، ایران
me_oloomi@yahoo.com

رضا راضی، محمد صادق کرباس فروشان، محمد منفرد
دانشکده مهندسی
دانشگاه فردوسی مشهد
مشهد، ایران
rezarazi91@yahoo.com,
sadegh.karbasforooshan@gmail.com,
m.monfared@um.ac.ir

۱. مقدمه

تنوع بخشی به منابع انرژی، توسعه پائین بار و ایجاد امریت انرژی از یک سو، و نداشتن آلودگی و تجدید پذیری بودن منابع انرژی یونو نظمی سیستم‌های بادی، فتوولتائیک، پیل سوختی و غیره از سوی دیگر، سبب توجه روزافزون به گسترش استفاده از انرژی‌های تجدید پذیر و تولید پراکنده در صنعت برق شده است. پخش‌های اخ‌ی در این زمینه، پتانسیل بالای این منابع را به عنوان جایگزینی برای سیستم‌های تأمین برق متعارف، خصوصاً جهت برق‌رسانی به مناطق دور دست یا بارهای حساس، نشان داده است. به‌طور عمده در این سیستم‌ها، برق به صورت DC تولید می‌شود و برای اتصال به بار، یک‌مندیک رابط برای تبدیلی برق تولیدی به برق AC با فرکانس مورد نظر می‌باشند. بدین منظور از مبدل‌های الکترونیکی قدرت جدا از شبکه استفاده می‌شود که بر خلاف مبدل‌های متصل به شبکه، به صورت یک منبع ولتاژ کنترل شده عمل می‌کنند [۱]. به دلایل بهبود کیفیت شکل موج خروجی، در خروجی مبدل‌های جدا از شبکه از فیلتر LC استفاده می‌شود که از راندمان و کیفیت بیشتری نسبت به فیلترهای L برخوردار است.

تاکنون طرح‌های کنترلی مختلفی برای مبدل‌های جدا از شبکه در مقالات ارائه شده است که می‌توان آن‌ها را به صورت زیر دسته بندی نمود [۲-۴]:

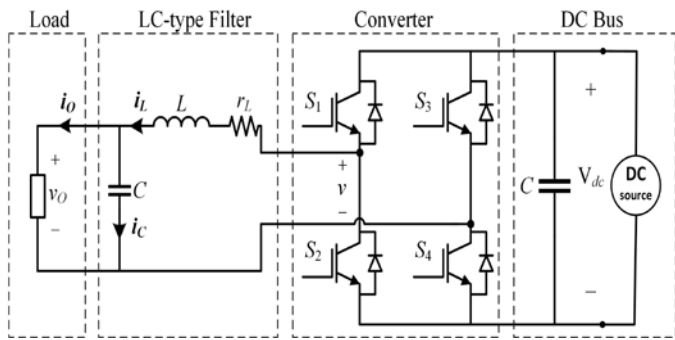
۱. کنترلرهای تکراری [۵-۷]

۲. کنترلرهای غیر خطی مانند مد لغزشی و شبکه عصبی [۸-۱۰]

چکیده — این مقاله به بررسی و طراحی یک روش کنترل چندحلقه‌ای اصلاح شده با استفاده از کنترلر تکراری مرتبه $4k \pm 1$ هارمونیکی برای مبدل تک فاز جدا از شبکه‌ها فیلتر خروجی LC می‌پردازد. در روش کنترل چندحلقه‌ای مورد نظر، از ولتاژ خروجی و جریان خازن فیلتر LC به عنوان سیگنال‌های پس‌خور و از ولتاژ مرجع به عنوان سیگنال پیش‌خور استفاده می‌شود. در حلقه‌های پس‌خور روش کنترل پیشنهادی، از کنترلر تکراری مرتبه $4k \pm 1$ هارمونیکی جهت تنظیم ولتاژ خروجی در حلقه خارجی و از کنترلر تناسبی ساده جهت میرایی فعال و بهبود عملکرد حالت پایدار و گذرا در حلقه داخلی استفاده شده است. همچنین حلقه پیش‌خور ولتاژ مرجع نیز به منظور طراحی بهینه، افزایش عملکرد مقاوم سیستم و دفع سریع اغتشاشات به کار گرفته شده است. از جمله مزایای روش پیشنهادی می‌توان به دینامیک سریع، حذف اغتشاشات تناوبی و غیرتناوبی، حداقل کردن خطای حالت پایدار، نیاز به حافظه کمتر و غیره اشاره نمود. نتایج شبیه‌سازی جهت بررسی عملکرد و مقایسه دقیق کنترلر پیشنهادی با کنترل چندحلقه‌ای معمول ارائه شده اند.

واژه‌های کلیدی — مبدل جدا از شبکه تک‌فاز؛ کنترل چند حلقه‌ای؛

کنترل تکراری مرتبه $4k \pm 1$ فیلتر خروجی LC



شکل ۱: بلوک دیاگرام مدار قدرت مبدل جدا از شبکه

جدول ۱: مقادیر پارامترها

پارامتر	توصیف	مقدار
C	خازن فیلتر LC	$20 \mu\text{F}$
L	اندوکتانس فیلتر LC	3 mH
r_L	مقاومت سری اندوکتانس فیلتر LC	0.2 Ohm
V_{dc}	ولتاژ لینک DC	150 V
f_s	فرکانس کلیدزنی	10 kHz
f	فرکانس بار	50 Hz

با توجه به شکل ۱، معادلات توصیف کننده دینامیک مبدل جدا از شبکه را می‌توان به صورت زیر استخراج نمود:

$$v = r_L i_L + L \frac{di_L}{dt} + v_o \quad (1)$$

$$i_L = i_o + C \frac{dv_o}{dt} \quad (2)$$

معادلات فوق را می‌توان در سیستم فضای حالت به صورت زیر بازنویسی نمود:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_o \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} i_L \\ v_o \end{bmatrix} + B \begin{bmatrix} v \\ i_o \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{r_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix}$$

مدل زمان-گسسته معادله (۳) با در نظر گرفتن T_s به عنوان زمان نمونه برداری به صورت معادله (۴) می‌باشد:

۳. کنترلرهای پس‌خور لحظه‌ای بر اساس مدل مانند کنترلرهای چند

حلقه‌ای [۱۱-۱۳]

کنترلرهای تکراری به طور موثری اغتشاشات تناوبی را حذف می‌کنند و به پارامترهای سیستم وابسته نیستند، ولیکن دینامیک کند، نیاز به حافظه زیاد و عملکرد ضعیف در حضور سیگنال‌های غیر تناوبی از جمله معایب این روش به حساب می‌آید. کنترلرهای غیرخطی نیز علاوه بر عملکرد دینامیکی فوق العاده و جلوگیری از فراجش در شکل موج ولتاژ خروجی، معایبی همچون پیچیدگی، حساسیت به پارامترها و خطاهای حالت پایدار را دارند. کنترلرهای پس‌خور لحظه‌ای نیز علی‌رغم دینامیک مناسب و خطای حالت پایدار ناچیز، به پارامترهای سیستم وابسته‌اند و توانایی حذف خطاهای حالت پایدار را ندارند.

بنابراین با توجه به مزایا و معایب روش‌های کنترلی، قصد داریم از ترکیب کنترلرهای چندحلقه‌ای و کنترلرهای تکراری جهت بهبود هر چه بیشتر شکل موج‌های مبدل جدا از شبکه استفاده کنیم. در این صورت می‌توان روشی جهت کنترل موثر با حداقل اعوجاج و خطا نسبت به ولتاژ مرجع بدست آورد.

با توجه به معایب کنترلرهای تکراری مرسوم، در این مقاله از کنترلرهای تکراری مرتبه $4k \pm 1$ که فضای حافظه‌ای به مراتب کمتر اشغال می‌کند و ردیابی خطای صفر یا حذف اغتشاش کامل را بسیار سریعتر بدست می‌آورد، استفاده می‌شود [۱۴].

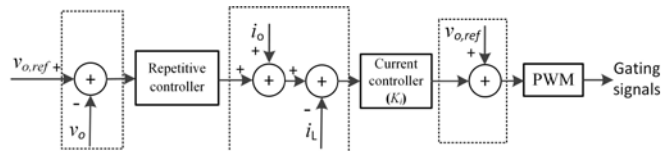
در این مقاله، ابتدا مدل‌سازی مربوط به مبدل جدا از شبکه بررسی خواهد شد. در بخش بعد ساختار کنترلی پیشنهادی و روشی گام به گام برای طراحی کنترلرهای مبدل ارائه می‌گردد. در نهایت شبیه‌سازی‌های مربوط برای تایید عملکرد روش کنترل پیشنهادی انجام می‌شود.

۲. مدل‌سازی سیستم

بلوک دیاگرام مدار قدرت مبدل جدا از شبکه تک فاز با فیلتر خروجی LC در شکل ۱ نشان داده شده است.

در صورت انتخاب ظرفیتی مناسب برای خازن موجود در لینک DC، می‌توان فرض نمود که ولتاژ خروجی منبع توان، ولتاژی ثابت و بدون تغییر می‌باشد. مقادیر مورد نظر برای پارامترهای این مقاله، در جدول ۱ آورده شده است.

انجام خواهد شد. با این حال، استفاده از متغیر جریان خازن فیلتر در روش کنترلی، مشکل افزایش سنسورهای اندازه‌گیری را به دنبال دارد. در این مقاله از جریان اندوکتانس فیلتر و جریان بار، که در حفاظت اضافه جریان حضور دارند و با سنسور اندازه‌گیری می‌شوند، در طرح پیشنهادی استفاده می‌شوند تا علاوه بر کاهش سنسورهای اندازه‌گیری، مزایای جریان خازن فیلتر را نیز به دنبال داشته باشد. شکل ۳، طرح کنترل چندحلقه‌ای پیشنهادی را نشان می‌دهد. این طرح، یک حلقه‌ی خارجی پس‌خور با کنترلر تکراری را جهت تنظیم ولتاژ خروجی، یک حلقه‌ی ترکیبی داخلی با کنترلر تناسبی ساده جهت تنظیم جریان خازن فیلتر و یک مسیر پیش‌خور ولتاژ خروجی به جهت افزایش عملکرد مقاوم سیستم را شامل می‌شود.



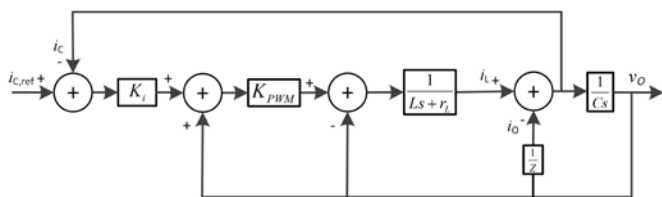
شکل ۳: طرح کنترل پیشنهادی برای مبدل جدا از شبکه

۳.۲. طراحی ضریب کنترلر تناسبی حلقه داخلی

تابع تبدیل حلقه بسته مدل مبدل، همراه با حلقه داخلی جریان (شکل ۴) به صورت زیر بدست می‌آید:

$$G_i(s) = \frac{ZCK_i K_{PWM} s}{ZCLs^2 + (ZC(r_L + K_i K_{PWM}) + L)s + Z - ZK_{PWM} + r_L} \quad (5)$$

که Z ، K_i ، K_{PWM} به ترتیب امپدانس بار، ضریب کنترلر تناسبی و ضریب مدولاتور PWM می‌باشد.



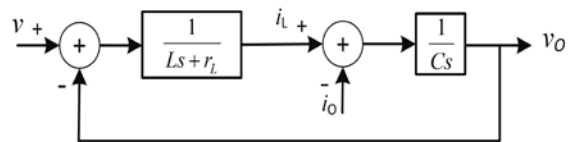
شکل ۴: مدل مبدل جدا از شبکه همراه با حلقه داخلی جریان

در این مقاله، ضریب تناسبی K_i مطابق با پهنای باند موردنیاز برای حلقه داخلی تعیین می‌گردد. پهنای باند حلقه داخلی بایستی به اندازه کافی از فرکانس کلیدزنی کمتر باشد تا از اغتشاشات ناشی از کلیدزنی در امان باشد. همچنین در عمل، مقدار ضریب مدولاتور PWM را برابر با یک ضریب واحد ایده‌آل در نظر می‌گیرند. بنابراین با در نظر گرفتن پهنای باند یک دهم فرکانس کلیدزنی ($\omega_{bi} = 2\pi(0.1 \times f_s) \approx 12.5 \text{krad/s}$) و با توجه به

$$\begin{bmatrix} i_L(k+1) \\ v_o(k+1) \end{bmatrix} = A_d \begin{bmatrix} i_L(k) \\ v_o(k) \end{bmatrix} + B_d \begin{bmatrix} v(k) \\ i_o(k) \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$A_d = \begin{bmatrix} 1 - \frac{r_L T_s}{L} & -\frac{T_s}{L} \\ \frac{T_s}{C} & 1 \end{bmatrix}, B_d = \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{T_s}{C} \end{bmatrix}$$

با توجه به معادلات (۱) و (۲) و با فرض فرکانس کلیدزنی بسیار بالا، مدل مبدل جدا از شبکه مطابق با شکل ۲ بدست می‌آید.



شکل ۲: مدل مبدل جدا از شبکه

۳. کنترل مبدل جدا از شبکه

۳.۱. ساختار کنترلی پیشنهادی

ایده کنترل چند حلقه‌ای به طور کلی شامل حلقه تنظیم ولتاژ خروجی و حلقه تنظیم جریان داخلی می‌باشد. در این روش، حلقه خارجی، سیگنال مرجع را با خطای حالت پایدار صفر دنبال می‌نماید، در حالیکه حلقه داخلی، پایداری در یک محدوده وسیع و دینامیک سریع را تضمین می‌کند و بعلاوه احتمال رزونانس در فیلتر LC را نیز مرتفع می‌نماید.

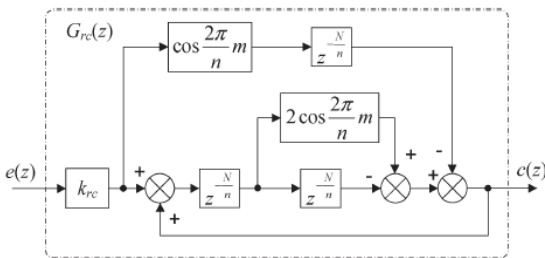
در واقع فیلتر خروجی LC ایده‌آل، استعداد بالایی در ایجاد رزونانس با اجزای هارمونیک تولید شده ناشی از کلیدزنی را دارد. دو روش میرایی فعال و غیر فعال برای حل این مشکل وجود دارد. در روش غیر فعال از یک مقاومت میراکننده در مدار فیلتر استفاده می‌گردد که با توجه به افزایش تلفات ناشی از مقاومت، این روش کمتر استفاده می‌شود و در روش دیگر با استفاده از یک حلقه اضافی در کنترلر، یک مقاومت مجازی برای میرایی نوسانات شبیه‌سازی شده و پایداری و عملکرد دینامیکی سیستم را افزایش می‌دهد.

طرح‌های کنترل چند حلقه‌ای، از ترکیب‌های مختلفی از جریان اندوکتانس فیلتر، جریان خازن فیلتر و یا جریان خروجی به عنوان متغیر کنترل حلقه داخلی استفاده می‌نمایند [۱۵-۲۱]. همان‌طور که در مقالات نیز نشان داده شده است، انتخاب جریان خازن فیلتر به عنوان متغیر حلقه داخلی رایج‌تر بوده، زیرا که توانایی بیشتری در حذف اغتشاشات دارد و با توجه به پایین بودن اندازه آن نسبت به سایر جریان‌ها، اندازه‌گیری آن با هزینه کمتری

در مرجع [۱۴]، برای کنترل تکراری مرتبه $nk \pm m$ هارمونیک، کنترلر دیجیتالی شکل ۶ پیشنهاد می‌شود که تابع تبدیلی آن بصورت معادله (۶) می‌باشد.

$$G_{RC}(z) = k_{RC} \frac{\cos\left(\frac{2\pi m}{n}\right) \cdot z^{\frac{N}{n}} - 1}{z^{\frac{N}{n}} - 2\cos\left(\frac{2\pi m}{n}\right) \cdot z^{\frac{N}{n}} + 1} \quad (۶)$$

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



شکل ۶: کنترلر تکراری مرتبه $nk \pm m$ هارمونیک [۱۴]

معادله (۶) را می‌توان بصورت معادله (۷) بازنویسی نمود.

$$G_{RC}(z) = k_{RC} \frac{\cos\left(\frac{2\pi m}{n}\right) \cdot z^{\frac{N}{n}} - 1}{\left(z^{\frac{N}{n}} - e^{j\frac{2\pi m}{n}}\right) \left(z^{\frac{N}{n}} - e^{-j\frac{2\pi m}{n}}\right)} \quad (۷)$$

از معادله (۷) می‌توان دریافت که قطبهای معادله (۶) در $\pm j(nk \pm m)\omega_0$ با $|nk \pm m| \leq N/2$, $k \in \mathbb{N}$ قرار دارند. بنابراین مطابق تئوری روش کنترل تکراری [۲۵]، استفاده از کنترلر معادله (۶) در یک سیستم حلقه بسته پایدار، ردیابی خطای صفر در فرکانسهای هارمونیک $(nk \pm m)f_0$ را تضمین می‌کند.

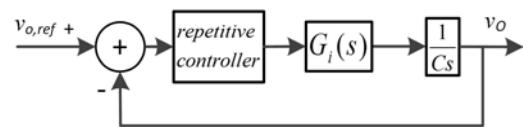
با تعیین m و n در معادله (۶) کنترلرهای تکراری مختلفی بدست می‌آید. با $n=1$ و $m=0$ کنترلر تکراری مرسوم و با $n=4$ و $m=1$ کنترلر تکراری مرتبه

$|G_i(j\omega_{bi})|^2 = 1/2$ مقدار ضریب کنترلر تناسبی در حدود ۳۵ بدست می‌آید.

لازم به ذکر است که این مقدار با توجه به بار نامی یا ماکزیمم بدست می‌آید زیرا که در این شرایط کمترین پهنای باند را در مقایسه با بارگیری‌های مختلف داریم و بدین صورت پهنای باند کنترلر داخلی هیچ‌گاه از مقدار مطلوب کمتر نخواهد شد.

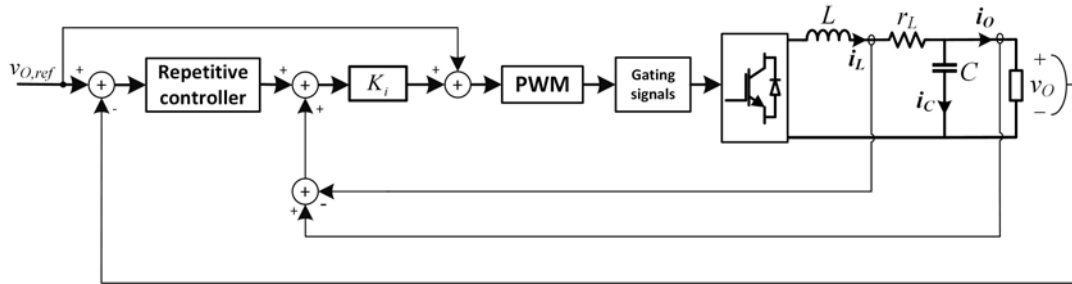
۳.۳. طراحی کنترلر تکراری در حلقه خارجی

در گام بعدی، بایستی کنترلر تکراری مربوط به حلقه خارجی را طراحی نمود. شکل ۵، بلوک دیاگرام سیستم کنترل پیشنهادی را نشان می‌دهد که حلقه داخلی با تابع تبدیلی $G_i(s)$ جایگزین شده است.



شکل ۵: بلوک دیاگرام سیستم کنترل پیشنهادی

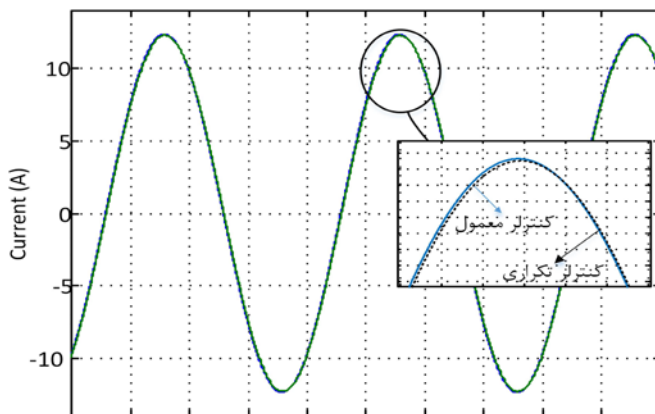
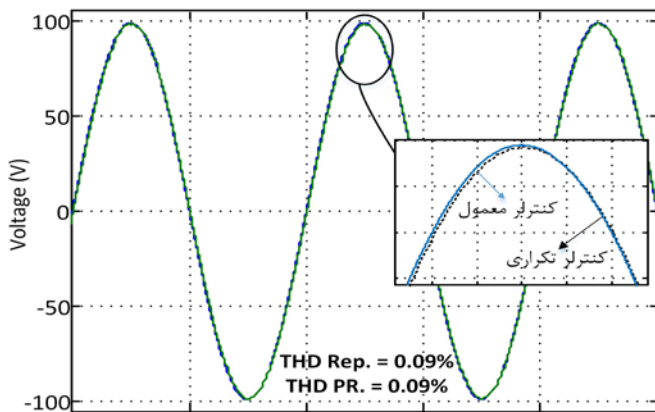
ایده اصلی روش کنترل تکراری یک خط تاخیر ساده در اتصال پس‌خور یا پیش‌خور میباشد که منجر به تولید تعداد نامحدودی صفر و قطب و در نتیجه فیلتر رزونانسی می‌شود که هرکدام در مضارب فرکانس مولفه اصلی تنظیم شده‌اند. بنابراین با این روش می‌توان گروهی از مولفه‌های هارمونیک را بطور کامل استخراج نمود [۲۲-۲۴]. روش‌های کنترل تکراری معمولاً برای ردیابی کامل مولفه‌های هارمونیک 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 $4k \pm 1$ هارمونیک تنها در مضارب $4k \pm 1$ فرکانس اصلی، فیلتر رزونانسی ایجاد می‌کند. بنابراین کنترلر تکراری مرتبه $4k \pm 1$ هارمونیک 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 قصد داریم از روش کنترل تکراری مرتبه $4k \pm 1$ هارمونیک استفاده نماییم.



شکل ۷: ساختار کلی سیستم

حلقه داخلی در شکل ۷ آمده است. در کنترل چند حلقه‌ای معمول از کنترلر تناسبی-رزونانسی به جای کنترلر تکراری استفاده شده و پارامترهای آن $K_p=0.15$ و $K_i=30$ انتخاب می‌شوند [۱].

در ادامه عملکرد روش های کنترلی ارائه شده تحت چند آزمایش مختلف بررسی شده است. در حالت اول در شکل ۸، ولتاژ و جریان خروجی یک بار مقاومتی-سلفی در حالت دائم با روش‌های کنترلی مختلف



شکل ۸: ولتاژ و جریان خروجی در حالت دائم

نشان داده شده است. در این حالت ولتاژ خروجی مبدل با هر دو روش کنترل، یک سیگنال سینوسی مناسب و دنبال کننده سیگنال مرجع می‌باشد و عملکرد هر دو روش بسیار مشابه هم می‌باشد.

$4k \pm 1$ هارمونیک حاصل می‌شود. کنترلر تکراری مرسوم، تمامی مضارب صحیح مولفه‌های هارمونیک فرکانس اصلی را استخراج می‌کند و در این مولفه‌های فرکانسی تعداد نامحدود فیلتر رزونانسی ایجاد می‌کند؛ در حالیکه کنترلر تکراری مرتبه $4k \pm 1$ هارمونیک، فقط مضارب $4k \pm 1$ مولفه فرکانس اصلی را استخراج می‌کند. بنابراین کنترلر تکراری مرتبه $4k \pm 1$ هارمونیک در هر بازه چهارتایی از مولفه‌های هارمونیک، تنها در دو مولفه فیلتر رزونانسی ایجاد کرده که این مقدار نصف کنترلر تکراری مرسوم می‌باشد. بنابراین کنترلر با سرعت دو برابر نسبت به کنترلر مرسوم، خطای ردیابی را همگرا کرده و همچنین حافظه‌ای به مراتب کمتر اشغال می‌کند.

اکنون با توجه به معادله (۶)، تابع انتقال کنترلرهای تکراری مرتبه $4k \pm 1$ هارمونیک به صورت ساده‌زی محاسبه می‌شود.

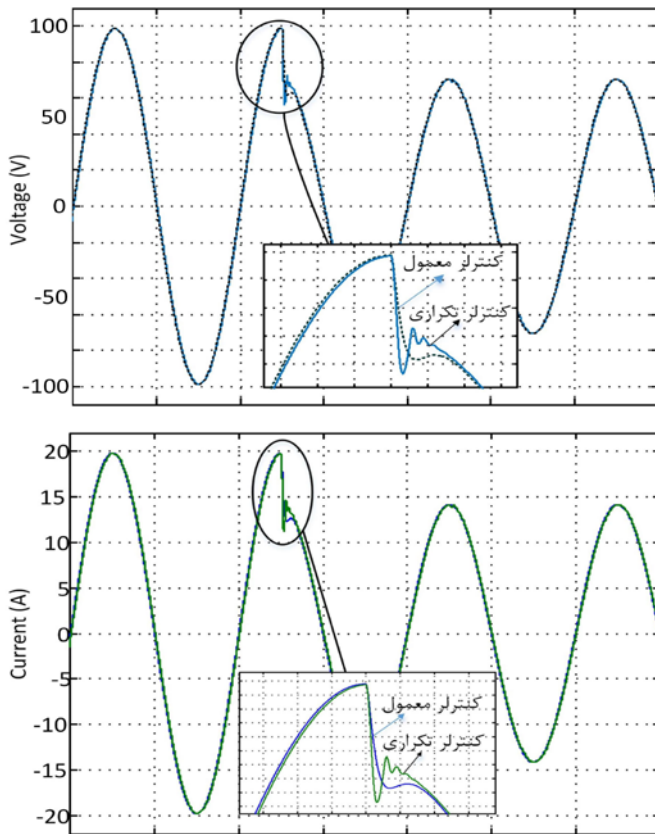
$$G_{(4k \pm 1)RC}(z) = k_{RC} \frac{-1}{z^{\frac{N}{3}} + 1} \quad (8)$$

همان‌طور که مشاهده می‌شود تابع انتقال کنترلرهای تکراری مرتبه $4k \pm 1$ هارمونیک بسیار ساده بوده و پیاده‌سازی آنها نیز به راحتی امکان‌پذیر است.

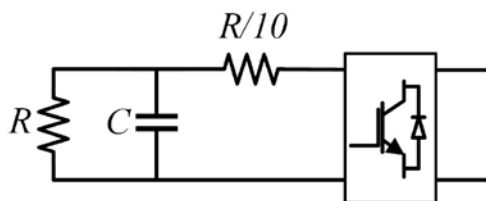
در این کنترلر، بهره K_{RC} برابر با ضریب واحد انتخاب می‌گردد و پارامتر N نیز از تقسیم فرکانس کلید زنی f_s بر فرکانس پایه بدست می‌آید ($N=400$).

۴. نتایج شبیه‌سازی

به منظور بررسی عملکرد و مقایسه روش کنترل پیشنهادی با کنترل چندحلقه‌ای معمول، یک سیستم مبدل تک‌فاز جدا از شبکه با پارامترهای بیان شده در جدول ۱ با استفاده از نرم افزار MATLAB/SIMULINK شبیه‌سازی شده است. ساختار کلی سیستم شبیه‌سازی شده همراه با کنترلر تکراری در حلقه خارجی و کنترلر تناسبی در



شکل ۹: ولتاژ و جریان خروجی در حالت گذرا



شکل ۱۰: بار غیرخطی مورد نظر در این مقاله

در این صورت نیز با وجود ناهمواری زیاد در شکل موج جریان، شکل موج ولتاژ همچنان به صورت سینوسی باقی می‌ماند. در این حالت نیز کنترلر پیشنهادی در این مقاله، عملکرد بسیار بهتری نسبت به کنترلر دیگر دارد. همان طور که مشاهده می‌شود در این حالت اعوجاج هارمونیک کل در روش پیشنهادی در حدود یک سوم روش کنترل چندحلقه‌ای معمول می‌باشد.

۵. نتیجه گیری

در این مقاله، یک روش کنترل چند حلقه‌ای اصلاح شده با استفاده از کنترلر تکراری مرتبه $4k \pm 1$ هارمونیک برای مبدل‌های جدا از شبکه بررسی و روشی گام به گام برای تعیین پارامترهای آن ارائه شده است. ساختار

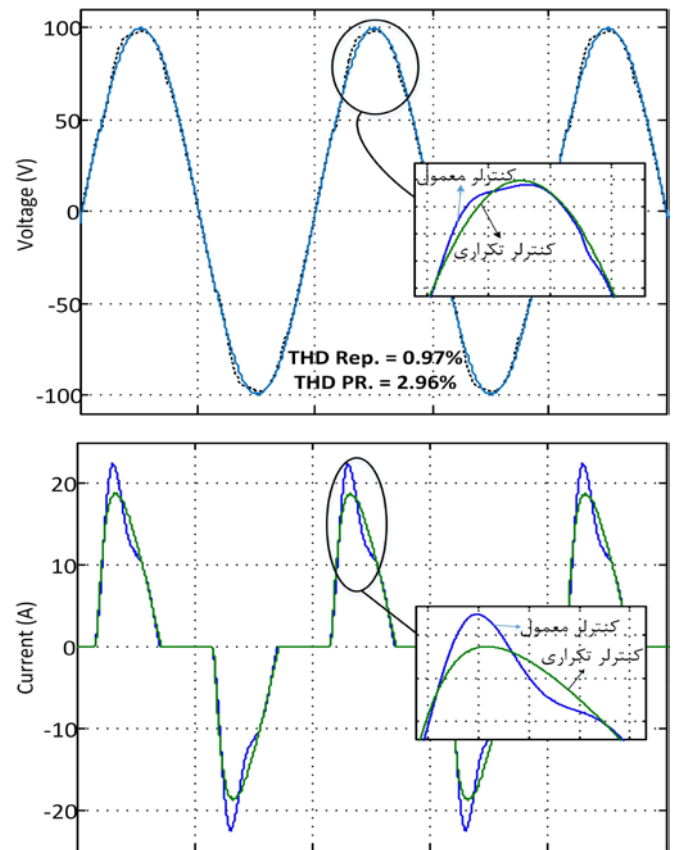
شکل ۹ نیز عملکرد سیستم را به صورت مشابه در حالت گذرا (تغییر ناگهانی دامنه ولتاژ مرجع) ارائه می‌دهد. در این حالت نیز، همان طور که مشاهده می‌شود حالت گذرا به سرعت از بین رفته و خطای ولتاژ در طول تغییرات بار تقریباً ناچیز است. در واقع عملکرد فوق العاده حالت گذرا به دلیل انتخاب متغیر مطلوب در حلقه داخلی می‌باشد. با این حال عملکرد بهتر کنترلر چند حلقه‌ای با کنترلر تکراری در حالت گذرا مشهود است زیرا که با سرعت بیشتری حالت گذرا را مرتفع می‌نماید.

عملکرد کنترلرهای پیشنهادی تحت شرایط بار غیرخطی نیز بررسی

شده است. بار غیرخطی، یک پل یکسوکننده دیودی همراه با یک مدار مقاومتی-سلفی سری یا مقاومتی-خازنی موازی می‌باشد که در این مقاله یک بار غیرخطی به صورت شکل ۱۰ مدنظر می‌باشد. در بار مورد نظر، مقاومت R برابر با ۱۰ اهم و خازن C برابر با ۶۸۰ میکروفاراد می‌باشد. ولتاژ و جریان خروجی در بارگیری غیرخطی در شکل ۱۱ نشان داده شده است.

منابع

- [1] M. Monfared, S. Golestan, and J. M. Guerrero, "Analysis, design, and experimental verification of a synchronous reference frame voltage control for single-phase inverters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 1, pp. 258–269, Jan. 2014.
- [2] O. Kukrer, "Deadbeat control of a three-phase inverter with an output LC filter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 11, no. 1, pp. 16–23, Jan. 1996.
- [3] P. Mattavelli, "An improved deadbeat control for UPS using disturbance observers," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, no. 1, pp. 206–212, Feb. 2005.
- [4] D. Heng, R. Oruganti, and D. Srinivasan, "A simple control method for high-performance UPS inverters through output-impedance reduction," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 2, pp. 888–898, Feb. 2008.
- [5] K. Zhang, Y. Kang, J. Xiong, and J. Chen, "Direct repetitive control of SPWM inverter for UPS purpose," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 3, pp. 784–792, May. 2003.
- [6] R. Ortega, G. Garcera, E. Figueres, O. Caranza, and C. L. Trujillo, "Design and application of a two degrees of freedom control with a repetitive controller in a single phase inverter," in *Proc. IEEE ISIE*, Jun. 2011, pp. 1441–1446.
- [7] S. Jiang, D. Cao, Y. Li, J. Liu, and F. Z. Peng, "Low-THD, fast-transient, and cost-effective synchronous-frame repetitive controller for three-phase UPS inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 6, pp. 2994–3005, Jun. 2012.
- [8] H. Komurcugil, "Rotating-sliding-line-based sliding-mode control for single-phase UPS inverters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 10, pp. 3719–3726, Oct. 2012.
- [9] O. Kukrer, H. Komurcugil, and A. Doganalp, "A three-level hysteresis function approach to the sliding-mode control of single-phase UPS inverters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 9, pp. 3477–3486, Sep. 2009.
- [10] H. Komurcugil, "Rotating-sliding-line-based sliding-mode control for single-phase UPS inverters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 10, pp. 3719–3726, Oct. 2012.
- [11] S. Xu, J. Wang, and J. Xu, "A current decoupling parallel control strategy of single-loop inverter with voltage and current dual closed-loop feedback," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 4, pp. 1306–1313, Apr. 2013.
- [12] 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. Power Electron.*, vol. 11, no. 4, pp. 532–541, Jul. 1996.
- [13] K. H. Ahmed, A. M. Massoud, S. J. Finney, and B. W. Williams, "Autonomous adaptive sensorless controller of inverter-based islanded-distributed generation system," *IET Power Electron.*, vol. 2, no. 3, pp. 256–266, May. 2009.
- [14] 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.
- [15] K. H. Ahmed, A. M. Massoud, S. J. Finney, and B. W. Williams, "Sensorless current control of three-phase inverter-based distribution generation," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 24, no. 2, pp. 919–929, Apr. 2009.
- [16] P. C. Loh, M. J. Newman, D. N. Zmood, and D. G. Holmes, "A comparative analysis of multiloop voltage regulation strategies for single and three-phase UPS systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 5, pp. 1176–1185, Sep. 2003.
- [17] K. H. Ahmed, A. M. Massoud, S. J. Finney, and B. W. Williams, "A modified stationary reference frame-based predictive current control with zero steady-state error for LCL coupled inverter-based distributed generation systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 4, pp. 1359–1370, Apr. 2011.
- [18] T. L. Vandoorn, C. M. Ionescu, J. D. M. De Kooking, R. De Keyser, and L. Vandevelde, "Theoretical analysis and experimental validation of



شکل ۱۱: عملکرد سیستم تحت بار غیرخطی

کنترلر متشکل از ۲ حلقه پیش‌خور شامل ولتاژ مرجع و جریان خروجی و ۲ حلقه پس‌خور شامل ولتاژ خروجی و جریان اندوکتانس فیلتر LC می‌باشد. در حلقه خارجی کنترلر پیشنهادی از یک کنترلر تکراری به جای کنترلرهای تناسبی-رزونانسی یا تناسبی-انتگرالی استفاده شده است. همچنین در این کنترلر از جریان اندوکتانس فیلتر و جریان بار، که در حفاظت اضافه جریان حضور دارند و با سنسور اندازه‌گیری می‌شوند، در طرح پیشنهادی استفاده می‌شوند تا علاوه بر کاهش سنسورهای اندازه‌گیری، مزایای جریان خازن فیلتر را نیز به دنبال داشته باشد. با توجه به معایب کنترلرهای تکراری مرسوم، در این مقاله از کنترلرهای تکراری مرتبه $4k \pm 1$ که فضای حافظه‌ای به مراتب کمتر اشغال می‌کند و ردیابی خطای صفر یا حذف اغتشاش کامل را بسیار سریعتر بدست می‌آورد، استفاده شد. در ادامه عملکرد استراتژی کنترل پیشنهادی با استفاده از شبیه‌سازی در محیط نرم افزار MATLAB/SIMULINK بررسی و با کنترل چندحلقه‌ای معمول (استفاده از کنترلر تناسبی-رزونانسی) مقایسه شده است و برتری‌های روش پیشنهادی نشان داده شده اند.

- single-phase direct vs. cascade voltage control in islanded microgrids," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 2, pp. 789–798, Feb. 2013.
- [19] J. S. Lim, C. Park, J. Han, and Y. I. Lee, "Robust tracking control of a three-phase DC-AC inverter for UPS applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 10, pp. 4142–4151, Aug. 2014.
- [20] Z. Zou, Z. Wang, and M. Cheng, "Modeling, analysis, and design of multifunction grid-interfaced inverters with output LCL filter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 7, pp. 3830–3839, Jul. 2014.
- [21] M. J. Ryan, W. E. Brumsickle, and R. D. Lorenz, "Control topology option for single-phase UPS inverters," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 33, no. 2, pp. 493–501, Mar./Apr. 1997.
- [22] 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 $6k \pm 1$ harmonic components," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 8, pp. 3150–3158, Aug. 2008.
- [23] 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.
- [24] G. Escobar, J. Leyva-Ramos, P. R. Martinez, 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.
- [25] B. Francis and W. Wonham, "The internal model principle of control theory," *Automatica*, vol. 12, no. 5, pp. 457–465, Sep. 1976.