No. F-15-PQA-1214

کنترل اینورترهای تک‌فاز جدا از شبکه مبتنی بر روش آرایه کنترل هارمونیکی (HCA)

محمدصادق کرباس فروشان و محمد منفرد
آزمایشگاه الکترونیک قدرت، گروه مهندسی برق، دانشکده مهندسی
دانشگاه فردوسی مشهد
مشهد، ایران
sadegh.karbasforooshan@stu.um.ac.ir,
m.monfared@um.ac.ir

Murat Dogruel
Depratment of Electrical and Electronics Engineering,
Faculty of Engineering
Marmara University
Istanbul, Turkey
mdogruel@marmara.edu.tr

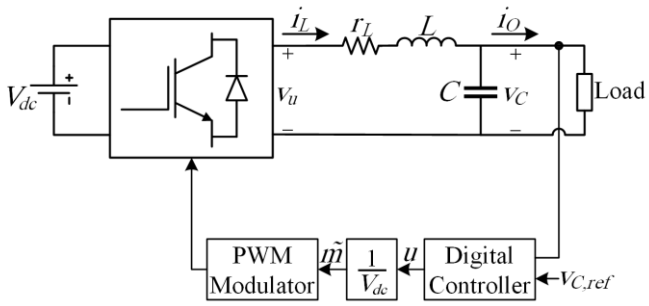
***چکیده* — این مقاله، کاربرد تکنیک آرایه کنترل هارمونیکی (HCA) را برای کنترل اینورترهای تک‌فاز جدا از شبکه پیشنهاد می‌دهد. روش HCA اخیرا به‌عنوان یک راه‌حل کنترلی موثر برای سیستم‌های با مراجع یا اغتشاشات متناوب معرفی شده است. این روش، به‌طور موثر مولفه‌های هارمونیکی سیگنال کنترلی را با هدف دستیابی به خطای حالت دائم صفر تنظیم می‌کند. شیوه طراحی پارامترهای کنترلر سیستم نیز در این مقاله پیشنهاد شده است. جهت تایید نتایج تئوری، نتایج شبیه سازی برای یک سیستم نمونه در این مقاله آورده شده است. نتایج به‌دست‌آمده، موثر بودن طرح کنترلی پیشنهادشده را نشان می‌دهد.**

واژه‌های کلیدی* — *تجزیه‌کننده هارمونیکی؛ بازساز هارمونیکی؛ ردیابی شکل موج مرجع متناوب؛ اینورتر تک‌فاز جدا از شبکه.

۱. مقدمه

اینورترهای جدا از شبکه به‌طور گسترده در کاربردهای صنعتی جهت تامین برق بارهای حساس یا فراهم نمودن انرژی الکتریکی برای بارهای محلی به کار می‌روند. بنابراین، هدف اصلی سیستم اینورتر جدا از شبکه فراهم کردن ولتاژ ac تنظیم‌شده با اعوجاج هارمونیکی کلی (THD) پایین علیرغم تغییرات و اغتشاشات بار است؛ تا شارش توان الکتریکی با کیفیت بالا را برای بارهای حساس یا محلی حفظ نماید.

سیستم اینورتر جدا از شبکه نیازمند ردیابی یا حذف سیگنال‌های متناوب می‌باشد. روش‌های کنترلی متعددی در ارتباط با این موضوع در مقالات ارائه شده‌اند [۱]–[۱۹]. از میان این روش‌ها، روش کنترل تناسبی–رزونانسی (PR)، کنترل قاب مرجع سنکرون (SRF) و کنترل تکراری عملکرد رضایت‌بخشی را از خود به نمایش گذاشته‌اند. اگرچه کنترلر PR دارای مزایای سادگی، حجم محاسباتی کم و خطای حالت دائم صفر است، اما این روش از کاهش نمایی پاسخ به تغییرات پله، حساسیت بالا به تغییرات فرکانس شکل موج‌های ac و احتمال ناپایداری در صورت جابجایی فاز سیگنال اندازه‌گیری شده رنج می‌برد [۱]–[۶]. روش کنترلی SRF متغیرهای سیستم را به قاب مرجع دوار با سرعت سنکرون تبدیل می‌کند که در نتیجه این تبدیل، متغیرهای ac، dc می‌گردند. بنابراین، سیگنال کنترلی در روش SRF به‌وسیله یک کنترلر تناسبی–انتگرالی (PI) ساده با خطای حالت دائم صفر تنظیم می‌گردد. از میان محدودیت‌های تکنیک SRF می‌توان به نیاز به چندین تبدیل قاب مرجع (افزایش حجم و خطای محاسبات)، محدودیت کاربرد روش به سیستم‌های متعادل، الگوریتم پیچیده و ... اشاره نمود [۷]–[۱۴]. روش کنترل تکراری یک روش پرکاربرد است که می‌تواند سیگنال‌های متناوب را ردیابی یا حذف نماید. دیاگرام بود کنترلر تکراری دارای دامنه بی‌نهایت در مضارب صحیح فرکانس مولفه اصلی است که می‌تواند منجر به ناپایداری گردد. اگرچه راه‌حل‌های زیادی برای حل این مشکل پیشنهاد شده‌اند، اما این روش نیز از معایبی همچون پاسخ گذرای کند، حساسیت به دقت مدل و نیاز به حافظه بالا اشاره کرد [۱۵]–[۱۹].



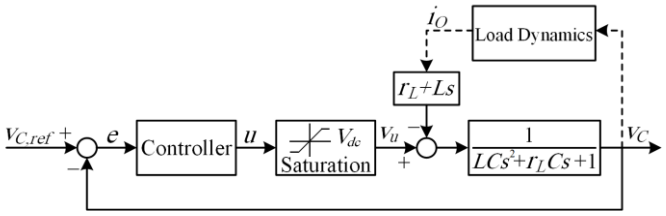
شکل ۱: سیستم اینورتر تک‌فاز منبع ولتاژی جدا از شبکه: مدارات قدرت و کنترل

جدول ۱: پارامترهای سیستم

پارامتر	نماد	مقدار
ولتاژ لینک dc	V_{dc}	250 V
ولتاژ نامی	V_C	110 V_{rms}
توان نامی	S	1 kVA
اندوکتانس فیلتر	L	1 mH
خازن فیلتر	C	25 uF
ESR اندوکتانس	r_L	0.2 Ω
فرکانس اصلی	f	60 Hz
فرکانس کلیدزنی	f_s	6 kHz

روش آرایه کنترل هارمونیکی (HCA) اخیرا برای کنترل سیستم‌های شامل سیگنال‌های مرجع متناوب و اغتشاشات متناوب ارائه شده است [۲۰]. این روش به‌طور خودکار سیگنال کنترلی متناوب جبران شده را ساخته و ردیابی یا حذف اغتشاش کامل سیگنال مرجع متناوب را فراهم می‌آورد. روش HCA برای به دست آوردن مولفه‌های هارمونیکی از انتگرال سری فوریه در فرم مختلطش استفاده می‌کند. اگرچه کنترلرهای متعددی در پیاده‌سازی روش HCA کاربرد دارند، در این مقاله از کنترلر PI استفاده می‌شود. روش HCA به‌سادگی در ردیابی مرجع متناوب یا جبران‌سازی اعوجاج هارمونیکی متناوب تاثیرگذار و کاربردی است.

در این مقاله، روش HCA برای سیستم کنترل ولتاژ یک اینورتر تک‌فاز جدا از شبکه به کار می‌رود. مقاله حاضر به بخش‌های زیر تقسیم می‌گردد. ابتدا مدل‌سازی یک اینورتر تک‌فاز جدا از شبکه با فیلتر LC خروجی در بخش ۲ توصیف می‌گردد. سپس به اصول روش HCA و پیاده‌سازی آن در بخش ۳ اشاره می‌گردد. سپس، شیوه تنظیم پارامترهای کنترلر سیستم در بخش ۴ می‌آید. نتایج شبیه سازی سیستم در بخش ۵ تشریح می‌گردند. درنهایت، نتیجه گیری در بخش ۶ توصیف می‌گردد.



شکل ۲: بلوک دیاگرام سیستم کنترل

۲. مدل‌سازی اینورتر تک‌فاز جدا از شبکه

مدارات قدرت و کنترل اینورتر تک‌فاز جدا از شبکه در شکل ۱ نشان داده‌شده‌اند. مطابق این شکل، مدار قدرت از یک اینورتر پل کامل، فیلتر LC و بار محلی تشکیل شده است. پارامترهای سیستم موردمطالعه در جدول ۱ لیست شده‌اند. معادلات فضای حالت سیستم به‌صورت زیر هستند:

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} v_u \\ i_o \end{bmatrix} \quad (۱)$$

درنتیجه، تابع انتقال سیستم عبارت است از [۲۱]:

$$V_C(s) = \frac{1}{LCs^2 + r_L Cs + 1} V_u(s) - \frac{r_L + Ls}{LCs^2 + r_L Cs + 1} I_o(s) \quad (۲)$$

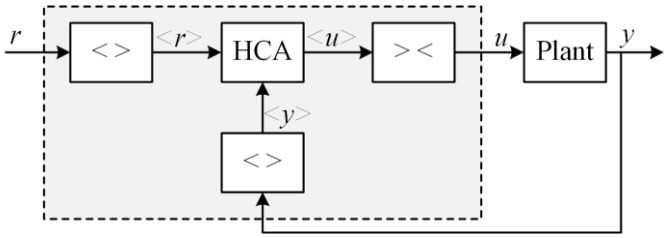
به دلیل اینکه فرکانس کلیدزنی مدولاتور PWM به‌گونه‌ای انتخاب شده که بسیار بزرگ‌تر از فرکانس قطع فیلتر پایین گذر LC باشد، بنابراین با استفاده از روش مدل میانگین می‌توان نوشت:

$$v_u \approx \tilde{m} V_{dc} = u \quad (۳)$$

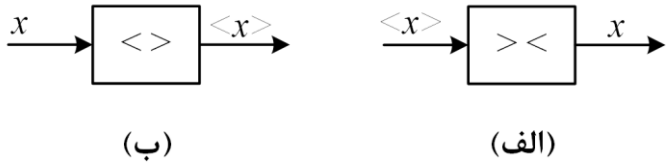
درنتیجه، بلوک دیاگرام متناظر سیستم در شکل ۲ نشان داده شده است.

۳. روش آرایه کنترل هارمونیکی (HCA)

ساختار HCA با در نظر گرفتن یک سیستم نوعی با کنترل پسخور در شکل ۳ نشان داده شده است. در این شکل، r ورودی مرجع، u سیگنال کنترلی و y خروجی سیستم می‌باشد. سایر بلوک‌ها و سیگنال‌ها در شکل، در زیربخش‌های ذیل به‌طور مختصر ارائه می‌شوند.



شکل ۳: بلوک دیاگرام آرایه کنترل هارمونیکی



شکل ۴: عملگرهای هارمونیکی: (الف) تجزیه‌کننده هارمونیکی (ب) بازساز هارمونیکی

۳,۱. تجزیه‌کننده هارمونیکی

تجزیه‌کننده هارمونیکی (شکل ۴(الف)) مولفه‌های هارمونیکی سیگنال ورودی را به صورت تابعی از زمان تولید می‌کند. هارمونیک h–ام سیگنال $x(t)$ با استفاده از انتگرال سری فوریه به‌صورت زیر به دست می‌آید:

$$< x >_h (t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^{t} x(\tau) e^{-jh\omega\tau} d\tau \qquad (۴)$$

که h یک عدد طبیعی، T دوره تناوب مولفه اصلی و $\omega=2\pi/T$ فرکانس زاویه‌ای سیگنال مرجع می‌باشد. در این مقاله، سیگنال $x(t)$ حقیقی فرض می‌شود. $<x>_h(t)$ دارای مقدار مختلط بیانگر ضریب سری فوریه زمانی می‌باشد که فازور دینامیکی نیز خوانده می‌شود [۲۲]. انتگرال سری فوریه رابطه (۴) با انتخاب یک دوره تناوب نمونه‌برداری مناسب توسط طراح می‌تواند به‌صورت گسسته به‌وسیله یک پردازنده سیگنال دیجیتال (DSP) یا یک میکروکنترلر محاسبه گردد. الگوریتم گورتزل یک روش محاسبه موثر را برای این کار فراهم می‌آورد و همزمان زمان محاسبه و حافظه ذخیره‌شده را کاهش می‌دهد [۲۳]. این روش از آخرین تناوب برای ارزیابی دقیق مقادیر هارمونیکی و انعکاس سریع تغییرات هارمونیکی سیگنال استفاده می‌کند. $<x>_h(t)$ با ضریب سری فوریه سیگنال در ارتباط است. درواقع، اگر سیگنال $x(t)$ متناوب با دوره تناوب T باشد، $<x>_h$ یک مقدار مختلط نامتغیر با زمان خواهد شد و معادل ضریب h–ام سری فوریه خواهد بود. تجزیه هارمونیکی سیگنال $x(t)$ با در نظر گرفتن مولفه‌های 0 تا H به‌صورت زیر تعریف می‌گردد:

$$< x > = \begin{bmatrix} < x >_0 \\ < x >_1 \\ \vdots \\ < x >_H \end{bmatrix} \qquad (۵)$$

اگر $<x>$ در طول زمان ثابت باشد (و $x(t)$ شامل هارمونیک غالب بزرگ‌تر از H نباشد)، $x(t)$ با دوره تناوب T متناوب می‌باشد.

در اینجا، H یک پارامتر طراحی و بیانگر ماکزیمم شماره هارمونیک در نظر گرفته شده است. پارامتر H را می‌توان مطابق پردازش موردنیاز و توان محاسباتی پردازشگر تعیین نمود. درصورتی‌که هارمونیک‌های بیشتری برای کنترل در سیستم موردنیاز باشند، H را می‌توان افزایش داد؛ اما در این مورد، بار محاسباتی نیز افزایش خواهد یافت و یک مصالحه برای مدیریت کل محاسبات در یک دوره تناوب نمونه‌برداری موردنیاز است. اگرچه، با افزایش توان محاسباتی DSP و الگوریتم‌های موثر توسعه‌یافته، پیاده‌سازی این عملیات با تعداد هارمونیک بالا حتی در فرکانس‌های نمونه‌برداری بالا نیز میسر می‌گردد.

۳,۲. بازساز هارمونیکی

بازساز هارمونیکی (شکل ۴(ب)) یک سیگنال را از مولفه‌های هارمونیکی‌اش بازسازی می‌کند. با استفاده از معادله سری فوریه، سیگنال با استفاده از رابطه زیر به دست می‌آید:

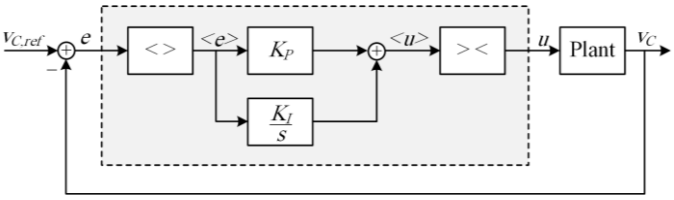
$$x(t) = \sum_{h=-H}^{H} < x >_h (t) e^{jh\omega t} \qquad (۶)$$

در اینجا، مولفه‌های هارمونیکی منفی برای بازسازی سیگنال $x(t)$ موردنیاز است. به دلیل اینکه x یک سیگنال حقیقی فرض شده است، $<x>_{-h}$ معادل مزدوج $<x>_h$ می‌باشد (یعنی $<x>_{-h}=<x>_h^*$). بنابراین، $<x>$ که شامل هارمونیک‌های 0 تا H می‌باشد، برای تولید x کافی است. با استفاده از رابطه (۶)، یک بیان معادل شامل تنها هارمونیک‌های نامنفی عبارت است از:

$$x(t) = < x >_0 (t) + 2\,\mathrm{Re}\left\{ \sum_{h=1}^{H} < x >_h (t) e^{jh\omega t} \right\} \qquad (۷)$$

۳,۳. بلوک آرایه کنترل هارمونیکی

بلوک HCA در شکل ۳، با استفاده از $<r>$ و $<y>$ و امکان وجود مقادیر زمانی قبلی‌شان، سیگنال $<u>$ را به صورت بهینه تولید می‌کند. این



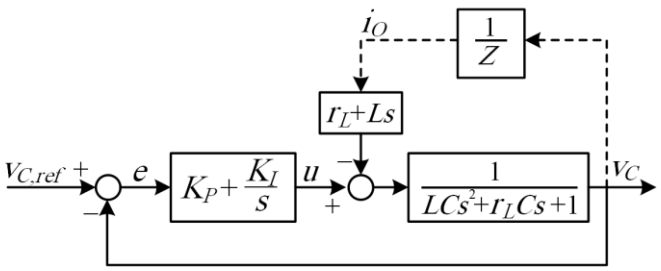
شکل ۵: بلوک دیاگرام آرایه کنترل PI هارمونیکی

کار با به‌کارگیری روش‌های کنترلی مختلف همانند کنترل خطی، فازی، مد لغزشی، تطبیقی، مقاوم و ... مطابق انتخاب طراح به دست می‌آید.

بنابراین، عمل کنترل سیستم ابتدا به دست آوردن تجزیه هارمونیکی مرجع می‌باشد و سپس خروجی سیستم مطابق اعمال سیگنال تجزیه‌شده به بلوک HCA و درنهایت بازسازی آن به دست می‌آید. روش‌های محاسبات عددی مختلط فراوانی در این زمینه کنترل وجود دارد؛ بنابراین، یک مدار آنالوگ برای پیاده‌سازی این روش مناسب نیست. در عوض، الگوریتم کنترل به‌سادگی و با انعطاف کامل بر روی یک میکروکنترلر یا DSP قابل پیاده‌سازی می‌باشد. امروزه، به‌وسیله پردازنده‌های دیجیتال با قدرت محاسبه و سرعت بالا، امکان پیاده‌سازی چنین روش‌های کنترلی حتی در کاربردهای نسبتا سریع نیز فراهم شده است. در مقاله حاضر، جهت سادگی بلوک HCA با استفاده از کنترلرهای PI پیاده‌سازی شده است. دیاگرام کنترلی متناظر در شکل ۵ نشان داده است. همچنین، سیگنال تجزیه‌شده هارمونیکی به‌صورت زیر از بلوک HCA عبور می‌کند:

$$<u>=K_P<e>+K_I\int_{-\infty}^{t}<e>dt \qquad (۸)$$

که $e = v_{C,ref} - v_C$ سیگنال خطا می‌باشد. باید توجه داشت که حتی اگر سیستم تک–ورودی تک–خروجی (SISO) باشد، متغیرهای تجزیه‌شده بردارهایی با ابعاد $(H+1)\times 1$ خواهند شد. بنابراین، K_p و K_I ماتریس‌های بهره‌های تناسبی و انتگرالی با ابعاد مناسب و دارای مقادیری مختلط هستند. در مورد سیستم SISO، ماتریس‌های مربعی با ابعاد $(H+1)\times(H+1)$ خواهند شد. اگر هر هارمونیک یک فیدبک کنترلی به خودش داشته باشد (که برای سیستم‌های خطی همچون سیستم این مقاله چنین است)، درنتیجه ماتریس‌های ضرایب، قطری خواهند بود. از طرف دیگر، برای سیستم‌های غیرخطی به دلیل اینکه هارمونیک‌های پایین در سیستم ممکن است بر هارمونیک‌های بالا اثرگذار باشند، ماتریس‌های غیرقطری برای جبران‌سازی یا عملکرد بهتر کنترل موردنیاز است.



شکل ۶: بلوک دیاگرام ساده‌شده سیستم کنترل اینورتر تک‌فاز جدا از شبکه

در اینجا برخلاف استفاده از یک کنترلر PI در کنترل کلاسیک، یک آرایه از کنترلرهای PI وجود دارند؛ بنابراین، این کنترلرها به‌صورت موازی بر روی هر هارمونیک جهت تشکیل سیگنال کنترلی نهایی عمل می‌کنند. این عمل، علت استفاده از نام آرایه کنترل هارمونیکی برای این روش را نیز تبیین می‌کند.

۴. طراحی پارامترهای کنترلر سیستم

بلوک دیاگرام مبدل تک‌فاز در حضور کنترلر HCA در شکل ۵ نشان داده شده است. این مدل با صرف‌نظر کردن از دینامیک تجزیه‌کننده و بازساز و مدل‌سازی دینامیک بار توسط امپدانس Z ساده می‌گردد. درنتیجه، پارامترهای کنترلی بر اساس مدل ساده‌شده شکل ۶ طراحی می‌گردند.

به‌طور مرسوم، یک مقاومت خیلی کوچک به‌صورت سری با خازن فیلتر جهت میرایی پسیو رزونانس‌های فرکانس بالای ایجادشده بر اثر هارمونیک‌های باند میانی کلیدزنی استفاده می‌شود که تاثیر آن بر دینامیک سیستم کنترل نادیده گرفته می‌شود.

حاشیه فاز (PM) و پایداری سیستم حلقه بسته تحت بارهای سبک ($Z\to\infty$) کاهش می‌یابد [۷]. بنابراین، کنترلر و پارامترهای آن در بدترین شرایط تنظیم می‌گردند؛ یعنی در بی‌باری. درنتیجه، به‌عنوان یک فرض محتاطانه این اطمینان وجود خواهد داشت که حاشیه فاز سیستم هرگز از مقدار مطلوب در محدوده وسیعی از عملکرد مبدل کمتر نخواهد شد. همچنین، ساده شدن طراحی کنترلر امتیاز دیگر صرف‌نظر از دینامیک بار است. تحت این شرایط، تابع انتقال سیستم به‌صورت زیر ساده می‌گردد:

$$G_p(s)=\frac{v_C(s)}{u(s)}=\frac{1}{LCs^2+r_LCs+1} \qquad (۹)$$

و بهره حلقه عبارت است از:

$$\frac{v_C(s)}{e(s)} = \frac{K_P + K_I/s}{LCs^2 + r_L Cs + 1} \qquad (۱۰)$$

اساسا تنظیم کنترلر PI یک مصالحه بین پهنای باند در دسترس کنترل و پایداری حلقه کنترلی می‌باشد [۷]. بخش انتگرالی کنترلر PI یک بهره بالا در فرکانس صفر فراهم کرده و با فرض اینکه پهنای باند کنترل به اندازه کافی بزرگ باشد، می‌توان از تاثیر این بهره در محدوده فرکانس قطع حلقه صرف‌نظر کرد. در نتیجه، در تعیین پهنای باند (ω_b) از تاثیر بهره انتگرالی صرف‌نظر می‌کنیم. بنابراین، ابتدا فرض می‌شود که K_I=0 و تابع انتقال سیستم حلقه بسته عبارت خواهد بود از:

$$\left.\frac{v_C(s)}{v_{ref}(s)}\right|_{K_I=0} = \frac{K_P}{LCs^2 + r_L Cs + K_P + 1} \qquad (۱۱)$$

با در نظر گرفتن میرایی 3- dB برای رابطه (۱۱) در فرکانس پهنای باند ω_b، داریم:

$$\frac{K_P}{\sqrt{\left(K_P + 1 - LC\omega_b^2\right)^2 + \left(r_L C\omega_b\right)^2}} = \sqrt{\frac{1}{2}} \qquad (۱۲)$$

با استفاده از رابطه فوق، بهره تناسبی K_P به‌صورت زیر به دست می‌آید:

$$K_P = 1 - LC\omega_b^2 + \sqrt{2\left(LC\omega_b^2 - 1\right)^2 + \left(r_L C\omega_b\right)^2} \qquad (۱۳)$$

پهنای باند کنترل سیستم در این کاربرد یک مصالحه بین پاسخ گذرا و قابلیت حذف نویز کلیدزنی است، که در این مقاله 900 Hz انتخاب می‌شود. با این انتخاب، همزمان عملکرد بالای دینامیکی و مصونیت حلقه کنترل نسبت به نویزهای کلیدزنی تضمین می‌گردد.

پس از محاسبه بهره تناسبی K_P بر اساس پهنای باند انتخاب‌شده و پارامترهای فیلتر، نوبت به تعیین مقدار مناسب بهره انتگرالی K_I مطابق با الزامات پایداری می‌رسد. برای این کار، تاثیر همزمان K_P و K_I در نظر گرفته خواهد شد.

فرض کنیم که فرکانس قطع بهره حلقه رابطه (۱۰) نزدیک پهنای باند حلقه بسته ω_b باشد؛ بررسی درجه پایداری بر اساس حاشیه فاز بهره حلقه رابطه (۱۰) امکان‌پذیر است. ازاین‌رو، فاز تابع انتقال رابطه (۱۰) در فرکانس ω_b معادل PM-π قرار داده می‌شود. نتیجه حاصل در رابطه (۱۴) نشان داده شده است. جهت تضمین شرایط پایدار سیستم به‌خصوص در حضور دینامیک‌های مدل نشده، همچون تاخیرهای تجزیه‌کننده، بازساز و مدولاتور PWM، انتخاب حاشیه فاز در محدوده ۷۰° تا ۱۰۰° توصیه می‌گردد.

$$\tan\left(\mathrm{PM} - \pi\right) = \frac{\omega_b\left(\left(LK_I - rK_P\right)C\omega_b^2 - K_I\right)}{K_I^2 + \left(K_P\left(K_P + 1 - LC\omega_b^2\right) - r_L CK_I\right)\omega_b^2} \qquad (۱۴)$$

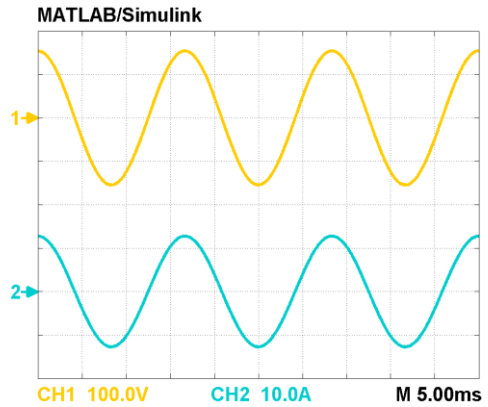
پارامترهای حاصل K_P و K_I، پارامترهای کنترلر PI برای مولفه فرکانس اصلی می‌باشند. به‌عبارت‌دیگر، این پارامترها برای h=1 طراحی شده‌اند. پارامترهای کنترلی برای هارمونیک‌های بالاتر (h=3, 5, …) با تقسیم K_P و K_I بر مقدار h به دست می‌آیند.

۵. ارزیابی عملکرد سیستم با شبیه سازی

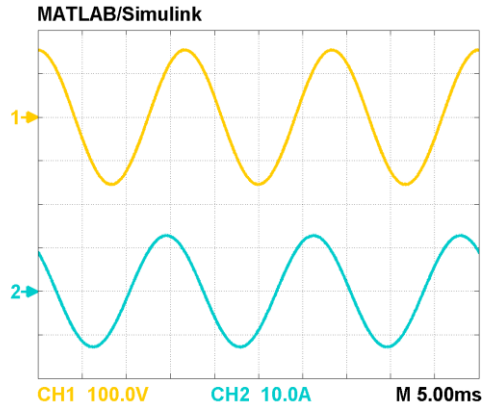
در این بخش، نتایج شبیه سازی سیستم نمونه در محیط نرم افزار MATLAB/Simulink با پارامترهای جدول ۱ ارائه شده‌اند. فرکانس نامی ۶۰ HZ است و فرکانس کلیدزنی طوری انتخاب شده که حاصل f_s/f یک عدد طبیعی شود (N=100).

در اولین آزمایش، عملکرد حالت دائم سیستم تحت بار نامی مقاومتی مطالعه شده و نتایج در شکل ۷ نشان داده شده است. شکل موج ولتاژ خروجی کاملا سینوسی با THD=0.5% می‌باشد. در این تست، تنها مولفه هارمونیکی اصلی برای جبران‌سازی در نظر گرفته شده است (یعنی h=1).

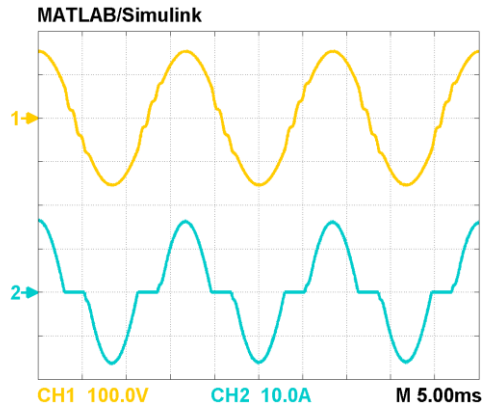
در دومین آزمایش، نتایج شبیه‌سازی برای یک بار خازنی در شکل ۸ آمده است. درحالی‌که ضریب توان بار حدود 0.7 است، THD ولتاژ خروجی کمتر از 0.6% باقی می‌ماند. در آخرین تست تایید عملکرد حالت دائم، یک بار غیرخطی اعوجاجی مطابق الزامات استاندارد IEC 62040-3 (پیوست E) به خروجی اینورتر تک‌فاز متصل شده است [۲۴]. نتایج حاصل هنگامی‌که تنها جبران‌سازی مولفه اصلی به حلقه کنترلی اعمال می‌شود ، در شکل‌های ۹ و ۱۰ نشان داده شده است. THD ولتاژ خروجی برابر 4.65% است و هارمونیک‌های سوم و پنجم ولتاژ خروجی دامنه قابل ملاحظه‌ای دارند. در آزمایش بعدی، جبران‌سازی هارمونیک‌های سوم و پنجم به الگوریتم کنترلی اضافه شده و نتایج خروجی به ازای شرایط بارگیری یکسان در شکل ۱۱ و ۱۲ نشان داده شده است. بدیهی است که جبران‌سازهای اضافه‌شده توانسته‌اند به‌طور موثر هارمونیک‌های سوم و پنجم ولتاژ خروجی را جبران کنند. درنتیجه، THD ولتاژ خروجی به 3.07% بهبود یافته است که از محدوده 8% استاندارد بسیار کمتر است [۲۴].



شکل ۷: شکل موج‌های حالت دائم تحت بار نامی مقاومتی: CH1: ولتاژ خروجی (100 V/div)، CH2: جریان بار (10 A/div)



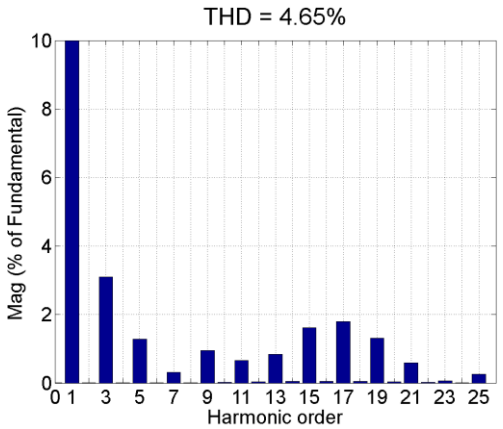
شکل ۸: شکل موج‌های حالت دائم تحت بار RC: CH1: ولتاژ خروجی (100 V/div)، CH2: جریان بار (10 A/div)



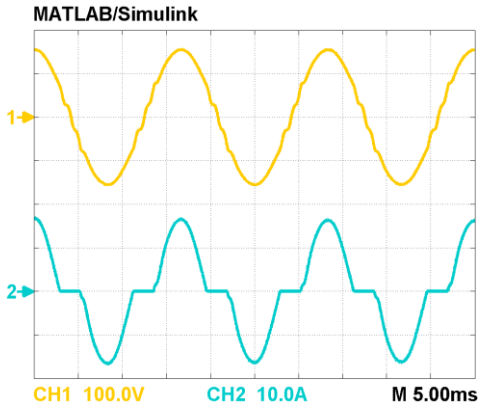
شکل ۹: شکل موج‌های حالت دائم تحت بار غیرخطی، شامل جبران‌سازی مولفه اصلی: CH1: ولتاژ خروجی (100 V/div)، CH2: جریان بار (10 A/div)

اگرچه، امکان میرایی هارمونیک‌های بیشتر موردنظر مطابق با الزامات کاربرد به‌وسیله اضافه کردن بلوک‌های HCA بیشتر به کنترلر در ازای پرداخت هزینه بار محاسباتی بیشتر وجود خواهد داشت.

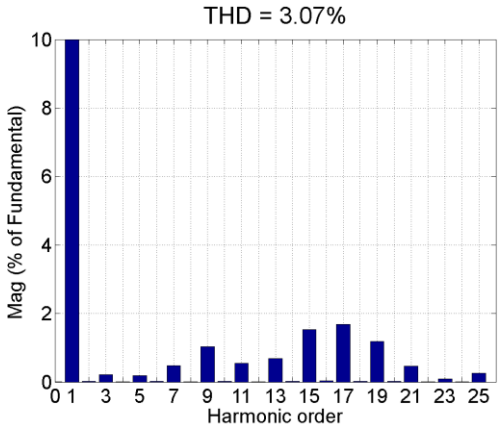
درنهایت، عملکرد گذرای سیستم موردمطالعه قرار گرفته است و نتایج در شکل ۱۳ و ۱۴ آمده‌اند.



شکل ۱۰: طیف هارمونیکی ولتاژ خروجی شکل ۹

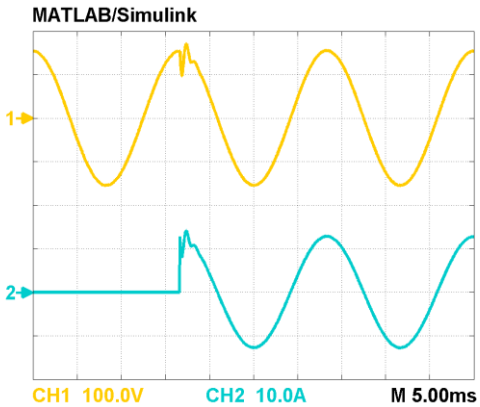


شکل ۱۱: شکل موج‌های حالت دائم تحت بار غیرخطی، شامل جبران‌سازی مولفه‌های اصلی، سوم و پنجم هارمونیکی: CH1: ولتاژ خروجی (100 V/div)، CH2: جریان بار (10 A/div)

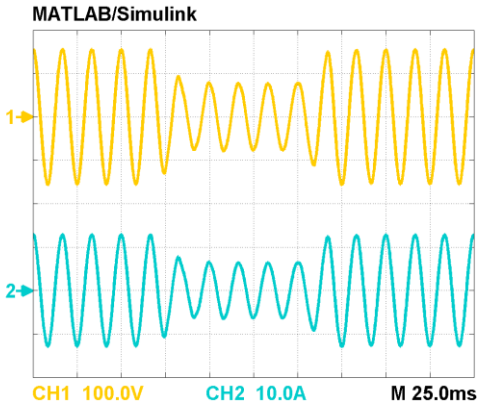


شکل ۱۲: طیف هارمونیکی ولتاژ خروجی شکل ۱۱

در شکل ۱۳، عملکرد گذرا در پاسخ به تغییر پله‌ای از بی‌باری به بار نامی مقاومتی نشان داده شده است. ولتاژ خروجی یک فرورفتگی کوچک را در لحظه اتصال بار تجربه می‌کند که در پیک ولتاژ اتفاق می‌افتد و در کمتر از 2 ms خود را بازیابی می‌کند. شکل ۱۴ عملکرد گذرای سیستم را تحت بار نامی مقاومتی در پاسخ به یک پرش پله‌ای دامنه ولتاژ مرجع که با یک



شکل ۱۳: شکل موج‌های گذرا در پاسخ به تغییر پله‌ای بار از بی‌باری به بار نامی: CH1: ولتاژ خروجی (100 V/div)، CH2: جریان بار (10 A/div)



شکل ۱۴: شکل موج‌های گذرا در پاسخ به تغییر پله‌ای دامنه ولتاژ مرجع: CH1: ولتاژ خروجی (100 V/div)، CH2: جریان بار (10 A/div)

سقوط پله‌ای آن دنبال می‌شود، نشان می‌دهد. یک نوسان کوچک با یک فراجهش/فروجهش کوچک در پوش شکل موج ولتاژ مشاهده می‌شود که در کمتر از یک سیکل از بین می‌رود.

۶. نتیجه گیری

این مقاله استفاده از روش HCA را برای کنترل اینورترهای تک‌فاز جدا از شبکه پیشنهاد می‌دهد. روش کنترل پیشنهادشده خطای حالت دائم صفر را در فرکانس اصلی و سایر هارمونیک‌های موردنظر تضمین می‌نماید. این روش از مزایای سادگی مفهوم و سادگی پیاده‌سازی بر روی پردازنده دیجیتال بهره می‌جوید. شیوه منظم طراحی پارامترهای کنترل سیستم در این مقاله مطالعه شده است. همچنین، عملکرد طرح پیشنهادشده با آزمایش‌های مختلف بخش شبیه سازی تایید شده است. نتایج حاصل موثر بودن و عملکرد عالی حالت دائم و گذرای این روش را برای کنترل اینورتر تک‌فاز جدا از شبکه به معرض نمایش می‌گذارد.

منابع

[1] H. Gholami-Khesht, M. Monfared, and S. Golestan, “Low computational burden grid voltage estimation for grid connected voltage source converter-based power applications,” *IET Power Electron.*, vol. 8, no. 5, pp. 656–664, May 2015.

[2] A. Hasanzadeh, O. C. Onar, H. Mokhtari, and A. Khaligh, “A proportional-resonant controller-based wireless control strategy with a reduced number of sensors for parallel-operated UPSs,” *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 25, no. 1, pp. 468–478, Jan. 2010.

[3] L. Herman, I. Papic, and B. Blazic, “A proportional-resonant current controller for selective harmonic compensation in a hybrid active power filter,” *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 29, no. 5, pp. 2055–2065, Oct. 2014.

[4] C. Xia, Z. Wang, T. Shi, and X. He, “An improved control strategy of triple line-voltage cascaded voltage source converter based on proportional–resonant controller,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 7, pp. 2894–2908, Jul. 2013.

[5] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre, and P. C. Loh, “Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters,” *IEE Proc. - Electr. Power Appl.*, vol. 153, no. 5, p. 750, 2006.

[6] A. Vidal, F. D. Freijedo, A. G. Yepes, P. Fernandez-Comesana, J. Malvar, O. Lopez, and J. Doval-Gandoy, “Assessment and optimization of the transient response of proportional-resonant current controllers for distributed power generation systems,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 4, pp. 1367–1383, Apr. 2013.

[7] 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.

[8] P. Mattavelli, “Synchronous-frame harmonic control for high-performance AC power supplies,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 37, no. 3, pp. 864–872, 2001.

[9] J. M. Espi Huerta, J. Castello-Moreno, J. R. Fischer, and R. Garcia-Gil, “A synchronous reference frame robust predictive current control for three-phase grid-connected inverters,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 3, pp. 954–962, Mar. 2010.

[10] A. I. Maswood and F. Liu, “A unity-power-factor converter using the synchronous-reference-frame-based hysteresis current control,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 43, no. 2, pp. 593–599, 2007.

[11] R. I. Bojoi, G. Griva, V. Bostan, M. Guerriero, F. Farina, and F. Profumo, “Current control strategy for power conditioners using sinusoidal signal integrators in synchronous reference frame,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 6, pp. 1402–1412, Nov. 2005.

[12] J. A. Suul, K. Ljokelsoy, T. Midtsund, and T. Undeland, “Synchronous reference frame hysteresis current control for grid converter applications,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 47, no. 5, pp. 2183–2194, Sep. 2011.

[13] M. Sanatkar-Chayjani and M. Monfared, “Simple digital current control strategy for single-phase grid-connected converters,” *IET Power Electron.*, vol. 8, no. 2, pp. 245–254, Feb. 2015.

[14] C. Zou, B. Liu, S. Duan, and R. Li, “Stationary frame equivalent model of proportional-integral controller in dq synchronous frame,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 9, pp. 4461–4465, Sep. 2014.

[15] W. Lu, K. Zhou, D. Wang, and M. Cheng, “A generic digital nk ±m-order harmonic repetitive control scheme for PWM converters,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 3, pp. 1516–1527, Mar. 2014.

[16] G. Escobar, P. G. Hernandez-Briones, P. R. Martinez, M. Hernandez-Gomez, and R. E. Torres-Olguin, “A repetitive-based controller for the compensation of 6l±1 harmonic components,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 8, pp. 3150–3158, Aug. 2008.

[17] W. Lu, K. Zhou, D. Wang, and M. Cheng, “A general parallel structure repetitive control scheme for multiphase DC–AC PWM converters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 8, pp. 3980–3987, Aug. 2013.

[18] K. Zhou, D. Wang, B. Zhang, and Y. Wang, “Plug-in dual-mode-structure repetitive controller for CVCF PWM inverters,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 3, pp. 784–791, Mar. 2009.

[19] Y. Ye, K. Zhou, B. Zhang, D. Wang, and J. Wang, "High-performance repetitive control of PWM DC-AC converters with real-time phase-lead FIR filter," *IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs*, vol. 53, no. 8, pp. 768–772, Aug. 2006.

[20] M. Dogruel, and H. H. Celik, "Harmonic control arrays with a real time application to periodic position control," *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 19, no. 3, pp. 521-530, May 2011.

[21] M. Monfared, "A simplified control strategy for single-phase UPS inverters," *Bull. Polish Acad. Sci. Tech. Sci.*, vol. 62, no. 2, pp. 367-373, Jan. 2014.

[22] S. R. Sanders, J. M. Noworolski, X. Z. Liu, and G. C. Verghese, "Generalized averaging method for power conversion circuits," in *21st Annual IEEE Conference on Power Electronics Specialists*, 1991, pp. 333–340.

[23] G. Goertzel, "An algorithm for the evaluation of finite trigonometric series," *Am. Math. Mon.*, vol. 65, no. 1, p. 34, Jan. 1958.

[24] Uninterruptible power systems (UPS) – Part 3: Method of specifying the performance and test requirements, Second edition 2011-3, International Standard IEC 62040-3.