

کنترل تکراری جریان مبدل بوست جهت اصلاح ضریب توان شبکه

مهدی علومی بایگی

شرکت برق منطقه‌ای خراسان، دانشگاه فردوسی مشهد

مشهد، ایران

me_oloomi@yahoo.com

محمدصادق کرباس‌فروشان، رضا راضی و محمد منفرد

دانشگاه فردوسی مشهد

مشهد، ایران

sadegh.karbasforooshan@gmail.com,

rezarazi91@yahoo.com, m.monfared@um.ac.ir

باید با استانداردهای بین‌المللی سازگار باشند. این کار با استفاده از یک مدار اصلاح ضریب توان (PFC) در یک یکسوکننده دیودی انجام می‌گردد. این مدارات علاوه بر اصلاح ضریب توان، عملکرد خوبی را در کاهش اعوجاج هارمونیکی کلی (THD) جریان شبکه، تنظیم ولتاژ خروجی DC و مقاوم نمودن نسبت به اغتشاشات ولتاژ منبع یا بار به نمایش می‌گذارند [۲]-[۳]. مدارات PFC از نوع بوست، گسترده‌ترین توپولوژی‌های مورد استفاده در یکسوکننده‌های تکفاز با ضریب توان بالا هستند. علت این امر، کم بودن تعداد سوئیچ‌های فرکانس بالا و همچنین رفتار نرم جریان ورودی یکسوکننده می‌باشد [۴].

مدارات PFC از نوع بوست از دو حلقه برای کنترل استفاده می‌کنند؛ هدف حلقه اول، تنظیم ولتاژ DC خروجی و فراهم آوردن دامنه مرجع برای حلقه دوم است که حلقه دوم جریان سینوسی شبکه را کنترل می‌کند [۵]. جریان شبکه اغلب در نزدیکی عبور از صفر دارای اعوجاج است. روش‌های مختلفی برای رفع این مشکل و همچنین کاهش THD جریان و اصلاح ضریب توان شبکه پیشنهاد شده‌اند که می‌توان به کنترل جریان پیشخور، کنترل تناسبی رزونانسی (PR)، کنترل هیستریزس، کنترل پیش‌بین و ... اشاره کرد [۶]-[۱۰].

روش کنترل تکراری که بر اساس اصل مدل داخلی [۱۱] می‌باشد، یک راه‌حل مناسب برای حذف خطاهای متناوب و ردیابی دقیق سیگنال‌های متناوب در یک سیستم غیرخطی است. طرح‌های کنترل تکراری گوناگونی در مقالات برای مبدل‌های با مدولاسیون پهنای پالس (PWM) توسعه یافته‌اند [۱۲]-[۱۴].

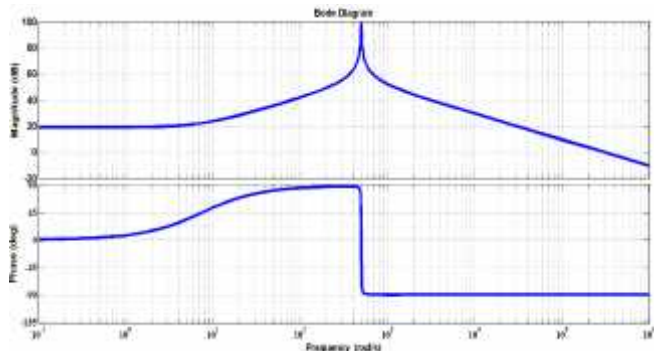
در این مقاله، ابتدا مبدل بوست PFC مدل‌سازی شده و اصول عملکرد آن بیان می‌گردد. سپس بحث کنترل این مبدل مطرح شده و در قسمت حلقه

چکیده — این مقاله روش کنترل تکراری را برای کنترل جریان مبدل بوست تکفاز جهت اصلاح ضریب توان شبکه و بهبود کیفیت جریان آن پیشنهاد می‌دهد. کنترل مبدل بوست اصلاح ضریب توان (PFC) شامل دو حلقه کنترل ولتاژ و کنترل جریان می‌باشد که کنترل تکراری در حلقه کنترل جریان این مبدل قرار دارد. کنترل تکراری که در حالت کلی برای ردیابی سیگنال‌های متناوب و حذف اغتشاشات متناوب به کار می‌رود، در این مبدل اعوجاج عبور از صفر جریان ورودی را به حداقل رسانده و خطای حالت دائم ردیابی را بسیار کاهش می‌دهد. پایداری کنترل تکراری و انتخاب پارامترهای آن نیز در این مقاله مورد مطالعه قرار می‌گیرد. جهت تأیید نتایج تئوری، شبیه‌سازی این مبدل در محیط Simulink نرم‌افزار MATLAB انجام شده است. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهند که روش کنترل تکراری ضریب توان شبکه را اصلاح نموده و اعوجاج هارمونیکی کلی (THD) جریان ورودی توسط این روش بسیار بهبود یافته است.

واژه‌های کلیدی — مبدل بوست؛ اصلاح ضریب توان؛ اعوجاج هارمونیکی کلی؛ کنترل تکراری؛

۱. مقدمه

امروزه در بسیاری از کاربردهای صنعتی و خانگی، یکسوکننده‌ها جزء اصلی تبدیل انرژی الکتریکی هستند. این مبدل‌های الکترونیک قدرت به خاطر ذات غیرخطی‌شان و به‌وسیله تزریق جریان‌های نامطلوب به شبکه باعث افت کیفیت توان می‌شوند [۱]. برای جلوگیری از این مشکل و افزایش قابلیت اطمینان و بازدهی شبکه برق، تجهیزات الکترونیک قدرت



شکل ۲: دیاگرام بد $\hat{I}_L(s)$ بر حسب $\hat{d}(s)$

$$\begin{bmatrix} \hat{I}_L(s) \\ \hat{V}_o(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{s^2 + \frac{1}{RC}s + \left(\frac{1-D}{L}\right)^2} \times \begin{pmatrix} \left[\frac{V_o}{L}s + \left(\frac{V_o}{LRC} + \frac{I_L(1-D)}{LC} \right) \right] \hat{d}(s) \\ -\frac{I_L}{C}s + \frac{V_o(1-D)}{L^2} \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \left(s + \frac{1}{RC} \right) \\ \frac{(1-D)}{L^2} \end{bmatrix} \hat{V}_{in}(s) \quad (3)$$

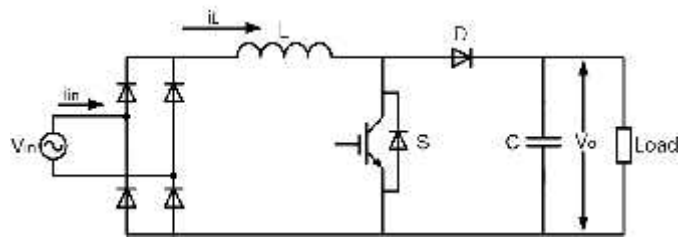
دیاگرام بد $\hat{I}_L(s)$ بر حسب $\hat{d}(s)$ به ازاء پارامترهای جدول ۱ و توان خروجی 300 W در شکل ۲ نشان داده شده است.

۳. کنترل مبدل بوست PFC

برای مبدل بوست PFC نشان داده شده در شکل ۱، ساختار کنترلی دو حلقه ای انتخاب می‌شود که حلقه خارجی، حلقه کنترل ولتاژ و ولتاژ و حلقه داخلی، حلقه کنترل جریان است و دینامیک حلقه جریان بسیار سریع‌تر از حلقه ولتاژ می‌باشد. این ساختار کنترلی در شکل ۳ نشان داده شده است.

۳.۱. حلقه کنترل ولتاژ خروجی

هدف این حلقه رگولاسیون ولتاژ خروجی مبدل در برابر تغییرات بار است. بدین منظور، تفاضل ولتاژ خروجی از ولتاژ مرجع از یک کنترلر تناسبی انتگرالی (PI) عبور می‌کند. خروجی حلقه، دامنه مناسب را برای حلقه کنترل جریان فراهم می‌کند. بهره تناسبی K_p برای رسیدن به پهنای باند



شکل ۱: ساختار مداری مبدل بوست تکفاز

کنترل جریان، روش کنترل تکراری معرفی شده و کنترلر تکراری جهت حذف خطای حالت دائم شبکه و دستیابی به ضریب توان واحد برای این مبدل طراحی می‌گردد. در نهایت نتایج شبیه‌سازی برای این مبدل در شرایط مختلف ارائه می‌شود.

۲. مدلسازی مبدل بوست و اصول عملکرد آن

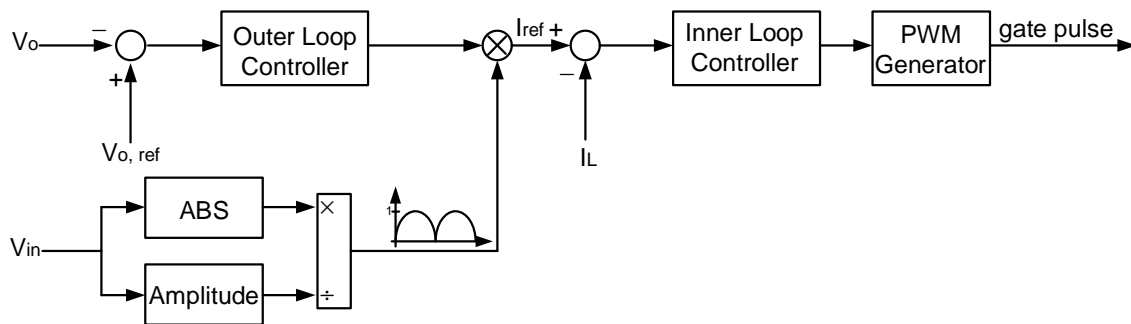
ساختار مداری مبدل بوست PFC تکفاز در شکل ۱ نشان داده شده است. این ساختار از یک یکسوکننده پل دیودی تکفاز و یک مبدل بوست DC/DC تشکیل شده است. با در نظر گرفتن جریان اندوکتانس i_L و ولتاژ خروجی V_o به عنوان متغیرهای حالت، با استفاده از روش میانگین‌گیری حالت، معادلات حالت زیر به دست می‌آیند:

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = -\frac{(1-d)}{L}V_o + \frac{1}{L}V_{in} \\ \frac{dV_o}{dt} = \frac{(1-d)}{C}i_L - \frac{1}{RC}V_o \end{cases} \quad (1)$$

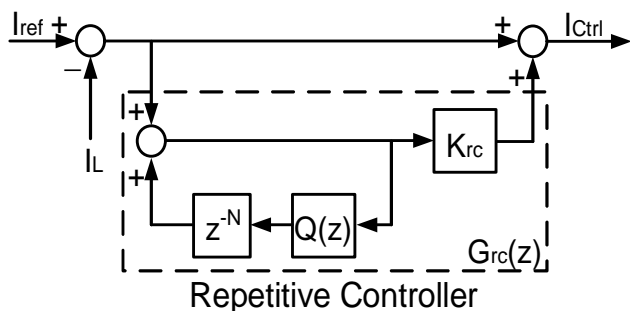
که V_{in} ولتاژ ورودی مبدل بوست و d دوره وظیفه سوئیچ این مبدل می‌باشد. سیستم فوق یک سیستم غیرخطی است. با خطی سازی حول نقطه تعادل، معادلات حالت زیر به دست می‌آید:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_L}{dt} = -\frac{(1-D)}{L}\hat{V}_o + \frac{V_o}{L}\hat{d} + \frac{1}{L}\hat{V}_{in} \\ \frac{d\hat{V}_o}{dt} = \frac{(1-D)}{C}\hat{i}_L - \frac{1}{RC}\hat{V}_o - \frac{I_L}{C}\hat{d} \end{cases} \quad (2)$$

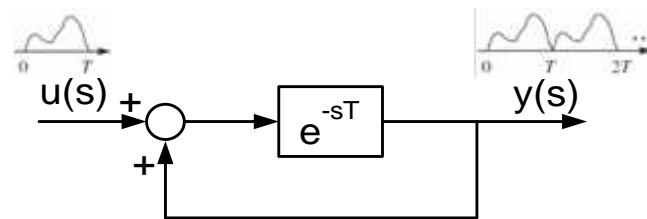
که D و I_L ، V_o به ترتیب ولتاژ خروجی، جریان اندوکتانس و دوره وظیفه مبدل در نقطه کار نامی می‌باشند که ثابت فرض می‌شوند. تابع انتقال $\hat{V}_o(s)$ و $\hat{I}_L(s)$ بر حسب متغیرهای $\hat{d}(s)$ و $\hat{V}_{in}(s)$ عبارت‌اند از:



شکل ۳: ساختار کنترل دو حلقه ای مبدل بوست PFC تکفاز



شکل ۵: ساختار کنترل جریان مبدل بوست PFC تکفاز



شکل ۴: مسیر تاخیری شامل فیدبک مثبت

مطلوب و بهره انتگرالی K_I برای حذف خطای حالت دائم ولتاژ خروجی طراحی می شود.

۳.۲. حلقه کنترل جریان

حلقه کنترل جریان وظیفه ردیابی سیگنال مرجع سینوسی را بر عهده دارد. در مقالات مختلف، روش‌های کنترلی گوناگونی برای این کار استفاده شده‌اند که می‌توان به کنترلر تناسبی انتگرالی، هیستریزیس، پیشخور و ... اشاره کرد. برخی از این روش‌ها برای به دست آوردن عملکرد کنترلی بسیار خوب در ردیابی و حذف اغتشاش چهار مشکل می‌شوند. برای حل این مشکل، در این مقاله روش کنترل تکراری جهت کنترل جریان مبدل بوست به کار می‌رود. این روش در بخش بعدی توصیف می‌گردد.

۴. کنترل تکراری جریان مبدل بوست

مطابق اصل مدل داخلی [۱۱]، هر سیگنال متناوب را می‌توان به وسیله یک مسیر تأخیری تولید نمود. این مسیر تأخیری که شامل یک فیدبک مثبت می‌باشد، در شکل ۴ نشان داده شده است. تابع انتقال معادل این سیستم عبارت است از:

$$G(s) = \frac{y(s)}{u(s)} = \frac{e^{-sT}}{1 - e^{-sT}} \quad (۴)$$

که $y(s)$ خروجی سیستم و $u(s)$ ورودی است. به خاطر این تأخیر، بسط تابع انتقال فوق دارای تعداد نامحدودی قطب روی محور موهومی است. این قطب‌ها با حل معادله $e^{-sT} \Big|_{s=jkS} = 1$ برای $k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ به دست می‌آیند. به تابع انتقال $G(s)$ یک مدل داخلی گفته می‌شود و هر کنترلی که شامل این مدل باشد، کنترلر تکراری نامیده می‌شود.

روش کنترل تکراری بر اساس اصل مدل داخلی می‌باشد. این اصل بیان می‌دارد که خروجی، یک مجموعه از ورودی‌های مرجع را بدون خطای حالت دائم ردیابی می‌کند، اگر مدلی که این ورودی‌های مرجع را تولید می‌کند، در یک سیستم حلقه بسته پایدار قرار داشته باشد. فرم دیجیتال مدل داخلی (۴) به صورت زیر است:

$$G(z) = \frac{z^{-N}}{1 - z^{-N}} \quad (۵)$$

که $N = f_s / f_0$ و f_s فرکانس کلیدزنی مبدل و f_0 فرکانس ولتاژ ورودی است. بلوک دیاگرام ساختار کنترل جریان مبدل بوست PFC شامل کنترلر تکراری در شکل ۵ نشان داده شده است. تابع انتقال کنترلر تکراری $G_{rc}(z)$ به صورت زیر است:

K_{rc} قادر به حذف اغتشاشات متناوب جریان مبدل بوست به‌خصوص در نزدیکی عبور از صفر جریان و ردیابی جریان مرجع سینوسی با خطای حالت دائم بسیار کوچک می‌باشد.

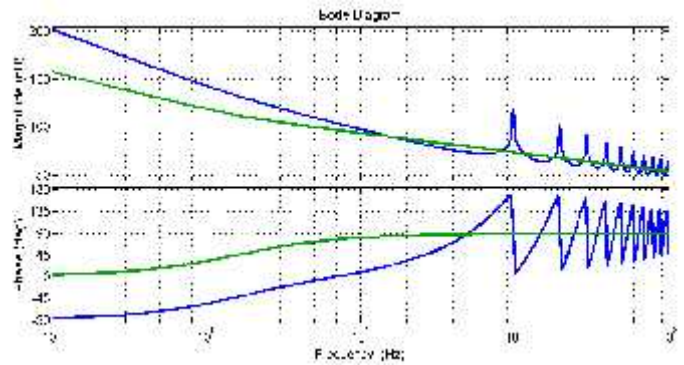
۵. شبیه‌سازی سیستم

۵.۱. طراحی کنترلر تکراری

در این بخش پارامترهای کنترلر تکراری شامل فیلتر $Q(z)$ ، K_{rc} و N تعیین می‌گردد. پارامترهای سیستم شبیه‌سازی در جدول ۱ آمده‌اند. به دلیل اینکه اکثر فرکانس‌های اغتشاشات متناوب در بالاتر از ۱۰۰۰ Hz قرار دارند و این فرکانس مصالحه خوبی بین دقت ردیابی کنترلر و مقاوم بودن آن می‌باشد، فیلتر $Q(z)$ یک فیلتر پایین‌گذر با فرکانس قطع ۱۰۰۰ Hz انتخاب می‌گردد. با شرط پایداری $H(z)$ ، بهره K_{rc} برابر ۱ انتخاب می‌گردد. تعداد تأخیرهای کنترلر تکراری یعنی N نیز برابر $N = \frac{f_{sw}}{f_0} = \frac{20000}{100} = 200$ می‌باشد (فرکانس جریان مرجع مبدل بوست ۱۰۰ Hz است). در نتیجه تابع انتقال کنترلر تکراری به‌صورت زیر به دست می‌آید:

$$G_{rc}(z) = \frac{1}{1 - Q(z)z^{-200}} \quad (۷)$$

جهت مشاهده تأثیر کنترلر تکراری بر حلقه کنترل جریان مبدل بوست، دیاگرام بد $H(z)$ بدون کنترلر تکراری و شامل کنترلر تکراری در شکل ۶ ترسیم شده است. همان‌طور که از این شکل مشاهده می‌شود، ویژگی‌های اصلی کنترلر تکراری مثل حذف اغتشاش متناوب مؤثر به‌صورت واضح از دیاگرام بد دیده می‌شود. با توجه به این دیاگرام بد، می‌توان دریافت که کنترلر تکراری تنها در فرکانس‌های مضارب صحیح فرکانس اصلی (۱۰۰ Hz) بهره بزرگ ایجاد کرده و در بقیه فرکانس‌ها بدون تغییر است. تابع انتقال حساسیت را به‌صورت $S(s) = \frac{1}{1 + G(s)}$ تعریف می‌کنیم که از ورودی اغتشاش به خروجی خطای ردیابی است و $G(s)$ تابع انتقال جریان مرجع به جریان مبدل است. با افزایش بهره در برخی فرکانس‌ها به کاهش حساسیت در این فرکانس‌ها منجر می‌شود. در نتیجه اعوجاج عبور از صفر در جریان اندوکتانس مبدل که یک اغتشاش متناوب در مضارب فرکانس ۱۰۰ Hz می‌باشد، به‌وسیله کنترلر تکراری کاملاً میرا می‌شود.



شکل ۶: دیاگرام بد $H(z)$ بدون کنترلر تکراری (سبز) و شامل کنترلر تکراری (آبی)

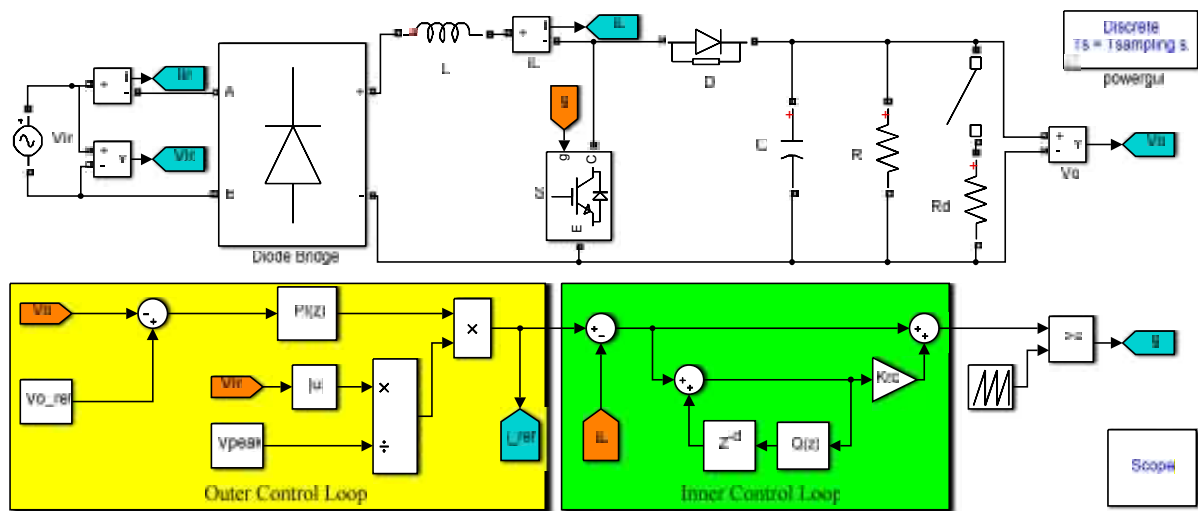
جدول ۱: پارامترهای شبیه‌سازی

پارامتر	مقدار
ولتاژ مؤثر منبع (V_{in})	(V _{rms})
فرکانس ولتاژ منبع (f_0)	(Hz)
خازن خروجی (C)	(μ F)
اندوکتانس مبدل (L)	(mH)
ولتاژ خروجی (V_o)	(V)
فرکانس کلیدزنی (f_s)	(kHz)

$$G_{rc}(z) = \frac{K_{rc}}{1 - Q(z)z^{-N}} \quad (۶)$$

که K_{rc} بهره کنترلر تکراری و $Q(z)$ یک فیلتر پایین‌گذر است که باید به نحوی انتخاب گردد که عملکرد ردیابی سیستم، خوب و بدون ناپایداری حاصل شود. پیدا کردن فرکانس قطع این فیلتر با شبیه‌سازی سیستم به دست می‌آید.

شرایط پایداری کنترلر تکراری باید مطالعه گردد. مطابق اصل مدل داخلی، اگر سیستم حلقه بسته بدون کنترلر تکراری پایدار باشد، سیستم شامل کنترلر تکراری پایدار خواهد بود. سیستم بدون کنترلر تکراری یعنی مبدل بوست با کنترلر PI در حلقه کنترل خارجی در بخش ۲ بررسی گردید و اثبات شد که تابع انتقال $\hat{I}_L(s)$ برحسب $\hat{d}(s)$ یک تابع انتقال پایدار است و قطب ناپایدار ندارد. بنابراین سیستم شامل کنترلر تکراری فوق سیستمی پایدار خواهد بود (در بخش شبیه‌سازی تابع انتقال $\hat{I}_L(z)$ به $\hat{i}_L(z)$ که $H(z)$ نامیده می‌شود و برابر است با $H(z) = \frac{V_{ref}T_s}{Lz(z-1)}$ ، به‌صورت ترسیم دیاگرام بد بررسی می‌گردد). کنترلر تکراری پیشنهادی با طراحی مناسب $Q(z)$ و



شکل ۷: مبدل بوست PFC تکفاز همراه با حلقه های کنترلی در محیط Simulink نرم افزار MATLAB

جدول ۲ نتایج ضریب توان شبکه و THD جریان ورودی را برای تغییرات توان خروجی 100 W تا 1 kW با روش کنترل تکراری پیشنهادی و همچنین با کنترل تناسبی با بهره واحد نشان می‌دهد. مطابق با این جدول، ضریب توان ورودی در حالات مختلف با روش کنترل تکراری بسیار نزدیک به یک بوده و THD جریان نیز مطابق با استاندارد IEEE519 می‌باشد. اما در حالت کنترل تناسبی با بهره واحد، ضریب توان شبکه و THD جریان بسیار از استاندارد فاصله دارد.

شکل ۱۵ ولتاژ و جریان ورودی را برای مبدل بوست PFC تکفاز در حالت تغییر ناگهانی بار خروجی از 150 به 300 نشان می‌دهد. دامنه جریان ورودی به صورت آرام از 2 A به 8 A کاهش می‌یابد و ولتاژ ورودی می‌ماند. در شکل ۱۶ نیز این تغییر ناگهانی بار برای کاهش بار خروجی اتفاق می‌افتد و بار خروجی از 900 به 300 کاهش می‌یابد. دامنه جریان ورودی به صورت آرام از 2 A به 8 A افزایش می‌یابد. در این حالت ولتاژ خروجی مبدل در لحظه تغییر ناگهانی بار کمی افت می‌کند که بلافاصله پس از مدت بسیار کوتاهی جبران شده و در همان مقدار 300 V حفظ می‌شود. این ولتاژ در شکل ۱۷ نشان داده شده است.

همان‌طور که در شکل‌های ۸ تا ۱۷ مشاهده کردیم، مبدل بوست PFC تکفاز با کنترل تکراری جریان بسیار در اصلاح ضریب توان شبکه مؤثر بوده، به طوری که ضریب توان شبکه در حالات مختلف بسیار نزدیک به واحد است. همچنین این ساختار قادر به بهبود کیفیت جریان ورودی و برآوردن استانداردهای IEEE در مورد THD نیز می‌باشد.

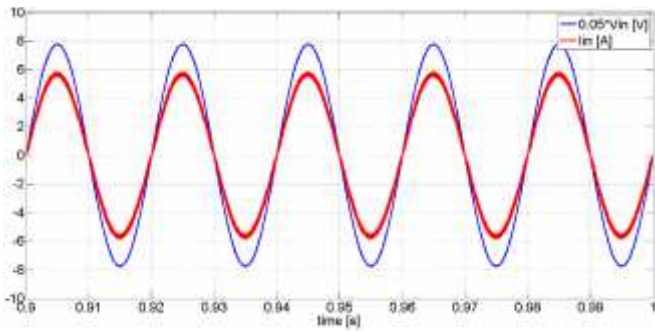
۵.۲. نتایج شبیه‌سازی

مبدل بوست PFC تکفاز همراه با حلقه‌های کنترل داخلی و خارجی در محیط Simulink نرم‌افزار MATLAB در شکل ۷ نشان داده شده است. پارامترهای شبیه‌سازی در جدول ۱ آمده‌اند و کنترلر تکراری طراحی شده در بخش قبل، در این بخش استفاده می‌شود. در همه آزمایش‌های انجام‌شده، ولتاژ خروجی مبدل در مقدار 300 V حفظ می‌شود.

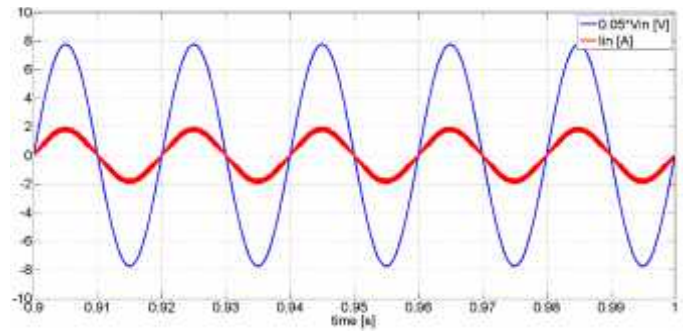
شکل ۸ ولتاژ ورودی و جریان ورودی یکسوکننده تکفاز را برای توان خروجی 100 W و مقاومت بار 900 نشان می‌دهد. جریان ورودی هم‌فاز با ولتاژ ورودی است و اعوجاج عبور از صفری ندارد. جهت بهتر مشاهده کردن عبور جریان از نقطه صفر، نمودار جریان در این نقطه به صورت شکل ۹ بزرگنمایی شده است. در این حالت ضریب توان مبدل ۰.۹۹۹۵ و THD جریان ورودی ۶.۲۵٪ است. شکل ۱۰ نیز ولتاژ خروجی مبدل را نشان می‌دهد که پس از ۰.۶ ثانیه به مقدار ثابت 300 V رسیده و در آن حفظ شده است. شکل ۱۱ جریان اندوکتانس مبدل و مرجع آن را برای توان خروجی 100 W و مقاومت بار 900 نشان می‌دهد. با توجه به این شکل می‌توان دریافت که جریان اندوکتانس مبدل به خوبی مرجعش را دنبال می‌کند.

توان خروجی مبدل بوست از 100 W تا 1 kW تغییر می‌کند (بار نیز به صورت متناظر از 900 تا 90 تغییر می‌کند) و شکل‌های ۱۲ تا ۱۴ ولتاژ ورودی و جریان ورودی را برای این تغییر نشان می‌دهند. هرچه توان خروجی افزایش می‌یابد، ضریب توان شبکه به یک نزدیک‌تر شده و کیفیت جریان ورودی بهتر می‌گردد.

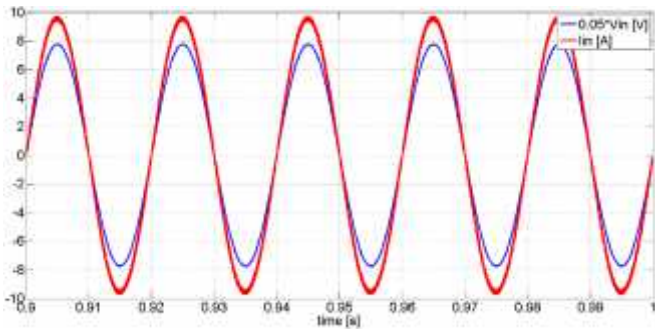
کنترل تکراری جریان مبدل بوست جهت اصلاح ضریب توان شبکه
 بیست و نهمین کنفرانس بین‌المللی برق - ۱۳۹۳ تهران، ایران



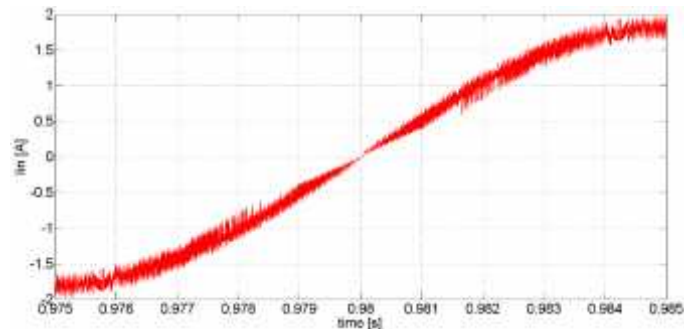
شکل ۱۲: ولتاژ ورودی 20 V/div (آبی) و جریان ورودی 1 A/div (قرمز) برای بار خروجی 225



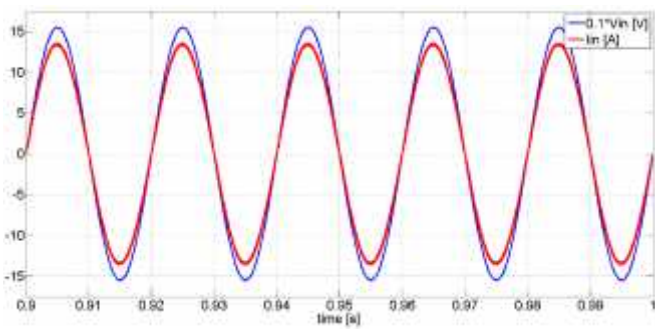
شکل ۸: ولتاژ ورودی 20 V/div (آبی) و جریان ورودی 1 A/div (قرمز) برای بار خروجی 900



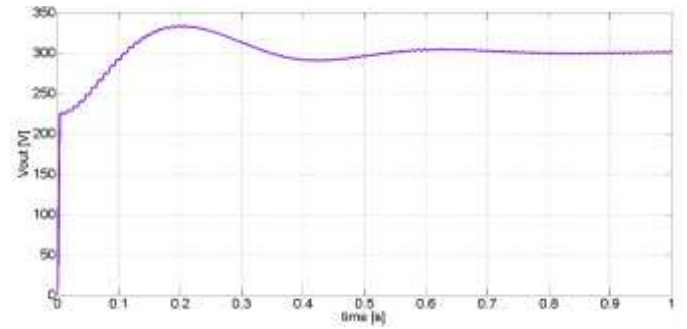
شکل ۱۳: ولتاژ ورودی 20 V/div (آبی) و جریان ورودی 1 A/div (قرمز) برای بار خروجی 128.5



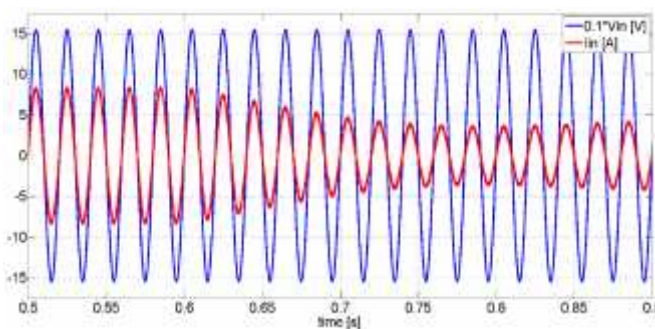
شکل ۹: بزرگنمایی جریان ورودی



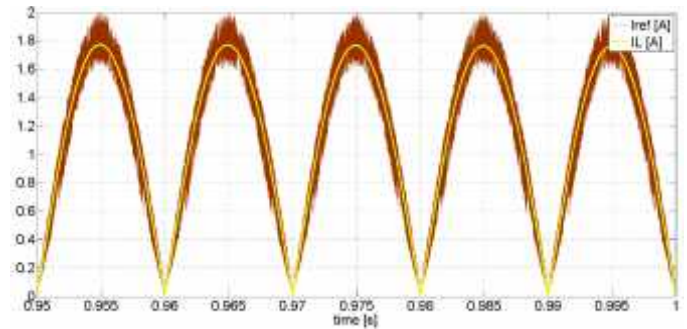
شکل ۱۴: ولتاژ ورودی 10 V/div (آبی) و جریان ورودی 1 A/div (قرمز) برای بار خروجی 90



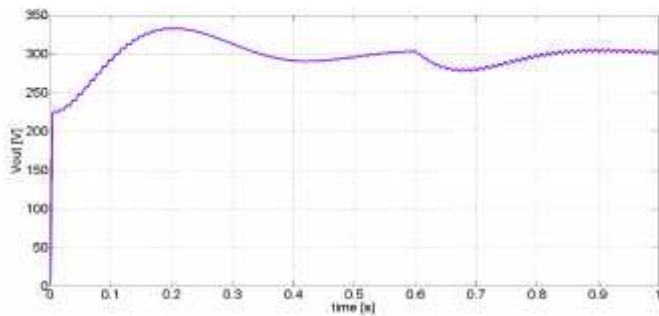
شکل ۱۰: ولتاژ خروجی 1 V/div برای بار خروجی 900



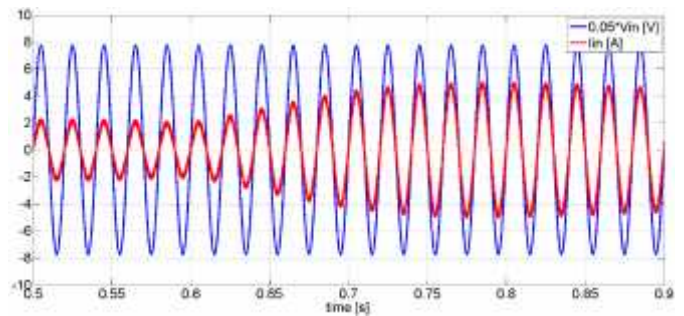
شکل ۱۵: ولتاژ ورودی 10 V/div (آبی) و جریان ورودی 1 A/div (قرمز) برای یک تغییر ناگهانی در بار از 150 به 300 در لحظه $t=0.6\text{ s}$



شکل ۱۱: جریان مرجع 1 A/div (زرد) و جریان اندوکتانس مبدل 1 A/div (قهوه ای) برای بار خروجی 900



شکل ۱۷: ولتاژ خروجی 1 V/div برای یک تغییر ناگهانی در بار از ۹۰۰ به ۳۰۰ در لحظه $t=0.6 \text{ s}$



شکل ۱۶: ولتاژ ورودی 20 V/div (آبی) و جریان ورودی 1 A/div (قرمز) برای یک تغییر ناگهانی در بار از ۹۰۰ به ۳۰۰ در لحظه $t=0.6 \text{ s}$

جدول ۲: ضریب توان شبکه و THD جریان ورودی به ازای بارهای مختلف

THD جریان ورودی (%)		ضریب توان شبکه		زاویه قدرت (درجه)		بار ()	توان خروجی (W)
کنترل	کنترل تکراری	کنترل تناسبی	کنترل تکراری	کنترل تناسبی	کنترل تکراری		
۲۴.۹۶	۶.۹۰	۰.۹۷۰۰	۰.۹۹۷۶	۱۴.۰۷	۳.۹۵۷	۹۰۰	۱۰۰
۹.۵۹	۲.۴۰	۰.۹۹۵۴	۰.۹۹۹۷	۵.۴۸۶	۱.۴۱۳	۲۲۵	۴۰۰
۶.۰۶	۱.۵۴	۰.۹۹۸۲	۰.۹۹۹۹	۳.۴۷۷	۰.۹۴۳۷	۱۲۸.۵	۷۰۰
۴.۴۵	۱.۲۰	۰.۹۹۹	۰.۹۹۹۹	۲.۵۶۱	۰.۷۶۴	۹۰	۱۰۰۰

- J. M. Galvez, and M. Ordonez, "High Performance Boundary Control of Boost-Derived PFCs: Natural Switching Surface Derivation and Properties," IEEE Trans. Power Electron., vol. 27, no. 8, pp. 3807-3816, Aug. 2012.
- L. Roggia, F. Beltrame, J. E. Baggio, and J. R. Pinheiro, "Digital current controllers applied to the boost power factor converter with load variation," IET Power Electron., vol. 5, pp. 532-541, 2012.
- D. M. Van de Sype, K. D. Gussemé, A. P. Van den Bossche, and J. A. A. Melkebeek, "A Sampling Algorithm for Digitally Controlled Boost PFC Converters," IEEE Trans. Power Electron., vol. 19, no. 3, pp. 649-657, May 2004.
- T. K. Hassan, "A Repetitive-PI Current Controller for Boost Single Phase PFC Converters," SciRes Energy and Power Engineering, vol. 3, pp. 69-78, May 2011.
- M. Chen, and J. Sun, "Feedforward Current Control of Boost Single-Phase PFC Converters," IEEE Trans. Power Electron., vol. 21, no. 2, pp. 338-345, Mar 2006.
- B. Liu, J. J. Wu, J. Li, and J. Y. Dai, "A novel PFC controller and selective harmonics suppression," Electr. Power and Energy Syst., vol. 44, pp. 680-687, 2013.
- F.-Z. Chen, and D. Maksimovi, "Digital Control for Improved Efficiency and Reduced Harmonic Over Wide Load Range in Boost PFC Rectifiers," IEEE Trans. Power Electron., vol. 25, no. 10, pp. 2683-2692, Oct. 2010.
- S. Moon, L. Corradini, and D. Maksimovi, "Autotuning of Digitally Controlled Boost Power Factor Correction Rectifiers," IEEE Trans. Power Electron., vol. 26, no. 10, pp. 3006-3018, Oct. 2011.
- A. E. Aroudi, and M. Orabi, "Stabilizing Technique for AC-DC Boost PFC Converter Based on Time Delay Feedback," IEEE Trans. Power Electron., vol. 57, no. 1, pp. 1381-1390, Jan 2010.
- B. Francis, and W. Wonham, "The Internal Model Principle of Control Theory," Automatica., vol. 12, no. 5, pp. 457-465, Sept. 1976.
- G. Escobar, J. L.-Ramos, P. R. Martínez, and A. A. Valdez, "A Repetitive-Based Controller for the Boost Converter to Compensate the Harmonic Distortion of the Output Voltage," IEEE Trans. Control Syst. Technology, vol. 13, no. 3, pp. 500-508, May 2005.
- Y. Cho, and J.-S. Lai, "Digital Plug-In Repetitive Controller for Single-Phase Bridgeless PFC Converters," IEEE Trans. Power Electron., vol. 28, no. 1, pp. 165-175, Jan. 2013.
- X. H. Wu, S. K. Panda, and J. X. Xu, "Design of a Plug-In Repetitive Control Scheme for Eliminating Supply-Side Current Harmonics of Three-Phase PWM Boost Rectifiers Under Generalized Supply Voltage Conditions," IEEE Trans. Power Electron., vol. 25, no. 7, pp. 1800-1810, Jul. 2010.

۶. نتیجه گیری

در این مقاله، روش کنترل تکراری برای رفع مشکل اعوجاج عبور از صفر جریان ورودی یکسوکندنه تکفاز و دستیابی به ضریب توان واحد پیشنهاد گردید. در این روش که تعداد زیادی تأخیر در سیستم وارد می‌کند، قطب‌های کنترلر به نحوی در مضارب فرکانس اصلی تنظیم می‌شوند که هارمونیک‌های جریان ورودی به‌خوبی جبران می‌شوند؛ در نتیجه THD جریان بسیار کاهش یافته و جریان همفاز با ولتاژ، مرجعش را دنبال می‌کند. پایداری این روش و انتخاب پارامترهای کنترلر تکراری در این مقاله بررسی گردید. نتایج شبیه‌سازی در حالات مختلف و متغیر بار خروجی و تغییرات ناگهانی آن همگی مؤثر بودن این روش را تأیید می‌کنند. در این نتایج، ضریب توان شبکه تکفاز بسیار نزدیک به یک به دست آمده و THD جریان ورودی استانداردهای IEEE را برآورده می‌کند.

منابع

- L. Huber, Y. Jang, and M. M. Jovanovi, "Performance Evaluation of Bridgeless PFC Boost Rectifiers," IEEE Trans. Power Electron., vol. 23, no. 3, pp. 1381-1390, May 2008.