

بررسی عملکرد یکسوکننده سه فاز چهارسیمه افزاینده با کنترل یک پریود در بارهای نامتعادل

مهدی اره پناهی

چکیده: یکی از مشکلات بزرگ یکسوکننده‌های سه فاز آلودگی هارمونیکی جریان منابع ولتاژ ورودی و افت شدید ضریب توان است. در این مقاله با استفاده از ترکیب روش کنترل یک پریود و یکسوکننده سه فاز چهارسیمه این مشکلات برطرف شده است. با استفاده از روش کنترل یک پریود یکسوکننده همواره تحت ضریب توان واحد بهره برداری می‌شود. برای بررسی کارایی روش کنترل یک پریود تزریق هارمونیک و اعمال بار نامتعادل سه فاز سمت منابع ولتاژ در نظر گرفته شده است. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد که تلفیق ساختار یکسوکننده سه فاز چهارسیمه و کنترل یک پریود پاسخ‌های بسیار خوبی در بهبود ضریب توان و کاهش آلودگی هارمونیکی جریان منابع سه فاز حتی هنگام اعمال بار غیر خطی و نامتعادل سمت منابع سه فاز در مقایسه با روش‌های مرسوم دارد.

کلیدواژه: ضریب توان، یکسوکننده سه فاز چهارسیمه، کنترل یک پریود و بار نامتعادل.

۱- مقدمه

با توجه به گسترش روزافزون ادوات و مصرف‌کننده‌های جدید الکتریکی کاهش مؤلفه‌های هارمونیکی جریان منابع ولتاژ از اهمیت ویژه‌ای برخوردار است. کاهش مؤلفه‌های هارمونیکی جریان منابع ولتاژ در یکسوکننده‌ها علاوه بر این که باعث افزایش بازدهی آنها خواهد شد تأثیر به‌سزایی در افزایش ضریب توان یکسوکننده‌ها نیز دارد. در این میان یکسوکننده‌های سه فاز نقش بسیار مهمی در تولید هارمونیک‌های جریان در صنعت ایفا می‌کنند. این یکسوکننده‌ها به طور ذاتی دارای ضریب توان پایینی هستند و اگر ولتاژ ورودی آنها نامتعادل باشد این ضریب توان به شدت افت کرده و مؤلفه‌های هارمونیکی جریان به شدت افزایش خواهند یافت. برای جبران این اثر راهکارهای متنوعی تا کنون پیشنهاد شده است. یکی از این راهکارها استفاده از فیلترهای غیر فعال است که با توجه به فرکانس کلیدزنی پایین یکسوکننده‌ها عملاً استفاده از عناصر سازنده این فیلتر مقرون به صرفه نیست [۱] و [۲]. از طرفی یکسوکننده‌های PWM برای کنترل ضریب توان در محدوده نزدیک واحد علی‌الخصوص در شرایط نامتعادلی ولتاژ سمت منابع سه فاز نیازمند کنترل پیچیده‌ای هستند [۳] تا [۶]. تاکنون برای کنترل فعال^۱ ضریب توان در یکسوکننده‌ها روش‌هایی ارائه شده است. یکی از این روش‌ها استفاده یکسوکننده سه فاز با دو خازن در خروجی^۲ است [۷] و [۸]. در این طرح نقطه نول سیستم قدرت به نقطه اتصال دو خازن خروجی متصل می‌شود که باعث ایجاد

در این مقاله عملکرد یکسوکننده سه فاز چهارسیمه با روش کنترل یک پریود تحت بارهای متفاوت و نیز بار نامتعادل و غیر خطی سمت منابع ورودی از نظر توانایی در حفظ ضریب توان مورد تحلیل و بررسی قرار می‌گیرد. در بخش ۲ اصول روش کنترل یک پریود در کارکرد ضریب توان واحد بحث خواهد شد. در بخش ۳ به پیاده‌سازی این روش در یکسوکننده سه فاز چهارساق پرداخته خواهد شد و در نهایت در بخش‌های ۴ و ۵ شبیه‌سازی و تحلیل نتایج و نتیجه‌گیری ارائه خواهد شد.

۲- عملکرد الگوریتم کنترل یک پریود

شکل ۱ ساختار یک یکسوکننده سه فاز چهارسیمه افزاینده را نشان می‌دهد. یکسوکننده از هشت کلید تشکیل شده است که سه فاز و سیم نول به آنها متصل شده‌اند. فرکانس کلیدزنی بسیار بزرگتر از فرکانس منابع ولتاژ ورودی است و بنابراین می‌توان فرض کرد که مبدل همواره در حالت کاری پیوسته عمل خواهد کرد. بنابراین کلیدهای روی هر ساق مبدل یکدیگر خواهند بود. به بیان دیگر اگر نسبت روشن بودن کلیدهای San (Duty Cycle) برابر dan باشد نسبت روشن بودن کلیدهای Sap برابر dan-۱ خواهد بود. بنابراین ارتباط نسبت روشن بودن کلیدها به صورت (۱) بیان می‌شود

$$d_{xn} = 1 - d_{xp}, \quad x = a, b, c, o \quad (1)$$

این مقاله در تاریخ ۲ دی ماه ۱۳۹۵ دریافت و در تاریخ ۱۵ مرداد ماه ۱۳۹۶ بازنگری شد.
مهدی اره پناهی، استادیار دانشکده مهندسی برق، دانشگاه تفرش، تفرش،
(email: arehpanahi@tafreshu.ac.ir)

1. Online
2. Split Capacitor

با حل (۶) می‌توان مقادیر نسبت روشن بودن کلیدها را به دست آورد اما به علت این که دترمینان ماتریس ضرایب صفر است (ماتریس ضرایب سینگولار است) بنابراین این دسته معادله دارای پاسخ یکتا نیست. یکی از پاسخ‌های این معادله می‌تواند به صورت (۷) بیان شود

$$d_{xn} = k_1 + k_r \frac{V_x}{V_{dc}}, \quad x = A, B, C \quad (7)$$

که در آن k_1 و k_r اعداد ثابتی هستند. با جایگذاری (۷) در (۶) مقدار $k_r = -1$ به دست می‌آید و k_1 هر مقداری می‌تواند اختیار کند. با توجه به محدودیت مقدار نسبت روشن بودن محدوده ضریب k_1 طبق (۸) مشخص می‌شود

$$\frac{V_x}{V_{dc}} \leq k_1 \leq 1 + \frac{V_x}{V_{dc}}, \quad x = a, b, c \quad (8)$$

حال (۸) با توجه به مشخص شدن مقدار ضریب $k_r = -1$ به صورت (۹) مرتب می‌شود

$$\frac{V_x}{V_{dc} \cdot k_1} = 1 - \frac{d_{ax}}{k_1}, \quad x = A, B, C, O \quad (9)$$

حال اگر یکسوکننده بخواند همواره تحت ضریب توان واحد بهره‌برداری شود باید از دید منابع سه‌فاز ورودی نقش یک مقاومت را ایفا کند. بنابراین برای برقراری شرایطی که در آن یکسوکننده بتواند تحت ضریب توان واحد بهره‌برداری شود باید (۱۰) برقرار باشد

$$V_x = R_e i_x, \quad x = A, B, C, O \quad (10)$$

که در آن R_e مقدار مقاومت دیده‌شده از دید منابع ولتاژ در هر فاز و نول یکسوکننده است. با توجه به (۹) اگر ولتاژ منابع با جریان منابع متناسب باشد عملاً شرط ضریب توان واحد بودن برآورده شده است. پس با استفاده از سنسور جریان از جریان منابع نمونه‌برداری شده که خروجی سنسور ولتاژی است متناسب با جریان $R_s i_x$, $x = A, B, C, O$ با ترکیب (۹) و (۱۰)، (۱۱) به دست می‌آید

$$R_s i_x = V_m - V_m \frac{d_{xn}}{k_1}, \quad x = A, B, C, O \quad (11)$$

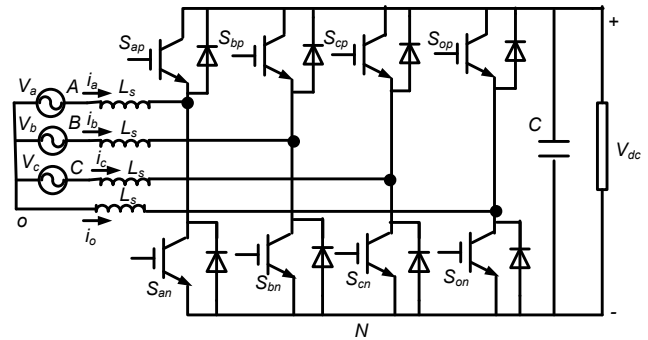
که در آن R_s مقاومت سنسور اندازه‌گیری جریان (مقاومت تبدیل جریان به ولتاژ در سنسور) و $V_m = V_{dc} R_s k_1 / R_e$ است. با توجه به (۱۱) مقدار نسبت روشن بودن کلیدهای فازها محاسبه می‌شود و فقط مقدار نسبت روشن بودن کلیدهای ساق چهارم باقی می‌ماند. با توجه به (۴) و (۵) رابطه نسبت روشن بودن کلیدهای ساق چهارم با کلیدهای دیگر به صورت (۱۲) بیان می‌شود

$$\frac{1}{3} R_s i_o = V_m - V_m \frac{d_{on}}{k_1} \quad (12)$$

بنابراین اکنون تمامی معادلات لازم برای محاسبه نسبت روشن بودن هر هشت کلید به دست آمده است. با توجه به (۱۱) مشخص می‌شود که در کنترل یک پریود هر فاز فقط به پارامترهای همان فاز بستگی دارد.

۳- پیاده‌سازی روش کنترل یک پریود

برای پیاده‌سازی مداراتی که بتوانند (۱۱) و (۱۲) را برآورده کنند باید به این نکته توجه شود که این معادلات در یک پریود کلیدزنی تعریف شده‌اند. بنابراین معادلات اساسی روش کنترل یک پریود را می‌توان به صورت (۱۳) بازنویسی کرد



شکل ۱: ساختار یکسوکننده سه‌فاز چهارساق.

با توجه به شکل ۱ و (۱) می‌توان مقدار متوسط ولتاژها را در یک پریود به صورت (۲) نوشت

$$V_{xN} = (1 - d_{xn})V_{dc}, \quad x = A, B, C \quad (2)$$

بنابراین مقدار ولتاژ فازها نسبت به نقطه نول منابع ولتاژ ورودی (O) در (۳) آورده شده است

$$\begin{aligned} V_{AO} &= V_{AN} + V_{NO} = V_A - j\omega L_s i_A + j\omega L_s i_o \\ V_{BO} &= V_{BN} + V_{NO} = V_B - j\omega L_s i_B + j\omega L_s i_o \\ V_{CO} &= V_{CN} + V_{NO} = V_C - j\omega L_s i_C + j\omega L_s i_o \\ V_{AO} + V_{BO} + V_{CO} &= 0 \end{aligned} \quad (3)$$

که در آن L مقدار اندوکتانس منابع است. با توجه به این که یکسوکننده در فرکانس کلیدزنی فعالیت می‌کند مقدار راکتانس‌های ورودی از دید منابع خیلی کوچک خواهند بود و بنابراین افت ولتاژ آنها در فرکانس تغذیه عملاً ناچیز است. از طرفی منابع سه‌فاز ورودی متعادل هستند و در نتیجه مجموع آنها برابر صفر خواهد بود. از طرفی برای یافتن مقادیر نسبت روشن بودن کلیدها باید از ارتباط ولتاژ نقطه نول با فازها استفاده کرد و بنابراین از (۴) می‌توان مقدار V_{NO} را محاسبه کرد

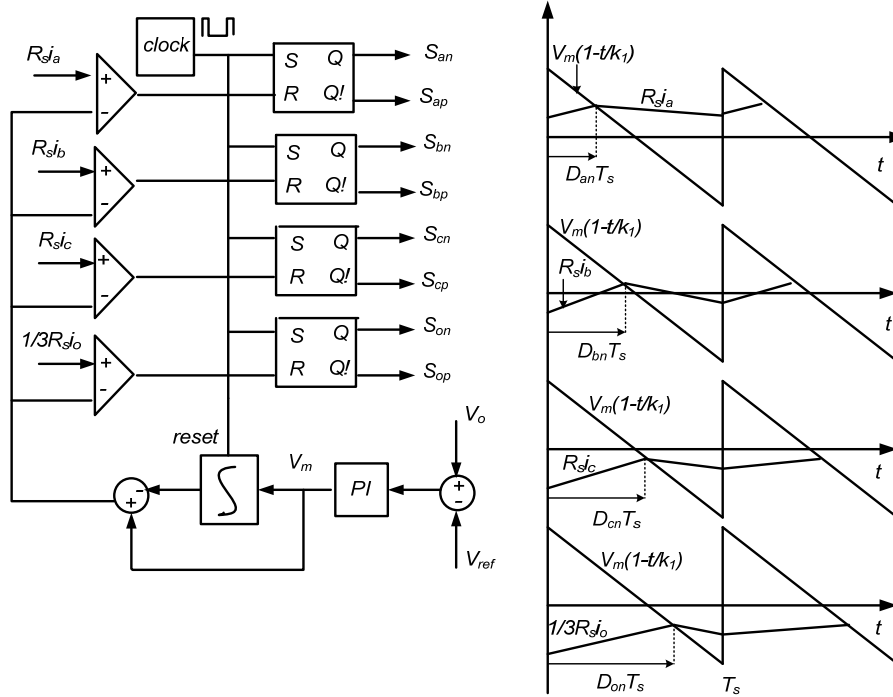
$$\begin{aligned} V_{AO} &\cong V_A = V_m \sin(\omega t) \\ V_{BO} &\cong V_B = V_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{CO} &\cong V_C = V_m \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \\ V_{NO} &= -\frac{1}{3}(V_{AN} + V_{BN} + V_{CN}) \end{aligned} \quad (4)$$

با توجه به (۴) می‌توان ارتباط نسبت روشن بودن کلیدهای ساق چهارم را به صورت (۵) بیان کرد

$$\begin{aligned} V_{NO} &= (1 - d_{on})V_{dc} = \\ &= \frac{1}{3}((1 - d_{an})V_{dc} + (1 - d_{bn})V_{dc} + (1 - d_{cn})V_{dc}) \\ 1 - d_{on} &= \frac{1}{3}(3 - (d_{an} + d_{bn} + d_{cn})) = \frac{1}{3}(d_{an} + d_{bn} + d_{cn}) \end{aligned} \quad (5)$$

با ترکیب (۲)، (۳) و (۵) می‌توان به معادله ماتریسی محاسبه نسبت روشن بودن کلیدها دست یافت که در (۶) بیان شده است

$$\begin{bmatrix} -\frac{2}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \\ \frac{1}{3} & -\frac{2}{3} & \frac{1}{3} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & -\frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{an} \\ d_{bn} \\ d_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{V_{dc}} \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} \quad (6)$$



شکل ۲: ساختار کنترل یک پریود همراه با نمونه شکل موج‌های سه فاز و نول در دو پریود کلیدزنی.

پریود نیاز به یک انتگرال‌گیر است که از ولتاژ مدولاسیون V_m در ابتدای هر پریود کلیدزنی انتگرال گرفته شود و هنگامی که (۱۳) برآورده شد، انتگرال‌گیر ریست می‌شود. سیستم پیاده‌سازی شده کنترل یک پریود در شکل ۲ نشان داده شده است.

حاصل اختلاف نمونه ولتاژ خروجی و ولتاژ مرجع به کنترل‌کننده PI جهت کاهش سیگنال خطا اعمال می‌شود. خروجی کنترل‌کننده همان ولتاژ مدولاسیون V_m است که تولید می‌شود. روش کار بدین صورت است که در ابتدای هر پریود کلیدزنی کلیدهای $S_{xn} (x = a, b, c, o)$ با دریافت پالس توسط فلیپ-فلاپ با هم روشن می‌شوند. در این شرایط جریان سلف‌ها با توجه به این که اتصال کوتاه شده‌اند شروع به افزایش می‌کنند که در شکل ۲ نشان داده شده‌اند. در ابتدای هر پریود سیگنال خطای خروجی کنترل‌کننده وارد انتگرال‌گیر شده و خروجی آن با ولتاژ سنسور اندازه‌گیری جریان $R_s i_x (x = a, b, c, o)$ که متناسب با جریان فازها است مقایسه می‌شود. با توجه به این که ولتاژ فازها با یکدیگر متفاوت هستند بنابراین نرخ افزایش جریان فازها و نول با یکدیگر متفاوت بوده و مقدار $R_s i_x (x = a, b, c, o)$ در زمان‌های متفاوتی به موج دندانه اره‌ای $V_m - (V_m/T_i)t$ می‌رسد. به محض آن که مقدار $R_s i_x (x = a, b, c, o)$ به این موج دندانه اره‌ای رسید کلید متناظر S_{xn} خاموش شده و کلید S_{xp} روشن خواهد شد و در این لحظه جریان شروع به کاهش می‌کند. در انتهای پریود نیز موج دندانه اره‌ای توسط منبع تولید پالس دارای فرکانس کلیدزنی، ریست می‌شود. نمونه‌ای از عملکرد کنترل یک پریود در شکل ۲ آمده است. در این شرایط در هر پریود کلیدزنی یکسوکننده کاملاً مشابه مدار اهمی برای منابع سه‌فاز رفتار خواهد کرد چرا که متوسط تغییرات ولتاژ منابع سه‌فاز متناسب با جریان منابع خواهد بود.

۴- نتایج شبیه‌سازی

برای بررسی عملکرد یکسوکننده سه‌فاز با کنترل یک پریود یک مبدل ۴/۵ کیلووات ۳۰۰ ولت با مشخصات مشخص شده در جدول ۱ در این مقاله شبیه‌سازی شده است. شبیه‌سازی بدین صورت انجام می‌شود که در

جدول ۱: مشخصات یکسوکننده سه‌فاز با کنترل یک پریود.

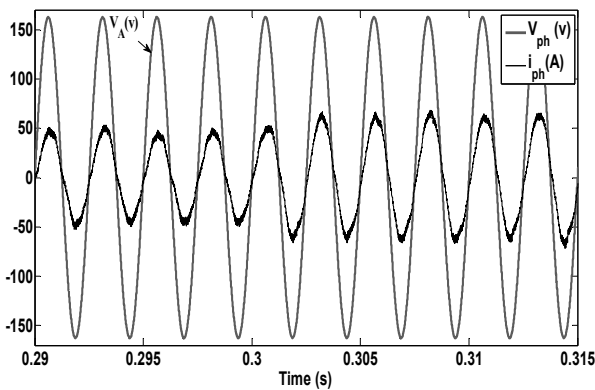
مقدار	پارامتر
۰/۲۴ میلی‌هانی	سلف‌های ورودی منابع
۱ میلی‌فاراد	ظرفیت خازن خروجی
۲۵ کیلوهرتز	فرکانس کلیدزنی
۲۰ اهم	بار کامل خروجی
۱۱۵ ولت	مقدار مؤثر ولتاژ منابع سه‌فاز
۴۰۰ هرتز	فرکانس منابع

$$\begin{aligned}
 R_s i_a &= V_m - \frac{1}{T_i} \int_{d_{an} T_s}^{d_{an} T_s} V_m dt \\
 R_s i_b &= V_m - \frac{1}{T_i} \int_{d_{bn} T_s}^{d_{bn} T_s} V_m dt \\
 R_s i_c &= V_m - \frac{1}{T_i} \int_{d_{cn} T_s}^{d_{cn} T_s} V_m dt \\
 \frac{1}{3} R_s i_o &= V_m - \frac{1}{T_i} \int_{d_{on} T_s}^{d_{on} T_s} V_m dt
 \end{aligned}
 \tag{13}$$

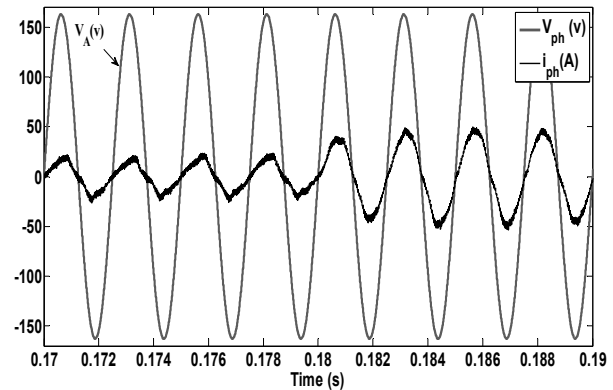
که در آن T_s پریود کلیدزنی و $T_i = k_1 T_s$ ثابت انتگرال‌گیری است. با توجه به محدودیت نسبت روشن‌بودن کلیدها طبق (۱۴) می‌توان محدوده T_i را به دست آورد

$$\frac{V_{Amax}}{V_{dc}} \leq \frac{T_i}{T_s} \leq 1 + \frac{V_{Amin}}{V_{dc}}
 \tag{14}$$

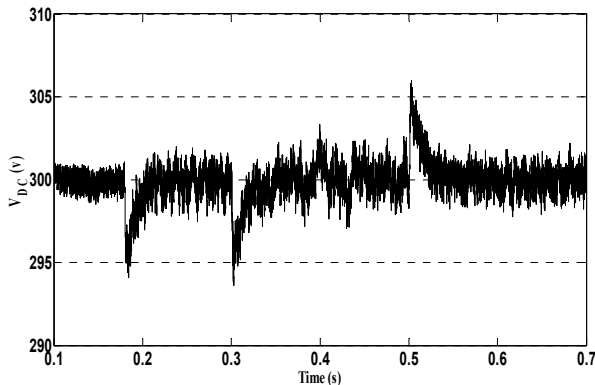
به عنوان مثال اگر ولتاژ خروجی ۳۰۰ ولت و ولتاژ سه‌فاز ورودی ۱۱۵ ولت در نظر گرفته شود مقدار ماکسیمم ولتاژ ورودی ۱۶۲ ولت و مقدار مینیمم آن ۱۶۲- ولت خواهد بود، پس $0.46 T_s \leq T_i \leq 0.54 T_s$ است. مقدار بهینه در این مقاله با توجه به نتایج شبیه‌سازی‌های بسیار در بهترین حالت جبران‌سازی ضریب توان و کمترین محتویات هارمونیک $T_i = 0.5 T_s$ انتخاب شده است. با توجه به (۱۳) برای پیاده‌سازی روش کنترل یک



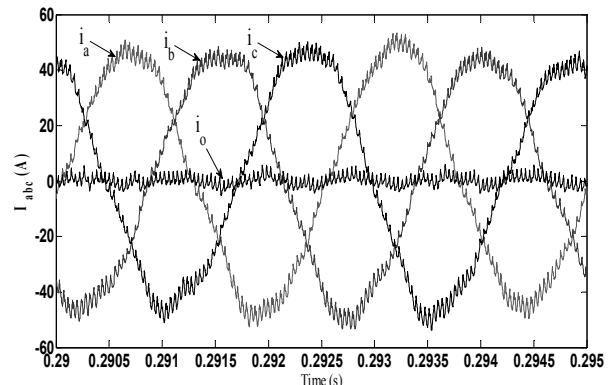
شکل ۶: جریان و ولتاژ فاز A در لحظه اعمال بار نامتعادل.



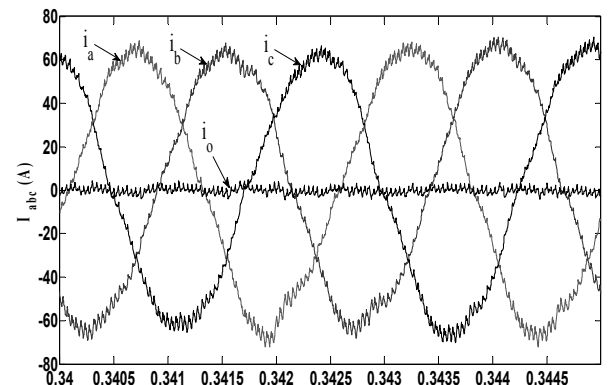
شکل ۳: جریان و ولتاژ فاز A در لحظه اعمال بار نامی.



شکل ۷: شکل موج ولتاژ خروجی یکسوکننده سه فاز.



شکل ۴: جریان‌های سه فاز و نول در بار نامی.



شکل ۵: نمودار جریان سه فاز در حین اعمال بار نامتعادل.

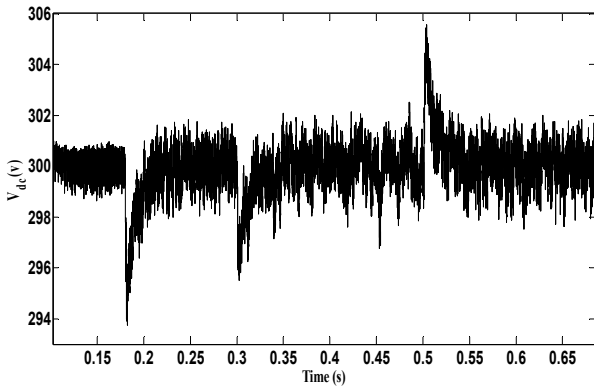
و در دوره زمانی که تحت بار نامی ۴/۵ کیلووات قرار دارد THD و ضریب توان برابر ۸٪ و ۰/۹۸۷ است. نتایج نشان می‌دهند که مقدار THD و ضریب توان در دو بار متفاوت به خوبی جریان شده است. شکل ۴ نمودار جریان‌های سه فاز و نول را در شرایط اعمال بار نامی نشان می‌دهد. اثرات کلیدزنی ۲۵ کیلوهرتز به خوبی در شکل موج‌های جریان دیده می‌شوند. شکل ۵ نمودار جریان‌های سه فاز و نول را در شرایط عدم تعادل بار اعمالی به منابع ولتاژ سه فاز نشان می‌دهد. بار سه فاز نامتعادل با توجه به مقادیر آن در فاز A ۵۶/۳ درجه، در فاز B ۵۱ درجه در فرکانس ۴۰۰ هرتز اختلاف فاز تزریق می‌کنند. علاوه بر آن این بار دارای دامنه‌های متفاوتی در هر سه فاز است که باعث می‌شود یکسوکننده سه فاز با کنترل یک پریود را در بدترین شرایط کارکرد قرار دهد اما کنترل یک پریود توانسته است به خوبی این اثرات را تعدیل کند. همچنان که در شکل ۵ مشاهده می‌شود جریان‌های سه فاز در شرایط نامتعادلی ولتاژهای اعمالی به یکسوکننده توسط کنترل یک پریود به خوبی کنترل شده و در محدوده مناسبی از نظر THD و ضریب توان قرار دارند.

شکل ۶ نمودار جریان و ولتاژ فاز A را در بازه اعمال بار سه فاز نامتعادل سمت ولتاژهای سه فاز ورودی یکسوکننده نشان می‌دهد. افزایش جریان در اعمال بار نامتقارن کاملاً مشهود است. پس از اعمال بار نامتعادل مقدار THD جریان‌های سه فاز برای فازهای A، B و C به ترتیب ۷/۳٪، ۷٪ و ۶/۶٪ و ضریب توان هر سه فاز از ۰/۹۸۷ به ۰/۹۷۸ کاهش یافته است. در هر حال با توجه به عدم تعادل و تقارنی که این بار سه فاز به یکسوکننده تحمیل کرده، روش کنترل یک پریود به خوبی توانسته این اثرات را تقلیل دهد و این نشان از کارآمدی این روش در حفظ ضریب توان با وجود عدم تعادل ولتاژهای ورودی یکسوکننده دارد. شکل ۷ شکل موج ولتاژ خروجی یکسوکننده را در طی اعمال بارهای مختلف نشان می‌دهد. تا زمان ۰/۱۸ ثانیه که ۱۰٪ بار نامی به

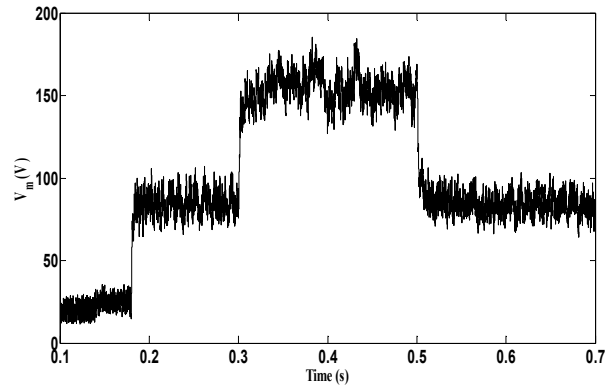
زمان ۰/۱۲ ثانیه یک سوم بار نامی به مبدل اعمال می‌شود. سپس در زمان ۰/۱۸ ثانیه بار نامی به مبدل اعمال می‌شود. در فاصله زمانی ۰/۳ الی ۰/۴ ثانیه یک بار سه فاز نامتعادل به منابع ولتاژ سه فاز با مشخصات زیر متصل می‌شود:

$$\begin{aligned} \text{فاز A: } R_a &= 6.7 \Omega, L_a = 4 \text{ mH} \\ \text{فاز B: } R_b &= 4.6 \Omega, L_b = 2.3 \text{ mH} \\ \text{فاز C: } R_c &= 11 \Omega \end{aligned}$$

شکل ۳ نمودار جریان و ولتاژ فاز A را یکسوکننده را در دو دوره زمانی تحت بار ۱/۵ کیلووات (زمان‌های کمتر از ۰/۱۸ ثانیه) و اعمال ناگهانی بار نامی ۴/۵ کیلووات در زمان ۰/۱۸ ثانیه نشان می‌دهد. شکل موج جریان بسیار به سینوسی نزدیک است و مقدار THD و ضریب توان آن در دوره زمانی که تحت بار ۱/۵ کیلووات قرار دارد به ترتیب برابر ۲۲/۶٪ و ۰/۹۹۹



شکل ۱۰: ولتاژ خروجی در حضور بار یکسوساز دیودی.



شکل ۸: شکل موج ولتاژ مدولاسیون (V_m).

جدول ۲: کارایی یکسوکننده سه‌فاز چهارساق در بارهای مختلف.

بار	THD (%) جریان		ضریب توان	
	OCC	PWM	OCC	PWM
بار نامی ۳۳	۲۲٫۶	۳۲٫۸	۰٫۹۹۹	۰٫۸۷۸
بار نامی	۸	۱۱٫۳	۰٫۹۸۷	۰٫۸۵۹
بار نامتعادل	۶٫۹۶	۱۳	۰٫۹۷۸	۰٫۸۴۸
بار غیر خطی	۷٫۱	۱۵	۰٫۹۸۷	۰٫۸۵۷

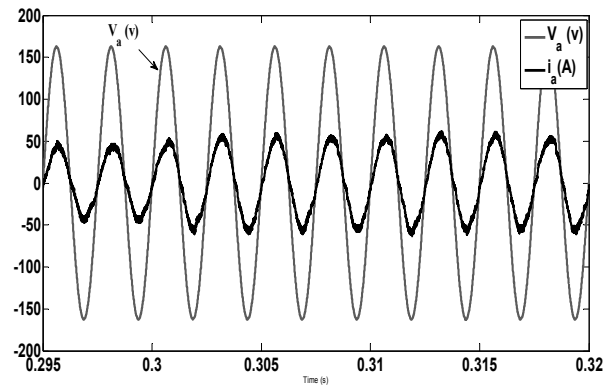
غیر خطی نشان می‌دهد. تثبیت و تنظیم ولتاژ خروجی یکسوکننده در برابر اعمال بارهای نامبرده از محسنات این روش است. مقادیر THD و ضریب توان در حضور بارهای مختلف با دو روش کنترل یک پریود و روش سستی PWM در جدول ۲ آورده شده است. نتایج جدول نشان می‌دهند که کنترل یک پریود با ساختار یکسوکننده سه‌فاز چهارساقه در شرایط مختلف توانایی حفظ ضریب توان در محدوده واحد و نیز THD کمتر از ۳۰٪ را تضمین می‌کند.

۵- نتیجه‌گیری

روش کنترل یک پریود دارای توانمندی خوبی در افزایش ضریب توان یکسوکننده‌ها است. در این مقاله یک یکسوکننده سه‌فاز چهارسیمه با کنترل یک پریود در شرایط مختلف مورد تحلیل و بررسی قرار گرفت. در کارهای گذشته همه موارد فوق با هم مقایسه نشده‌اند و درصد تغییرات ضریب توان در بارهای مختلف بررسی نشده بودند. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد که این مبدل که از سیم نول به عنوان فاز چهارم استفاده می‌کند همراه با کنترل یک پریود توانسته در شرایط بار کم، بار کامل، بار نامتعادل و بار غیر خطی سمت منابع سه‌فاز به خوبی ضریب توان را نزدیک واحد تثبیت کند. در ضمن این روش کنترلی همراه با ساختار معرفی‌شده توانایی کاهش THD جریان سه‌فاز را در بارهای نامتعادل و غیر خطی سمت منابع در شرایط نامی تا کمتر از ۸٪ دارد.

مراجع

- [1] J. Endres and A. Ackva, "A parallel three-phase converter system for ripple current compensation and passive filter reduction," in *Proc. 17th European Conf. on Power Electronics and Applications, EPE'15 ECCE-Europe*, 7 pp., Geneva, Switzerland, 8-10 Sept. 2015.
- [2] Z. Chen and Y. Luo, "Low-harmonic-input three-phase rectifier with passive auxiliary circuit: comparison and design consideration," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 6, pp. 2265-2273, 2010.
- [3] A. Bouafia, J. -P. Gaubert, F. Krim, and A. Chaoui, "Unity power factor operation of three-phase PWM rectifier based on direct power control," in *Proc. Int. Conf. on Computer as a Tool, EUROCON'07*, pp. 1518-1523, Warsaw, Poland, 9-12 Sept. 2007.



شکل ۹: جریان و ولتاژ فاز A در حضور بار یکسوساز دیودی.

یکسوکننده اعمال شده، ولتاژ خروجی با ریبیل تقریباً ۰٫۶٪ به خوبی تثبیت شده است. در زمان ۰٫۱۸ ثانیه بار ۱٫۵ کیلوواتی (۳۳٪ بار نامی) اعمال شده که سیستم کنترلی به خوبی توانسته در مدت زمان کوتاهی ولتاژ خروجی را در ۳۰۰ ولت تثبیت کند. در زمان ۰٫۲۸ ثانیه هم بار نامی ۴٫۵ کیلوواتی به مبدل اعمال شده که باز هم کنترل یک پریود توانایی حفظ ولتاژ خروجی یکسوکننده را در مقدار ۳۰۰ ولت داشته است. در نهایت در زمان ۰٫۵ ثانیه که بار نامتعادل سه‌فاز اعمال شده است سیستم کنترل یک پریود به خوبی توانسته که در شرایط عدم تعادل جریان‌های سه‌فاز، ولتاژ خروجی را در مقدار تعیین‌شده با ریبیل کم ثابت نگه دارد. شکل ۸ نمودار خروجی کنترل‌کننده PI یا همان ولتاژ مدولاسیون V_m را نشان می‌دهد که در حقیقت مقدار آن ماکسیمم موج دندانه اره‌ای را مشخص می‌کند. به بیان دیگر موج دندانه اره‌ای بین دو حد $\pm V_m$ نوسان می‌کند. برای بررسی دقیق‌تر یک بار غیر خطی به ورودی یکسوکننده سه‌فاز متصل می‌شود. این بار یک یکسوساز سه‌فاز دیودی مقدار مقاومت خروجی ۳۰ اهمی است که در زمان ۰٫۵ ثانیه به مبدل اعمال شده است. در یکسوساز دیودی سه‌فاز جریان‌های ورودی آن که در حقیقت باید منابع سه‌فاز آنها را تأمین کنند، دارای مؤلفه‌های هارمونیک بسیار زیادی هستند.

شکل موج‌های ولتاژ و جریان فاز A به عنوان نمونه در شکل ۹ نشان داده شده است. مشاهده می‌شود که علی‌رغم بزرگ بودن دامنه جریان‌های ورودی یکسوساز سه‌فاز دیودی (مقدار ماکسیمم جریان‌ها ۴۸ آمپر است) و وجود هارمونیک‌های مرتبه پایین در آنها، عملاً کنترل یک پریود این آلودگی‌های هارمونیک را کاهش داده است به طوری که مقدار THD و ضریب توان را به ترتیب در ۷٫۱٪ و ۰٫۹۸۷ تثبیت کرده که این نشان از قابلیت بسیار بالای این روش کنترلی برای حفظ ضریب توان و THD در بارهای نامتعادل و غیر خطی دارد. شکل ۱۰ شکل موج‌های ولتاژ DC خروجی را در شرایط اعمال بارهای ۳۳٪ و ۱۰۰٪ بار نامی و اعمال بار

- [13] L. Huber, M. Kumar, and M. M. Jovanovic, "Performance comparison of three-step and six-step PWM in average-current-controlled three-phase six-switch boost PFC rectifier," in *Proc. Applied Power Electronics Conf. and Exposition, APEC'15*, pp. 1861-1868, Charlotte, NC, USA, 15-19 Mar. 2015.
- [14] L. Wang, X. Han, C. Ren, Y. Yang, and P. Wang, "A modified one-cycle-control-based active power filter for harmonic compensation," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 1, pp. 738-748, Jan. 2018.
- [15] M. Leibl, J. Deuringer, and J. W. Kolar, "New current control scheme for the vienna rectifier in discontinuous conduction mode," in *Proc. of the IEEE Energy Conversion Congress and Exposition ECCE'14*, pp. 1240-1247, Pittsburgh, PA, USA, 14-18 Sept. 2014.
- [16] X. Deng, Z. Wei, Y. Fan, C. Gong, and X. Meng, "Modified one-cycle-controlled three-phase power-factor-correction," in *Proc. 38th Annual Conf. on IEEE Industrial Electronics Society, IECON'12*, pp. 567-572, Montreal, Canada, 25-28 Oct. 2012.
- [17] J. W. Kolar and T. Friedli, "The essence of three-phase PFC rectifier systems part I," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 28, no. 1, pp. 176-198, Jan. 2011.
- [18] H. J. Kim, G. S. Seo, B. H. Cho, and H. Choi, "A simple average current control with on-time doubler for multiphase CCM PFC converter," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 30, no. 3, pp. 1683-1693, Mar. 2015.
- [19] L. Huber, M. Kumar, and M. M. Jovanovic, "Performance comparison of PI and P compensation in average-current-controlled three-phase six-switch boost PFC rectifier," in *Proc. 29th Annual IEEE Applied Power Electronics Conf. and Exposition, APEC'14*, pp. 935-942, Fort Worth, TX, USA, 16-20 Mar. 2014.
- [4] L. Shi, H. Xu, D. Li, and Z. Yuan, "A novel high power factor PWM rectifier inverter for electric vehicle charging station," in *Proc. Int. Conf. Electrical Machines and Systems, ICEMS'11*, 6 pp., Beijing, China, 20-23 Aug. 2011.
- [5] C. -M. Wang, C. -H. Lin, and C. -H. Cheng, "A ZCS-PWM interleaved boost rectifier," in *Proc. IEEE 9th Conf. Industrial Electronics and Applications, ICIEA'14*, pp. 282-285, Hangzhou, China, 9-11 Jun. 2014.
- [6] C. -M. Wang, C. -H. Lin, and Y. -H. Lai, "A high power factor ZCS-PWM transformer-isolated voltage-double boost rectifier," in *Proc. IEEE Region 10 Conf., TENCON'11*, pp. 811-816, Bali, Indonesia, 21-24 Nov. 2011.
- [7] M. Narimani, D. Wijeratne, and G. y Moschopoulos, "A new voltage-balancing method for split-capacitor inverters using split-output front-end rectifiers in AC-DC-AC applications," in *Proc. 29th Annual Applied Power Electronics Conf. and Exposition, APEC'14*, pp. 315-320, Fort Worth, TX, USA, 16-20 Mar. 2014.
- [8] B. R. Lin and S. Z. Zhang, "Implementation of a new medium voltage asymmetric pulse-width modulation converter with balanced input capacitor voltages," *IET Power Electronics*, vol. 8, no. 8, pp. 1411-1419, ???, 2015.
- [9] X. Chen, Z. Wei, H. Wang, C. Li, and C. Gong, "Research of three-phase four-leg rectifier," in *Proc. 38th Annual Conf. on IEEE Industrial Electronics Society, IECON'12*, pp. 719-724, Montreal, Canada, 25-28 Oct. 2012.
- [10] H. Gao, H. Gao, H. Wang, D. Liu, and W. Li, "Study on one-cycle control three-phase four-wire APF with four-leg topology," *International J. of Control and Automation*, vol. 8, no. 4, pp. 301-312, 2015.
- [11] A. A. de Melo Bento, P. K. Perez Vieira, E. R. Cabral da Silva, "Application of the one-cycle control technique to a three-phase three-level NPC rectifier," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 50, no. 2, pp. 1177-1184, Mar./Apr. 2014.
- [12] S. Ouyang, J. Liu, X. Wang, and F. Meng, "One-cycle control of a delta-connected cascade H bridge rectifier," in *Proc. Int. Power Electronics and Application Conf. and Exposition, PEAC'14*, pp. 870-874, Shanghai, China, 5-8 Nov. 2014.

مهدی اره پناهی تحصیلات خود را در مقاطع کارشناسی و کارشناسی ارشد و دکتری مهندسی برق گرایش قدرت به ترتیب در سال‌های ۱۳۷۹ و ۱۳۸۲ و ۱۳۸۸ از دانشگاه‌های تبریز و صنعتی امیرکبیر به پایان رساند و هم‌اکنون عضو هیأت علمی دانشکده مهندسی برق دانشگاه تفرش می‌باشد. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارتند از: کنترل دور ماشین‌های الکتریکی، تشخیص خطا در مبدل‌های الکترونیک قدرت و مغناطیس محاسباتی.