تکنیک دیجیتال اصلاح ضریب توان یکسوکننده دیودی با مقایسه شکل موج‌های ولتاژ و جریان

سید حسین مرتضوی راوری[۱] ،محمد منفرد[۲]
[۱]دانشکده مهندسی برق ، دانشگاه فردوسی مشهد , mortazavi1989@yahoo.com
[۲]دانشکده مهندسی برق ، دانشگاه فردوسی مشهد , m.monfared@um.ac.ir

چکیده- یکی از مشکلات اساسی در پیاده‌سازی روش‌های دیجیتال جهت اصلاح ضریب توان در مبدل‌های الکترونیک قدرت، حجم بالای محاسبات طی هر بازه نمونه برداری و سوئیچینگ ومتعاقباً محدودیت در فرکانس سویچینگ قابل دستیابی می‌باشد. روش‌های دیجیتال معمول جهت اصلاح ضریب توان ضرایب وظیفه کلیدهای نیمه هادی مبدل را در هر نیم پریود سیگنال ورودی و به صورت یکجا محاسبه می‌نمایند. در چنین روش‌هایی وجود پردازشگری با سرعت بالا به دلیل حجم بالای محاسبات الزامی می‌باشد. همچنین پیاده‌سازی روش‌های آنالوگ نیز مشکلاتی همچون استفاده از مبدل‌های PWM و کنترلرهای PI را دارا می‌باشند. روشی که در این مقاله مطرح شده است با استفاده از یک الگوریتم ساده براساس مقایسه تغیرات ولتاژ و جریان ورودی، شکل موج جریان را هر چه بیشتر به شکل موج سینوسی نزدیک و در نتیجه ضریب توان را افزایش می‌دهد. به دلیل سادگی الگوریتم و حجم پایین محاسبات مورد نیاز، این روش را می‌توان به صورت همزمان با هر پریود سوئیچینگ اجرا و ضرایب وظیفه را اصلاح نمود. با پیاده سازی این روش پیشنهادی بر روی یک مبدل بوست، اعتبار و دقت آن تأیید شده است.

کلید واژه- یکسو کننده دیودی، کیفیت توان، اصلاح ضریب توان، دیجیتال

۱- مقدمه

یکی از پارامترهای اساسی یکسوکننده‌های متصل به شبکه ضریب توان ورودی آن است؛ به همین جهت اصلاح ضریب توان در این مبدل‌ها از اهمیت فراوانی برخوردار می‌باشد. با پیشرفت در روش‌های دیجیتال و الگوریتم‌های مبتنی بر این روش‌ها، استفاده ازکنترلرهای دیجیتال نسبت به نوع آنالوگ آنها به دلیل مزیت‌های خاص خود مورد توجه قرار گرفته‌اند. تاکنون مقالات متعددی در زمینه‌ی اصلاح ضریب توان با روش های دیجیتال مطرح شده که این دسته روش‌ها با مشکلاتی نظیر حجم بالای محاسبات مورد نیاز و نیاز به پردازنده‌های سرعت بالا مواجه می باشند [۱] - [۳] - [۴].

جهت مرتفع ساختن این مشکلات، راه حل‌های مختلفی ارائه شده‌اند. یکی از این راه حل‌ها که در مرجع [۳] به آن اشاره شده است، نمونه برداری از جریان ورودی و استفاده از یک الگوریتم بهینه‌سازی در جهت کمینه نمودن مقدار THD و به طبع آن افزایش ضریب توان می باشد. روش مطرح شده در مرجع [۳] ضرایب وظیفه کلیدهای نیمه هادی را بعد از پایان هر مرحله الگوریتم به صورت یکپارچه محاسبه می کند و دیگر نیازمند پردازنده‌ای با سرعت بالا جهت محاسبه ضرایب وظیفه در انتهای هر پریود سویچینگ نمی‌باشد. در این روش که بصورت همزمان اجرا می‌شود، هر مرحله الگوریتم شامل تعیین ضرایب وظیفه سوئیچ‌های مبدل برای یک نیم سیکل آتی است. ضریب توان در مدارات و شکل موج‌های غیر سینوسی به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$PF = DF \times DPF \qquad (۱)$$

که در رابطه فوق DF[۱] و DPF[۲] به ترتیب ضرایب اعوجاج و جابجایی نامیده شده و هر کدام به صورت زیر تعریف می‌گردند که مقادیر ایده‌آل آنها حد اکثر ۱ می‌باشد..

$$DF = \frac{1}{\sqrt{1+THD}} \qquad (۲)$$

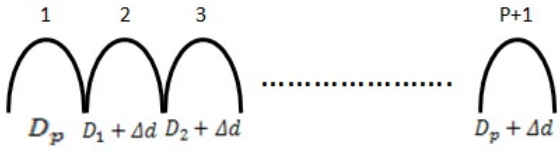
$$DPF = \cos\phi_1 \qquad (۳)$$

[1] Distortion factor
[2] Displacement factor

در رابطه فوق THD و $\cos\phi_1$ به ترتیب ضریب اعوجاج هارمونیکی کلی و کسینوس اختلاف فاز مولفه اصلی جریان نسبت به ولتاژ می‌باشد. در مرجع [۳] ، با تمرکز بر بهبود مقدار THD (که در رابطه(۴) بیان شده است) ضریب توان ورودی اصلاح می‌گردد. مقدار ضریب جابجایی در رابطه (۱) در مدارهای یکسوکننده دیودی نزدیک به یک می‌باشد و لذا با کمینه نمودن مقدار THD ضریب توان در حد قابل قبولی اصلاح خواهد شد .

$$THD\big|_p = f\left(D\big|_p, v_{in}, f(0)_1, v_o, R_o\right) \qquad (۴)$$

شکل (۱) و روابط (۵) و (۶) روند تقسیم نمودن ضرایب وظیفه و بدست آوردن تغییرات در تابع هدف را نشان می‌دهند [۳].



شکل ۱:ترتیب تقسیم و اضافه نمودن Δd به ضرایب وظیفه

$$\begin{aligned} D &= d_1, d_2, \ldots, d_n \\ D &= D_1, D_2, \ldots, D_p \\ D_1 &= d_1, d_2, \ldots, d_k \\ D_p &= d_{(p-1)k+1}, \ldots, d_n \end{aligned} \qquad (۵)$$

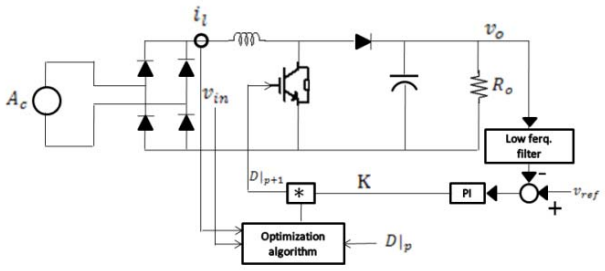
$$\frac{\partial f}{\partial D_i} = \frac{f\left(D_1, \ldots, D_j + \Delta d, \ldots, D_p\right) - f\left(D_1, \ldots, D_j, \ldots, D_p\right)}{\Delta d} \qquad (۶)$$

شکل (۱) و رابطه (۶) گویای آن است که جهت محاسبه تغییرات در هر دسته ضرایب وظیفه مقدار Δd به آن اضافه شده و بعد از گذشت کامل یک نیم سیکل، براساس رابطه (۵) تغییرات تابع هدف محاسبه و بعد از گذشت p نیم سیکل (p تعداد دسته‌های تقسیم شده ضرایب وظیفه) و محاسبه تمامی تغییرات بر اساس رابطه (۷) مقدار ضرایب وظیفه اصلاح می‌گردند.

$$D\big|_i^{new} = D\big|_i^{old} + K\nabla f\left(D\big|_p\right) \qquad (۷)$$

در رابطه فوق K ضریب اصلاح ولتاژ خروجی است که در شکل (۲) مشخص می‌باشد.

شکل (۲) بلوک دیاگرام کلی پیاده سازی روش مطرح شده در مرجع [۳] را بر روی یک مبدل بوست نشان می‌دهد.



شکل ۲:بلوک دیاگرام روش کنترل دیجیتال مطرح شده در مرجع [۳]

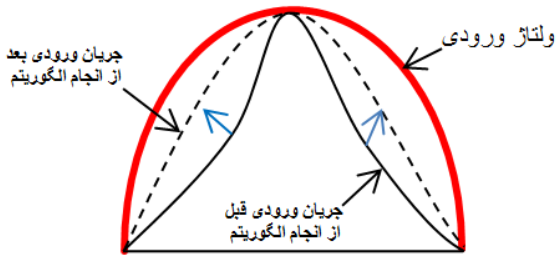
اشکال اساسی روش مطرح شده در مرجع [۳] آن است که جهت انجام یک مرحله الگوریتم بهینه سازی می بایست تعداد p+1 نیم سیکل زمان سپری شود (p تعداد دسته های تقسیم شده‌ی ضرایب وظیفه است). این امر باعث کند شدن روند بهینه سازی شده و بعلاوه پاسخ دینامیکی این روش به تغییرات بار یا منبع بسیار کند بوده، بنحوی که زمان زیادی جهت اصلاح ضرایب وظیفه در مواجهه با هر تغییر می‌بایست طی شود.

الگوریتم مطرح شده در این مقاله بسیار ساده و بر مبنای تغییرات ولتاژ و جریان ورودی شکل می گیرد. در این الگوریتم با نمونه برداری از ولتاژ و جریان ورودی و مقایسه تغییرات آنها می توان ضرایب وظیفه را بصورت آنی بهینه نمود.

۲- شرح الگوریتم پیشنهادی

دریکسوکننده های دیودی، ضریب جابجایی ورودی نزدیک به یک می‌باشد؛ در نتیجه می‌توان با تقریب مناسب شکل موج های ولتاژ و مولفه اصلی جریان را در هر نیم سیکل تقریبا هم فاز در نظر گرفت. در این روش نیز همانند روش مرجع [۳] ضرایب وظیفه مبدل را به p دسته مساوی تقسیم می نماییم (رابطه (۵)). همانطورکه رابطه (۲) نشان می‌دهد جهت افزایش ضریب اعوجاج می‌بایست شکل موج جریان هر چه بیشتر به شکل موج سینوسی نزدیک شود. از آنجا که شکل موج ولتاژ یکسوشده به صورت سینوسی می‌باشد، می‌توان با نمونه برداری از شکل موج ولتاژ و مقایسه تغییرات آن با نمونه های شکل موج جریان، مقادیر ضرایب وظیفه را بهینه نمود. از همین رو دامنه شکل موج ولتاژ نمونه برداری شده براساس دامنه جریان در حالت دائمی نرمالیزه خواهد شد. در روش پیشنهادی تغییرات شکل موج ولتاژ و جریان براساس نمونه های بدست آمده و بصورت عددی محاسبه می‌گردد که تعداد دسته های

تقسیم بندی ضرایب وظیفه وابسته به تعداد نمونه‌های استفاده شده جهت محاسبه این تغییرات می‌باشد. تغییرات محاسبه شده بر اساس شکل موج‌های ولتاژ و جریان به تعبیر دیگر همان شیب نمودارهای ولتاژ و جریان می‌باشند. از آنجا که می‌دانیم شکل موج ولتاژ یکسوشده به صورت سینوسی می‌باشد، لذا می‌توان با مقایسه تغییرات این دو شکل موج، اختلاف شکل موج جریان نسبت به حالت ایده‌ال خود (سینوسی) را بدست آورد و طبق رابطه (۸)، مقادیر ضرایب وظیفه را در جهت هر چه نزدیکتر شدن این دو شکل موج به یکدیگر تغییر دهیم. همانطور که در شکل (۳) مشاهده می شود به عنوان مثال اگر شیب شکل موج جریان کمتر از ولتاژ باشد با افزایش مقدار ضرایب وظیفه این کمبود جبران می شود.



شکل ۳:تغییرات جریان نسبت به ولتاژ در روند الگوریتم

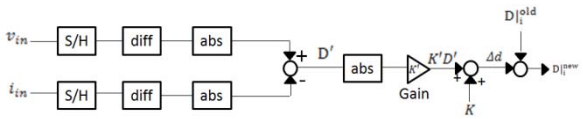
$$D = \Delta V_i - \Delta I_i \qquad (۸)$$

در رابطه فوق i شماره نمونه می‌باشد.

رابطه (۹) روش محاسبه این تغییرات به کمک دو نمونه را نشان می دهد که h شماره نمونه می‌باشد.

$$\Delta f_h = f_{h+1} - f_h \qquad (۹)$$

به عنوان مثال اگر فرکانس کلیدزنی 100kHz و ورودی شکل موج سینوسی با فرکانس50Hz باشد در هر نیم سیکل ۱۰۰۰ سوئیچینگ و ۱۰۰۰ ضریب وظیفه وجود دارد که اگر مشتق عددی براساس ۲ نمونه صورت گیرد ضرایب وظیفه به ۵۰۰ دسته ی ۲ تایی تقسیم خواهد شد. دیاگرام زیرنمایش دقیقی از روش پیشنهادی می باشد.



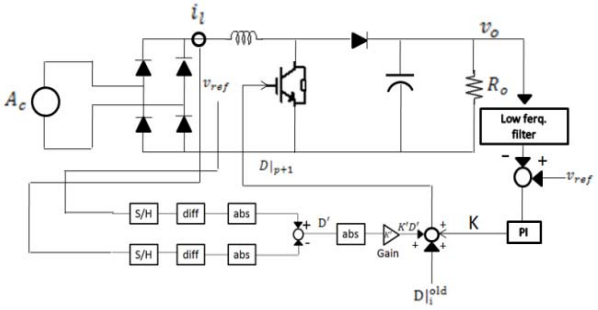
شکل۴: دیاگرام روش کنترل دیجیتال بر اساس مقایسه شکل موج های ولتاژ و جریان

در شکل فوق بلوک diff عملگر مشتق می باشد. رابطه (۱۰) روند بهینه سازی ضرایب وظیفه را نشان می دهد.

$$D|_i^{new} = D|_i^{old} + \Delta d \qquad (۱۰)$$

براساس شکل (۴) و رابطه (۱۰) اگر شیب شکل موج ولتاژ بیشتر از شکل موج جریان باشد، باعث افزایش ضرایب وظیفه شده که این امر خود باعث جبران شیب شکل موج جریان و هر چه نزدیکتر شدن این شکل موج به حالت سینوسی خواهد شد و یا بلعکس با بیشتر بودن شیب نمودار جریانی، روند الگوریتم به سمتی حرکت خواهد کرد که ضرایب وظیفه کاهش یابند.

همانطور که می دانیم یکی از پارامترهای مهم یکسو کننده‌ها ولتاژ خروجی است. به همین جهت می بایست برروی دامنه ولتاژ خروجی کنترلی وجود داشته باشد. ورودی K که در شکل (۴) مشاهده می شود، توسط یک کنترلر PI با نمونه برداری از ولتاژ خروجی بدست می آید. در صورتی که ولتاژ خروجی با مقدار ولتاژ مورد نظر اختلاف داشته باشد سیگنالی تولید خواهد شد که تمامی ضرایب وظیفه را به یک نسبت افزایش و یا کاهش دهد. شکل(۵) پیاده‌سازی روش کنترل دیجیتال بر اساس مقایسه شکل موج ولتاژ و جریان را بر روی یک مبدل بوست نمایش می دهد.



شکل ۵: پیاده‌سازی روش پیشنهادی بر روی بر روی یک مبدل بوست

۳- شبیه سازی

شبیه‌سازی‌های انجام شده در روش ارائه شده توسط مرجع [۳] با در نظر گرفتن فرکانس کلیدزنی 100kHz صورت گرفته و همچنین ضرایب وظیفه را به ۵۰ دسته ۲۰ تایی تقسیم نموده است. جهت انجام یک مرحله اصلاح در ضرایب وظیفه توسط روش ارائه شده توسط مرجع [۳] می‌بایست ۵۱ نیم سیکل معادل ۰.۵۱ ثانیه زمان سپری شود و این امر باعث کند شدن غیر قابل قبول دینامیک سیستم کنترلی می‌شود. این در حالی است که در روش ارائه شده در این مقاله، بعد از گذشت هر نیم‌سیکل، ضرایب وظیفه اصلاح می‌گردند و پاسخ دینامیکی

بسیار مناسبی، در مقایسه با روش ارائه شده در مرجـع [۳] دارا می‌باشد.

روش پیشنهاد شده در این مقاله توسط نرم افزار مطلب بر روی یک مبدل بوست پیاده سازی شده است. پارامترهای مبدل بوست در جدول (۱) مشاهده می شوند.

جدول ۱: مشخصات مبدل بوست پیاده سازی شده

parameter	value	parameter	value
V_{in}	220 volt	f_{line}	50 Hz
V_o	400 volt	L	1 mH
R_o	160 Ω	C	1100 µf
f_{sw}	100 kHz	---	---

مقادیر اولیه ضرایب وظیفه بر اساس رابطه حالت دایم بین ولتاژهای ورودی و خروجی مبدل ایده آل بدست می‌آید؛ به عنوان مثال، در مبدل بوست مقادیر اولیه ضرایب وظیفه توسط رابطه (۱۱) بدست خواهند آمد.

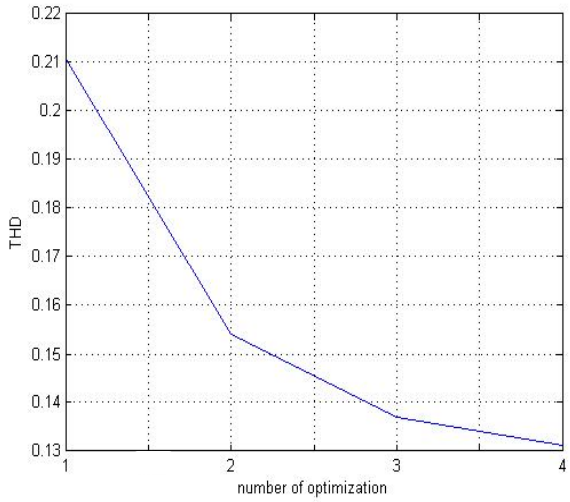
$$D = 1 - \frac{V_m \times Sin(2\pi ft)}{V_o} \qquad (۱۱)$$

در رابطه فوق Vm و Vo به ترتیب پیک ولتاژ ورودی و دامنه ولتاژ خروجی می باشند.

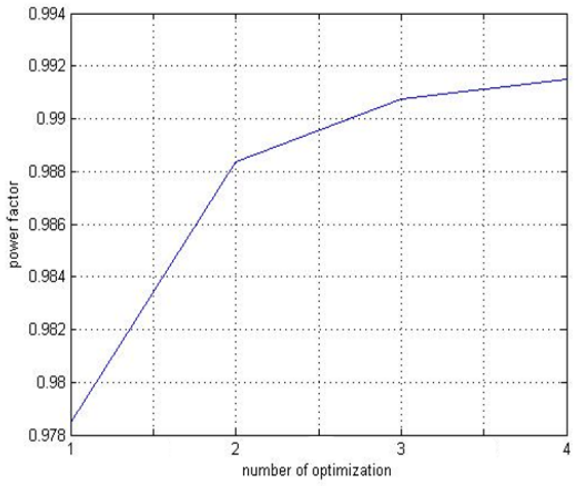
همچنین ضرایب کنترلر حلقه بسته PI برای تنظیم ولتاژ خروجی، براساس مرجع [۳] به صورت زیر می باشند:

$K_p = 0.01$

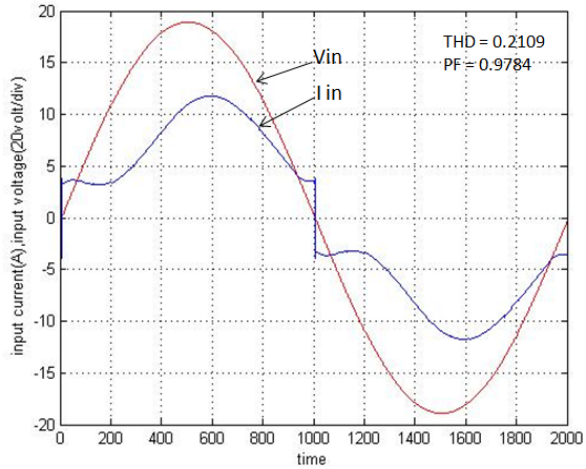
$K_I = 0.3$



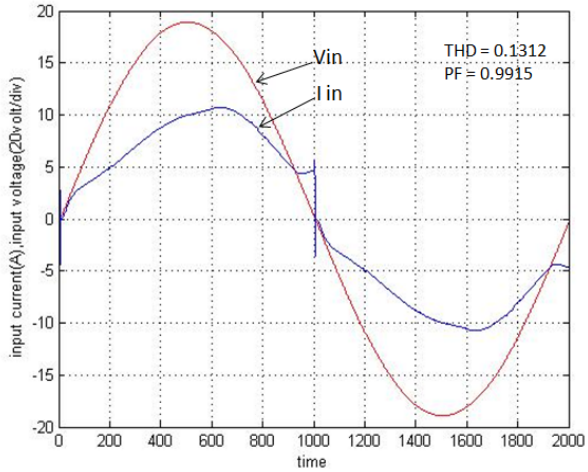
شکل ۶: مقدار THD برای هر مرحله اصلاح ضرایب وظیفه



شکل ۷: مقدار ضریب توان بعد از هر مرحله اصلاح ضرایب وظیفه



(الف)



(ب)

شکل ۸: شکل موج‌های ولتاژ شبکه و جریان ورودی (الف) قبل و (ب) بعد از اجرای الگوریتم پیشنهادی

نتایج شبیه‌سازی در شکل‌های (۶) تا (۸) مشاهده می‌شوند. شکل (۶) مقدار THD برای هر بار بهینه‌سازی مقدار ضرایب وظیفه پس از اتصال مبدل شکل (۵) به شبکه را نشان می‌دهد. مقدار THD در ابتدا برابر ٪۲۱.۰۹ و پس از ۴ مرحله اصلاح ضرایب وظیفه (یعنی ۴ نیم سیکل از شروع به کار مبدل)، برابر ٪۱۳.۱۲ می‌گردد. همچنین شکل (۷) نشان دهنده‌ی مقدار ضریب توان در حین تغییر در ضرایب وظیفه می باشد که بعد از گذشت ۳ مرحله (نیم سیکل)، مقدار ضریب توان به ٪۹۹.۱۵ می‌رسد.

شکل (۸) شکل موج های ولتاژ و جریان را قبل و بعد از پیاده‌سازی روش نشان می‌دهد. همانطور که در شکل ۸-۱ مشاهده می‌شود افتادگی دامنه جریان در ابتدای سیکل توسط این روش جبران شده است. جهش در دامنه جریان به جهت غیرقابل کنترل بودن مبدل در بازه ابتدای هر نیم سیکل می‌باشد.

۴-نتیجه گیری

در این مقاله روشی دیجیتال جهت اصلاح ضریب توان یکسوکننده‌های متصل به شبکه ارائه شده است.نکات قابل توجه در روش پیشنهادی سرعت بالا و سادگی الگوریتم می‌باشد.چالش پیش‌روی در پیاده‌سازی اکثر روش‌های دیجیتال نیازمندی آنها به پردازنده‌هایی با سرعت بالا است که روش ارائه شده در این مقاله این مشکل را تا حد مناسبی مرتفع ساخته است.همچنین سادگی الگوریتم پیاده سازی این روش را آسان می‌نماید.

مراجع:

[1] M. Fu and Q. Chen, “A DSP based controller for power factor correction in a rectifier circuit,” in Proc. 16th Annu. IEEE APEC, pp. 144–149, 2001.

[2] S. Bibian and H. Jin, “Digitalcontrolwith improved performance for boost power factor correction circuits,” in Proc. 16th Annu. IEEE APEC, pp. 137–143, 2001.

[3] Guang Feng and Yan-Fei, “A new power factor correction (PFC) control method suitable for low cost DSP, ” in Telec. 24th Annu.IEEE APEC, pp. 407–414, 2002.

[4] W.Zhang and G.Feng and Y.Liu, “A Digital Power Factor Correction (PFC) Control Strategy Optimized for DSP” in Proc. 19th Annu.IEEE Transactions on Power Electronics,pp.1474-1485,2004.