

طراحی و ساخت یک STATCOM بر مبنای سیستم کنترلی GPI

علی صالحی^۱، کارشناس ارشد؛ حسن فشکی فراهانی^{۲،۳}، استادیار؛ مهدی اسدی^۴، استادیار

۱- دانشکده فنی و مهندسی - دانشگاه آزاد اسلامی - واحد آشتیان - آشتیان - ایران - salehi.a.ir@gmail.com

۲- دانشکده فنی و مهندسی - دانشگاه آزاد اسلامی - واحد آشتیان - آشتیان - ایران - hfeshki@aiau.ac.ir

۳- دانشکده فنی و مهندسی - دانشگاه آزاد اسلامی - واحد تهران مرکزی - تهران - ایران

۴- دانشکده مهندسی برق - دانشگاه صنعتی اراک - اراک - ایران - m.asadi@arakut.ac.ir

چکیده: در این مقاله یک کنترل کننده PI تعمیم یافته یا GPI برای جبران سازه‌های سنکرون استاتیکی (STATCOM) بر مبنای تئوری توان راکتیو لحظه‌ای ارائه شده است. برای این منظور ابتدا مقادیر جریان‌های مرجع محاسبه شده و سپس با استفاده از این جریان‌ها و کنترل کننده GPI، سیگنال‌های فرمان مناسب تولید می‌شود. طراحی پارامترهای کنترل کننده GPI با توجه به تابع تبدیل سیستم و بر مبنای حاشیه پایداری در حوزه فرکانس صورت گرفته است و نحوه انتخاب مناسب ضرایب کنترل کننده GPI برای مقاوم بودن در برابر تغییرات بهره حالت ماندگار و تأخیر سنسورهای جریان ارائه شده است. در بخش دیگری از این مقاله یک نمونه STATCOM طراحی و با استفاده از روش مذکور شبیه‌سازی شده است. در این شبیه‌سازی‌ها، نحوه تزریق توان راکتیو جهت جبران سازی برای سه حالت بار پس‌فاز، پیش‌فاز و همچنین تغییرات پله‌ای بار بررسی شده است و قابلیت کنترل کننده پیشنهادی مورد ارزیابی قرار گرفته است. در نهایت با استفاده از طراحی و ساخت یک نمونه آزمایشگاهی با توان نامی ۱۰ KVA، نتایج به دست آمده با نتایج شبیه‌سازی مورد مقایسه قرار گرفته است.

واژه‌های کلیدی: جبران سازی توان راکتیو، جبران ساز سنکرون استاتیکی، تئوری توان راکتیو لحظه‌ای و کنترل کننده PI تعمیم یافته (GPI).

Design and Constructing of STATCOM Based on GPI Controller

A. Salehi¹, MSc; H. Feshki Farahani^{2,3}, Assistant Professor; M. Asadi⁴, Assistant Professor

1- Faculty of Engineering, Islamic Azad University, Ashtian Branch, Ashtian, Iran, Email: salehi.a.ir@gmail.com

2- Faculty of Engineering, Islamic Azad University, Ashtian Branch, Ashtian, Iran, Email: hfeshki@aiau.ac.ir

3- Faculty of Engineering, Islamic Azad University, Central Tehran Branch, Tehran, Iran

4- Faculty of Electrical Engineering, Arak University of Technology, Arak, Iran, Email: m.asadi@arakut.ac.ir

Abstract: This paper is proposed a generalized proportional integrator (GPI) controller for static synchronous compensator (STATCOM) based on instantaneously reactive power (IRP) theory. For this purpose, at first the reference current of each phase is calculated using the related equation and then the switching signals are generated based on GPI controller. Designing of controller parameters is done based on system transfer function and gain margin in the frequency domain. Also, this paper is proposed the selecting of GPI coefficient to compensate the output current sensors delay and steady state gain variation. In the other parts of this paper, a STATCOM is designed and is simulated based on proposed controller. In these simulations, the capability of STATCOM is studied in different conditions such as inductive and capacitive load. Furthermore, the effect of load variation is investigated and the controller capability is evaluated. Finally, a 10KVA laboratory prototype was designed and fabricated and real test results was compared with simulation results.

Keywords: Reactive power compensation, static synchronous compensator (STATCOM), instantaneously reactive power theory, proportional integral (PI) controller and generalized PI (GPI).

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۴/۱۱/۱۳

تاریخ اصلاح مقاله: ۱۳۹۵/۰۳/۲۶ و ۱۳۹۵/۰۱/۲۱

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۵/۰۷/۰۴

نام نویسنده مسئول: حسن فشکی فراهانی

نشانی نویسنده مسئول: ایران - آشتیان - بلوار امام خمینی - دانشگاه آزاد اسلامی واحد آشتیان - دانشکده فنی و مهندسی.

۱- مقدمه

امروزه، بیشترین سهم توان مصرفی در شبکه‌های توزیع به بارهای صنعتی مانند فن‌ها، پمپ‌ها، کوره‌های ذوب فلزات و این قبیل بارها برمی‌گردد. این بارها به علت ضریب توان نسبتاً پایین باعث می‌شوند تا توان راکتیو بیش‌تری در خطوط انتقال و توزیع جاری گردد.

افزایش توان راکتیو منجر به افزایش تلفات فیدرها و در نتیجه کاهش قابلیت انتقال توان اکتیو خطوط می‌گردد [۱]. جبران‌سازهای سنکرون استاتیکی یا STATCOM یکی از انواع ادوات FACTS است که به‌صورت موازی به شبکه متصل شده و قابلیت تزریق و جذب پیوسته توان راکتیو را دارد. STATCOM می‌تواند با تزریق و یا جذب توان راکتیو نقشی اساسی در ثابت نگه داشتن ولتاژ خطوط انتقال ایفا کند [۲].

بخش قدرت STATCOM، می‌تواند از یک مبدل منبع ولتاژ سه‌فاز دوسطحی تا مبدل‌های چندسطحی که ترکیبی از مبدل‌های H-bridge سری شده با هم است، ساخته شود [۳-۷]. این مبدل در خروجی خود جریان سه‌فازی را تولید می‌کند که هر فاز آن با فاز متناظرش در شبکه تقریباً هم‌فاز بوده و توسط یک فیلتر پایین‌گذر به آن متصل است [۸]. مبدل‌های H-bridge سری در مقایسه با مبدل‌های قدیمی‌تر، سطوح ولتاژ بیش‌تری را تولید کرده و بدون نیاز به ترانسفورمرهای بزرگ، می‌توانند مستقیماً به شبکه متصل شوند [۹]. اگرچه مبدل‌های چندسطحی به دلیل داشتن ولتاژ خروجی با مؤلفه‌های هارمونیک بهتر، موردتوجه طراحان هستند اما هزینه بالا و پیچیدگی کنترل متعادل‌سازی ولتاژ لینک DC، از مشکلات عمده این مبدل‌ها به شمار می‌رود [۱۰].

در زمینه روش‌های کنترلی مبدل‌ها و ادوات FACTS، مطالعات زیادی صورت گرفته است. در [۱۱] به روشی جدید جهت استفاده بهینه از ظرفیت بهساز یکپارچه کیفیت توان یا UPQC اشاره شده است که بر اساس به‌کارگیری تئوری توان لحظه‌ای و کنترل زاویه عمل کرده و می‌تواند علاوه بر جبران‌سازی نامتعادلی ولتاژ، در تأمین توان راکتیو بار نیز با قسمت موازی سهیم شود. در [۱۲] یک کنترل‌کننده جهت حذف اعوجاجات توسط اینورترهای متصل به شبکه پیشنهاد شده است که عملکرد این کنترل‌کننده بر اساس بهینه‌سازی بین میزان هارمونیک‌های جریان، ولتاژ سیستم است.

در زمینه حلقه کنترلی جریان STATCOM، روش‌های مختلفی ارائه شده است که مهم‌ترین آن‌ها روش سنتی بر مبنای کنترل خطی است. در این روش روابط غیرخطی STATCOM تبدیل به روابط خطی می‌شود. یکی از مهم‌ترین کنترل‌کننده‌های خطی، کنترل‌کننده PI است [۱۳، ۱۴]. در مرجع [۱۳] برای تنظیم توان راکتیو تنها از یک کنترل‌کننده PI استفاده شده است. همچنین از روش‌های هوشمند، برای به‌روزرسانی ضرایب بهره کنترل‌کننده PI، استفاده شده است که در [۱۵] از روش توده‌ای ذرات و در [۱۶] از شبکه عصبی برای این منظور استفاده شده است.

در سیستم کنترل STATCOM، جهت استخراج جریان‌های مرجع می‌توان از روش‌های متنوعی استفاده کرد که تئوری توان راکتیو

لحظه‌ای [۱۷] و تئوری قاب مرجع سنکرون (SRF^*) از متداول‌ترین آن‌ها به شمار می‌رود. استفاده از حلقه فاز قفل‌شده PLL در روش SRF، موجب پیچیدگی روش کنترلی و افزایش محاسبات می‌گردد. همچنین تأخیر ذاتی آن تأثیر مستقیمی روی پاسخ دینامیکی سیستم دارد [۱۳]. روش تئوری توان راکتیو لحظه‌ای IRP^* ، روش مناسبی به لحاظ دقت و بالا بردن سرعت پردازش سیستم کنترل STATCOM محسوب می‌شود. با توجه به اشکالات موجود در کنترل‌کننده‌های PI مانند وجود خطای حالت ماندگار در سیگنال‌های AC و همچنین پاسخ کند در برابر تغییرات سریع بار، در این مقاله برای کنترل جریان خروجی مبدل از یک کنترل‌کننده GPI استفاده شده است. طراحی این کنترل‌کننده با توجه به تابع تبدیل سیستم و بر مبنای حاشیه پایداری در حوزه فرکانس صورت گرفته است. یکی از مهم‌ترین نوآوری‌های این مقاله نحوه انتخاب مناسب ضرایب کنترل‌کننده GPI برای مقاوم بودن در برابر تغییرات بهره حالت ماندگار و تأخیر سنسورهای جریان می‌باشد. همچنین پیاده‌سازی عملی کنترل‌کننده GPI بر روی یک نمونه STATCOM ساخته‌شده از دیگر نوآوری‌های این مقاله می‌باشد. از دیگر مزایای این کنترل‌کننده، خاصیت انتخابی برای فرکانس پایه شبکه و نیز کاهش خطای استاتیکی کنترل‌کننده‌های PI است. جهت تأیید قابلیت این کنترل‌کننده، نمونه آزمایشگاهی آن بر روی یک STATCOM سه‌فاز دوسطحی پیاده‌سازی شده و نتایج شبیه‌سازی و آزمایشگاهی به‌دست‌آمده، مورد ارزیابی قرار گرفته است.

۲- تئوری توان راکتیو لحظه‌ای IRP در STATCOM

روش‌های مختلفی برای استخراج جریان مرجع در STATCOM وجود دارد که یکی از این روش‌ها، تئوری توان راکتیو لحظه‌ای می‌باشد. این تئوری در سایر جبران‌سازها، مانند فیلترهای فعال نیز می‌تواند مورد استفاده قرار گیرد. این تئوری برای اولین بار توسط آگاهی مطرح شد [۱۷، ۱۸] و با عنوان تئوری توان راکتیو لحظه‌ای، تئوری توان لحظه‌ای و یا تئوری p-q نیز شناخته می‌شود. اساس این تئوری بر مبنای تبدیل کمیت سه‌فاز به دوفاز در دستگاه $\alpha-\beta$ و محاسبه توان‌های اکتیو و راکتیو لحظه‌ای می‌باشد.

شکل ۱، بلوک دیاگرام یک STATCOM را نشان می‌دهد که متشکل از یک مبدل منبع ولتاژ سه‌فاز شش‌پالسه به همراه یک خازن در لینک DC است که این خازن به‌عنوان تثبیت‌کننده ولتاژ لینک DC عمل می‌کند. با توجه به وجود مؤلفه‌های فرکانس بالای ناشی از کلیدزنی PWM در خروجی مبدل، از سه عدد سلف به‌عنوان فیلتر خروجی جهت اتصال STATCOM به شبکه استفاده شده است. در این مدار نمونه‌های ولتاژ و جریان بار و خروجی مبدل و نیز ولتاژ دو سر خازن لینک DC که توسط حسگرها، اندازه‌گیری شده و به سیستم کنترل جهت انجام محاسبات تئوری IRP و نیز تولید پالس‌های PWM مناسب، اعمال می‌شود. روش استخراج جریان‌های مرجع توسط این تئوری به‌صورت بلوک دیاگرام در شکل ۲ نشان داده شده است [۱۹].

که در آن α و β محورهای مختصات عمود بر هم می‌باشند. در این دستگاه، توان‌های اکتیو و راکتیو لحظه‌ای (p و q) به صورت زیر تعریف می‌شوند:

$$p = v_{\alpha} i_{\alpha} + v_{\beta} i_{\beta} \quad (۳)$$

$$q = v_{\beta} i_{\alpha} - v_{\alpha} i_{\beta} \quad (۴)$$

که می‌توان به فرم ماتریسی به صورت رابطه (۵) بیان نمود:

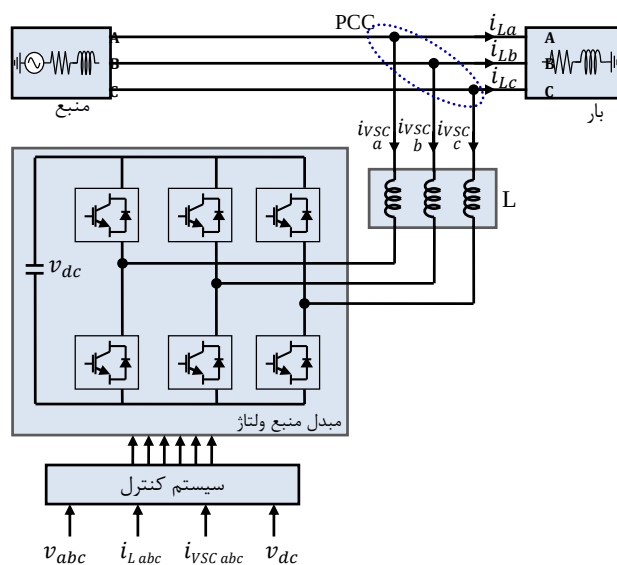
$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = [A_v] \times \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} \quad (۵)$$

$$[A_v] = \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} \\ v_{\beta} & -v_{\alpha} \end{bmatrix} \quad (۶)$$

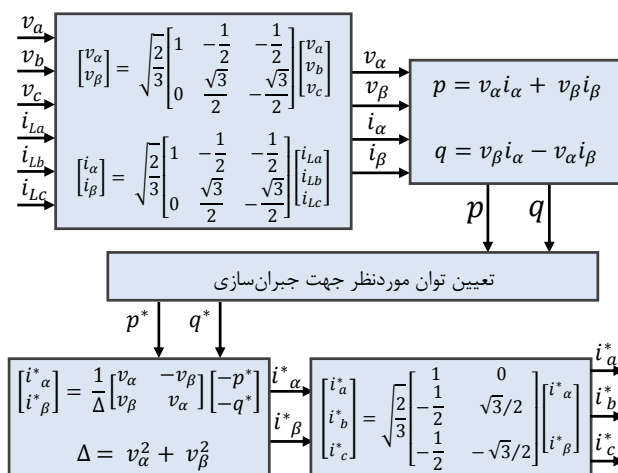
در این روش، ابتدا ولتاژ فازهای (v_a, v_b, v_c) و جریان‌های بار (i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc})، توسط حسگرها اندازه‌گیری شده و با استفاده از تبدیل کلارک، مؤلفه‌های ولتاژ و جریان در دستگاه α - β مشخص می‌شود که در روابط (۱) و (۲) نشان داده شده است.

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (۱)$$

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{bmatrix} \quad (۲)$$

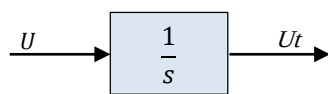


شکل ۱: بلوک دیاگرام STATCOM سه فاز شش پالس

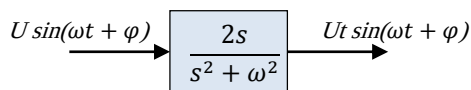


شکل ۲: استخراج جریان‌های مرجع بر مبنای تئوری IRP

می‌توان مشاهده نمود که انتگرال‌گیر تعمیم‌یافته به ازای فرکانس ω دارای خروجی بوده و به ازای فرکانس‌های دیگر خروجی، به شدت تضعیف می‌گردد.

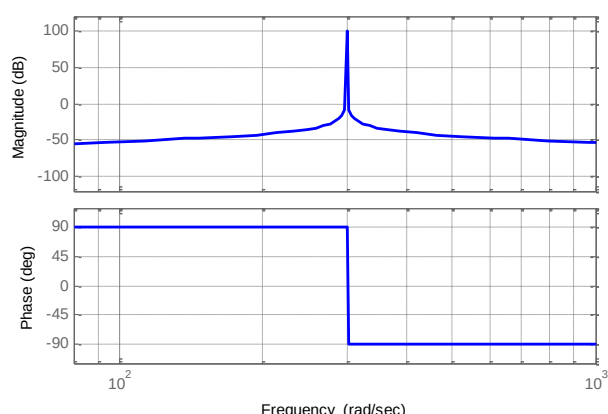


(الف)



(ب)

شکل ۳: (الف) انتگرال‌گیر معمولی، (ب) انتگرال‌گیر تعمیم‌یافته



شکل ۴: دیاگرام Bode انتگرال‌گیر تعمیم‌یافته GI

بعد از استخراج سیگنال جریان مرجع، این جریان‌ها با جریان‌های اندازه‌گیری‌شده از مدار، مقایسه شده و مقدار خطا وارد کنترل‌کننده GPI خواهد شد که در شکل (۵) نشان داده شده است. خروجی این انتگرال‌گیر در کنترل‌کننده از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$y(s) = e(s) \times \frac{2s}{s^2 + \omega^2} \quad (11)$$

که $e(s)$ سیگنال خطای ناشی از اختلاف جریان مرجع و جریان فیدبکی است که در خروجی مبدل منبع ولتاژ STATCOM، اندازه‌گیری می‌شود. در نهایت مانند کنترل‌کننده‌های PI مرسوم، رابطه کنترل‌کننده GPI به فرم زیر خواهد بود:

$$y(s) = e(s) \times \left(k_p + \frac{2k_i s}{s^2 + \omega^2} \right) \quad (12)$$

در عمل هدف اصلی جبران‌سازی توسط STATCOM تعقیب جریان راکتیو شبکه به صورت مداوم و تزریق مقدار موردنیاز توسط مبدل منبع ولتاژ می‌باشد. درواقع جریان خروجی مبدل که به شبکه تزریق می‌گردد باید به طور مداوم با جریان مرجع استخراج‌شده توسط مدار کنترل مقایسه شده و عمل کلیدزنی مبدل به گونه‌ای باشد که جریان مرجع را دنبال کند.

اگر طرفین رابطه (۵) در معکوس ماتریس A_v (رابطه ۶) ضرب شود، رابطه (۷) به دست می‌آید که بیانگر جریان‌های مرجع در دستگاه $\alpha - \beta$ می‌باشد.

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}^* \\ i_{\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_{\alpha} & -v_{\beta} \\ v_{\beta} & v_{\alpha} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} -p \\ -q \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\Delta = v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2 \quad (8)$$

با مشخص شدن جریان‌های مرجع در دستگاه $\alpha - \beta$ ، جریان‌های مرجع در دستگاه abc با استفاده از تبدیل معکوس کلارک مطابق رابطه (۹) به دست می‌آید.

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}^* \\ i_{\beta}^* \\ i_c^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1 & 0 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_0^* \\ i_{\alpha}^* \\ i_{\beta}^* \end{bmatrix} \quad (9)$$

که در آن i_0^* مؤلفه توالی صفر بوده و مقدار آن برای یک سیستم سه‌فاز سه‌سیمه برابر با صفر است.

۳- طراحی STATCOM مبتنی بر کنترل‌کننده GPI

در این بخش به طراحی بخش‌های مختلف STATCOM و بخش‌های کنترلی و ضرایب کنترل‌کننده‌ها پرداخته می‌شود. در این طراحی هدف دستیابی به یک STATCOM با ظرفیت نامی ۱۰ KVA در فرکانس ۵۰ Hz می‌باشد. هدف این طراحی تعیین مقدار اندوکتانس راکتور خروجی، خازن لینک DC و ضرایب کنترل‌کننده می‌باشد که در ادامه توضیح داده شده است.

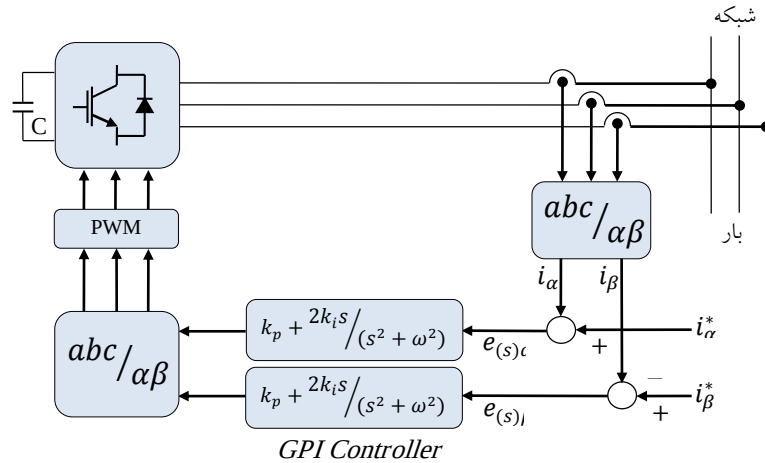
۳-۱- کنترل جریان مبتنی بر کنترل‌کننده GPI

کنترل‌کننده حلقه بسته مرسوم مانند کنترل‌کننده PI، برای بهبود پاسخ دینامیکی و یا افزایش حاشیه پایداری یک سیستم حلقه بسته بهینه شده‌اند، اما این کنترل‌کننده‌ها برای سیگنال‌های AC، دارای خطای حالت ماندگار می‌باشند [۲۰، ۲۱]. جهت اجتناب از این مشکل، می‌توان سیگنال‌های مرجع AC را توسط روش تئوری مرجع سنکرون به سیگنال DC تبدیل نمود و سپس از کنترل‌کننده PI استفاده کرد و یا از کنترل‌کننده تعمیم‌یافته (GPI) که به کنترل‌کننده رزونانسی نیز معروف است استفاده کرد.

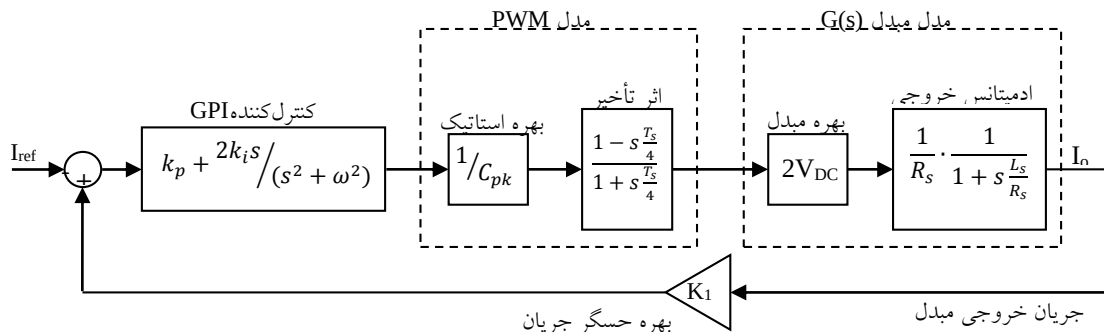
تفاوت کنترل‌کننده PI و GPI در قسمت انتگرال‌گیر آن‌ها است که در کنترل‌کننده GPI از انتگرال‌گیر تعمیم‌یافته استفاده شده است. شکل ۳ نحوه عملکرد این دو انتگرال‌گیر را نشان می‌دهد. این انتگرال‌گیر با نادیده گرفتن تأثیر فاز و دامنه سیگنال، خطای حالت ماندگار را از بین می‌برد. تابع تبدیل این انتگرال‌گیر به صورت زیر است:

$$G(s) = \frac{2s}{s^2 + \omega^2} \quad (10)$$

در اینجا ω فرکانس زاویه‌ای ولتاژ خروجی مبدل منبع ولتاژ است. دیاگرام بُد این انتگرال‌گیر در شکل ۴ آمده است. با توجه به این دیاگرام،



شکل ۵: کنترل کننده GPI در سیستم کنترل STATCOM



شکل ۶: حلقه کنترل جریان مبتنی بر کنترل کننده GPI

که در آن C_{pk} حداکثر دامنه موج حامل است. تابع تبدیل کلی بخش PWM را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$G_{PWM}(s) = G_1(s).G_2(s) \quad (۱۵)$$

همچنین تابع تبدیل مبدل به صورت یک ضریب بهره به فرم زیر نوشته می‌شود:

$$G_3(s) = 2.V_{DC} \quad (۱۶)$$

در نهایت می‌توان طبقه خروجی مبدل به همراه سلف خروجی را به صورت یک ادمیتانس خروجی بیان نمود:

$$G_4(s) = \frac{1}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + \frac{L_s}{R_s}s} \quad (۱۷)$$

لذا تابع تبدیل کلی سیستم به صورت زیر به دست می‌آید:

$$G(s) = G_1(s).G_2(s).G_3(s).G_4(s) \\ = \frac{1}{C_{pk}} \cdot \frac{1 - \frac{T_s}{4}s}{1 + \frac{T_s}{4}s} \cdot \frac{2V_{DC}}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + \frac{L_s}{R_s}s} \quad (۱۸)$$

در شکل ۵ حلقه کنترلی جریان با استفاده از کنترل کننده GPI نشان داده شده است. در این حلقه جریان‌های سه فاز خروجی مبدل به وسیله حسگرهای جریان نمونه‌گیری شده و پس از انجام تبدیل کلارک بر روی آن‌ها، از سیستم سه فاز به سیستم دو فاز در دستگاه مختصات $\alpha\beta$ تبدیل می‌شوند. سپس جریان‌های مرجع که توسط کنترل کننده و در دستگاه $\alpha\beta$ تولید شده‌اند با این جریان‌ها مقایسه شده و اختلاف آن‌ها به عنوان سیگنال خطا به کنترل کننده GPI داده می‌شود. در شکل ۶ بلوک دیاگرام کامل حلقه کنترل جریان به همراه تابع تبدیل کلیه بخش‌های آن نشان شده است [۲۲]. در این شکل بلوک کنترل کننده GPI، سیگنال‌های مدولاسیون یا همان سیگنال‌های جریان مرجع را ساخته و به عنوان ورودی به بلوک PWM می‌دهد. بلوک PWM نیز خود از دو قسمت، (۱) ضریب بهره حالت استاتیک و (۲) ضریب تأخیر مدولاتور تشکیل شده است.

$$G_1(s) = \frac{1}{C_{pk}} \quad (۱۳)$$

$$G_2(s) = \frac{1 - \frac{T_s}{4}s}{1 + \frac{T_s}{4}s} \quad (۱۴)$$

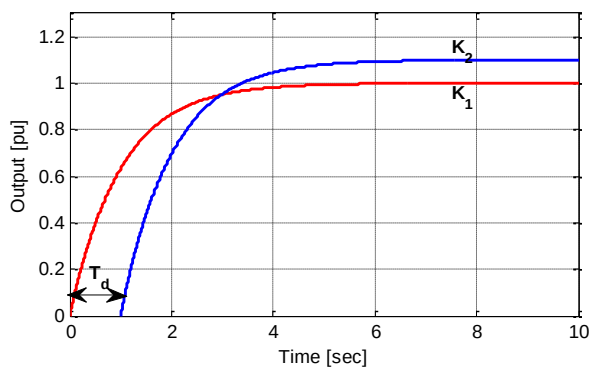
$$\frac{K_I}{K_P} = \frac{\omega}{\tan\left(\varphi_m - \frac{\pi}{2} + 2 \tan^{-1}\left(\omega \frac{T_s}{4}\right) + \tan^{-1}\left(\omega \frac{L_s}{R_s}\right)\right)} \quad (25)$$

$$K_P = \frac{C_{pk}}{2V_{DC}} \cdot \frac{R_s}{G_{T1}} \cdot \sqrt{\frac{1 + \left(\omega \frac{L_s}{R_s}\right)^2}{1 + \left(\frac{K_I}{\omega K_P}\right)^2}} \quad (26)$$

۳-۱-۱- تأثیر تأخیر و بهره حالت سنسور

یکی از مطالعات صورت گرفته در این مقاله، ارزیابی تأثیر تأخیر و تغییرات بهره حالت ماندگار سنسور و نقش کنترل کننده GPI در جبران سازی این تغییرات می باشد. برای این منظور فرض شده است که مطابق شکل ۷ سنسور، دارای تأخیر T_d و بهره حالت ماندگار K_2 باشد. در این حالت می توان تابع تبدیل سنسور را به صورت زیر نوشت:

$$H(s) = \frac{K_2 \cdot e^{-(T_d)s}}{s + \frac{1}{\tau}} \quad (27)$$



شکل ۷: تابع تبدیل سنسور دارای تأخیر و تغییر بهره

لذا می توان تابع تبدیل سیستم حلقه بسته را برای هر دو حالت، الف) تابع تبدیل با یک بهره ثابت و ب) تابع تبدیل دارای تأخیر و تغییر بهره حالت ماندگار را به ترتیب در روابط (۲۸) و (۲۹) نشان داد.

$$T_1(s) = \frac{G_{OL}(s)}{1 + K_1 \cdot G_{OL}(s)} \quad (28)$$

$$T_2(s) = \frac{G_{OL}(s)}{1 + H(s) \cdot G_{OL}(s)} \quad (29)$$

شرط این که کنترل کننده GPI نسبت به تأخیر و تغییرات بهره حالت ماندگار سنسور، مقاوم باشد آن است که:

$$|H(s) \cdot G_{OL}(s)| \approx |K_1 \cdot G_{OL}(s)| \quad (30)$$

مطابق شکل ۶ تابع تبدیل حلقه باز را می توان به صورت زیر نوشت:

$$G_{OL}(s) = \left(K_P + \frac{2 \cdot K_I \cdot s}{s^2 + \omega^2} \right) \times \left(\frac{1}{C_{pk}} \cdot \frac{1 - \frac{T_s}{4}s}{1 + \frac{T_s}{4}s} \cdot \frac{2V_{DC}}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + \frac{L_s}{R_s}s} \right) \quad (19)$$

با جایگزینی مقدار فرکانس قطع این تابع تبدیل ($s = j\omega_c$)، می توان آن را به فرم زیر نوشت:

$$G_{OL}(j\omega_c) = \left(K_P + \frac{2 \cdot K_I \cdot j\omega_c}{(j\omega_c)^2 + \omega^2} \right) \times \left(\frac{1}{C_{pk}} \cdot \frac{1 - \frac{T_s}{4}j\omega_c}{1 + \frac{T_s}{4}j\omega_c} \cdot \frac{2V_{DC}}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + \frac{L_s}{R_s}j\omega_c} \right) \quad (20)$$

طراحی کنترل کننده، معمولاً با توجه به مشخصه های مورد انتظار در حالت حلقه بسته، مانند سرعت پاسخ و یا حداکثر خطای قابل قبول نسبت به سیگنال مرجع انجام می گیرد. این مشخصه ها را می توان با مشخصه های دیگر در حالت حلقه بسته مانند پهنای باند و حاشیه فاز معادل کرد. در رابطه (۲۰) با در نظر گرفتن تقریب $K_I \ll \omega_c K_P$ ، بهره حلقه باز را می توان به صورت زیر بازنویسی کرد:

$$G_{OL}(j\omega_c) \approx K_P \frac{2V_{DC}}{C_{pk}} \cdot \frac{1 - j\omega_c \frac{T_s}{4}}{1 + j\omega_c \frac{T_s}{4}} \cdot \frac{1}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + j\omega_c \frac{L_s}{R_s}} \quad (21)$$

تقریب فوق تا زمانی که $K_I \ll \omega_c K_P$ باشد، قابل قبول خواهد بود. با در نظر گرفتن $|G_{OL}(j\omega_c)| = 1$ برای رابطه فوق، می توان نوشت:

$$K_P = \frac{C_{pk} \cdot R_s}{2V_{DC}} \sqrt{1 + \left(\omega_c \frac{L_s}{R_s}\right)^2} \quad (22)$$

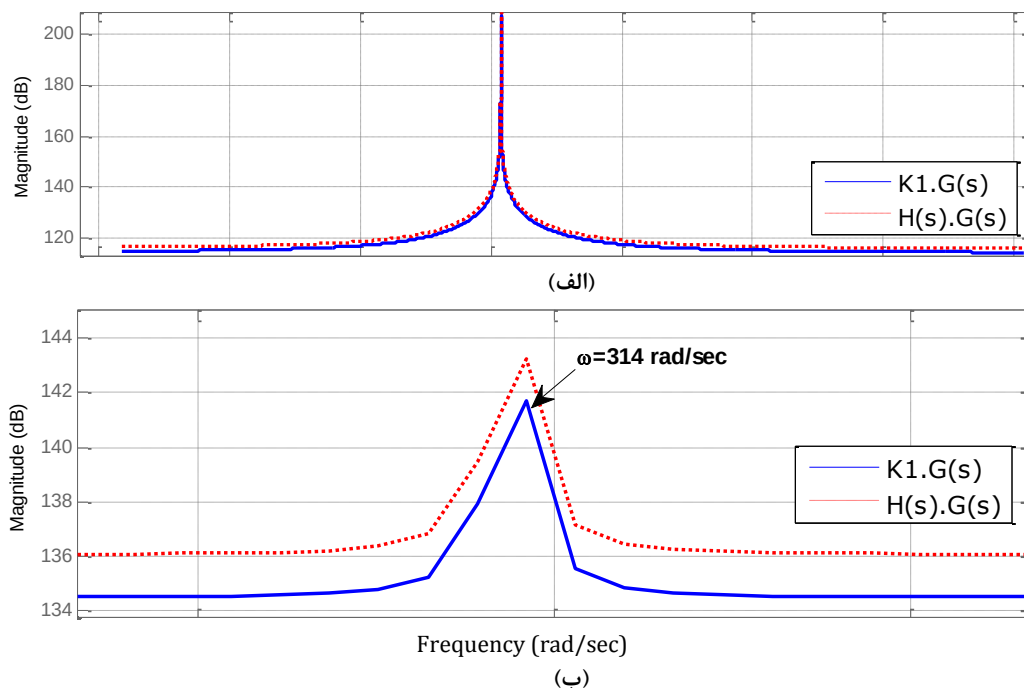
ضریب K_I را نیز می توان با در نظر گرفتن مقدار حاشیه فاز حلقه باز، معادل φ_m مورد نظر از معادله (۱۹) به صورت زیر به دست آورد:

$$\varphi_m - \pi = \tan^{-1}\left(\omega \frac{K_P}{K_I}\right) - 2 \tan^{-1}\left(\omega \frac{T_s}{4}\right) - \tan^{-1}\left(\omega \frac{L_s}{R_s}\right) - \frac{\pi}{2} \quad (23)$$

در این صورت K_I برابر خواهد بود با:

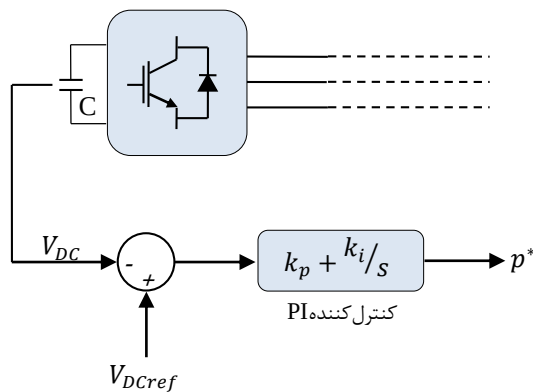
$$K_I = \frac{\omega K_P}{\tan\left(\varphi_m - \frac{\pi}{2} + 2 \tan^{-1}\left(\omega \frac{T_s}{4}\right) + \tan^{-1}\left(\omega \frac{L_s}{R_s}\right)\right)} \quad (24)$$

در این حالت جهت حصول اطمینان از برآورده شدن شرط $K_I \ll \omega_c K_P$ ، شرط مذکور باید بررسی شود. همچنین به منظور ارزیابی دقت تقریب استفاده شده، می توان مقادیر به دست آمده را با مقادیر دقیق K_P و K_I که از حل دستگاه زیر به دست می آیند، مقایسه نمود:



شکل ۸: تأثیر ضرایب کنترل کننده GPI در برابر تغییرات تأخیر و نوسانات بهره سنسورهای جریان خروجی؛ الف) با انتخاب ضرایب $K_p=0.7$ و $K_i=0.1$ ؛ ب) با انتخاب $K_p=7$ و $K_i=0.1$

ولتاژ لینک DC و تأمین انرژی مورد نیاز برای آن اجتناب ناپذیر است. جهت تأمین انرژی مورد نیاز خازن، لازم است همیشه مقداری توان اکتیو از شبکه جذب گردد. شکل ۹ بلوک دیاگرام مربوط به کنترل ولتاژ لینک DC را نشان می‌دهد.



شکل ۹: حلقه کنترلی ولتاژ لینک DC

با توجه به این شکل، ولتاژ دو سر خازن لینک DC با ولتاژ مرجع V_{DCref} مقایسه شده و اختلاف این دو ولتاژ به عنوان سیگنال خطا وارد کنترل کننده PI می‌گردد. از آنجاکه جریان خروجی STATCOM که به شبکه تزریق می‌شود، باید شامل مؤلفه جریان اکتیو متناظر با تلفات مبدل نیز باشد، لذا خروجی کنترل کننده PI به عنوان توان تلفاتی (p^*) ، برای محاسبه جریان‌های مرجع مورد استفاده قرار می‌گیرد. علامت منفی اعمال شده به این سیگنال به این معنی خواهد بود که کلیدزنی کلیدهای قدرت به گونه‌ای باشد که مدار، علاوه بر تزریق یا جذب توان راکتیو

لذا برای مقاوم بودن باید ضرایب کنترل کننده انتخاب شده توسط روابط (۲۵) و (۲۶) شرط رابطه (۳۰) را برآورده نماید. از آنجایی که کنترل کننده GPI بر روی یک فرکانس خاص تنظیم می‌شود، می‌توان به سادگی اثرات مخرب ناشی از تأخیر و تغییر بهره سنسورها را از بین برد. در حالی که اگر از کنترل کننده PI استفاده می‌شد این کار به آسانی امکان پذیر نبود چراکه کنترل کننده PI برخلاف GPI، طیف فرکانسی وسیع تری دارد و نمی‌تواند بر روی یک فرکانس خاص تنظیم شود.

برای این منظور دیاگرام بُد برای هر یک از طرفین رابطه (۳۰)، برای مقادیر مختلف ضرایب کنترل کننده GPI، در شکل ۸ ترسیم شده است. با توجه به شکل ۸-الف مشاهده می‌شود که اگر بهره سنسور، دارای نوسان و یا تأخیر باشد، در آن صورت انتخاب نامناسب ضرایب کنترل کننده ($K_p=7$ و $K_i=0.1$)، در تغییرات بهره ماندگار و تأخیر سنسور تأثیر گذار می‌باشد؛ اما با انتخاب مناسب ضرایب (که در این مقاله $K_p=0.7$ و $K_i=1$ انتخاب شده است)، می‌توان تأثیر این تغییرات و تأخیر را از بین برد که در شکل ۸-ب نشان داده شده است.

۳-۲- کنترل کننده ولتاژ DC

در حالت ایده آل جبران سازی توان راکتیو توسط STATCOM، هیچ انرژی به داخل STATCOM وارد یا از آن خارج نمی‌شود. از این رو نیازی به استفاده از عنصر ذخیره ساز انرژی نمی‌باشد، اما در عمل به دلیل وجود تلفات در مبدل مانند تلفات مربوط به کلیدهای قدرت و ... ولتاژ لینک DC به تدریج کاهش می‌یابد، لذا نیاز به یک خازن برای ثابت نگه داشتن

مرجع در شکل ۱۰ نشان داده شده است. مقادیر المان‌ها و پارامترهای کنترل‌کننده مدار STATCOM در جدول ۱ آمده است. فرکانس کلیدزنی برابر ۵ KHz در نظر گرفته شده است و STATCOM، ۲۰ میلی‌ثانیه پس از شروع به کار مدار به شبکه وصل شده است. برای کلیدزنی از روش مدولاسیون SPWM استفاده شده است.

جدول ۱: مشخصات سیستم شبیه‌سازی شده

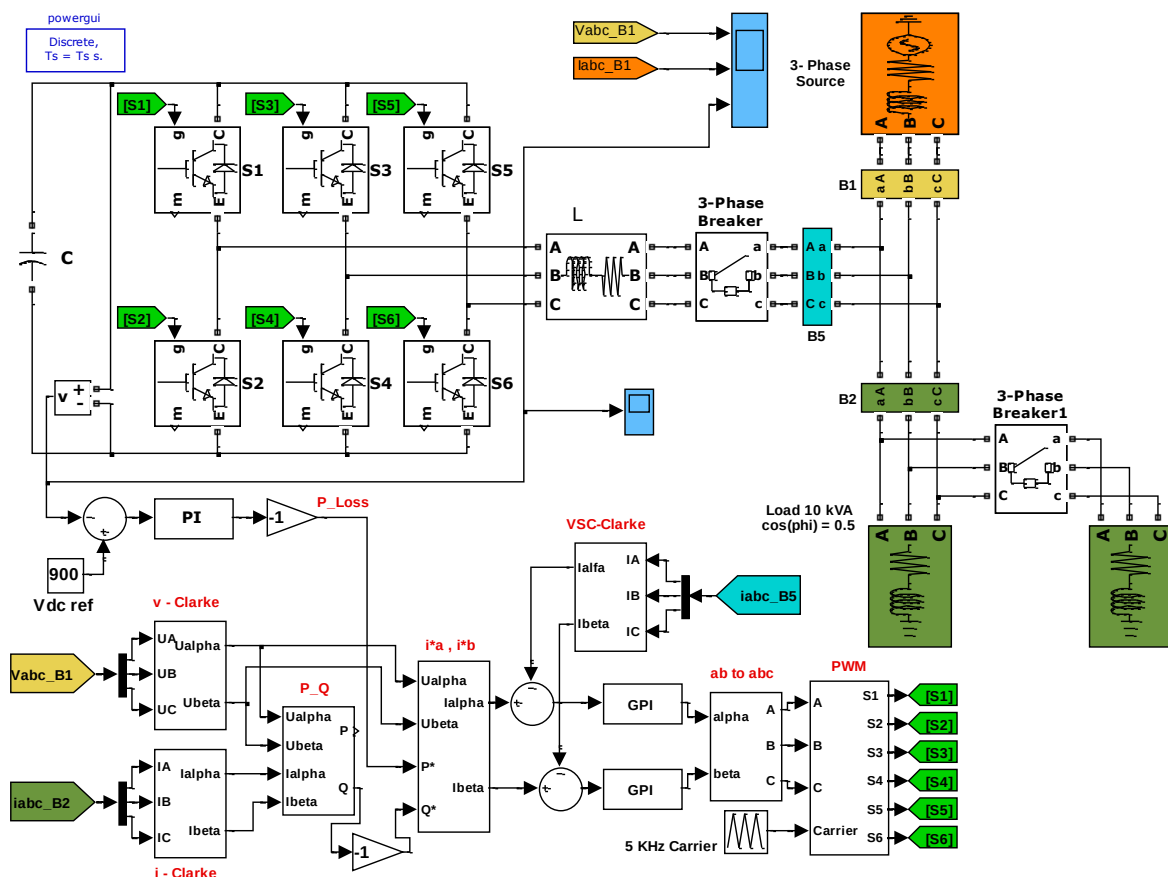
پارامتر	نماد	مقدار	واحد
ولتاژ شبکه (خط به خط)	V_{L-L}	۴۰۰	V
فرکانس سیستم	f	۵۰	Hz
توان ظاهری بار	S	۱۰	KVA
اندوکتانس فیلتر خروجی	L	۸	mH
مقاومت فیلتر خروجی	R	۰/۳	Ω
خازن لینک DC	C	۵۰	μF
بهره تناسبی GPI	K_p	۰/۷	-
بهره انتگرالی GPI	K_i	۱	-
فرکانس کلیدزنی	f_s	۵	KHz

موردنظر جهت جبران‌سازی، به اندازه اشاره‌شده نیز توان اکتیو از شبکه دریافت کند.

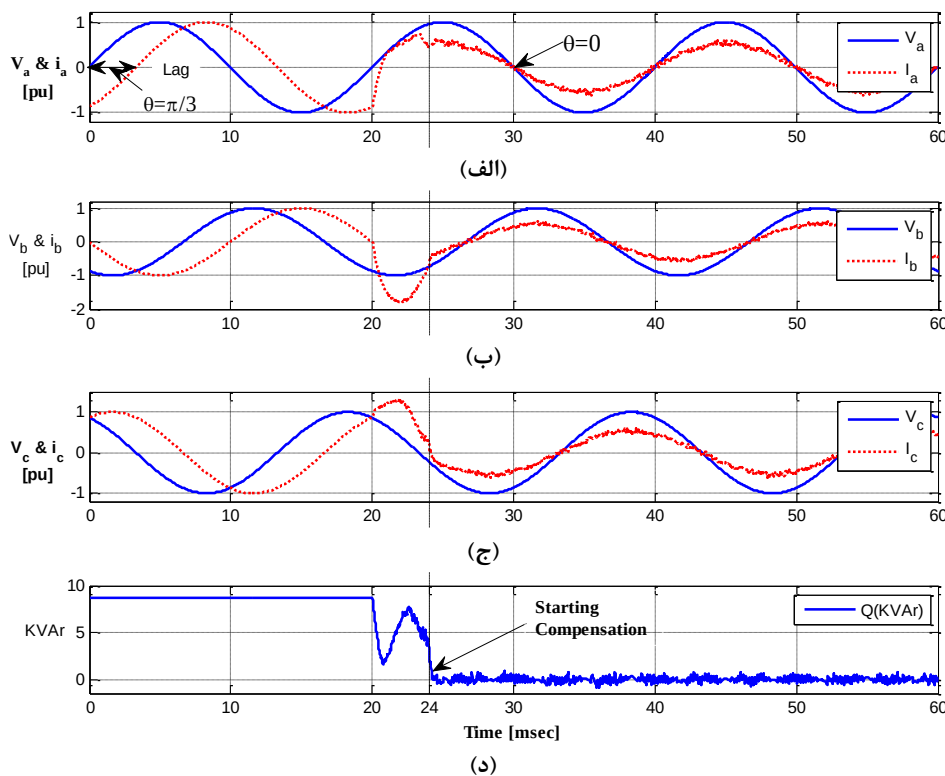
عمل جبران‌سازی، به‌خصوص جبران‌سازی بارهای دارای تغییرات سریع یا بارهای نامتعادل، باعث تغییر ولتاژ لینک DC خواهد شد، لذا توجه به پاسخ گذرای STATCOM، از اهمیت بسیاری برخوردار است. در روش مرسوم، کنترل‌کننده PI از اختلاف بین ولتاژ مرجع V_{DCref} و ولتاژ لینک DC، به‌عنوان سیگنال خطا و کنترل ولتاژ لینک DC استفاده می‌کند. استفاده از مقادیر انرژی به‌جای مقادیر ولتاژ به‌عنوان سیگنال خطا، می‌تواند به بهبود پاسخ گذرای سیستم کمک کند و سرعت عملکرد جبران‌ساز را بالا ببرد [۲۳].

۴- نتایج شبیه‌سازی

در این بخش STATCOM طراحی شده در بخش قبلی، مورد شبیه‌سازی قرار گرفته و نتایج به‌دست‌آمده در شرایط مختلف مورد ارزیابی قرار گرفته است. در این شبیه‌سازی‌ها، سه حالت مختلف در نظر گرفته شده است که در ادامه مورد بررسی قرار می‌گیرند. مدار مدل‌سازی شده در محیط نرم‌افزار Simulink به همراه مدار کنترلی و بلوک استخراج جریان



شکل ۱۰: مدل سیمولینک STATCOM شبیه‌سازی شده



شکل ۱۱: نتایج شبیه‌سازی برای جریان پس فاز: الف) ولتاژ/جریان فاز a، ب) ولتاژ/جریان فاز b، ج) ولتاژ/جریان فاز c، د) توان راکتیو منبع

۴-۱- حالت اول: بار پس فاز

در این حالت شکل موج جریان بار پس فاز با ضریب توان ۰/۵ می‌باشد. با توجه به شکل ۱۱، STATCOM در زمان ۲۰ msec وارد مدار شده و پس از حدود ۳ msec توانسته است وظیفه کنترلی خود را انجام دهد. لذا با توجه به شکل ۱۱، از زمان ۲۳ msec به بعد توان راکتیو موردنیاز بار را STATCOM تأمین نموده و مطابق شکل ۱۱-د از منبع توان راکتیوی کشیده نمی‌شود. همچنین اختلاف فاز بین جریان و ولتاژ برای هر یک از فازها برابر با صفر شده است. علاوه بر این با توجه به تأمین توان راکتیو به صورت محلی، دامنه جریان کشیده شده از شبکه کاهش می‌یابد که در شکل مشهود است.

۴-۲- حالت دوم: بار پیش فاز

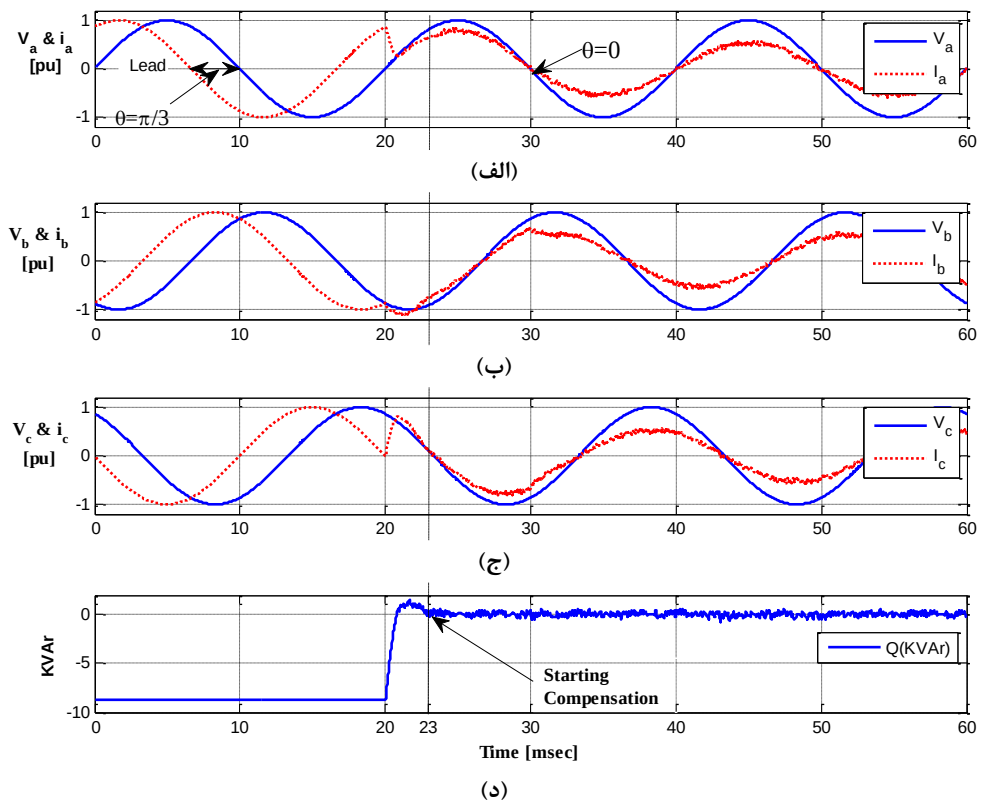
با توجه به نیاز به توان راکتیو مثبت و منفی در برخی ساعات، سیستم کنترلی STATCOM باید به گونه‌ای عمل که توان راکتیو موردنیاز بار را تأمین نماید. شکل موج‌های ولتاژ و جریان فازهای مختلف و توان راکتیو منبع در شکل ۱۲ نشان داده شده است. در این حالت نیز شکل موج‌ها نشان می‌دهند که کنترل کننده پیشنهادی به خوبی جبران سازی توان راکتیو را انجام می‌دهد. قبل از ورود جبران ساز، توان راکتیو کشیده شده توسط بار در حدود ۸ KVAR می‌باشد که پس از ورود جبران ساز در زمان ۲۰ msec، پس از مدت زمان حدود ۳ msec به خوبی زاویه بین ولتاژ و جریان را به صفر رسانده است. همچنین توان راکتیو منبع نیز پس از ورود STATCOM به صفر رسیده است.

۴-۳- حالت سوم: تغییرات پله‌ای بار

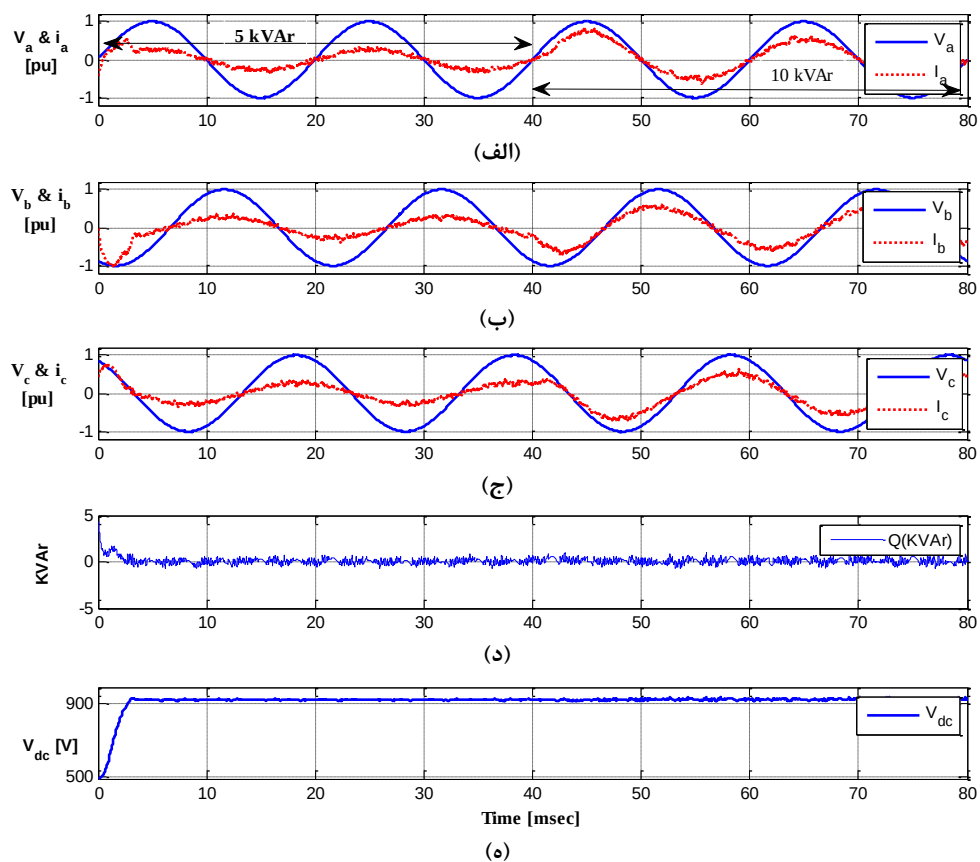
از دیگر مطالعات صورت گرفته در این تحقیق، تغییر پله‌ای بار می‌باشد که برای این حالت توان راکتیو بار از ۵ KVAR به ۱۰ KVAR افزایش یافته است. نتایج به دست آمده برای این حالت در شکل ۱۳ نشان داده شده است. در ابتدا STATCOM در مدار بوده و توان راکتیو موردنیاز را جبران نموده است. سپس در لحظه ۴۰ msec، بار افزایش یافته است. شکل نشان می‌دهد که STATCOM به خوبی توان راکتیو موردنیاز بار را تأمین نموده و افزایش بار هیچ تأثیری در جذب توان راکتیو از شبکه نخواهد داشت. همچنین در این حالت مشاهده می‌شود که ولتاژ لینک DC در اثر تغییر بار، تغییری ننموده و ثابت می‌باشد.

۴-۴- حالت چهارم: نامتعادلی و اعوجاج در منبع تغذیه

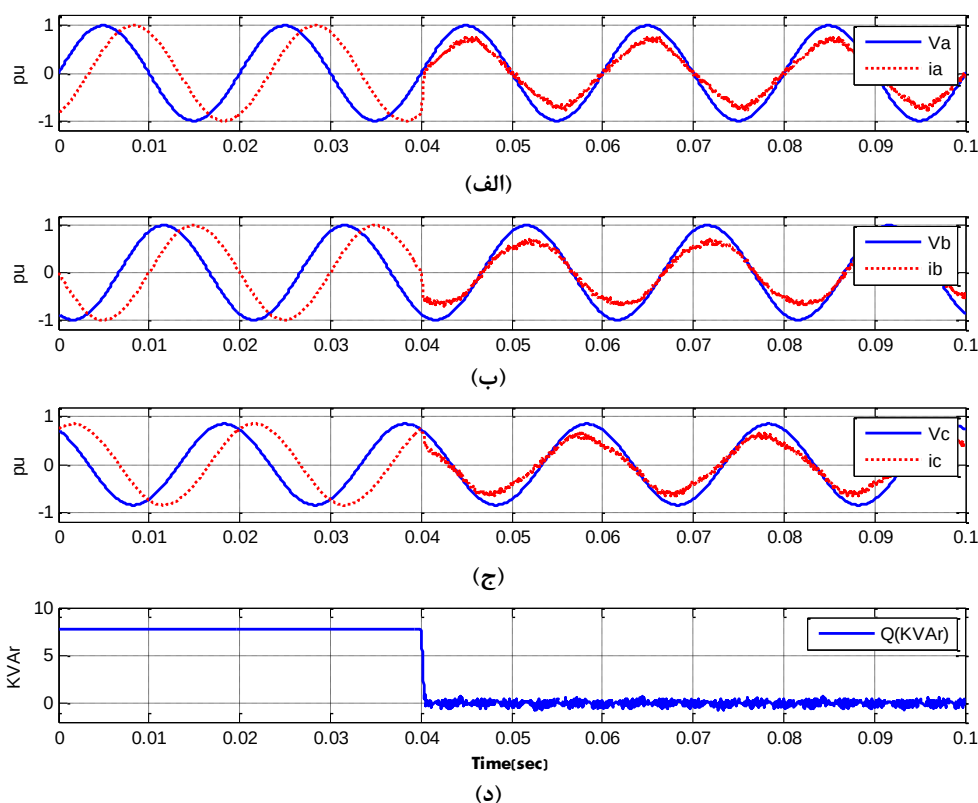
برای ارزیابی عملکرد کنترل کننده پیشنهادی، شبیه سازی شبکه در حضور نامتعادلی و مؤلفه‌های هارمونیک در منبع تغذیه صورت گرفته که نتایج به دست آمده از این شبیه سازی در شکل‌های ۱۴ و ۱۵ قابل مشاهده است. در شکل ۱۴ درحالی که ولتاژ فاز c نسبت به سایر فازها ۱۵٪ کمتر است مشاهده می‌شود که پس از ورود جبران ساز در لحظه ۴۰ msec، توان راکتیو موردنیاز شبکه به خوبی فراهم شده است و مطابق شکل ۱۴-د توان راکتیو کشیده شده از منبع برابر با صفر شده است. همچنین جریان‌های سه فاز در حالت نامتعادلی ولتاژ تغذیه متعادل می‌باشند.



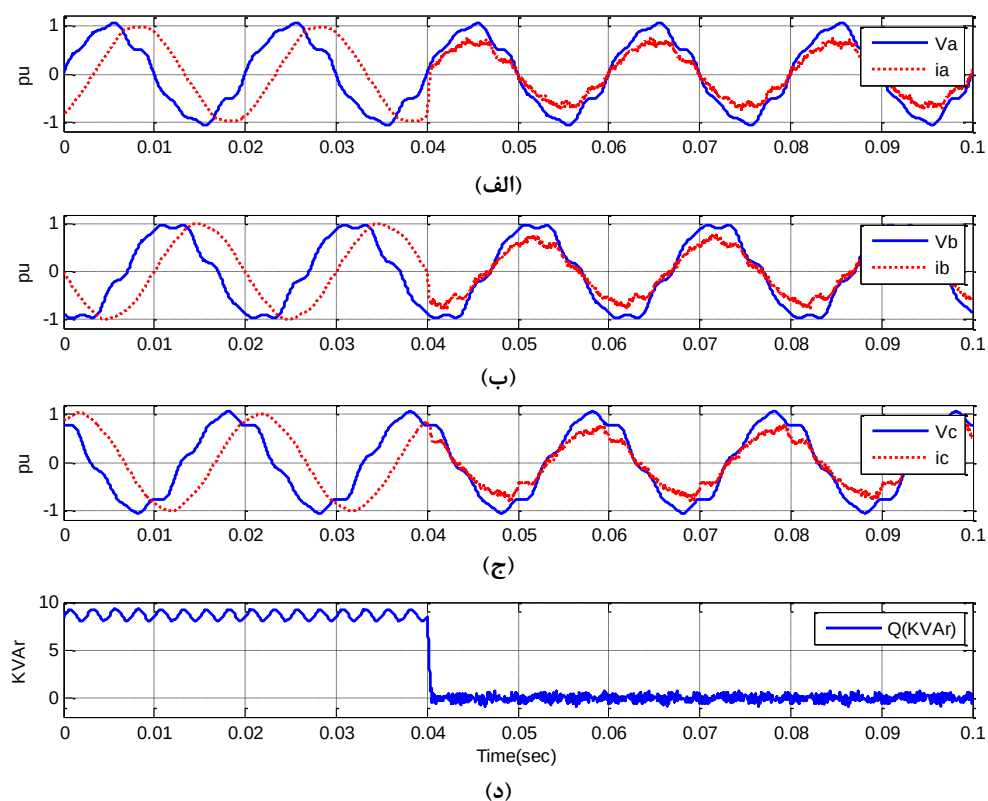
شکل ۱۲: نتایج شبیه‌سازی برای جریان پیش‌فاز: (الف) ولتاژ/جریان فاز a، (ب) ولتاژ/جریان فاز b، (ج) ولتاژ/جریان فاز c، (د) توان راکتیو منبع



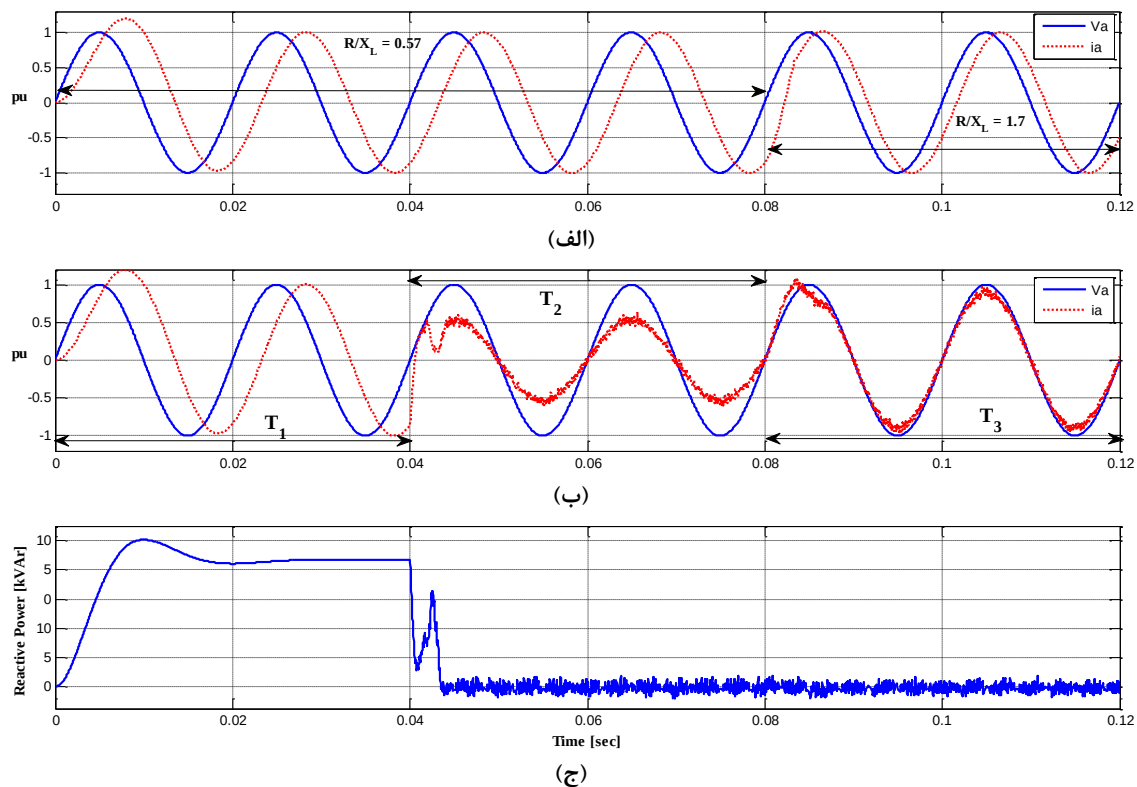
شکل ۱۳: نتایج شبیه‌سازی برای تغییرات پله‌ای بار: (الف) ولتاژ/جریان فاز a، (ب) ولتاژ/جریان فاز b، (ج) ولتاژ/جریان فاز c، (د) توان راکتیو منبع، (ه) ولتاژ لینک DC



شکل ۱۴: نتایج شبیه‌سازی برای حالت نامتقارن ولتاژ منبع تغذیه (فاز c ۱۵٪ کم‌تر از سایر فازها)؛ (الف) ولتاژ/جریان فاز a، (ب) ولتاژ/جریان فاز b، (ج) ولتاژ/جریان فاز c، (د) توان راکتیو منبع



شکل ۱۵: نتایج شبیه‌سازی برای حالت اعوجاج ولتاژ منبع تغذیه (ولتاژ تغذیه محتوی ۵٪ هارمونیک‌های ۵ و ۷ است)؛ (الف) ولتاژ/جریان فاز a، (ب) ولتاژ/جریان فاز b، (ج) ولتاژ/جریان فاز c، (د) توان راکتیو منبع



شکل ۱۶: عملکرد STATCOM در ضریب توان‌های مختلف بار: (الف) تغییر ضریب توان از ۰/۵ به ۰/۸۶، (ب) تغییر ضریب توان از ۰/۵ به ۱، (ج) تغییرات توان راکتیو برای بخش ب

و دامنه جریان کاهش یافته است. علت کاهش جریان در این بازه، افزایش امپدانس بار می‌باشد. در لحظه ۸۰ msec، مقدار امپدانس بار کاهش یافته اما همچنان ضریب توان در این بازه (T_3) برابر با یک می‌باشد و لذا دامنه جریان افزایش یافته است. توان راکتیو تزریقی توسط STATCOM برای شکل ۱۳-ب در شکل ۱۶-ج نشان داده شده است که تا زمان ۴۰ msec مقدار آن ۶ KVar بوده و بعد از زمان ۴۰ msec با توجه به این که ضریب توان بار برابر با یک شده مقدار آن به صفر کاهش یافته است.

۵- نتایج آزمایشگاهی

در این بخش، نتایج به دست آمده از یک نمونه STATCOM ساخته شده که در شکل ۱۷ نشان داده شده است، مورد بررسی قرار گرفته است. بار در نظر گرفته شده جهت جبران سازی، دو عدد موتور الکتریکی سه فاز با توان‌های ۲/۲ کیلووات است که به طور همزمان در مدار هستند. برای کاهش ضریب توان بار، موتورهای الکتریکی در حالت بدون بار به کار گرفته شده‌اند. در این حالت مجموع توان راکتیو هر دو موتور با هم حدوداً برابر ۲۷۰۰ VAr و توان اکتیو آن‌ها در مجموع حدود ۵۰۰ وات (تلفات بی‌باری) است. اندازه‌گیری‌ها با استفاده از اسیلوسکوپ FLUKE با فرکانس نمونه برداری ۱۰۰ MHz انجام شده است. جهت پیاده سازی سیستم کنترلی از یک پردازنده DSP به شماره TMS320F2812 استفاده شده است.

از دیگر مطالعات انجام شده تأثیر وجود اعوجاج در منبع تغذیه و تأثیر آن در عملکرد کنترل کننده است. نتایج شبیه سازی برای این حالت که در شکل ۱۵ دیده می‌شود، نشان می‌دهد که پس از ورود STATCOM، اختلاف فاز بین مؤلفه اصلی جریان و ولتاژ هر سه فاز برابر با صفر شده است. لازم به ذکر است که در این حالت شکل موج‌های جریان دارای کمی اعوجاج می‌باشند که حذف این مؤلفه‌ها از وظایف جبران ساز نبوده و STATCOM فقط توان راکتیو را جبران سازی نموده و جبران سازی هارمونیک‌ها از وظایف ذاتی STATCOM نمی‌باشد. البته می‌توان با یک فیلتر پایین گذر این اعوجاجات را حذف نمود.

۵-۴ حالت پنجم: تغییرات ضریب توان بار

از دیگر مطالعات انجام شده، ارزیابی قابلیت جبران سازی STATCOM در اثر تغییرات ضریب توان می‌باشد. برای این منظور ابتدا برای بار با ضریب توان ۰/۵ (مقاومت ۸ Ω و راکتانس ۱۳/۸۵ Ω) شبیه سازی انجام شده که نتایج آن در شکل ۱۶ نشان داده شده است. با توجه به شکل ۱۶-الف می‌توان مشاهده نمود که جریان حدوداً ۶۰ درجه نسبت به ولتاژ پس فاز (عقب‌تر) می‌باشد. از لحظه ۸۰ msec ضریب توان به مقدار ۰/۸۶ افزایش یافته است که نشان می‌دهد اختلاف فاز بین ولتاژ و جریان از ۶۰ درجه به ۳۰ درجه کاهش یافته است. در حالت دوم که در شکل ۱۶-ب مشخص است میزان ضریب توان در بازه T_1 برابر با ۰/۵ می‌باشد و در لحظه ۴۰ msec (بازه دوم یا T_2) ضریب توان به یک افزایش یافته

موضوع ایجاب می‌کند که تا زمانی که از خاموش شدن کلید در حال هدایت اطمینان حاصل نشده، کلید دیگر روشن نشود. این بدین معنی است که پس از اعمال پالس تحریک جهت خاموش شدن کلید در حال هدایت، پالس تحریک جهت روشن شدن کلید دوم، باید با قدری تأخیر به آن اعمال شود که به این تأخیر Dead-Time گفته می‌شود. در شکل ۱۹ سیگنال‌های فرمان بر روی یکی از پایه‌های گیت نشان داده شده است که در آن اثر Dead time (فاصله زمانی بین دو سیگنال تحریک) به خوبی مشهود است.



شکل ۱۹: شکل موج سیگنال‌های فرمان (اثر Dead time)

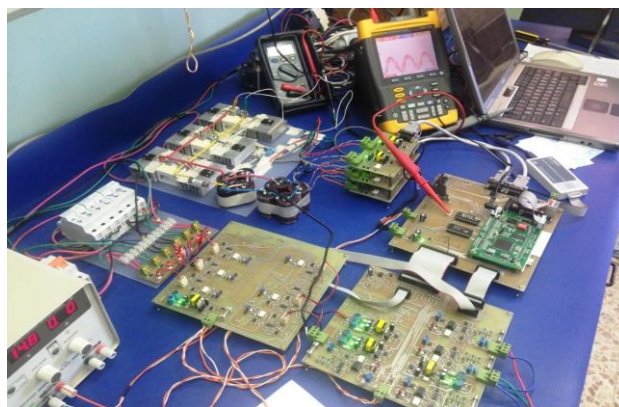
در شکل ۲۰ سیگنال حامل مثلثی به همراه سیگنال فرمان تولید شده نشان داده شده است.



شکل ۲۰: سیگنال حامل مثلثی به همراه سیگنال فرمان تولید شده

مؤلفه‌های α - β جریان بار در شکل ۲۱ نشان داده شده است که اختلاف فاز آن‌ها ۹۰ درجه می‌باشد.

جبران‌ساز پس از ورود به مدار می‌تواند مقداری از توان راکتیو موردنیاز بار را تأمین نموده و باعث بهبود ضریب توان شبکه شود. در شکل ۲۲، شکل موج ولتاژ و جریان شبکه پس از جبران‌سازی نشان داده



شکل ۱۷: بخش‌های مختلف STATCOM ساخته شده

فرکانس پالس ساعت این پردازنده معادل ۱۵۰ MHz بوده و دارای ۱۶ کانال ADC (مبدل آنالوگ به دیجیتال) ۱۲ بیتی با سرعت انجام تبدیل ۸۰ nsec [۲۴] درون خود تراشه است که کار نمونه‌برداری از سیگنال‌های آنالوگ را بسیار آسان می‌کند. همچنین این پردازنده دارای بلوک‌های ویژه تولید پالس‌های PWM است که یکی از نیازهای ضروری ساخت مبدل منبع ولتاژ مورد استفاده در این پروژه است.



شکل ۱۸: شکل موج ولتاژ و جریان بار

ولتاژ و جریان بار (موتورها) قبل از جبران‌سازی در شکل ۱۸ نشان داده شده است. سیگنال قرمز رنگ مربوط به ولتاژ شبکه و سیگنال آبی رنگ مربوط به جریان بار است. شایان ذکر است که حداکثر ولتاژ برابر با ۳۱۰ V (ولت معادل ۲۲۰ V مؤثر) و جریان بار برابر با ۴/۱۸ آمپر است. با توجه به شکل می‌توان مشاهده نمود که به دلیل سلفی بودن بار، جریان پس‌فاز بوده و اختلاف فاز آن با ولتاژ برابر ۸۳ درجه است که معادل ضریب توان ۰/۱۲ است. باید توجه داشت که چنین ضریب توان پایینی به دلیل کار کردن موتورها در حالت بی‌باری حاصل شده است. در خصوص عمل کلیدزنی برای روشن و خاموش شدن دو ترانزیستور قدرت که بر روی یک پایه مبدل منبع ولتاژ کار می‌کنند، باید به این نکته توجه داشت که برای جلوگیری از بروز اتصال کوتاه و عبور جریان شدید از این زوج ترانزیستور که منجر به آسیب آن‌ها خواهد شد، کلیدهای فوق تحت هیچ شرایطی نباید همزمان با هم روشن شوند. این

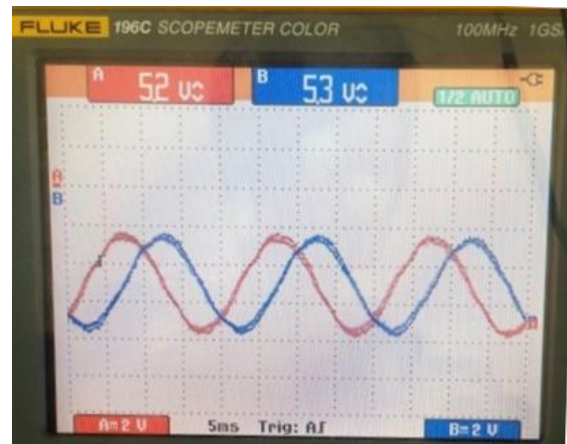
پس‌فاز و تغییر پله‌ای ارزیابی گردید. نتایج به‌دست‌آمده نشان دادند که این کنترل‌کننده در زمانی کمتر از ۳ msec عمل جبران‌سازی را انجام داده و اختلاف فاز بین ولتاژ و جریان برای هر فاز را برابر با صفر نموده است. همچنین نتایج نشان دادند که توان راکتیو منبع، بعد از ورود جبران‌ساز به شبکه برابر با صفر می‌شود. از دیگر نتایج به‌دست‌آمده، کاهش جریان منبع پس از ورود جبران‌ساز می‌باشد که این مسئله به علت کاهش توان راکتیو منبع می‌باشد. همچنین در بخش نتایج آزمایشگاهی قابلیت STATCOM ساخته‌شده در تزریق توان راکتیو و کاهش اختلاف فاز بین ولتاژ و جریان از ۸۳ درجه به ۱۹ درجه نشان داده شد.

مراجع

- [1] B. Singh, and J. Solanki, "A comparison of control algorithms for DSTATCOM," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, pp. 2738-2745, 2009.
- [2] k. Sano, and M. Takasaki, "A transformerless D-STATCOM based on a multivoltage cascade converter requiring no DC sources," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, pp. 2783-2795, 2012.
- [3] Y. S. Lai, and F. S. Shyu, "Topology for hybrid multilevel inverter," *IEEE Proceedings in Electric Power Applications*, vol. 149, pp. 449-458, 2002.
- [4] C. Lee, J. S. Leung, S. R. Hui, and H. S. H. Chung, "Circuit-level comparison of STATCOM technologies," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, pp. 1084-1092, 2003.
- [5] F. Z. Peng, J. S. Lai, J. W. McKeever, and J. VanCoeveing, "A multilevel voltage-source inverter with separate DC sources for static var generation," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, pp. 1130-1138, 1996.
- [6] D. Soto, and T. C. Green, "A comparison of high-power converter topologies for the implementation of FACTS controllers," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, pp. 1072-1080, 2002.
- [7] S. Du, J. Liu, J. Lin, and Y. He, "A novel DC voltage control method for STATCOM based on hybrid multilevel H-bridge converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, pp. 101-111, 2013.
- [8] A. Çetin, and M. Ermis, "VSC-based D-STATCOM with selective harmonic elimination," *IEEE Transactions On Industry Applications*, vol. 45, pp. 1000-1015, 2009.
- [9] R. Xu, Y. Yu, R. Yang, G. Wang, D. Xu, B. Li, et al., "A novel control method for transformerless H-bridge cascaded STATCOM with star configuration," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, pp. 1189-1202, 2015.
- [10] G. Farivar, B. Hredzak, and V. G. Agelidis, "Decoupled control system for cascaded H-bridge multilevel converter based STATCOM," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, pp. 322-331, 2016.

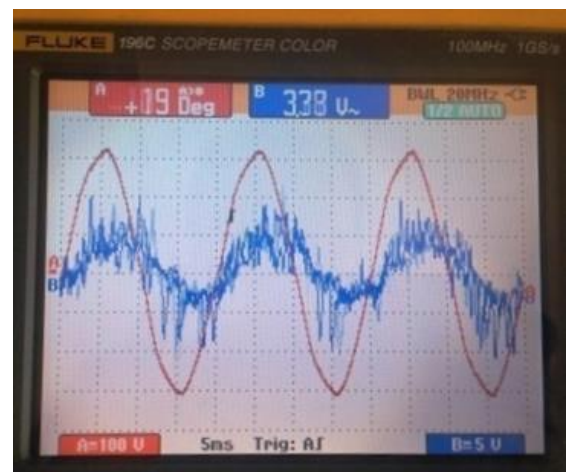
[۱۱] داود رضایی، اسکندر قلی‌پور و رحمت‌اله هوشمند، «استفاده بهینه از ظرفیت بهساز یکپارچه کیفیت توان به‌منظور جبران‌سازی همزمان توان راکتیو بار و اعوجاجات ولتاژ»، *مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز*، جلد ۴۵، شماره ۳، ۱۳۹۴.

شده است. با توجه به این شکل مشاهده می‌شود که زاویه بین ولتاژ و جریان منبع به ۱۹ درجه کاهش یافته است. به‌عبارتی دیگر ضریب توان که در حالت قبلی ۰/۱۲ بود به مقدار ۰/۹۵ افزایش یافته است.



شکل ۲۱: شکل موج جریان‌های بار در دستگاه αβ

همچنین مقدار جریان از ۴/۱۸ آمپر به حدود ۳/۳ آمپر افت نموده است. در مورد شکل موج جریان، ذکر این نکته ضروری است که با توجه به شکل موج جریان، به دلیل بالا بودن نسبت سیگنال به نویز در این سیگنال، اندازه‌گیری مقدار مؤثر آن همراه با خطای نسبتاً زیادی است.



شکل ۲۲: شکل موج ولتاژ و جریان شبکه پس از جبران‌سازی

۶- نتیجه‌گیری

در این مقاله جبران‌سازی توان راکتیو توسط STATCOM با استفاده از روش کنترلی GPI مورد بررسی قرار گرفت. در این روش جریان مرجع با استفاده از تئوری IRP استخراج شد و نحوه انتخاب مناسب ضرایب کنترل‌کننده GPI برای مقاوم بودن در برابر تغییرات بهره حالت ماندگار و تأخیر سنسورهای جریان ارائه شد. برای نشان دادن قابلیت کنترل‌کننده ارائه‌شده، یک نمونه STATCOM توسط نرم‌افزار SIMULINK پیاده‌سازی و برای حالت‌های مختلف مورد ارزیابی قرار گرفت. در این مطالعه عملکرد STATCOM برای سه حالت بار پیش‌فاز،

- circuits," *Proc. of the Int. Power Electron. Conf., (JIEE IPEC)*, Tokyo, pp. 1375-1386, 1983.
- [19] E. H. Watanabe, M. Aredes, J. L. Afonso, J. G. Pinto, L. F. C. Monteiro, and H. Akagi, "Instantaneous p-q power theory for control of compensators in Micro-Grids," *International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation*, Łagów, pp. 17-26, 2010.
- [20] X. Yuan, W. Merk, H. Stemmler, and J. Allmeling, "Stationary-frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady-state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operating conditions," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, No. 2, pp. 523-532, 2002.
- [21] Z. Shuai, A. Luo, C. Tu, and D. Liu, "New control method of injection-type hybrid active power filter," *IET Power Electron.*, vol. 4, no. 9, pp. 1051-1057, 2011.
- [22] S. Buso, and P. Mattavelli, *Digital Control in Power Electronics*, Morgan & Claypool Publishers, vol. 1, pp. 1-158, 2006.
- [23] M. K. Mishra, and K. Karthikeyan, "A Fast-Acting DC-link voltage controller for Three-Phase DSTATCOM to compensate AC and DC loads," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 24, No. 4, pp. 2291-2299, 2009.
- [24] Texas Instruments, *TMS320F2810, TMS320F2811, TMS320F2812, TMS320C2810, TMS320C2811, TMS320C2812 Digital Signal Processors Data Manual*, Literature Number: SPRS174S, 2011.
- [۱۲] حسین صفامهر، تورج عباسیان نجفآبادی و فرزاد رجایی سلماسی، «کنترل اینورترهای متصل به شبکه در حضور سلف غیرخطی در فیلتر LCL خروجی»، *مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز*، جلد ۴۵، شماره ۴، ۱۳۹۴.
- [13] A. H. Norouzi, and A. Sharaf, "Two control schemes to enhance the dynamic performance of the STATCOM and SSSC," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 20, pp. 435-442, 2005.
- [14] C. Schauder, M. Gernhardt, E. Stacey, T. Lemak, L. Gyugyi, T. Cease, *et al.*, "Operation of ± 100 MVar TVA STATCON," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 12, pp. 1805-1811, 1997.
- [15] C. H. Liu, and Y. Y. Hsu, "Design of a self-tuning PI controller for a STATCOM using particle swarm optimization," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, pp. 702-715, 2010.
- [16] S. Mohagheghi, Y. Del Valle, G. K. Venayagamoorthy, and R. G. Harley, "A proportional-integrator type adaptive critic design-based neurocontroller for a static compensator in a multimachine power system," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, pp. 86-96, 2007.
- [17] H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae, "Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-20, pp. 625-630, 1984.
- [18] H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae, "Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase

زیرنویس‌ها

¹ Static Synchronous Compensator

² Flexible AC Transmission System

³ Synchronous Reference Frame

⁴ Instantaneous Reactive Power