The University of Tehran Press

Journal of Sustainable Energy Systems

Online ISSN: 2980-8693

Home Page: https://ses.ut.ac.ir

Modelling and Control of Fuel Cell Power Injecting System to Single-Phase Weak and Harmonically Network

Majid Hosseinpour[1*] | Elham Seifi[2] | Abdolmajid Dejamkhooy[3] | Shahab Sajedi[4]

1. Corresponding Author, Associate Professor, Department of Electrical Engineering, University of Mohaghegh Ardabili, Ardabil, Iran. Emai: Hoseinpour.majid@uma.ac.ir
2. MSc, Department of Electrical Engineering, University of Mohaghegh Ardabili, Ardabil, Iran. Emai: e.seifi@student.uma.ac.ir
3. Associate professor, Department of Electrical Engineering, University of Mohaghegh Ardabili, Ardabil, Iran. Emai: majiddejam@uma.ac.ir
4. Researcher, School of Electrical and Electronic Engineering, University College Dublin, Dublin, Ireland. Emai: Shahab.sajedi@gmail.com

ARTICLE INFO

Article type:
Research Paper

Article History:
Received 21 May 2023
Revised 21 June 2023
Accepted 21 July 2023
Published Online 18 May 2024

Keywords:
Grid-connected inverter,
Fuel cell,
LCL filter,
Active damping,
Digital control delay.

ABSTRACT

Fuel cells have been noticed by researchers due to their high efficiency, low pollution, and high-power density in distributed generation systems. Grid-connected inverters are considered vital elements for effectively connecting renewable energy sources and distributed generation system applications. Ripple-induced current harmonics in DC link and high switching frequency are the disadvantages of grid-connected inverters that are reduced by LCL filters. However, the intrinsic resonance in the LCL filter leads to instability of the power transmission system. As a result, suitable damping is essential for removing resonance in the LCL filters. LCL filters are utilized to reduce switching harmonics and increase the quality of the grid-injected current. The LCL-filters can lead to resonance and instability despite their capability to attenuate harmonics. When digital control is utilized to control grid-connected inverters, the stability of the inverter is weakened against grid impedance changes due to control delays that include computation as well as pulse width modulation delays. In this paper, the design, control, and stability analysis of the inverter-based power conditioner, which is connected to the low voltage grid via an LCL filter, is presented to manage the power flow of the PEMFC. For this aim, the capacitor current feedback active damping procedure is used to alleviate the resonance phenomena caused by LCL filter, and a phase compensator in the is applied to compensate for the unwanted effects of the control delay of the grid-connected fuel cell power conditioning system. To investigate the proficiency of the proposed scheme, the design of each section is presented for the phase compensation and the parameters of the closed loop system under study. The simulation results of the LCL-based grid-connected fuel cell power conditioning system have been performed in MATLAB/Simulink, depicting the suggested method's accuracy.

Cite this article: Hosseinpour, M.; Seifi, E.; Dejamkhooy, A. & Sajedi, Sh. (2023). Modelling and Control of Fuel Cell Power Injecting System to Single-Phase Weak and Harmonically Network. *Journal of Sustainable Energy Systems*, 2 (4), 329-352. DOI: http//doi.org/10.22059/ses.2024.374487.1061

© Majid Hosseinpour, Elham Seifi, Abdolmajid Dejamkhooy, Shahab Sajedi.
Publisher: University of Tehran Press.
DOI: http//doi.org/10.22059/ses.2024.374487.1061

1. Introduction

Conventional power generation systems are undergoing a significant transformation, and distributed energy resources (DERs) account for a greater share than fossil fuel-based energy resources [1]. Distributed generation resources such as solar, wind, or fuel cells can operate in grid-connected or stand-alone mode [2]. Among the different types of distributed generation resources, Fuel cells (FC)

can be installed anywhere without environmental barriers. Fuel cells are electrochemical energy conversion devices that convert chemical energy into electrical energy. In recent years, research in the fuel cell field has increased and FCs have been utilized in various applications such as electric vehicles, airplanes, power injection into the grid, and other miscellaneous industries [3]. In this paper, to improve the stability and current quality of the LCL-type grid-connected fuel cell power conditioning system, a phase compensator is utilized in the feedback of the capacitor current AD path. With this trick, a virtual RC network is paralleled by the filter capacitor, effectively increasing the range of the VPRR without changing the instances of sampling.

2. Material and Method

Fig. 1 displays the general scheme of the LCL-type grid-tied PEMFC power conditioning system and its control system based on the CCF active damping. In this figure, vg represents the network alternative voltage, Zg(s) is the network impedance, the amplitude as well as phase of the grid-injected reference current have demonstrated respectively by I* and θ, LCL filter parameters demonstrated by L1, L2, and C, Hi1 and Hi2 are the capacitor current feedback and grid current coefficients respectively, in which both of them are positive values, and the current regulator is demonstrated by Gi(s). Considering the worst case to evaluate the passivity and stability of the grid-tied inverter, $Z_g(s)$ is considered as an ideal inductor, which is included as sL_g. By connecting the switch S to the S1 point, basic CCF active damping is achieved, where the current of the capacitor is sensed and considered in the current regulator output. By connecting the S switch to the S_2 point, the proposed method is activated. In this scheme, a phase compensator is considered in the capacitor current feedback path, and the result is added to the current regulator output.

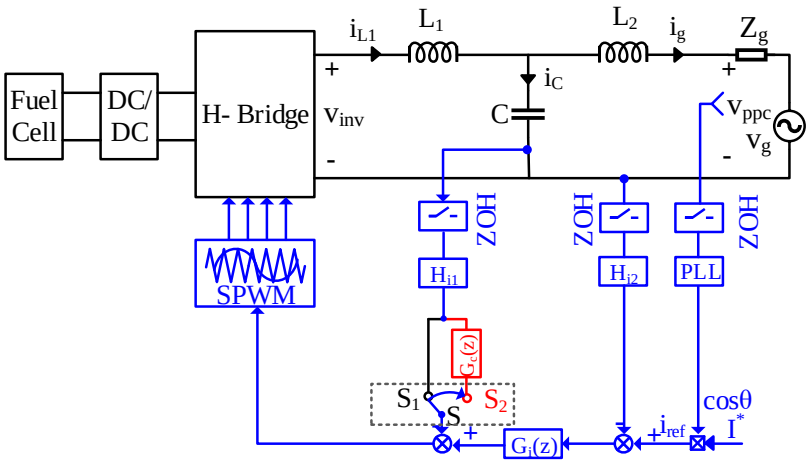


Fig. 1. Schematic of the single-phase LCL-type grid-connected fuel cell power conditioning system with CCF

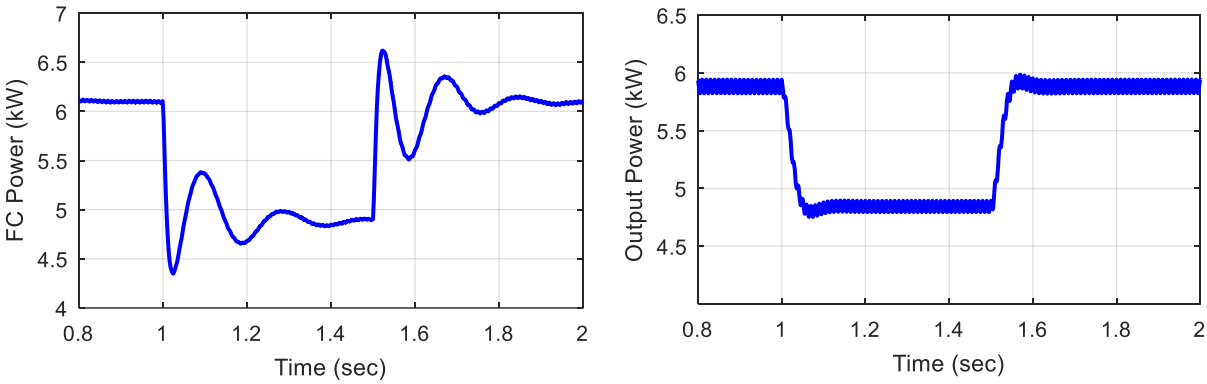
3. Results and Discussion

The simulated fuel cell is of PEMFC type with a rated power of 6 kW and rated voltage of 45 V. To model the above conditions and confirm the correctness of the control system performance, the worst-case network impedance i.e. pure inductive with the value of 2.6 *mH* is considered, and the results of the conditions where the network impedance is 0 mH are presented as well. The fuel cell injected power into the network is sensitive to changes in the fuel flow rate. To investigate the stability of the system to changes in the fuel flow rate, this parameter was reduced by 20% in the time interval of [1,1.5] seconds and then returned to the previous amount.

The generated power of the PEMFC as well as the injected power into the network by the grid-tied fuel cell power conditioning system are shown in Fig. 2. According to this figure, the PEMFC produces the power of about 6100 W, which decreases to about 4900 W when the fuel flow declines. The injected power of the system under study to the network in nominal conditions is about 5950 W, which has reached 4800 W with the reduction of the fuel flow.

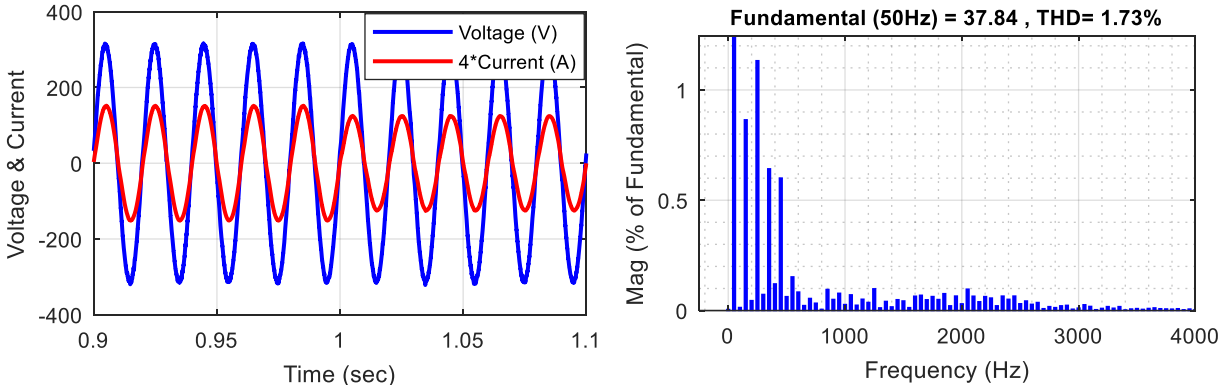
One of the crucial goals of grid-connected power conditioning systems is to inject high-quality current into the grid. Fig. 3(a) demonstrates the voltage at the point of common coupling (PCC) and the grid

injection current of the under-study PEMFC power conditioning system. According to Fig. 3(b), the quality of the grid-injected current is outstanding, and its total harmonic distortion is 1.73%. The significant part of the negligible harmonic present in the grid-injected current is the low-order harmonic caused by the fluctuations and distortions of the fuel cell output. It can be seen from



(a) (b)

Fig. 2. The generated and injected power to the grid, (a) fuel cell generated power, (b) grid injected power



(a) (b)

Fig. 3. (a) The PCC voltage and the grid-injected current, (b) harmonic spectrum of the grid-injected current

4. Conclusions

The voltage source inverters are used to transfer the power of fuel cells to the low-voltage grid. LCL-type grid-connected inverters with capacitor current feedback active damping have a digital control delay problem. Since the low-voltage systems are sensitive to network impedance, the control delays may cause system instability by significant changes in network impedance. To solve this problem, a phase compensator is proposed in the capacitor current feedback path. Considering phase compensation in the capacitor current feedback increases the border frequency from $f_{sam}/6$ to almost $f_{sam}/4$, in addition, it reduces or eliminates the forbidden frequency region of LCL filter resonance as well. To ensure the correct performance of the proposed method, a step-by-step method is introduced for the design of the capacitor current feedback coefficient, parameters of the current regulator, and the phase compensator. The simulation results of the low-voltage grid-connected fuel cell power conditioning system with the proposed control method reveal that the stability of the grid-connected fuel cell system is maintained with changes in the network impedance. Also, the quality of the injected current into the weak network is very suitable even in the harmonically polluted network.

انتشارات دانشگاه تهران

فصلنامهٔ سیستم‌های انرژی پایدار

شاپا الکترونیکی: ۲۹۸۰-۸۶۹۳

سایت نشریه: https://ses.ut.ac.ir

مدل‌سازی و کنترل سیستم تزریق توان پیل سوختی به شبکهٔ تک‌فاز در شرایط شبکهٔ ضعیف و هارمونیکی

مجید حسین‌پور[۱*] | الهام سیفی[۲] | عبدالمجید دژم‌خوی[۳] | شهاب ساجدی[۴]

۱. نویسندهٔ مسئول، دانشیار، گروه مهندسی برق، دانشکدهٔ فنی مهندسی، دانشگاه محقق اردبیلی، اردبیل، ایران. رایانامه: hoseinpour.majid@uma.ac.ir

۲. کارشناس ارشد، گروه مهندسی برق، دانشکدهٔ فنی مهندسی- دانشگاه محقق اردبیلی- اردبیل- ایران. رایانامه: e.seifi@student.uma.ac.ir

۳. دانشیار، گروه مهندسی برق، دانشکدهٔ فنی مهندسی- دانشگاه محقق اردبیلی- اردبیل- ایران. رایانامه: majiddejam@uma.ac.ir

۴. پژوهشگر، دانشکدهٔ مهندسی برق و الکترونیک- دانشگاه کالج دوبلین- دوبلین- ایرلند. رایانامه: shahab.sajedi@gmail.com

اطلاعات مقاله

نوع مقاله:
پژوهشی

تاریخ‌های مقاله:
تاریخ دریافت: ۱۴۰۲/۰۲/۳۱
تاریخ بازنگری: ۱۴۰۲/۰۳/۳۱
تاریخ پذیرش: ۱۴۰۲/۰۴/۳۰
تاریخ انتشار: ۱۴۰۳/۰۲/۲۹

کلیدواژه:
پیل سوختی،
اینورتر متصل به شبکه،
فیلتر LCL،
تأخیر کنترل دیجیتال،
میرایی فعال،
فیدبک جریان خازن

چکیده

در سال‌های اخیر پیل‌های سوختی به دلیل مزایای زیست‌محیطی و کاربردهای آن در سیستم‌های توان تولید پراکنده مورد توجه قرار گرفته‌اند. پیل‌های سوختی انواع مختلفی دارند که از میان آن‌ها پیل سوختی غشای تبادل پروتون (PEMFC) در اتصال به شبکهٔ قدرت بیشتر مورد استفاده قرار گرفته است. در اتصال پیل‌های سوختی به شبکهٔ قدرت از اینورترهای منبع ولتاژ استفاده می‌شود. اینورترهای متصل به شبکه به دلیل فرکانس کلیدزنی بالا هارمونیک‌های مرتبه بالا تولید می‌کنند. برای کاهش هارمونیک‌های کلیدزنی و افزایش کیفیت جریان تزریقی به شبکه از فیلترهای LCL استفاده می‌شود. فیلترهای LCL عملکرد مطلوبی در کاهش هارمونیک‌های کلیدزنی دارند، اما یکی از مشکلات اصلی آن‌ها تشدید ذاتی آن‌ها است که ممکن است باعث ناپایداری سیستم شود. وقتی از کنترل دیجیتال برای کنترل اینورترهای متصل به شبکه استفاده می‌شود، به دلیل تأخیرهای کنترلی که شامل تأخیرهای محاسباتی و تأخیر مدولاسیون پهنای پالس است، پایداری اینورتر در برابر تغییرات امپدانس شبکه تضعیف می‌شود. در این مقاله از روش فیدبک جریان خازن برای میرایی تشدید ذاتی فیلتر LCL و یک جبران‌کنندهٔ پیش‌فاز در مسیر فیدبک جریان خازن برای جبران تأخیر کنترل برای سیستم بهساز توان پیل سوختی متصل به شبکه استفاده شده است. برای بررسی صحت عملکرد روش پیشنهادی یک روش طراحی گام‌به‌گام برای جبران‌ساز پیش‌فاز و پارامترهای حلقه بسته سیستم ارائه شده است. نتایج شبیه‌سازی سیستم بهساز توان پیل سوختی متصل به شبکه با فیلتر LCL در نرم‌افزار MATLAB/Simulink انجام شده است که صحت عملکرد روش پیشنهادی را نشان می‌دهد.

استناد: حسین‌پور، مجید؛ سیفی، الهام؛ دژم‌خوی، عبدالمجید و ساجدی، شهاب. (۱۴۰۲). مدل‌سازی و کنترل سیستم تزریق توان پیل سوختی به شبکهٔ تک‌فاز در شرایط شبکهٔ ضعیف و هارمونیکی. *فصلنامهٔ سیستم‌های انرژی پایدار*، ۲ (۴) ۳۲۹-۳۵۲. DOI: http//doi.org/10.22059/ses.2024.374487.1061

© مجید حسین‌پور، الهام سیفی، عبدالمجید دژم‌خوی، شهاب ساجدی.
DOI: http//doi.org/10.22059/ses.2024.374487.1061

ناشر: مؤسسه انتشارات دانشگاه تهران.

۱. مقدمه

سیستم‌های تولید توان مرسوم در حال دگرگونی و تغییری بزرگ هستند و منابع انرژی پراکنده (DER[1]s) سهم بیشتری نسبت به منابع انرژی مبتنی بر سوخت‌های فسیلی به خود اختصاص می‌دهند [۱]. منابع تولید پراکنده مانند انرژی خورشیدی، بادی یا پیل سوختی می‌توانند در حالت متصل به شبکه یا مستقل عمل کنند [۲]. در بین انواع مختلف منابع تولید پراکنده، پیل سوختی (FC[2])را می‌توان در هر مکانی بدون موانع محیطی نصب کرد. پیل‌های سوختی دستگاه‌های تبدیل انرژی الکتروشیمیایی هستند که انرژی شیمیایی را به انرژی الکتریکی تبدیل می‌کنند. در سال‌های اخیر، تحقیقات در زمینهٔ پیل سوختی افزایش یافته و در کاربردهای مختلف مانند خودروهای برقی، هواپیماها، تزریق توان به شبکهٔ قدرت و سایر صنایع متفرقه استفاده شده است [۳]. پیل سوختی اکسید جامد (SOFC[3])، پیل سوختی کربنات مذاب (MCFC[4])، پیل سوختی قلیایی (AFC[5])، پیل سوختی اسید فسفریک (PAFC[6]) و پیل سوختی غشای تبادل پروتون (PEMFC[7]) متداول‌ترین و گسترده‌ترین نوع پیل‌های سوختی هستند. در بین انواع مختلف فناوری‌های پیل سوختی موجود، پیل‌های سوختی با دمای بالا، مانند SOFC و MCFC بیشتر برای تولید نیروگاه‌های پیل سوختی در مقیاس بزرگ استفاده می‌شود. SOFC و MCFC راندمان بالاتری دارند و قادرند به‌سرعت به تغییرات بار مورد نیاز پاسخ دهند و پیل سوختی غشای تبادل پروتون برای اتصال به شبکهٔ قدرت در مقیاس توانی چند ده کیلوواتی مناسب است [۴ـ ۵].

پیل‌های سوختی به طور گسترده‌ای در حالت متصل به شبکه به کار برده می‌شوند. در مرجع [۶] از یک کنترل‌کننده مبتنی بر تکرار برای مبدل منبع جریان با دو طبقه نیم پل (CF-DHB[8]) برای سیستم پیل سوختی متصل به شبکه استفاده شده است. از آنجا که تابع انتقال از چرخهٔ کاری به ولتاژ لینک DC دارای صفر سمت راست (RHP[9]) است، کنترل‌کننده معمولی تناسبی‌ـ انتگرالی (PI[10]) نمی‌تواند ولتاژ لینک DC به نحو مطلوبی کنترل کند، بنابراین از یک کنترل‌کنندهٔ تکراری برای کنترل ولتاژ لینک DC استفاده شده است و به منظور جبران تأخیر فاز ناشی از وجود صفر سمت راست از جبران‌ساز پیش‌فاز بهره گرفته شده است. در مرجع [۷] یک طرح کنترل مقاوم برای مبدل الکترونیک قدرت واسط پیل سوختی جهت اتصال به شبکه ارائه شده است. استراتژی کنترلی این مقاله بدون نیاز به حلقه قفل فاز تحت شرایط نامتعادل شبکه استفاده می‌شود و توانایی انتقال ولتاژ با دامنهٔ کم پیل سوختی را به شبکه ایجاد می‌کند. در مرجع [۸] انتقال انرژی تولیدی پیل سوختی به شبکهٔ قدرت از طریق چاپر و اینورتر با استفاده از کنترل‌کنندهٔ متداول تناسبی‌ـ انتگرالی با هدف بهبود کیفیت جریان تزریقی به شبکه مورد بررسی قرار گرفته است. پیل سوختی متصل به شبکه با استفاده از فیلتر LCL در مرجع [۹] مورد بررسی قرار گرفته که کنترل به‌کاررفته در این مطالعه مبتنی بر فیدبک جریان سمت شبکه است.

اینورتر منبع ولتاژ (VSI[11]) یک رابط ضروری بین واحد تولید توان و شبکهٔ قدرت برای کار در حالت متصل به شبکه است [۱۰]. برای کاهش هارمونیک‌های مرتبه بالا در جریان خروجی اینورتر متصل به شبکه، وجود یک فیلتر نوع L یا LCL بین اینورتر و شبکه توان ضروری است [۱۱]. فیلتر LCL عملکرد تضعیف ریپل و هارمونیک بهتری نسبت به فیلتر نوع L دارد [۱۲]، اما دارای تشدید ذاتی است که ممکن است باعث ناپایداری سیستم شود. برای حل این مشکل، تشدید ذاتی فیلتر LCL باید میرا شود [۱۳]. روش‌های میرایی تشدید ناشی از فیلترهای LCL به دو دسته میرایی فعال و میرایی غیر فعال تقسیم می‌شوند. روش میرایی غیرفعال از مقاومت میرایی به صورت سری یا شنت با خازن فیلتر یا سلف استفاده می‌کندکه به تلفات توان غیرقابل قبول

1. Distributed Energy Resources
2. Fuel Cell
3. Solid Oxide Fuel Cell
4. Molten Carbonate Fuel Cell
5. Alkaline Fuel Cell
6. Phosphoric Acid Fuel Cell
7. Proton Exchange Membrane Fuel Cell
8. Current Fed Dual Half Bridge
9. Right Half Plane
10. Proportional-Integral
11. Voltage Source Inverter

به‌ویژه در کاربردهای توان بالا منجر می‌شوند [۱۴]. روش میرایی فعال، فقط شامل تغییر در حلقه‌های کنترل است و تلفات توان اضافی ندارد، بنابراین بیشتر مورد مطالعه قرار می‌گیرد [۱۵]. یکی از روش‌های میرایی فعال بر اساس فیدبک متغیر حالت [۱۶] است که فیدبک ولتاژ خازن [۱۷]، فیدبک حالت کامل [۱۸] و فیدبک جریان خازن [۱۹] نمونه‌هایی از این روش هستند. ساختار کنترل آبشاری، که شامل یک حلقهٔ کنترل جریان تزریق‌شدهٔ خارجی بر اساس تنظیم‌کنندهٔ PI و یک حلقهٔ داخلی فیدبک جریان خازن (CCF[1]) است، یک روش میرایی فعال رایج است [۲۰ـ ۲۱]. اگرچه اجرای این نوع روش میرایی فعال آسان است، اما به دلیل وجود سنسور جریان خازن با دقت زیاد، هزینهٔ سخت‌افزاری آن افزایش [۲۲] و قابلیت اطمینان سیستم کاهش می‌یابد [۲۳].

به منظور دستیابی به انعطاف‌پذیری بالا در اینورترهای متصل به شبکه و قابلیت بهره‌برداری از آن‌ها تحت شرایط مختلف، از کنترل دیجیتال برای پردازش سیگنال‌ها و تولید فرمان گیت سوئیچ‌های اینورتر استفاده می‌شود. به دلیل تأخیر کنترل دیجیتالی [۲۴]، عملکرد میرایی فیدبک جریان خازن تضعیف می‌شود [۲۵]. فیدبک جریان خازن معادل یک مقاومت مجازی وابسته به فرکانس است. در محدودهٔ فرکانسی که این مقاومت مجازی به عنوان مقاومت منفی عمل می‌کند، باعث وارد شدن قطب‌های سمت راست به سیستم می‌شود و سیستم را ناپایدار می‌کند [۲۶]. روش‌های زیادی برای کاهش اثرات منفی تأخیرهای کنترل دیجیتالی وجود دارد. در مرجع [۲۷] یک روش طراحی سیستماتیک برای کنترل مقاوم اینورتر متصل به شبکه ضعیف با فیلتر LCL ارائه شده است. روش کنترل ارائه‌شده در این مرجع برای انتقال پیل سوختی به شبکهٔ هارمونیکی در مقابل تغییرات امپدانس شبکه به صورت مقاوم عمل می‌کند. با این‌وجود صحت عملکرد آن وابستگی زیادی به دقت و عملکرد ریزپردازنده مورد استفاده دارد. در این روش در مرجع [۲۸] روش کنترل مبتنی بر فیدبک مثبت فعال تناسبی انتگرالی جریان خازن با هدف توسعهٔ ناحیهٔ مقاومت مثبت مجازی (VPRR[2]) تا فرکانس نایکوییست ارائه شده است. با این‌وجود، استفاده از فیدبک مجازی مثبت چالش ناپایداری سیستم را افزایش می‌دهد. در مرجع [۲۹] یک طرح جبران‌سازی مبتنی بر ناحیهٔ معادل‌سازی ارائه شده است. جبران‌ساز بدون طراحی پیچیده پارامترها عمل می‌کند، ولی کارایی آن وابستگی زیادی به دقت و عملکرد ریزپردازنده مورد استفاده دارد.

در این مقاله، برای بهبود پایداری و کیفیت جریان سیستم بهساز توان پیل سوختی متصل به شبکه با فیلتر LCL یک جبران‌ساز پیش‌فاز در مسیر فیدبک جریان خازن به کار گرفته شده است. با این ترفند، یک شبکهٔ RC مجازی به طور موازی با خازن فیلتر LCL حاصل می‌شود و به طور مؤثر محدودهٔ ناحیه مقاومت مثبت مجازی (VPRR) را بدون تغییر لحظات نمونه‌برداری سیگنال افزایش می‌دهد. با این ترفند محدودهٔ ممنوعه فرکانس تشدید فیلتر LCL حذف شده و محدودیت فرکانس تشدید از بین می‌رود. با طراحی دقیق پارامترهای حلقه بسته، سیستم بهساز توان پیل سوختی متصل به شبکه با فیلتر LCL می‌تواند در برابر تغییرات امپدانس شبکهٔ پایداری خود را حفظ کرده و با قابلیت اطمینان بالا، استحکام بالا و ایمنی بالا در برابر نویز عمل کند. نوآوری‌های مقاله شامل موارد زیر است: ۱) ارائهٔ یک جبران‌ساز پیش‌فاز با ساختار ساده و قابلیت پیاده‌سازی آسان برای سیستم بهساز توان پیل سوختی متصل به شبکه با فیلتر LCL؛ ۲) تبیین نحوهٔ حذف محدودهٔ ممنوعه فرکانس تشدید فیلتر LCL توسط جبران‌ساز پیش‌فاز پیشنهادی جهت عملکرد مقاوم سیستم در تغییرات وسیع امپدانس شبکه؛ ۳) ارائهٔ یک روش گام‌به‌گام برای طراحی پارامترهای کنترل حلقهٔ بسته برای سیستم تحت مطالعه در حضور جبران‌ساز پیش‌فاز پیشنهادی.

در ادامه این مقاله به شرح زیر تنظیم شده است. در بخش دوم، در آغاز پیل سوختی PEMFC بررسی شده است. سپس به طور مختصر تأثیر منفی تأخیر کنترل دیجیتال بر عملکرد اینورتر متصل به شبکه مرور شده است. بخش سوم از دیدگاه امپدانس، یک جبران‌ساز پیش‌فاز را پیشنهاد می‌کند و مزایای مرتبط برای بهبود پایداری و استحکام اینورتر متصل به شبکهٔ LCL را نشان می‌دهد. در بخش چهارم، یک روش طراحی گام‌به‌گام برای جبران‌ساز پیش‌فاز و پارامترهای حلقه بسته ارائه شده است و از پایداری اینورتر متصل به شبکه در برابر تغییرات گستردهٔ امپدانس شبکه اطمینان می‌دهد. در بخش پنجم، نتایج شبیه‌سازی برای

1. Capacitor Current Feedback
2. Virtual positive resistance region

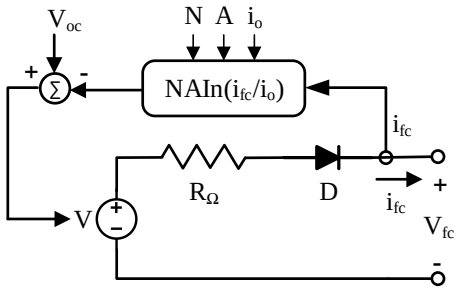
تأیید اثربخشی جبران‌ساز پیش‌فاز پیشنهادی برای پیل سوختی با اینورتر متصل به شبکه و همچنین روش طراحی پارامتر حلقه بسته ارائه شده نشان داده شده است. در نهایت، خلاصه مقاله در بخش ششم ارائه شده است.

۲. توصیف کلی سیستم و بررسی تأخیر کنترل دیجیتالی در اینورتر متصل به شبکه

در این مطالعه، پیل سوختی غشای تبادل پروتون به عنوان پیل سوختی در نظر گرفته شده است. این نوع پیل سوختی شناخته‌شده‌ترین پیل سوختی است که در کاربردهای متصل به شبکهٔ فشار ضعیف استفاده می‌شود [۲۷]. این پیل سوختی به عنوان منبع تولید توان با ولتاژ کمتر از ۵۰ ولت و با قابلیت تولید جریان زیاد شناخته می‌شود. مدار معادل الکتریکی PEMFC در شکل ۱ نشان داده شده و رفتار آن با روابط ۱ـ ۴ بیان شده است.

مقدار ولتاژ خروجی معادل پیل سوختی با رابطهٔ ۱ تعریف شده است:

$$V_{fc} = V_{oc} - V_{\Omega} - V_d \tag{۱}$$



شکل ۱. مدل الکتریکی پیل سوختی PEMFC

که در آن V_{fc} ولتاژ خروجی پیل سوختی، V_{oc} ولتاژ مدار باز، V_{Ω} افت ولتاژ مقاومتی و V_d افت ولتاژ پلاریزاسیون مطلق است. مقدار ولتاژ مدار باز پیل سوختی بر اساس رابطهٔ ۲ در نظر گرفته می‌شود:

$$V_{oc} = K_c\left[V_o + (T-298)\frac{-44.43}{zF} + \frac{R_cT}{zF}\ln\left(\frac{P_{H_2}P_{O_2}^{1/2}}{P_{H_2O}}\right)\right] \tag{۲}$$

ولتاژ مقاومتی پیل سوختی PEMFC بر اساس رابطهٔ ۳ و ولتاژ پلاریزاسیون بر اساس رابطهٔ ۴ بیان می‌شود:

$$V_{\Omega} = i_{fc}R_{\Omega} \tag{۳}$$

$$V_d = N \times A \times \ln(i_{fc}/i_o) \tag{۴}$$

که در آن، N تعداد پیل‌های پیل سوختی را نشان می‌دهد. همچنین، A شیب تافل[1] است و i_o جریان تبادل است که بیان این متغیر در مرجع [۳۰] آمده است.

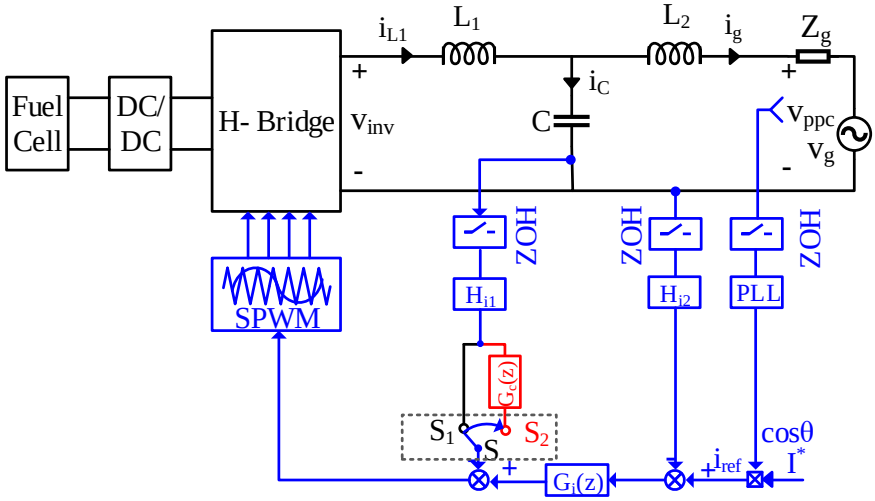
شکل ۲ شمای کلی سیستم بهساز توان پیل سوختی PEMFC متصل به شبکه با فیلتر LCL و سیستم کنترل آن مبتنی بر میرایی فیدبک جریان خازن فعال را نشان می‌دهد. در این شکل V_{in} ولتاژ DC ورودی، v_g ولتاژ AC شبکه، L_1، L_2 و C پارامترهای فیلتر LCL، $Z_g(s)$ امپدانس شبکه، I^* و θ به‌ترتیب اندازه و فاز جریان مرجع تزریقی به شبکه، H_{i1} و H_{i2} به‌ترتیب ضرایب فیدبک جریان خازن و جریان شبکه هستند که هر دو مقادیر مثبتی هستند و $G_i(s)$ تنظیم‌کننده جریان است. با در نظر گرفتن بدترین وضعیت برای ارزیابی پایداری اینورتر، $Z_g(s)$ در این مقاله یک سلف خالص فرض می‌شود که به صورت sL_g لحاظ شده است. هنگامی که سوئیچ S به نقطهٔ S_1 متصل می‌شود، میرایی اصلی فیدبک جریان خازن به دست می‌آید که در آن جریان خازن نمونه‌برداری شده و به خروجی تنظیم‌کننده جریان اضافه می‌شود. با اتصال سوئیچ S به نقطهٔ S_2 روش پیشنهادی مبتنی بر استفاده از جبران‌ساز پیش‌فاز در مسیر فیدبک جریان خازن فعال می‌شود که حاصل به خروجی تنظیم‌کنندهٔ جریان اضافه می‌شود.

1. Tafel

نمودار بلوکی کنترل اینورتر متصل به شبکه با فیلتر LCL با میرایی فعال فیدبک جریان خازن در [۳۱] نشان داده شده است. همان‌طور که در [۳۲] اشاره شده است، تأخیر کنترل دیجیتال شامل تأخیر محاسباتی و تأخیر مدولاسیون پهنای پالس است که از این میان، تأخیر محاسباتی، به صورت z^{-1}، فاصلهٔ زمانی بین نمونه‌برداری لحظه‌ای سیگنال و به‌روزرسانی لحظه‌ای شکل موج مدولاسیون مدل شده است. تأخیر مدولاسیون پهنای پالس که به صورت $G_h(s) = (1-e^{-sTs})/s \approx T_s\, e^{-0.5sTs}$ مدل شده است که در آن $T_s = 1/f_s$ دورهٔ تناوب نمونه‌برداری و f_s فرکانس نمونه‌برداری است.

بر اساس شکل ۳ میرایی فیدبک جریان خازن معادل یک امپدانس مجازی Z_{R_D} (نه یک مقاومت خالص) به موازات خازن فیلتر است که $Z_{R_D}(s)$ در مرجع [۲۶] به صورت رابطهٔ ۵ نوشته شده است:

$$Z_{R_D}(s) = \frac{1}{Y_{R_D}(s)} = \frac{1}{H_{i1}K_{PWM}} \cdot \frac{L_1}{C} \cdot \frac{T_s}{G_h(s)} \cdot e^{sT_s} \triangleq R_d . e^{1.5sT_s} \qquad (۵)$$



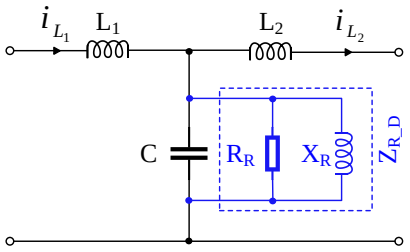
شکل ۲. شمای سیستم بهساز توان پیل سوختی متصل به شبکهٔ تک‌فاز با فیلتر LCL با میرایی فعال فیدبک جریان خازنی

که $Y_{R_D}(s)$ ادمیتانس مربوطه است و R_d مقاومت مجازی شبیه‌سازی‌شده بدون در نظر گرفتن تاخیر کنترل دیجیتال است. با جایگزینی $s = j\omega$ در رابطهٔ ۵، رابطهٔ ۶ حاصل می‌شود:

$$Y_{R_D}(j\omega) = \frac{1}{R_d}(\cos(1.5\omega T_s) - j\sin(1.5\omega T_s)) \triangleq \frac{1}{R_R} + \frac{1}{jX_R} \qquad (۶)$$

که R_R و X_R به‌ترتیب مقاومت و راکتانس معادل هستند و به صورت ۷ بیان می‌شوند:

$$R_R = R_d/(\cos(1.5\omega T_s)) \qquad X_R = R_d/(\sin(1.5\omega T_s)) \qquad (۷)$$



شکل ۳. امپدانس مجازی معادل ناشی از میرایی فعال فیدبک جریان خازنی

هر دو پارامتر R_R و X_R وابسته به فرکانس هستند. f_{Rb_R} فرکانس مرزی R_R با مقادیر مثبت یا منفی است که به عنوان فرکانس مرزی ناحیهٔ مقاومت مثبت مجازی (VPRR) نیز تعریف می‌شود و f_{Xb_R} فرکانس مرزی X_R برای حالت سلفی یا خازنی تعریف می‌شود. طبق رابطهٔ ۷، $f_{Rb_R} = f_s/6$ و $f_{Xb_R} = f_s/3$ است. بدیهی است که R_R برای بازه $f < f_s/6$ مثبت است، اما هبرای بازه $f > f_s/6$، منفی است. X_R نیز برای بازه $f < f_s/3$، سلفی و برای بازه $f > f_s/3$، خازنی است و H_{i1}^* با رابطهٔ ۸ قابل بیان است.

$$H_{i1}^* = \frac{\omega_{r_LCL} L_1 (2\cos(\omega_{r_LCL} T_s) - 1)}{K_{PWM} \sin(\omega_{r_LCL} T_s)} \tag{۸}$$

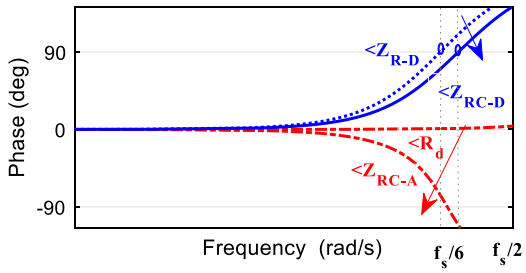
که ω_{r_LCL} فرکانس زاویه‌ای تشدید فیلتر LCL با در نظر گرفتن امپدانس شبکه است و بر اساس رابطهٔ ۹ نوشته شده است:

$$\omega_{r_LCL} = 2\pi f_{r_LCL} = \sqrt{\frac{L_1 + L_2 + L_g}{L_1 (L_2 + L_g) C}} \tag{۹}$$

۳. سیستم متصل به شبکه با فیلتر LCL با حضور جبران‌کنندهٔ پیش‌فاز

۳. الف. جبران‌کنندهٔ پیش‌فاز پیشنهادی

همان‌طور که در بخش دوم گفته شد، اگر L_g تغییرات گسترده‌ای داشته باشد، ممکن است f_{r_LCL} از بازه $0 < f_{r_LCL} < f_s/6$ به بازه $f_{r_LCL} > f_s/6$ و به‌عکس تغییر کند و به ناپایداری سیستم منجر شود. ساده‌ترین راه برای جلوگیری از مشکل یادشده این است که f_{r_LCL} بدون در نظر گرفتن تغییرات L_g همیشه کمتر از $f_s/6$ نگه داشته شود. با این‌حال، این امر باعث افزایش اندازه و وزن فیلتر LCL می‌شود و در نتیجه چگالی توان کاهش می‌یابد. برای سازگاری بهتر سیستم متصل به شبکه با تغییرات امپدانس شبکه بدون افزایش حجم فیلتر LCL، رویکرد ترجیحی جبران تأخیر کنترل دیجیتال و افزایش فرکانس مرزی ناحیهٔ مقاومت مثبت مجازی (VPRR) است.



شکل ٤. نمودار فاز بر حسب فرکانس $Z_{R\text{-}D}(s)$, $Z_{RC\text{-}D}(s)$, R_d, $Z_{RC\text{-}A}(s)$

بر اساس رابطهٔ ۵، نمودار فاز بر حسب فرکانس $Z_{R_D}(s)$ و R_d را می‌توان بر اساس شکل ۴ به تصویر کشید. در این شکل $\angle Z_{R_D}$ در فرکانس $f_s/6$ برابر با ۹۰ درجه است که برابر با فرکانس مرزی ناحیهٔ مقاومت مثبت مجازی (VPRR) نیز است. این نکته نشان می‌دهد فرکانس مرزی در شرایطی قابل افزایش است که یک تأخیر فاز در $Z_{R_D}(s)$ ایجاد شود. در این شرایط زاویه فاز امپدانس مجازی اصلاح شده در فرکانسی بالاتر با زاویهٔ ۹۰ درجه تقاطع ایجاد می‌کند. با در نظر گرفتن این نکته، یک خازن مجازی C_p برای اتصال موازی با R_d جهت ایجاد امپدانس اصلاح شده Z_{RC_A} بر اساس شکل ۵ ب معرفی می‌شود و $Z_{RC_A}(s)$ بر اساس رابطهٔ ۱۰ بیان می‌شود.

$$Z_{RC_A}(s) = R_d \parallel \frac{1}{sC_p} = \frac{R_d}{1 + sR_d C_p} \tag{۱۰}$$

با توجه به تأخیر کنترل دیجیتال، معادل واقعی امپدانس مجازی بر اساس رابطهٔ ۱۱ قابل بیان است:

$$Z_{RC_D}(s) = Z_{RC_A}(s) e^{1.5sT_s} = \frac{R_d}{1 + sR_d C_p} e^{1.5sT_s} \tag{۱۱}$$

نمودار فاز بر حسب فرکانس $Z_{RC_D}(s)$ در شکل ۴ با خط توپر نشان داده شده است که $\angle Z_{RC_D}(s)$ در فرکانس بالاتر از $f_s/6$ زاویهٔ ۹۰ درجه را قطع می‌کند. بنابراین، فرکانس مرزی ناحیهٔ مقاومت مثبت مجازی (VPRR) را می‌توان با $Z_{RC_D}(s)$ افزایش داد.

ادمیتانس $Z_{RC_D}(s)$ توسط رابطهٔ ۱۲ قابل بیان است:

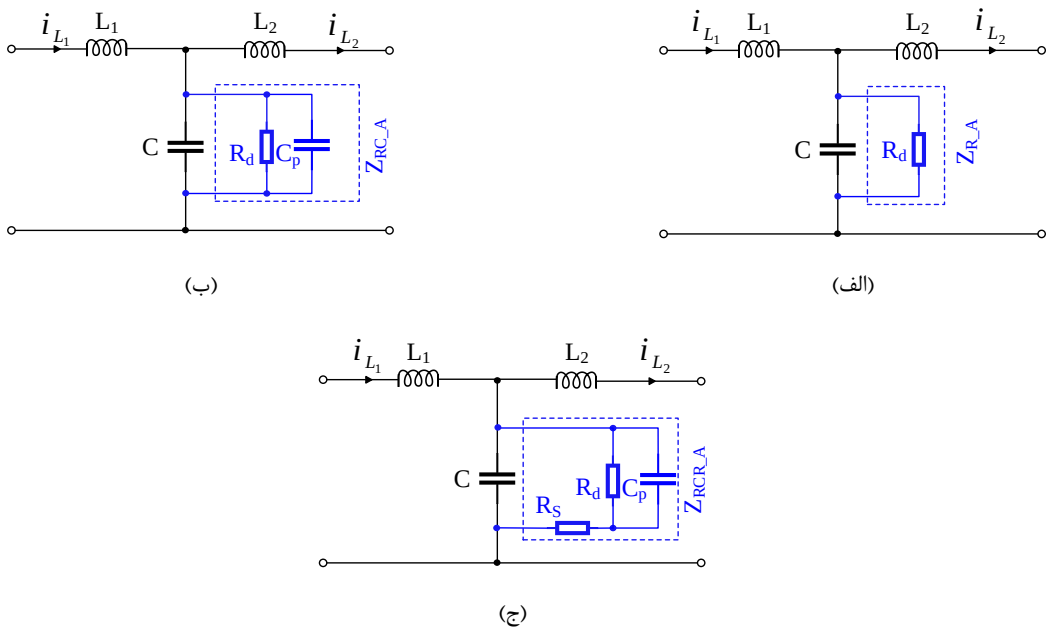
$$Y_{RC_D}(s)=\frac{1}{Z_{RC_D}(s)}=(1+sR_dC_p)\cdot\frac{1}{R_d}\cdot e^{-1.5sT_s}\triangleq G_{c_L}(s).\frac{1}{R_d}e^{-1.5sT_s} \quad (۱۲)$$

که G_{c_L} تابع تبدیل جبران‌کننده مشتقی مرتبهٔ اول است و به صورت رابطهٔ ۱۳ بیان می‌شود:

$$G_{c_L}(s)=1+sR_dC_p \quad (۱۳)$$

با مقایسهٔ معادلهٔ ۱۲ با ۵، امپدانس مجازی اصلاح‌شده $Z_{RC_D}(s)$ به طور معادل $G_{c_L}(s)$ را در مسیر فیدبک جریان خازن وارد می‌کند. این نکته در شکل ۶ با فرض $G_c(s) = G_{c_L}(s)$ قابل رؤیت است. باید توجه داشت که جبران‌کنندهٔ مشتقی به‌راحتی نویز فرکانس بالا را در مسیر فیدبک جریان خازن تقویت می‌کند. برای حل این مشکل، سایر مقاومت‌های مجازی R معرفی می‌شوند که به صورت سری با $Z_{RC_A}(s)$ متصل شده و $Z_{RCR_A}(s)$ را بر اساس شکل ۵ ج تشکیل می‌دهند که با رابطهٔ ۱۴ بیان می‌شود:

$$Z_{RCR_A}(s)=Z_{RC_A}(s)+R_s=\frac{(R_d+R_s)+sR_dR_sC_p}{1+sR_dC_p} \quad (۱۴)$$



شکل ۵. روند تغییر و تکامل امپدانس مجازی معادل، (الف): مقاومت خالص، (ب): شبکه R-C، (ج) شبکه: R-C-R

با جایگزینی Z_{RC_A} با Z_{RCR_A} در رابطهٔ ۷، معادل واقعی امپدانس Z_{RCR_D} در حضور تأخیر کنترل دیجیتال بر اساس رابطهٔ ۱۵ حاصل می‌شود.

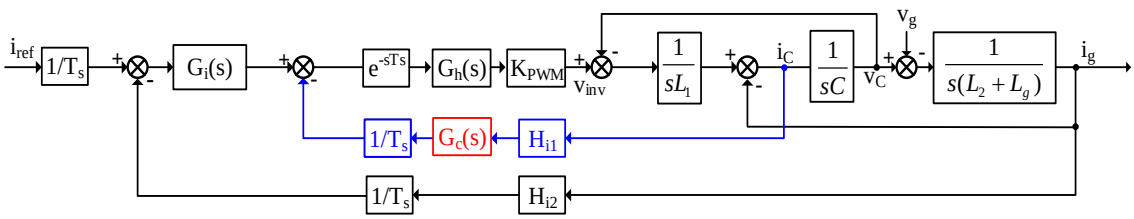
$$Z_{RCR_D}(s)=Z_{RCR_A}(s)e^{1.5sT_s}=\frac{(R_d+R_s)+sR_dR_sC_p}{1+sR_dC_p}e^{1.5sT_s} \quad (۱۵)$$

ادمیتانس $Z_{RCR_D}(s)$ توسط رابطهٔ ۱۶ قابل بیان است:

$$Y_{RCR_D}(s)=\frac{1}{Z_{RCR_D}(s)}=\frac{1+sR_dC_p}{(R_d+R_s)+sR_dR_sC_p}e^{-1.5sT_s}$$
$$\triangleq G_{com,LL}(s)\frac{1}{R_d}e^{-1.5sT_s} \qquad (۱۶)$$

که $G_{com,LL}$ تابع تبدیل جبران‌کنندهٔ پیش‌فاز_ پس‌فاز است و به صورت رابطهٔ ۱۷ بیان می‌شود:

$$G_{com,LL}(s)=\frac{R_d}{R_d+R_s}\cdot\frac{1+sR_dC_p}{1+s\frac{R_s}{R_s+R_d}R_dC_p}\triangleq K_{LL}\cdot\frac{1+aT_ss}{1+T_ss} \qquad (۱۷)$$



شکل ٦. شمای کنترل بلوکی اینورتر متصل به شبکه با فیلتر LCL در حضور جبران‌ساز پیش‌فاز

با توجه به معادلهٔ ۱۶، $Z_{RCR_D}(s)$ را می‌توان با جایگزینی $G_c(s)$ در شکل ۶ با $G_{com,LL}(s)$ تحقق بخشید. باید توجه داشت که صفر تابع تبدیل $G_{com,LL}(s)$ باید برای جبران تأخیر فاز ناشی از تاخیر کنترل دیجیتال دقیقاً در مجاورت f_s قرار داده شود. برای این‌منظور، در این مقاله صفر تابع تبدیل $G_{com,LL}(s)$، یعنی $(1/aT)$، برای قرارگیری در $2f_s$ طراحی شده و aT روی $0.5T_s$ تنظیم شده است. به این‌ترتیب، $G_{com,LL}(s)$ به صورت رابطهٔ ۱۸ بازنویسی می‌شود:

$$G_{com,LL}(s)=K_{LL}\cdot\frac{1+0.5T_ss}{1+(0.5T_s/a)s} \qquad (۱۸)$$

شایان یادآوری است در تابع تبدیل $G_{com,LL}(s)$ یک قطب وجود دارد. با جای‌گذاری صحیح این قطب، می‌توان نویز سوئیچینگ فرکانس بالا را در مسیر فیدبک جریان خازن به طور مؤثر کاهش داد.

با استفاده از تبدیل دو خطی، تابع تبدیل گسسته $G_{com,LL}(s)$ با جایگزینی $s=2(z-1)/(T_s(z+1))$ در رابطهٔ ۱۸ حاصل می‌شود که با رابطهٔ ۱۹ قابل بیان است.

$$G_{com,LL}(z)=K_{LL}\cdot\frac{1+(a-1)/a+1}{1+(a-1)/(a+1).z^{-1}}\triangleq K_{LL}.\frac{1+b}{1+b.z^{-1}} \qquad (۱۹)$$

که پارامترهای a و b در رابطهٔ یادشده بر اساس رابطهٔ ۲۰ قابل تعریف هستند:

$$b=(a-1)/(a+1),\ a\in(1,\infty). \qquad (۲۰)$$

به این‌ترتیب، عبارت جبران‌ساز پیش‌فاز پیشنهادی، یعنی $G_{com,LL}(z)$ حاصل می‌شود. بدیهی است که عبارت $G_{com,LL}(z)$ عبارتی ساده است و می‌توان آن را به‌راحتی در برنامه‌نویسی دیجیتال پیاده کرد.

۳. ب. معیار پایداری برای اینورتر متصل به شبکه با فیلتر LCL در حضور جبران‌ساز پیش‌فاز

افزودن جبران‌ساز پیش‌فاز بر پایداری اینورتر متصل به شبکه با LCL تأثیر می‌گذارد. در این بخش، معیار پایداری مورد بررسی قرار می‌گیرد و مزایای جبران‌ساز پیش‌فاز پیشنهادی نشان داده می‌شود.

با جایگزینی $z=e^{sT_s}$ در رابطهٔ ۱۹، جبران‌ساز پیش‌فاز پیشنهادی در حوزهٔ s را می‌توان به صورت رابطهٔ ۲۱ بیان کرد:

$$G'_{com,LL}(s)=K_{LL}\cdot\frac{1+b}{1+b.e^{-sT_s}},\quad b\in(0,1)\ . \qquad (۲۱)$$

جایگزینی $G_{com,LL}(s)$ در رابطهٔ ۱۶ با $G'_{com,LL}$ منجر به رابطهٔ ۲۲ می‌شود:

$$Y'_{RCR_D}(s) = K_{LL} \cdot \frac{1+b}{1+b.e^{-sT_s}} \cdot \frac{1}{R_d} \cdot e^{-1.5sT_s} \tag{۲۲}$$

با جایگزینی $s = j\omega$ در رابطهٔ ۲۲، رابطهٔ ۲۳ حاصل می‌شود.

$$\begin{aligned} Y'_{RCR_D}(j\omega) &= \frac{K_{LL}}{R_d} \cdot \frac{1+b}{b^2+2b\cos(\omega T_s)+1} \cdot ((\cos(1.5\omega T_s)+b\cos(0.5\omega T_s)) - j(\sin(1.5\omega T_s)+b\sin(0.5\omega T_s))) \\ &\triangleq \frac{1}{R_{RCR}} + \frac{1}{jX_{RCR}} \end{aligned} \tag{۲۳}$$

R_{RCR} و X_{RCR} به‌ترتیب مقاومت و راکتانس معادل هستند که بر اساس روابط ۲۴ و ۲۵ تعریف می‌شوند:

$$R_{RCR} = \frac{R_d}{K_{LL}} \cdot \frac{b^2+2b\cos(\omega T_s)+1}{(1+b)(\cos(1.5\omega T_s)+b\cos(0.5\omega T_s))}. \tag{۲۴}$$

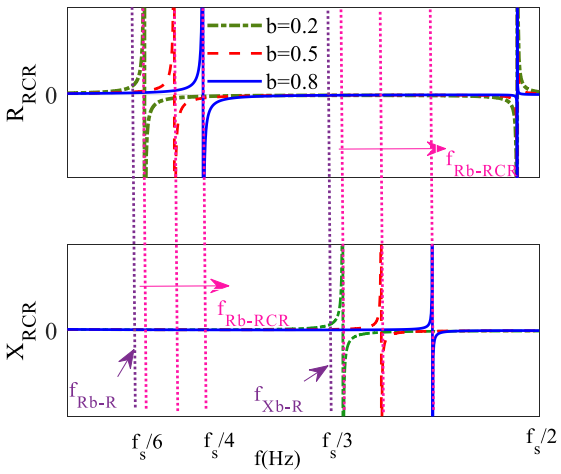
$$X_{RCR} = \frac{R_d}{K_{LL}} \cdot \frac{b^2+2b\cos(\omega T_s)+1}{(1+b)(\sin(1.5\omega T_s)+b\sin(0.5\omega T_s))}. \tag{۲۵}$$

f_{Rb_RCR} به عنوان فرکانس مرزی مقاومت مجازی R_{RCR} تعریف می‌شود که می‌تواند مقدار مثبت یا منفی داشته باشد. همچنین f_{Xb_RCR} به عنوان فرکانس مرزی راکتانس مجازی X_{RCR} تعریف می‌شود که می‌تواند رفتار القایی یا خازنی داشته باشد. با فرض صحت رابطهٔ ۲۶، رابطهٔ ۲۷ حاصل می‌شود.

$$\begin{cases} \cos(1.5\omega T_s)+b\cos(0.5\omega T_s)=0 \\ \sin(1.5\omega T_s)+b\sin(0.5\omega T_s)=0 \end{cases} \tag{۲۶}$$

$$\begin{cases} f_{Rb_RCR} = (\arccos((1-b)/2))(f_s/2\pi) \\ f_{Xb_RCR} = (\pi - \arccos((1+b)/2))(f_s/2\pi) \end{cases} \tag{۲۷}$$

از آنجا که $0 < b < 1$، فرکانس مرزی مقاومت مجازی در محدودهٔ $f_s/6 < f_{Rb_RCR} < f_s/4$ و فرکانس مرزی راکتانس مجازی در محدودهٔ $f_s/3 < f_{Xb_RCR} < f_s/2$ است. بر این اساس، هر دو فرکانس مرزی f_{Rb_RCR} و f_{Xb_RCR} از فرکانس‌های f_{Rb_R} و f_{Xb_R} بیشتر هستند که در نمودار دامنهٔ بر حسب فرکانس مقاومت مجازی R_{RCR} و راکتانس مجازی X_{RCR} در شکل ۷ به‌وضوح قابل رؤیت است. بنابراین، جبران‌ساز پیش‌فاز پیشنهادی برای جبران تأخیر کنترل دیجیتال و افزایش فرکانس مرزی ناحیهٔ مقاومت مثبت مجازی (VPRR) تأثیرگذار است.



شکل ۷. نمودار دامنه بر حسب فرکانس R_{RCR} و X_{RCR}

عبارت $T_{D_RCR}(z)$ به عنوان تابع تبدیل حلقه باز یا بهره حلقه جریان اینورتر در حضور جبران‌ساز پیش‌فاز پیشنهادی در حوزهٔ z تعریف می‌شود. با توجه به شکل ۶، $T_{D_RCR}(z)$ به صورت رابطهٔ ۲۸ نوشته می‌شود. معادلهٔ مشخصه $T_{D_RCR}(z)$ بر اساس ۲۹ قابل بیان است.

$$T_{D_RCR}(z)=\frac{G_i(z)H_{i2}K_{PWM}}{\omega_{r_LCL}(L_1+L_2+L_g)(z-1)}\cdot\frac{\omega_{r_LCL}T_s(z^2-2z\cos(\omega_{r_LCL}T_s)+1)-(z-1)^2\sin(\omega_{r_LCL}T_s)}{z(z^2-2z\cos(\omega_{r_LCL}T_s)+1)+(z-1)\cdot\frac{H_{i1}K_{PWM}}{\omega_{r_LCL}L_1}\cdot\sin(\omega_{r_LCL}T_s)\cdot G'_{c_LCL}(z)} \quad (۲۸)$$

$$(z-1)z(z^2-2z\cos(\omega_{r_LCL}T_s)+1)+(z-1)^2\frac{H_{i1}K_{PWM}}{\omega_{r_LCL}L_1}\cdot\sin(\omega_{r_LCL}T_s).G'_{c_LL}(z)=0 \quad (۲۹)$$

تعداد قطب‌های حلقه بسته خارج از دایرهٔ واحد در $T_{D_RCR}(z)$ با تعداد ریشه‌های نیم صفحه سمت راست در معادل حوزهٔ s رابطهٔ ۲۹ تعیین می‌شود. برای سهولت تجزیه‌وتحلیل، رابطهٔ ۲۹ با جایگزینی $z=(1+\omega)/(1-\omega)$ از حوزهٔ z به حوزهٔ ω نگاشت می‌شود که در نتیجهٔ آن رابطهٔ ۳۰ حاصل می‌شود.

$$n_0\omega^3+n_1\omega^2+n_2\omega+n_3=0 \quad (۳۰)$$

که

$$\begin{cases} n_0=2(1-b)(1+\cos(\omega_{r_LCL}T_s))+\frac{2(1-b)H'_{i1}K_{PWM}}{\omega_{r_LCL}L_1}\sin(\omega_{r_LCL}T_s)\\ n_1=2(1+b)(1+\cos(\omega_{r_LCL}T_s))-\frac{4(1+b)H'_{i1}K_{PWM}}{\omega_{r_LCL}L_1}\sin(\omega_{r_LCL}T_s)\\ n_2=2(1-b)(1-\cos(\omega_{r_LCL}T_s))+\frac{2(1+b)H'_{i1}K_{PWM}}{\omega_{r_LCL}L_1}\sin(\omega_{r_LCL}T_s)\\ n_3=2(1+b)(1-\cos(\omega_{r_LCL}T_s)) \end{cases} \quad (۳۱)$$

و

$$H'_{i1}\triangleq H_{i1}K_{LL} \quad (۳۲)$$

آرایهٔ راوث برای رابطهٔ ۳۱ به شکل رابطهٔ ۳۳ قابل محاسبه است:

$$\begin{array}{lll} \omega^3: & n_0 & n_2\\ \omega^2: & n_1 & n_3\\ \omega^1: & \frac{n_1n_2-n_0n_3}{n_1} & 0\\ \omega^0: & n_3 & \end{array} \quad (۳۳)$$

با توجه به معیار پایداری راوث، تعداد ریشه‌های نیم‌صفحهٔ سمت راست در رابطهٔ ۲۹ برابر با تعداد تغییر علامت ستون اول در آرایهٔ راوث است، یعنی $[n_0, n_1, (n_1n_2-n_0n_3)/n_1, n_3]^T$. برای اطمینان از قابلیت کنترل‌پذیری سیستم، فرکانس f_{r_LCL} باید کمتر از $f_s/2$ باشد که منجر به عبارت $\omega_{r_LCL}T_s\le\pi$ می‌شود. از آنجا که H_{i1} مثبت فرض شده است $(H_{i1}>0)$ و عبارت‌های $sin(\omega_{r_LCL}T_s)>0$ و $1\text{-}cos(\omega_{r_LCL}T_s)>0$ نیز صادق هستند، بر اساس رابطهٔ ۳۱، برای درآیه‌های آرایهٔ راوث $n_0>0$، $n_2>0$ و $n_3>0$ حاصل خواهد شد. به این‌ترتیب، در معادلهٔ ۲۹ اگر $n_1\le 0$ یا $(n_1n_2-n_0n_3)/n_1<0$ برقرار باشد، دو تغییر علامت در ستون اول آرایهٔ راوث وجود خواهد داشت که بیانگر وجود دو ریشه در نیم‌صفحهٔ سمت راست است.

اگر $n_1\le 0$، داریم:

$$H'_{i1}\ge\frac{(1+\cos(\omega_{r_LCL}T_s))\omega_{r_LCL}L_1}{2K_{PWM}\sin(\omega_{r_LCL}T_s)} \quad (۳۴)$$

حال اگر $(n_1n_2-n_0n_3)/n_1<0$، داریم:

$$\begin{cases} H'_{i1}>\frac{(2\cos(\omega_{r_LCL}T_s)+b-1)\omega_{r_LCL}L_1}{(b+1)K_{PWM}\sin(\omega_{r_LCL}T_s)}\\ H'_{i1}<\frac{(1+\cos(\omega_{r_LCL}T_s))\omega_{r_LCL}L_1}{2K_{PWM}\sin(\omega_{r_LCL}T_s)} \end{cases} \quad (۳۵)$$

بنابراین در شرایطی که نامساوی ۳۶ صادق باشد، $T_{D_RCR}(z)$ دارای دو قطب حلقه بسته خارج از دایرهٔ واحد است:

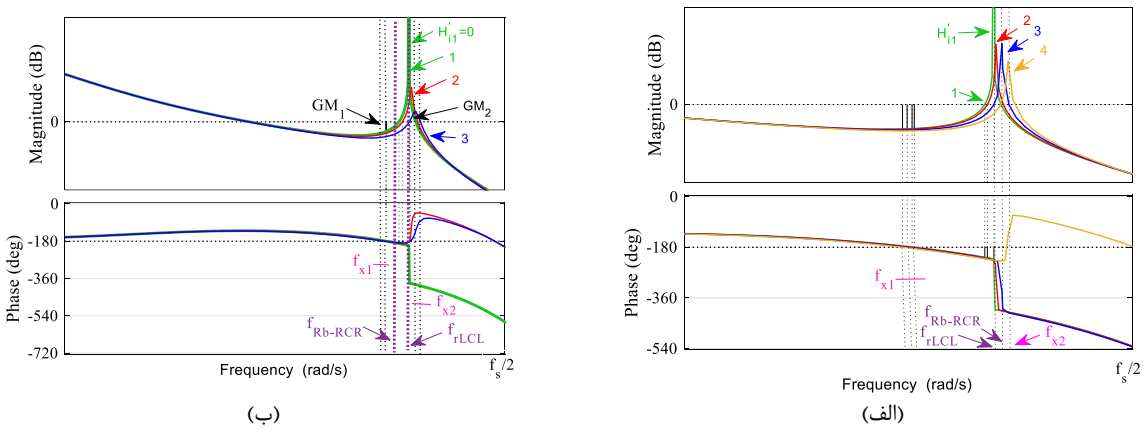
$$H'_{i1} > \frac{(2\cos(\omega_{r_LCL}T_s)+b-1)\omega_{r_LCL}L_1}{(b+1)K_{PWM}\sin(\omega_{r_LCL}T_s)} \triangleq H_{i1C} \quad (۳۶)$$

باید توجه شود که H_{i1C} در محدودهٔ فرکانسی $f_{r_LCL} < f_{Rb_RCR}$، مثبت و در محدودهٔ فرکانسی $f_{r_LCL} > f_{Rb_RCR}$، منفی است. نتایج حاصل از از تجزیه‌وتحلیل یادشده را در عبارت‌های زیر می‌توان جمع‌بندی کرد:

۱- اگر $f_{r_LCL} < f_{Rb_RCR}$ و $H'_{i1} \le H_{i1C}$، $T_{D_RCR}(z)$ حاوی قطب‌های حلقه بسته خارج از دایرهٔ واحد است.

۲- اگر $f_{r_LCL} < f_{Rb_RCR}$ و $H'_{i1} > H_{i1C}$، $T_{D_RCR}(z)$ دارای دو قطب حلقه بسته خارج از دایرهٔ واحد است.

۳- اگر $f_{r_LCL} \ge f_{Rb_RCR}$، رابطهٔ ۳۶ همیشه معتبر است و $T_{D_RCR}(z)$ دارای دو قطب حلقهٔ بسته خارج از دایرهٔ واحد است.



شکل ۸. دیاگرام بود تابع تبدیل حلقه باز $T_{D_RCR}(s)$، (الف) $f_{r_LCL} < f_{Rb_RCR}$، (ب) $f_{r_LCL} \ge f_{Rb_RCR}$

با جایگزینی $H'_{i1} = H_{i1C}$ در رابطهٔ ۲۸، عبارت $z_{1,2} = \cos(2\pi f_{Rb_RCR}T_s) \pm j\sin(2\pi f_{Rb_RCR}T_s)$ حاصل می‌شود که بیانگر فرکانس تشدید بهره حلقهٔ جریان (f_{r_T}) است. به بیان دیگر، به ازای $H'_{i1}=H_{i1C}$ $(H_{i1C} > 0)$، فرکانس تشدید بهره حلقه جریان f_{r_T} دقیقاً برابر f_{Rb_RCR} است. با استفاده از رابطهٔ ۲۸، نمودار بود تابع تبدیل حلقهٔ باز $T_{D_RCR}(s)$ را برای شرایط $f_{r_LCL} < f_{Rb_RCR}$ و $f_{r_LCL} \ge f_{Rb_RCR}$، به‌ترتیب در شکل‌های ۸ الف و ۸ ب، می‌توان رسم کرد. در این شکل‌ها، مقدار H'_{i1} در نمودارها با شمارهٔ بزرگ‌تر افزایش می‌یابد. با توجه به شکل ۸ موارد زیر قابل بیان است:

۱- به ازای $f_{r_LCL} < f_{Rb_RCR}$ و $H'_{i1} \le H_{i1C}$، نمودار فاز بر حسب فرکانس $T_{D_RCR}(s)$ بر اساس منحنی‌های ۱ـ ۳ در شکل ۸ الف، فقط یک تقاطع منفی با زاویهٔ ۱۸۰- درجه در فرکانس f_{x1} دارد.

۲- به ازای $f_{r_LCL} < f_{Rb_RCR}$ و $H'_{i1} > H_{i1C}$، نمودار فاز بر حسب فرکانس $T_{D_RCR}(s)$ بر اساس منحنی ۴ شکل ۸ الف، دارای یک تقاطع منفی با زاویهٔ ۱۸۰- درجه در فرکانس f_{x1} و یک تقاطع مثبت با زاویهٔ ۱۸۰- درجه در فرکانس f_{x2} است.

۳- به ازای $f_{r_LCL} \ge f_{Rb_RCR}$، نمودار فاز بر حسب فرکانس $T_{D_RCR}(s)$ بر اساس منحنی‌های ۱ـ ۳ در شکل ۸-ب،دارای یک تقاطع منفی با زاویهٔ ۱۸۰- درجه در فرکانس f_{x1} و یک تقاطع مثبت با زاویهٔ ۱۸۰- درجه در فرکانس f_{x2} است.

با جایگزینی $\omega = \omega_{r_LCL} = 2\pi f_{r_LCL}$ و $\omega = \omega_{Rb} = 2\pi f_{Rb_RCR}$ در رابطهٔ ۲۸، روابط ۳۷ و ۳۸ به دست می‌آیند که در آن‌ها $\angle G'_{c_LL}(j\omega_{r_LCL})$ و $\angle G'_{c_LL}(j\omega_{Rb})$ زاویهٔ فاز تابع تبدیل $G'_{c_LL}(s)$ به‌ترتیب در فرکانس‌های f_{r_LCL} و f_{Rb_RCR} هستند. در بخش ۴ الف، نشان داده خواهد شد که $\angle G'_{c_LL}(j\omega)$ در محدودهٔ $(0, \pi/4)$ قرار دارد. بنابراین، زاویهٔ فاز $T_{D_RCR}(s)$ در فرکانس‌های f_{r_LCL} و f_{Rb_RCR} کمتر از ۱۸۰- درجه است. به این‌ترتیب، رابطهٔ ۳۹ به دست می‌آید.

$$T_{D_RCR}(e^{j\omega_{r_LCL}T_s}) = \frac{H_{i2}K_p}{H'_{i1}} \cdot \frac{L_1}{L_1+L_2+L_g} \cdot \frac{\sqrt{b^2+2b\cos(\omega_{r_LCL}T_s)+1}}{(1+b)} \exp(-j(\pi + \angle G'_{c_LL}(j\omega_{r_LCL}))) \quad (۳۷)$$

$$T_{D_RCR}(e^{j\omega_{Rb}T_s}) = \begin{cases} \dfrac{H_{i2}K_p}{|H'_{i1}-H_{i1C}|}\cdot\dfrac{L_1-H_{i1C}K_{PWM}T_s}{L_1+L_2+L_g}\cdot\dfrac{1}{\sqrt{b+1}}\exp(-j(\pi+\angle G'_{c_LL}(j\omega_{Rb}))) & H'_{i1}>H_{i1C} \\ \dfrac{H_{i2}K_p}{|H'_{i1}-H_{i1C}|}\cdot\dfrac{L_1-H_{i1C}K_{PWM}T_s}{L_1+L_2+L_g}\cdot\dfrac{1}{\sqrt{b+1}}\exp(-j(2\pi+\angle G'_{c_LL}(j\omega_{Rb}))) & H'_{i1}<H_{i1C} \end{cases} \quad (۳۸)$$

$$\begin{cases} f_{x1} < \min(f_{r_LCL}, f_{Rb_RCR}) \\ f_{x2} > \max(f_{r_LCL}, f_{Rb_LCL}) \end{cases} \quad (۳۹)$$

به همین‌دلیل، بر اساس جدول ۱ معیار پایداری در شرایط $f_{r_LCL} < f_{Rb_RCR}$ و $H'_{i1} > H_{i1C}$ را می‌توان با معیار پایداری در شرایط $f_{r_LCL} \geq f_{Rb_RCR}$ یکپارچه در نظر گرفت که در مقایسه با روش میرایی فعال مرسوم، ناحیهٔ ممنوعه فرکانس تشدید فیلتر LCL حذف می‌شود. این ویژگی شاخص به عملکرد مقاوم اینورتر در برابر تغییرات گستردهٔ امپدانس شبکه منجر می‌شود.

جدول ۱. معیار پایداری برای اینورتر متصل به شبکه با جبران‌ساز پیش‌فاز

	مورد اول	مورد دوم	مورد سوم
$f_{r\text{-}LCL}$	$f_{r\text{-}LCL} < f_{Rb\text{-}RCR}$	$f_{r\text{-}LCL} < f_{Rb\text{-}RCR}$	$f_{r\text{-}LCL} \geq f_{Rb\text{-}RCR}$
H'_{i1}	$(0, H_{i1C}]$	$(H_{i1C}, +\infty)$	$(0, +\infty)$
تعداد قطب	0	2	2
فرکانس تقاطع زاویهٔ -180°	$f_{x1\,(-)}$	$f_{x1\,(-)}$, $f_{x2\,(+)}$	$f_{x1\,(-)}$, $f_{x2\,(+)}$
شرایط حد بهره	$GM_1 > 0\text{dB}$	$GM_1 > 0\text{dB}$ $GM_2 < 0\text{dB}$	$GM_1 > 0\text{dB}$ $GM_2 < 0\text{dB}$
شرایط حد فاز	$PM > 0$	$PM > 0$	$PM > 0$
$f_{r\text{-}T}$	$f_{r\text{-}T} \leq f_{Rb\text{-}RCR}$	$f_{r\text{-}T} > f_{Rb\text{-}RCR}$	$f_{r\text{-}T} > f_{Rb\text{-}RCR}$
منحنی‌های نمونه	منحنی ۲ و ۳ در شکل ۸ (الف)	منحنی ۴ در شکل ۸ (الف)	منحنی ۲ و ۳ در شکل ۸ (ب)

به عنوان جمع‌بندی بحث یادشده، جبران‌ساز فاز پیشنهادی از جنبه‌های مختلف زیر می‌تواند در بهبود عملکرد اینورتر متصل به شبکه با فیلتر LCL تأثیرگذار باشد:

۱- جبران‌ساز پیش‌فاز ساده است، به‌آسانی قابل فهم است و در برابر نویزهای فرکانس سوئیچینگ بدون اصلاح شاخص مدولاسیون مقاوم است.

۲- جبران‌ساز پیش‌فاز پیشنهادی فرکانس مرزی ناحیه مقاومت مثبت مجازی (VPRR) را افزایش می‌دهد و تأخیر کنترل دیجیتال را به طور موثری جبران می‌کند.

۳- جبران‌ساز پیش‌فاز پیشنهادی ناحیهٔ ممنوعهٔ فرکانس تشدید فیلتر LCL را حذف می‌کند و عملکرد مقاوم اینورتر در مقابل تغییرات گستردهٔ امپدانس شبکه را بهبود می‌بخشد.

۴. طراحی اینورتر متصل به شبکه با فیلتر LCL در حضور جبران‌ساز پیش‌فاز

مدل ریاضی سیستم اینورتر متصل به شبکه با افزودن جبران‌ساز پیش‌فاز پیشنهادی تغییر می‌کند. برای اطمینان از پایداری و همچنین عملکرد مناسب سیستم کنترلی، این بخش با یک روش طراحی گام‌به‌گام برای جبران‌ساز پیش‌فاز، تنظیم‌کنندهٔ جریان و ضریب فیدبک جریان خازن شروع می‌شود. پس از آن، یک مثال طراحی برای تشریح روش طراحی ارائه می‌شود.

۴. الف. طراحی جبران‌ساز پیش‌فاز

هدف جبران‌ساز پیش‌فاز جبران تأخیر فاز ناشی از تأخیر کنترل دیجیتال است. با توجه به رابطهٔ ۲۱، K_{LL} و b دو پارامتر اصلی در جبران‌ساز پیش‌فاز هستند. بر اساس رابطهٔ ۳۲، K_{LL} را می‌توان به نحوی در ضریب فیدبک جریان خازن ظاهر کرد که در بخش بعدی به آن اشاره خواهد شد. بنابراین تمرکز اصلی در این بخش عمدتاً روی طراحی مقدار b است.

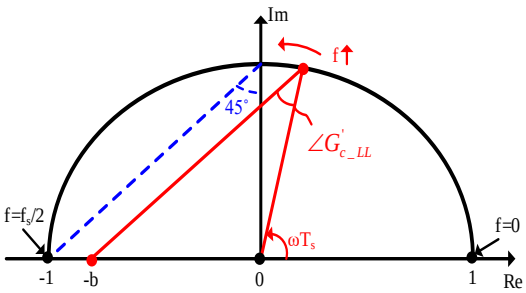
زاویهٔ فاز $G'_{com,LL}(j\omega)$ بر اساس رابطهٔ ۴۰ قابل بیان است

$$\angle G'_{com,LL}(j\omega) = \arccos \frac{1+b\cos(\omega T_s)}{\sqrt{b^2+2b\cos(\omega T_s)+1}} \tag{۴۰}$$

با بازنویسی رابطهٔ ۴۰، رابطهٔ ۴۱ حاصل می‌شود:

$$\cos\angle G'_{com,LL}(j\omega) = \frac{1+b\cos(\omega T_s)}{\sqrt{b^2+2b\cos(\omega T_s)+1}} = \frac{\left|(\cos(\omega T_s)+j\sin(\omega T_s))-(-b)\right|^2+|1|^2-|-b|^2}{2\left|(\cos(\omega T_s)+j\sin(\omega T_s)-(-b))\right|\cdot|1|},\ b\in(0,1) \tag{۴۱}$$

بر اساس رابطهٔ ۴۱، می‌توان نمودار $G'_{com.LL}(j\omega)$ را بر اساس شکل ۹ در صفحهٔ مختلط رسم کرد. بر اساس این شکل، برای مقدار معینی از b، زمانی که ωT_s نزدیک به صفر یا π است، $G'_{com,LL}(j\omega)$ تقریبا برابر با صفر است، اما به ازای $\omega T_s=\pi/2$، به بیشینه مقدار خود می‌رسد. در ضمن، بیشینهٔ مقدار $G'_{com,LL}(j\omega)$ با افزایش b در بازهٔ تغییرات مجاز، بزرگ‌تر می‌شود.



شکل ۹. نمودار $\angle G'_{com,LL}(j\omega)$ با تغییرات فرکانس

بنابراین در شرایطی که b نزدیک به مقدار واحد باشد، جبران‌ساز پیش‌فاز می‌تواند بیشینه جبران زاویهٔ فاز حدود ۴۵ درجه ایجاد کند. بر اساس شکل ۹، رابطهٔ ۴۲ قابل بیان است:

$$\angle G'_{com,LL}(j\omega) \in (0,\pi/4) \tag{۴۲}$$

همان‌طور که قبلاً در بخش ۳ ب ذکر شد، جبران‌ساز پیش‌فاز پیشنهادی می‌تواند محدودهٔ ممنوعه فرکانس تشدید فیلتر LCL را حذف کند، زیرا هر دو مقدار $\angle T_{D_RCR}(j\omega_{r_LCL})$ و $\angle T_{D_RCR}(j\omega_{Rb})$ کمتر از ۱۸۰− درجه هستند، به طوری که حاشیهٔ بهره مورد نیاز برای بهرهٔ حلقهٔ جریان در فرکانس‌های f_{x1} و f_{x2} به توالی f_{r_LCL} و f_{Rb_RCR} ارتباطی ندارد. برای اینکه $\angle T_{D_RCR}(j\omega_{r_LCL})$ و $\angle T_{D_RCR}(j\omega_{Rb})$ از حاشیهٔ فاز کافی برخوردار بوده و از زاویهٔ ۱۸۰− اختلاف زاویهٔ فاز مناسب داشته باشند و همچنین، به منظور مصالحه بین میزان تأخیر فاز با جلوگیری از انتقال نویز در سیستم کنترلی، مقدار $\angle G'_{com,LL}(j\omega)$ بیشتر از ۱۰ درجه توصیه می‌شود. به این‌ترتیب، محدودهٔ $0.2 < b < 1$ مناسب خواهد بود. در این مقاله مقدار b روی ۰/۸ تنظیم شده است.

۴. ب. طراحی تنظیم‌کنندهٔ جریان و ضریب فیدبک جریان خازن

تغییرات گستردهٔ امپدانس شبکه تأثیر زیادی بر مشخصهٔ تابع تبدیل حلقه باز جریان دارد. تنظیم‌کنندهٔ جریان طراحی شده و ضریب فیدبک جریان خازن باید به نحوی طراحی شوند که پایداری اینورتر متصل به شبکه را در محدودهٔ تغییرات امپدانس حفظ کنند. با در نظر گرفتن این نکته، یک روش گام‌به‌گام برای طراحی تنظیم‌کننده جریان و ضریب فیدبک جریان خازن ارائه شده است. تابع تبدیل حلقه باز کنترل جریان سیستم تحت مطالعه در حوزهٔ s بر اساس شکل ۶ به صورت رابطهٔ ۴۳ قابل بیان است:

$$T_{A_RCR}(s) = \frac{H_{i2}K_{PWM}}{L_1(L_2+L_g)C}\cdot\frac{e^{-1.5sT_s}}{s\left(s^2+s\cdot\frac{H'_{i1}K_{PWM}}{L_1}e^{-1.5sT_s}\cdot\frac{1+b}{1+be^{-sT_s}}+\omega^2_{r_LCL}\right)}\cdot G_i(s) \tag{۴۳}$$

که $G_i(s)$ تابع تبدیل تنظیم‌کنندهٔ جریان است که یک کنترل‌کننده از نوع تناسبی- انتگرالی در نظر گرفته شده است. نحوهٔ محاسبه و استخراج روابط پارامترهای تنظیم‌کننده، فرکانس تقاطع f_c، بهرهٔ حلقه در فرکانس مؤلفهٔ اصلی T_{fo} و حاشیهٔ فاز PM در مرجع [۳۳] آورده شده است. پس از جایگزینی K_p و K_i در عبارت اصلی، حاشیهٔ فاز PM بر اساس رابطهٔ ۴۴ قابل بیان است:

$$PM = \frac{\pi}{2} - 3\pi f_c T_s - \arctan\frac{K_i}{2\pi f_c K_p} - \arctan\frac{2\pi f_c H'_{i1}(1+b)K_{PWM}A(\omega_c)}{4\pi^2(f_{r_LCL}^2 - f_c^2)L_1 + 2\pi f_c H'_{i1}(1+b)K_{PWM}B(\omega_c)} \quad (۴۴)$$

که $A(\omega)$ و $B(\omega)$ به صورت رابطهٔ ۴۵ بیان می‌شوند:

$$\begin{cases} A(\omega) = \dfrac{b\cos(0.5\omega T_s) + \cos(1.5\omega T_s)}{b^2 + 2b\cos(\omega T_s) + 1} \\ B(\omega) = \dfrac{b\sin(0.5\omega T_s) + \sin(1.5\omega T_s)}{b^2 + 2b\cos(\omega T_s) + 1} \end{cases} \quad (۴۵)$$

سپس می‌توان عبارت H'_{i1} را به صورت رابطهٔ ۴۶ به دست آورد:

$$H'_{i1_PM} = \frac{2\pi L_1}{(1+b)K_{PWM}f_c} \times \frac{(f_{r_LCL}^2 - f_c^2)[f_c^2 - f_o\sqrt{10^{\frac{T_{fo}}{10}} \times f_o^2 - f_c^2}\tan(3\pi f_c T_s + PM)]}{A(\omega_c)\left[f_c^2\tan(3\pi f_c T_s + PM) + f_o\sqrt{10^{\frac{T_{fo}}{10}} \times f_o^2 - f_c^2}\right] - B(\omega_c)\left[f_c^2 - f_o\sqrt{10^{\frac{T_{fo}}{10}} \times f_o^2 - f_c^2}\tan(3\pi f_c T_s + PM)\right]} \quad (۴۶)$$

همان‌طور که در جدول ۱ اشاره شد، بهرهٔ حلقهٔ جریان باید حاشیهٔ بهرهٔ کافی در فرکانس‌های f_{x1} و f_{x2} داشته باشد. بنابراین:

$$\begin{cases} \angle T_{A_RCR}(j2\pi f_{x1}) = -180^\circ \\ GM_1 = -20\lg\left|T_{A_RCR}(j2\pi f_{x1})\right| \end{cases} \quad (۴۷)$$

و

$$\begin{cases} \angle T_{A_RCR}(j2\pi f_{x2}) = -180^\circ \\ GM_2 = -20\lg\left|T_{A_RCR}(j2\pi f_{x2})\right| \end{cases} \quad (۴۸)$$

با جایگزینی رابطهٔ ۴۳ به‌ترتیب در روابط ۴۷ و ۴۸، روابط ۴۹ و ۵۰ به دست می‌آیند، جایی که $A_N(\omega_1)$ و $B_N(\omega_1)$ به‌ترتیب صورت عبارت‌های کسری $A(\omega_1)$ و $B(\omega_1)$ هستند. شایان یادآوری است که فرکانس f_{r_LCL} تابعی از L_g است. از آنجا که روابط ۴۶، ۴۹ و ۵۰ با فرکانس f_{r_LCL} مرتبط هستند، H'_{i1} به‌طبع تابع L_g خواهد بود. کلید طراحی H'_{i1}، یافتن محدودهٔ مناسبی است که بتواند مشخصات PM، GM_1 و GM_2 را در کل محدودهٔ تغییرات L_g برآورده کند [۳۳].

$$\begin{cases} H'_{i1}(f_{x1}, GM_1, f_c) = \dfrac{2\pi(f_{res_LCL}^2 - f_{x1}^2)L_1}{(1+b)f_{x1}K_{PWM}\left[A(\omega_1)\tan(3\pi f_{x1}T_s) - B(\omega_1)\right]} \\ H'_{i1}(f_{x1}, GM_1, f_c) = \dfrac{2\pi L_1}{(1+b)f_{x1}K_{PWM}}\left[(f_{x1}^2 - f_{res_LCL}^2)B_N(\omega_1) + A\right] \end{cases} \quad (۴۹)$$

$$\begin{cases} H'_{i1}(f_{x2}, GM_2, f_c) = \dfrac{2\pi(f_{res_LCL}^2 - f_{x2}^2)L_1}{(1+b)f_{x2}K_{PWM}\left[A(\omega_1)\tan(3\pi f_{x2}T_s) - B(\omega_1)\right]} \\ H'_{i1}(f_{x2}, GM_2, f_c) = \dfrac{2\pi L_1}{(1+b)f_{x2}K_{PWM}}\left[(f_{x2}^2 - f_{res_LCL}^2)B_N(\omega_1) + A\right] \end{cases} \quad (۵۰)$$

$$A = \sqrt{(f_{res_LCL}^2 10^{\frac{GM_1}{20}} \times \frac{f_c}{f_x})^2\left\{\left[\cos(2\pi f_{x1}T_s) + b\right]^2 + \sin^2(2\pi f_{x1}T_s)\right\} - \left[\left(f_{x1}^2 - f_{res_LCL}^2\right)A_N(\omega_1)\right]^2}$$

روش طراحی گام‌به‌گام برای تنظیم‌کنندهٔ جریان و ضریب فیدبک جریان خازن دارای سه گام طراحی است که در ادامه توضیح داده شده است:

مرحلهٔ ۱: با در نظر گرفتن خطای حالت پایدار، عملکرد دینامیکی و حاشیهٔ پایداری، الزامات و نیازمندی‌های T_{fo}، PM، GM_1 و GM_2 تأمین می‌شود. مقدار f_c اولیه به ازای $L_g = 0$ تنظیم می‌شود.

مرحلهٔ ۲: K_p و K_i به دست می‌آید.

مرحلهٔ ۳: با استفاده از روابط ۴۶، ۴۹ و ۵۰، H'_{i1} بر حسب L_g ترسیم می‌شود، و بررسی می‌شود که آیا می‌توان محدودهٔ قابل قبولی برای H'_{i1} پیدا کرد که مشخصات PM، GM_1 و GM_2 را در کل بازهٔ تغییرات L_g برآورده می‌کند؟ اگر H'_{i1} وجود داشته باشد، طراحی به پایان رسیده است. در غیر این‌صورت، f_c باید کاهش یافته و به مرحلهٔ ۲ رجوع شود.

تنظیم‌کننده تناسبی- انتگرالی که ضرایب آن در رابطهٔ ۴۴ استفاده شد، به صورت رابطهٔ ۵۱ بیان می‌شود:

$$G_i(s) = K_p + K_i / s \tag{۵۱}$$

اندازهٔ تابع تبدیل حلقهٔ باز یا همان اندازهٔ بهرهٔ حلقهٔ جریان در فرکانس تقاطع بهره f_c برابر با یک است:

$$\left|T_{A_RCR}(j2\pi f_c)\right| = 1 \tag{۵۲}$$

با جای‌گذاری رابطهٔ ۴۳ و ۵۱ در رابطهٔ ۵۲، مقدار K_p بر اساس رابطهٔ ۵۳ حاصل می‌شود:

$$K_p \approx \frac{2\pi f_c (L_1 + L_2 + L_g)}{H_{i2} K_{PWM}} \tag{۵۳}$$

با تعریف T_{fo} به عنوان بهرهٔ حلقه در فرکانس مؤلفهٔ اصلی f_o و جایگزینی $s = 2\pi f_o$ در رابطهٔ ۴۳، رابطهٔ ۵۴ حاصل می‌شود:

$$T_{fo} = 20\lg\left|T_{RCR}(j2\pi f_o)\right| = 20\lg\left|\frac{H_{i2} K_{PWM} (K_p + K_i / j2\pi f_o)}{j2\pi f_o (L_1 + L_2 + L_g)}\right| \tag{۵۴}$$

با جای‌گذاری ۵۳ در ۵۴، مقدار K_i بر اساس رابطهٔ ۵۵ حاصل می‌شود:

$$K_i \approx \frac{4\pi^2 f_o (L_1 + L_2 + L_g)}{H_{i2} K_{PWM}} \sqrt{(10^{\frac{T_{fo}}{20}} . f_o)^2 - f_c^2} \tag{۵۵}$$

حاشیهٔ فاز PM در فرکانس تقاطع بهرهٔ f_c محاسبه می‌شود. بنابراین بر اساس رابطهٔ ۴۳، حاشیه فاز PM به صورت رابطهٔ ۵۶ بیان می‌شود:

$$PM = 180° + \angle T_{A_RCR}(j2\pi f_c) \tag{۵۶}$$

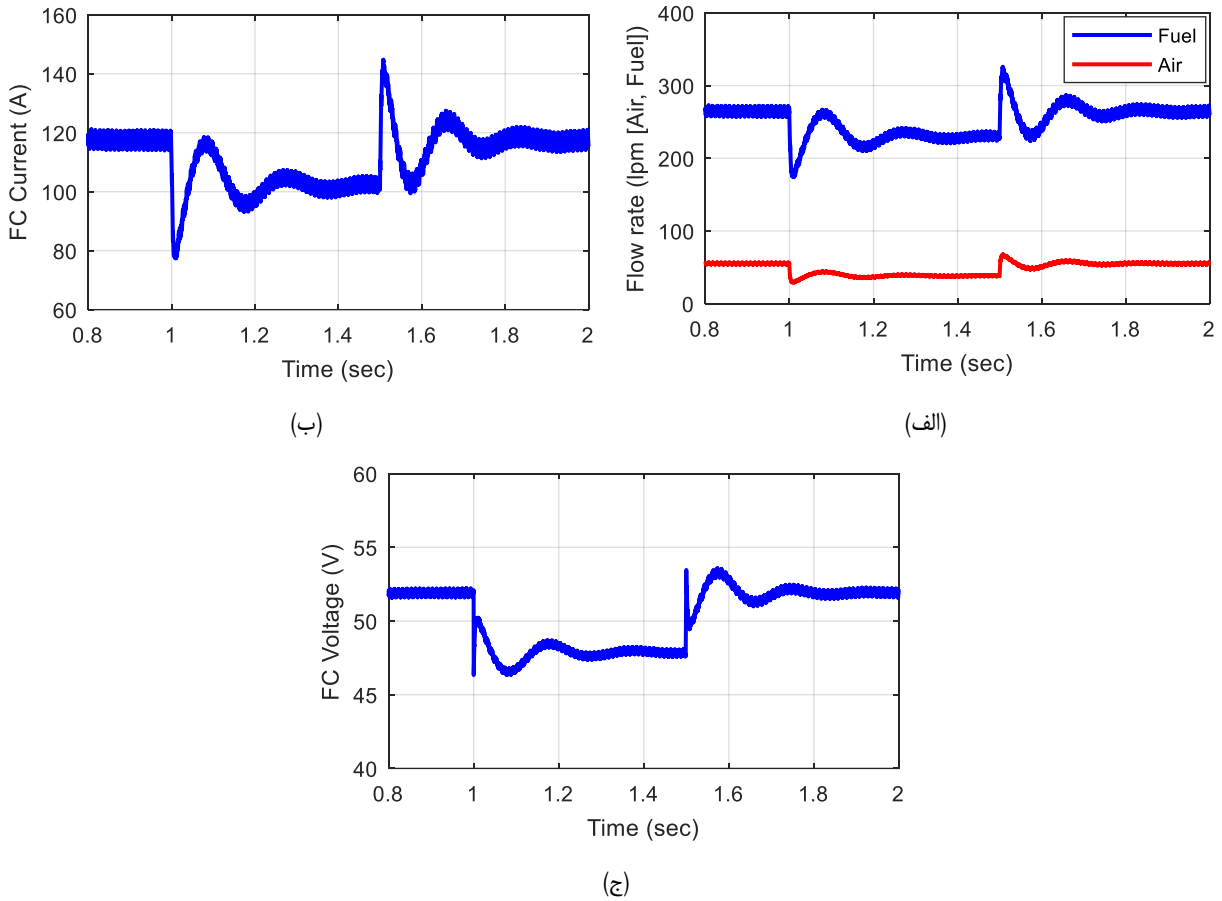
۵. نتایج شبیه‌سازی پیل سوختی متصل به شبکه با فیلتر LCL و جبران‌ساز پیش‌فاز

در این قسمت نتایج شبیه‌سازی مربوط به انتقال توان پیل سوختی از طریق اینورتر با فیلتر LCL به شبکه ضعیف ارائه شده است. پارامترهای اصلی اینورتر تک‌فاز متصل به شبکه با فیلتر LCL در جدول ۲ آورده شده است. پیل سوختی شبیه‌سازی‌شده از نوع PEMFC با توان ۶ KW و ولتاژ ۴۵V است. برای مدل‌سازی شرایط فوق و تأیید صحت عملکرد سیستم کنترلی بدترین حالت امپدانس شبکه یعنی سلفی خالص با مقدار ۲/۶mH در نظر گرفته شده و همچنین نتایج شرایطی که امپدانس شبکه برابر ۰mH است نیز در ارائه شده است. از آنجا که توان تزریقی پیل سوختی به شبکه به تغییرات نرخ شارش سوخت حساس است؛ برای بررسی پایداری سیستم به تغییرات نرخ شارش سوخت، این پارامتر در بازهٔ زمانی [۱/۵ و ۱] ثانیه به میزان ۲۰ درصد کاهش یافته و سپس به میزان قبلی بازگشته است.

در شکل ۱۰ نرخ شارش سوخت، جریان و ولتاژ تولیدی توسط پیل سوختی نشان داده شده است. به منظور اعمال کاهش ۲۰ درصدی توان تولیدی پیل سوختی و بررسی عملکرد سیستم بهساز توان پیل سوختی متصل به شبکه، در بازهٔ زمانی [۱/۵ و ۱]، نرخ شارش سوخت بر اساس شکل ۱۰ الف به میزان ۲۰ درصد کاهش پیدا کرده است و پیرو آن جریان تولیدی توسط پیل سوختی حدود ۱۰ درصد یعنی از حدود ۱۱۶ آمپر به حدود ۱۰۴ آمپر کاهش یافته است. ولتاژ تولیدی توسط پیل سوختی در شکل ۱۰ ب نمایش داده شده است. با کاهش نرخ شارش سوخت، ولتاژ تولیدی پیل سوختی حدود ۱۲ درصد کاهش یافته و از ۵۳ ولت به ۴۶/۵ ولت رسیده است. کاهش ولتاژ و جریان تولیدی پیل سوختی به کاهش حدود ۲۰ درصدی توان تولیدی آن منجر شده است. سطح ولتاژ تولیدشده توسط پیل سوختی بر اساس شکل ۱۰ ج پایین است.

جدول ۲. پارامترهای اصلی اینورتر تکفاز متصل به شبکه با فیلتر LCL

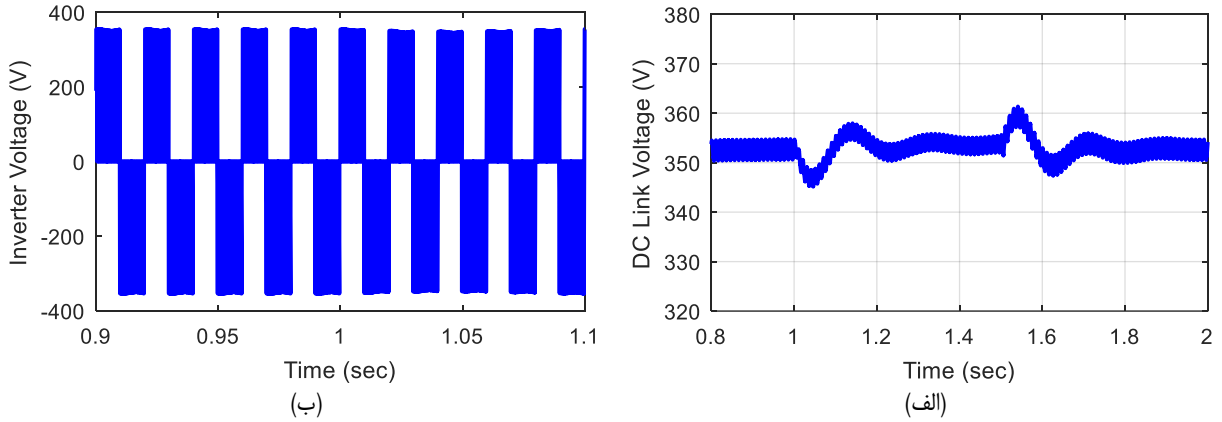
پارامتر	مقدار	پارامتر	مقدار
سلف سمت اینورتر (L_1)	۸۶۰ µH	ولتاژ شبکه (V_g)	۲۲۰V
سلف سمت شبکه (L_2)	۹۵ µH	توان خروجی (P_o)	۹/۲ kW
خازن فیلتر (C)	۷ µf	فرکانس مؤلفهٔ اصلی (f_o)	۵۰ Hz
خازن لینک DC (C_{DC})	۶۰۰۰ µf	فرکانس کلیدزنی (f_{sw})	۱۵ kHz
دامنهٔ موج حامل مثلثی (V_{tri})	۳ V	فرکانس تشدید سیستم (f_r)	۵ kHz
ضریب جریان شبکه (H_{i2})	۰/۱۵	فرکانس نمونه‌برداری f_s	۳۰ kHz
ضریب جریان خازن (H'_{i1})	۰/۰۶۱	جبران‌ساز پیش‌فاز (b)	۰/۸



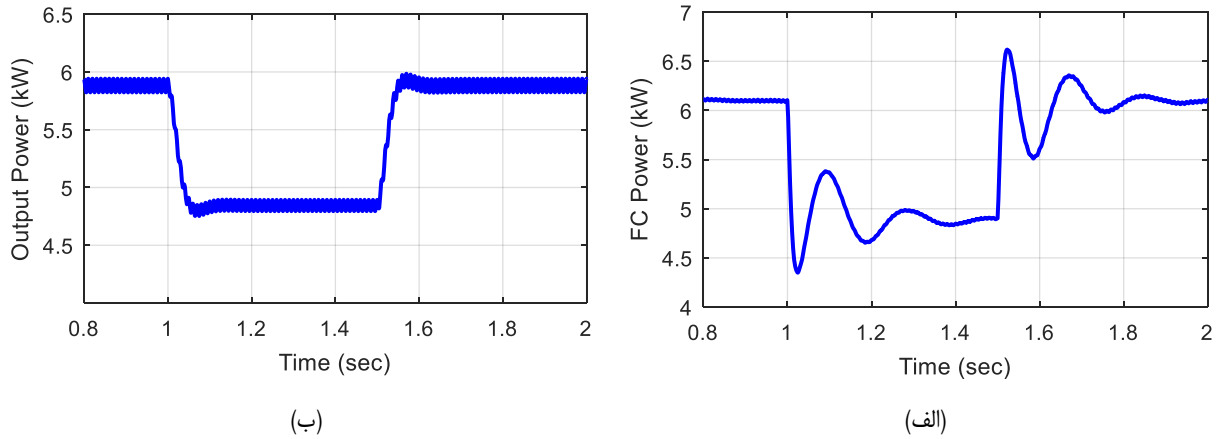
شکل ۱۰. (الف) نرخ شارش سوخت و هوا، (ب) جریان تولیدی توسط پیل سوختی، (ج) ولتاژ تولیدی توسط پیل سوختی

به منظور انطباق ولتاژ تولیدی پیل سوختی با نیازمندی‌های شبکهٔ قدرت، یک مبدل بوست برای افزایش سطح ولتاژ تولیدشدهٔ آن استفاده می‌شود. ولتاژ لینک DC اینورتر که همان ولتاژ خروجی مبدل بوست است، همراه با ولتاژ خروجی اینورتر در شکل ۱۱ آورده شده است. با توجه به شکل ۱۱ الف واضح است که ولتاژ لینک DC به مقدار مرجع آن که روی ۳۵۵ ولت تنظیم شده نزدیک بوده و ریپل ولتاژ لینک DC خروجی مبدل بوست بسیار پایین است. همچنین مشخص است که در بازهٔ زمانی [۱/۵ و ۱] تغییرات ولتاژ لینک DC بسیار کم است و کنترل‌کنندهٔ ولتاژ لینک DC به‌خوبی عمل می‌کند. در شکل ۱۱ ب ولتاژ خروجی اینورتر نمایش داده شده است. روش کلیدزنی مدولاسیون پهنای پالس سینوسی تک‌قطبی برای اینورتر در نظر گرفته شده و با توجه به تثبیت ولتاژ لینک DC، ولتاژ خروجی اینورتر نیز دامنهٔ مناسب و بدون تغییری را نشان می‌دهد.

توان تولیدی پیل سوختی و همچنین توان تزریقی به شبکه توسط سیستم بهساز توان پیل سوختی در شکل ۱۲ نمایش داده شده است. بر اساس این شکل، پیل سوختی توان حدود ۶۱۰۰ وات را تولید می‌کند که با کاهش شارش سوخت، توان آن به حدود ۴۹۰۰ وات کاهش می‌یابد. توان تزریقی سیستم تحت مطالعه به شبکه در شرایط نامی حدود ۵۹۵۰ وات است که با کاهش شارش سوخت به ۴۸۰۰ وات رسیده است. پیل سوختی در مقایسه با آرایهٔ خورشیدی دینامیک کندتری دارد و از این‌رو با تغییر شارش سوخت، تا رسیدن به شرایط پایدار جدید، یک میزان زمان نیاز است. البته این نوسانات در توان تزریقی به شبکه مشاهده نمی‌شود. خازن لینک DC به عنوان رابط بین پیل سوختی و شبکه عمل می‌کند و مانع انتقال نوسانات گذرای سمت پیل سوختی به سمت شبکه می‌شود.



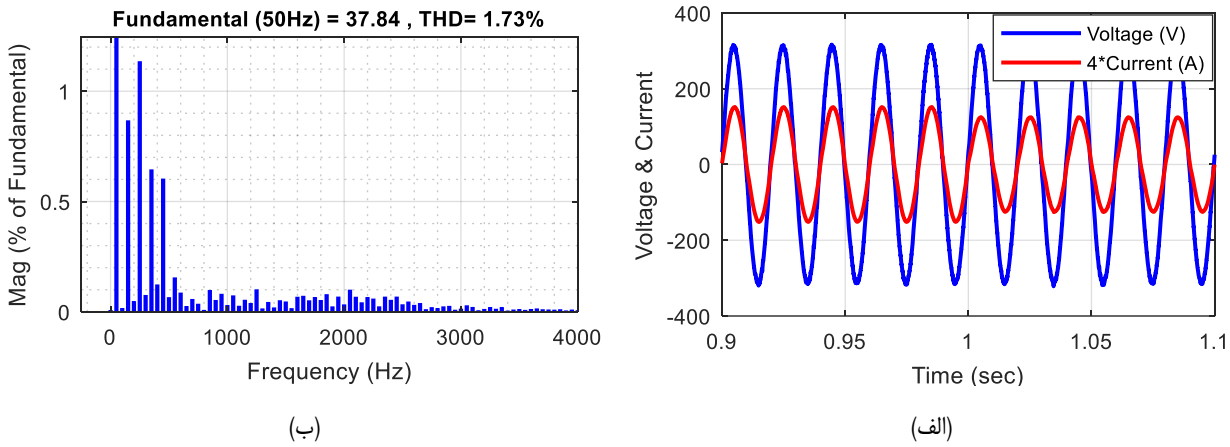
شکل ۱۱. (الف) ولتاژ لینک DC یا ولتاژ خروجی مبدل بوست، (ب) ولتاژ تولیدی اینورتر



شکل ۱۲. توانهای تولیدی و تزریقی به شبکه، (الف) توان تولیدی پیل سوختی، (ب) توان تزریقی به شبکه

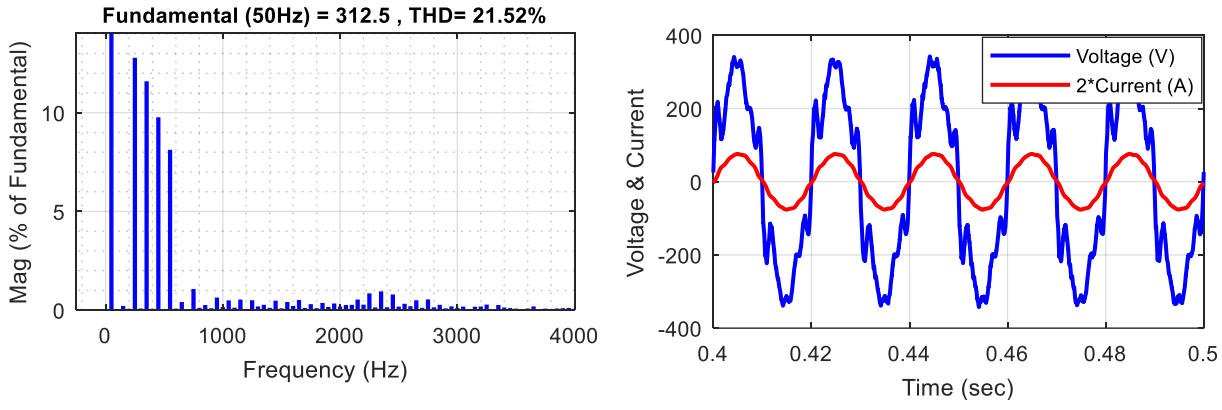
یکی از اهداف مهم سیستم‌های بهساز توان متصل به شبکه، تزریق جریان با کیفیت بالا به شبکه است. در شکل ۱۳ الف ولتاژ نقطهٔ اتصال مشترک و جریان تزریقی سیستم بهساز توان پیل سوختی تحت مطالعه به شبکه نشان داده شده است. بر اساس شکل ۱۳ ب کیفیت جریان تزریقی بسیار مناسب بوده و اعوجاج کل هارمونیکی آن ۱/۷۳ درصد حاصل شده است. بخش قابل توجه هارمونیک ناچیز موجود در جریان تزریقی به شبکه، هارمونیک مرتبه پایین است که ناشی از نوسانات و اعوجاجات خروجی پیل سوختی است. همفاز بودن جریان تزریقی به شبکه با ولتاژ به منظور حصول ضریب توان واحد و کیفیت بسیار مناسب جریان از شکل ۱۳ قابل مشاهده است. در ضمن در لحظه t = 1 sec کاهش شارش سوخت اتفاق افتاده و این تغییر ناگهانی تأثیری در عملکرد و کیفیت جریان تزریقی به شبکه نگذاشته و فقط دامنهٔ جریان تزریقی به شبکه معادل ۲۰ درصد و از ۳۷/۵ آمپر به ۳۰ آمپر کاهش یافته است. بر اساس استاندارد IEEE-1547 کیفیت جریان تزریقی به شبکهٔ فشار ضعیف باید به حدی باشد که میزان THD جریان کمتر از ۵ درصد و میزان هر یک از مرتبه‌های هارمونیکی کمتر از ۳ درصد باشد. با ارائهٔ

کیفیت جریان تزریقی به شبکه که برابر با ۱/۷۳ درصد حاصل شده است، عملاً مدل‌سازی و کنترل ارائه‌شده در این تحقیق صحت‌سنجی لازم را دارد.

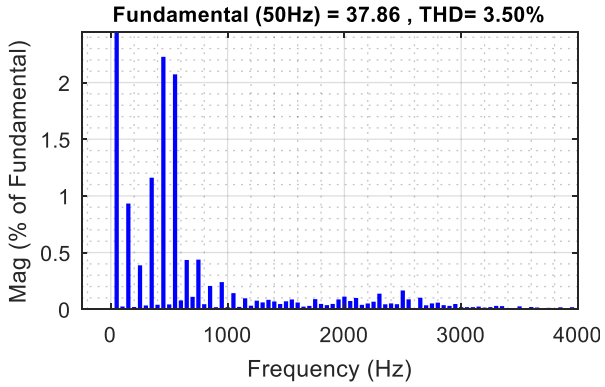


(ب) (الف)

شکل ۱۳. (الف) ولتاژ نقطه اتصال مشترک و جریان تزریقی به شبکه، (ب) طیف هارمونیکی جریان تزریقی به شبکه



(ب) (الف)



(ج)

شکل ۱٤. (الف) ولتاژ آلوده هارمونیکی نقطه اتصال مشترک و جریان تزریقی به شبکه، (ب) اعوجاج هارمونیکی ولتاژ نقطهٔ اتصال مشترک، (ج) اعوجاج هارمونیکی جریان تزریقی به شبکه

یکی از مشخصات شبکه‌های ضعیف علاوه بر محدودهٔ وسیع تغییر امپدانس چنین شبکه‌هایی، احتمال وجود هارمونیک زیاد در نقطهٔ اتصال مشترک اینورتر است. اندازهٔ زیاد امپدانس شبکه در شبیه‌سازی‌های قبلی مورد بررسی قرار گرفت و تمامی نتایج

شبیه‌سازی برای امپدانس سلفی خالص برابر با $L_g = 2.6$ mH مورد ارزیابی قرار گرفت. به منظور بررسی عملکرد سیستم بهساز توان پیل سوختی متصل به شبکهٔ پیشنهادی در شرایط هارمونیکی، ولتاژ شبکه حاوی درصد بالایی هارمونیک‌های مرتبه پایین در نظر گرفته شده و ولتاژ نقطهٔ اتصال مشترک با اعوجاج هارمونیکی زیاد شبیه‌سازی شده است. در شکل ۱۴ ولتاژ نقطهٔ اتصال مشترک هارمونیکی و میزان اعوجاج آن نمایش داده شده است. در چنین شرایطی، روش کنترل پیشنهادی قادر به حفظ پایداری سیستم بهسار توان پیل سوختی بوده و جریان با کیفیت مناسب به شبکه تزریق می‌کند. میزان اعوجاج هارمونیکی جریان تزریقی در شبکهٔ آلوده به هارمونیک ۳/۵ درصد حاصل شده که مقدار بسیار مناسب برای چنین شبکه‌ای است. شکل ۱۴ الف، ولتاژ آلودهٔ هارمونیکی نقطهٔ اتصال مشترک و جریان تزریقی به شبکه در چنین شرایطی، شکل ۱۴ ب اعوجاج هارمونیکی ولتاژ نقطهٔ اتصال مشترک و شکل ۱۴ ج اعوجاج هارمونیکی جریان تزریقی به شبکه را نمایش می‌دهد.

۶. نتیجه‌گیری

برای انتقال توان پیل‌های سوختی متصل به شبکه‌های فشار ضعیف از اینورترهای منبع ولتاژ استفاده می‌شود. اینورترهای منبع ولتاژ متصل به شبکه با فیلتر LCL با میرایی فعال فیدبک جریان خازنی دارای مشکل تأخیر کنترل دیجیتالی است. با توجه به اینکه سیستم‌های فشار ضعیف به امپدانس شبکه حساس هستند، اگر امپدانس شبکه تغییرات زیادی داشته باشد، تأخیرهای کنترلی ممکن است باعث ناپایداری سیستم شود. برای حل این مشکل یک جبران‌ساز پیش‌فاز در مسیر فیدبک جریان خازنی پیشنهاد شده است. فیدبک جریان خازنی به همراه جبران‌ساز پیش‌فاز فرکانس مرزی را از $f_s/6$ تقریبا به $f_s/4$ افزایش داده، علاوه بر آن ناحیه فرکانس ممنوع تشدید فیلتر LCL را نیز کاهش می‌دهد و یا حذف می‌کند. برای اطمینان از صحت عملکرد روش پیشنهادی یک روش گام‌به‌گام برای طراحی جبران‌ساز پیش‌فاز و پارامترهای تنظیم‌کنندهٔ جریان و فیدبک جریان خازنی ارائه شده است. نتایج شبیه‌سازی سیستم بهساز توان پیل سوختی متصل به شبکهٔ ضعیف با روش کنترل پیشنهادی نشان می‌دهد که پایداری سیستم پیل سوختی متصل به شبکه با تغییرات امپدانس شبکه حفظ شده و کیفیت جریان تزریقی به شبکه ضعیف حتی در شبکهٔ آلودهٔ هارمونیکی نیز بسیار مناسب است.

منابع

[1] Hosseinpour M, Dastgiri A, Shahparasti M. Design and Analysis of a Power Quality Improvement System for Photovoltaic Generation Based on LCL-Type Grid Connected Inverter. *International Journal of Engineering*. 2024;37(2):252-267.

[2] Mahmud MR, Pota HR. Robust nonlinear controller design for DC–AC converter in grid-connected fuel cell system. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics*. 2022;3(2):342-351.

[3] Zhang Z, He H, Wang Y, Quan S, Chen J, Han R. A novel generalized prognostic method of proton exchange membrane fuel cell using multi-point estimation under various operating conditions. *Applied Energy*. 2024;357:p.122519.

[4] Hosseinpour M, Sabetfar T, Shahparasti M. Grid-tied PEMFC power conditioning system based on capacitor voltage thorough feedback procedure in a weak and harmonics-polluted network. *Energy Science & Engineering*. 2024; 12(1): 149-167.

[5] Manoo MU, Shaikh F, Kumar L, Arıcı M. Comparative techno-economic analysis of various stand-alone and grid connected (solar/wind/fuel cell) renewable energy systems. *International Journal of Hydrogen Energy*. 2024;52:397-414.

[6] Han B, Bai C, Lee JS, Kim M. Repetitive controller of capacitor-less current-fed dual-half-bridge converter for grid-connected fuel cell system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2018;65(10):7841-7855.

[7] Sabir A. A PLL-free robust control scheme with application to grid-connected fuel cell DGs under balanced and unbalanced conditions. *Sustainable Energy Technologies and Assessments*. 2019;31:64-76.

[8] Baltacı K, Ertekin D, Bayrak G. Design and experimental validation of an artificial neural network-SVPWM controller for a novel micro grid-tied fuel cell-based 3-phase boost inverter. *International Journal of Hydrogen Energy*. 2024;52:1247-1265.

[9] Rasekh N, Hosseinpour M. LCL filter design and robust converter side current feedback control for grid-connected Proton Exchange Membrane Fuel Cell system. *International Journal of Hydrogen Energy*. 2020; 45(23):13055-13067.

[10] Mahmoudian A, Garmabdari R, Bai F, Guerrero JM, Mousavizade M, Lu J. Adaptive power-sharing strategy in hybrid AC/DC microgrid for enhancing voltage and frequency regulation. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*. 2024;156:109696.

[11] Aalizadeh F, Hosseinpour M, Dejamkhooy A, Shayeghi H. Two-stage control for small-signal modeling and power conditioning of grid- connected quasi-Z-Source inverter with LCL filter for photovoltaic generation. *Journal of Operation and Automation in Power Engineering*. 2021;9(3):242-55.

[12] Hosseinpour M, Sabetfar T, Dejamkhooy A, Shahparasti M. Design and control of LCL-type grid-tied PV power conditioning system based on inverter and grid side currents double feedback. *International Journal of Modelling and Simulation*. 2023;28:1-21.

[13] N Rasekh N, Hosseinpour M, Dejamkhooy A, Akbarimajd A. Robust power conditioning system based on LCL-type quasi-Y-source inverter for grid connection of photovoltaic arrays. *International Journal of Automation and Control*. 2021;15(6):692-709.

[14] Rasekh N, Hosseinpour M. Adequate tuning of LCL filter for robust performance of converter side current feedback control of grid connected modified–Y-source inverter. *International Journal of Industrial Electronics Control and Optimization.* 2020;3(3):365-78.

[15] Hosseinpour M, Asad M, Rasekh N. A step-by-step design procedure of a robust control design for grid-connected inverter by LCL filter in a weak and harmonically distorted grid. *Iranian Journal of Science and Technology, Transactions of Electrical Engineering*. 2021;45:843-59.

[16] Wang X, Blaabjerg F, Loh PC. Grid-current-feedback active damping for LCL resonance in grid-connected voltage-source converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2015;31(1):213-23.

[17] Li X, Fang J, Tang Y, Wu X, Geng Y. Capacitor-voltage feedforward with full delay compensation to improve weak grids adaptability of LCL-filtered grid-connected converters for distributed generation systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2017;33(1):749-64.

[18] Rasekh N, Rahimian MM, Hosseinpour M, Dejamkhooy A, Akbarimajd A. A step by step design procedure of PR controller and capacitor current feedback active damping for a LCL-type grid-tied T-type inverter. In2019 *10th International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC)* 2019 Feb 12 (pp. 612-617).

[19] Busada CA, Jorge SG, Solsona JA. Full-state feedback equivalent controller for active damping in $ LCL $-filtered grid-connected inverters using a reduced number of sensors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2015;62(10):5993-6002.

[20] Hosseinpour M, Rasekh N. A single-phase grid-tied PV based trans-z-source inverter utilizing LCL filter and grid side current active damping. *Journal of Energy Management and Technology*. 2019;3(3):67-77.

[21] Upadhyay N, Padhy NP, Agarwal P. Grid-Current Control With Inverter-Current Feedback Active Damping for LCL Grid-Connected Inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2024;60(1):1738-1749.
[22] B Wang B, Xu Y, Shen Z, Zou J, Li C, Liu H. Current control of grid-connected inverter with LCL filter based on extended-state observer estimations using single sensor and achieving improved robust observation dynamics. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2017;64(7):5428-39.
[23] López-Alcolea FJ, Molina-Martínez EJ, Torres AP, Vázquez J, Roncero-Sánchez P. 2DOF-based current controller for single-phase grid-connected voltage source inverter applications. *Applied Energy*. 2023;342:121179.
[24] Campos BF, Rolim LG, Encarnação LF, Tricarico TC. Delay Compensation on Optimal Switching Vector Model Predictive Control Applied to a Grid-Forming Inverter with an Output LC Filter in an Islanded Microgrid. In2023 *15th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)* 2023 Nov 22 (pp. 1410-1417).
[25] Huang M, Wang X, Loh PC, Blaabjerg F. LLCL-filtered grid converter with improved stability and robustness. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2015;31(5):3958-67.
[26] Pan D, Ruan X, Bao C, Li W, Wang X. Capacitor-current-feedback active damping with reduced computation delay for improving robustness of LCL-type grid-connected inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2014;29(7):3414-27.
[27] Hosseinpour M, Kholousi A, Poulad A. A robust controller design procedure for LCL-type grid-tied proton exchange membrane fuel cell system in harmonics-polluted network. *Energy Science & Engineering*. 2022;10(10):3798-818.
[28] Y He Y, Wang X, Ruan X, Pan D, Xu X, Liu F. Capacitor-current proportional-integral positive feedback active damping for LCL-type grid-connected inverter to achieve high robustness against grid impedance variation. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2019;34(12):12423-36.
[29] Chen C, Xiong J, Wan Z, Lei J, Zhang K. A time delay compensation method based on area equivalence for active damping of an LCL-type converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2016;32(1):762-72.
[30] İnci M. Active/reactive energy control scheme for grid-connected fuel cell system with local inductive loads. *Energy*. 2020;197:117191.
[31] Wang X, Bao C, Ruan X, Li W, Pan D. Design considerations of digitally controlled LCL-filtered inverter with capacitor-current-feedback active damping. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*. 2014;2(4):972-84.
[32] Li Y, Gao J, Zhang Z, Wang Q. Model-Based and Model-Free Predictive Active Damping for LCL-Type Active-Front-End Rectifiers. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2024 Jan 8.
[33] Zhang L, Ruan X, Ren X. Second-harmonic current reduction and dynamic performance improvement in the two-stage inverters: An output impedance perspective. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2014;62(1):394-404.