Iranian Electric Industry Journal
Quality & Productivity
P.P 29-43

Vol. 14/ No. 2/ Summer 2025
ISSN 2322-2344
EISSN 2717-1639

Stability Improvement of LCL-Based Fuel Cell Power Quality Enhancement System Utilizing Phase Compensation of Current Regulator

Majid Hosseinpour[1], Rasoul Akbari[1], Mahdi Shahparasti[2]

[1]*Department of Electrical Engineering, University of Mohaghegh Ardabili, Ardabil, Iran,*

[3]*School of Technology and Innovations, University of Vaasa, Vaasa, Finland,*

Abstract:

Grid-connected inverters are key devices for transferring power from distributed generation systems and renewable energy sources to the grid. To suppress current harmonics and enhance the quality of the injected power, various filters are employed, among which the LCL filter is widely used. However, due to the inherent resonance of the LCL filter, the variable impedance of weak grids can introduce disturbances at the inverter output, ultimately leading to system instability. The objective of this paper is to improve the power quality of a fuel-cell-based grid-connected system employing an LCL filter, using a control strategy based on grid-current feedback and active damping of the capacitor current. In this study, a grid-connected fuel cell power-conditioning system with an LCL filter is analyzed. The stable and passive behavior of the system is evaluated while considering the influence of current regulator phase delay. Furthermore, the design procedure and simulation results of the system under study are presented in detail.

The system under study is composed of an inverter is employed to connect the fuel cell to the grid. To eliminate the dominant harmonics at the inverter output, an LCL filter is implemented. The inverter control strategy incorporates grid-current feedback and active damping of the capacitor current. The filter parameters L_1, C, and L_2 correspond to the inverter-side inductor, filter capacitor, and grid-side inductor of the LCL filter, respectively. The grid impedance, which includes the transmission lines, transformer, and power factor correction capacitor, is modeled by an equivalent parallel L_g-C_g circuit. Since the output voltage of the fuel cell is insufficient for direct grid connection, a DC–DC converter is employed to step up the voltage level. Considering the characteristics of the fuel cell, this converter must operate with a continuous input current with very low ripple.In the current control loop, the grid current i_{L2} is regulated to be sinusoidal and synchronized with the point of common coupling (PCC) voltage. The PCC voltage (v_{PCC}) is measured through a phase-locked loop (PLL) to ensure synchronization, where θ represents the detected grid voltage angle. This angle θ, combined with the reference current amplitude I^*, is used to generate the current reference (i_{ref}). The error signal between i_{L2} and i_{ref} is processed by the current regulator G_i. To damp the resonance of the LCL filter, the capacitor current feedback (i_C) is fed back with a damping factor k_d. Finally, the outputs of the current regulator G_i and the active damping term are combined to generate the modulation signal v_M. Using digital pulse-width modulation (PWM), the corresponding gate signals for the power switches are produced. The proportional–resonant current regulator is denoted by G_i.To validate the accuracy of the theoretical analysis and the feasibility of the proposed control strategy, the required simulations have been carried out. The output power of the grid-connected fuel cell power-conditioning system is considered to be approximately 8.5 kW. In the first stage, the fuel cell voltage is boosted by means of a DC–DC boost converter. Subsequently, the DC-link voltage is injected into the grid through a grid-connected inverter equipped with an LCL filter. The inverter control strategy is based on grid-current regulation combined with active damping of the capacitor current. Moreover, to compensate for the phase delay in the control system, a phase-delay compensator is employed to enhance the quality of the injected power. To demonstrate the dynamic behavior of the studied system, the fuel cell input fuel flow is varied dynamically, so that the accuracy and effectiveness of the control strategy in injecting power proportional to the fuel cell's generated power can be evaluated. Under full fuel flow, the system produces approximately 5.8 kW. When the fuel flow is reduced by 20%, the output power decreases to about 4.65 kW. Once the fuel flow is increased again, the generated power returns to its nominal value with appropriate dynamic performance.

Keywords: Grid-connected inverter, Fuel cell, Active damping, Phase compensator

Date of sending: 2024/10/03
Acceptance date: 2025/08/08

Corresponding author's name: Majid Hosseinpour
Corresponding author's address: [1]Department of Electrical Engineering, University of Mohaghegh Ardabili, Ardabil, Iran

[Downloaded from ieijqp.ir on 2025-11-17]

Iranian Electric Industry Journal
Quality & Productivity
ص.ص 43-29

Vol. 14 / No. 2/ Summer 2025
ISSN 2322-2344
EISSN 2717-1639

بهبود پایداری سیستم بهساز توان پیل سوختی متصل به شبکه با فیلتر LCL با جبرانسازی فاز کنترل‌کننده جریان

نوع مطالعه: پژوهشی

مجید حسین پور[۱]، رسول اکبری[۲]، مهدی شاهپرستی[۳]

۱- دانشیار - گروه مهندسی برق- دانشگاه محقق اردبیلی – اردبیل - ایران
hoseinpour.majid@uma.ac.ir
۲- دانشجوی دکتری - گروه مهندسی برق- دانشگاه محقق اردبیلی- اردبیل- ایران
rasoul.akbari@uma.ac.ir
۳- استادیار - دانشکده فناوری و نوآوری- دانشگاه واسا – واسا - فنلاند
mahdi.shahparasti@univaasa.fi

چکیده: اینورترهای متصل به شبکه در اتصال منابع تولید پراکنده و منابع انرژی تجدیدپذیر به شبکه نقش اساسی ایفا می‌کنند. جهت افزایش کیفیت توان تزریقی به شبکه از فیلترهای مختلف از جمله فیلتر LCL استفاده می‌شود. در کنار تشدید ذاتی فیلتر LCL، شبکه ضعیف با امپدانس شبکه متغیر منجر به ناپایداری سیستم انتقال توان می‌شود. هدف این مقاله، بهبود کیفیت توان تزریقی پیل سوختی متصل به شبکه مبتنی بر فیلتر LCL با کنترل مبتنی بر فیدبک جریان شبکه و میرایی فعال جریان خازن است. اگرچه از نظر تئوری میرایی فعال می‌تواند رفتار پسیو اینورتر متصل به شبکه را تضمین کند، اما عملکرد سیستم هم به تاخیر فاز کنترل‌کننده جریان و هم به نوسانات پارامترهای فیلتر حساس است. برای کنترل این دو عامل، جبران‌ساز فاز مناسب برای افزایش رفتار انفعالی پیشنهاد شده است. در این مقاله سیستم بهساز توان پیل سوختی متصل به شبکه با فیلتر LCL با کنترل مبتنی بر جریان شبکه و میرایی فعال جریان خازن مورد مطالعه قرار گرفته و عملکرد انفعالی و پایدار این سیستم با در نظر گرفتن تاثیر تاخیر فاز تنظیم کننده جریان مورد ارزیابی قرار گرفته است. روند طراحی سیستماتیک پارامترهای سیستم کنترل با جزئیات لازم بیان شده و عملکرد انفعالی سیستم متصل به شبکه مورد ارزیابی قرار گرفته است. نتایج شبیه‌سازی سیستم بهساز توان پیل سوختی متصل به شبکه نشانگر تزریق جریان با کیفیت بسیار مناسب و رفتار انفعالی سیستم تحت تغییرات امپدانس شبکه ضعیف است.

واژه‌های کلیدی: اینورتر متصل به شبکه، پیل سوختی، میرایی فعال، جبرانساز فاز

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۳/۰۷/۱۲

تاریخ پذیرش مقاله : ۱۴۰۴/۰۵/۱۷

نام نویسنده‌ی مسئول: دکتر مجید حسین‌پور

نشانی نویسنده‌ی مسئول: اردبیل- خیابان دانشگاه- دانشگاه محقق اردبیلی- دانشکده فنی و مهندسی- گروه قدرت

[Downloaded from ieijqp.ir on 2025-11-17]

۱- مقدمه

استفاده بی‌رویه از انرژی‌های سنتی با عث آ لودگی زی ست محی طی و نگرانی‌های مانند انت شار گاز های گلخا نه‌ای، ا ثرات جوی و سلامت عمومی می‌شوند. به منظور کاهش وابستگی به انرژی‌های تجدیدناپذیر، بررسی و ا ستفاده از تجه یزات انرژی های تجدید پذیر و پاک ماند آرایه‌های خورشیدی، توربین‌های بادی، پیل‌های سوختی و ... به تدریج مورد تو جه قرار گرفت ه ا ست (حسین‌پور و ثا بت‌فر، ۱۴۰۲)، (Hosseinpour, et al, 2024). پیل سوختی یکی از انرژی‌های جایگزین سازگار با محیط زیست و ارزان قیمت است. پیل سوختی ابزاری ا ست که ا نرژی شیمیایی را از طر یق فرآی ند الکترو شیمیایی به ا نرژی الکتریکی تبدیل می‌کند (Ben Hamad,et al,2021).

پیل‌های سوختی در م حدوده کم تر از کی لووات تا چ ندین م گاوات توانایی تولید توان الکتری کی را دارا ه ستند. ا نواع مخت لف پیل های سوختی شامل پیل سوختی کربن مذاب (MCFC)، پیل سوختی ا سید فس فریک (PAFC)، پ یل سوختی م تانول م ستقیم (DMFC)، پ یل سوختی قلیایی (DMFC)، پیل سوختی اکسید جامد (SOFC) و سلول سوختی غشایی تبادل پروتون (PEMFC) ا ست (Rasekh et al,2020). منبع سوخت پ یل سوختی که مم کن ا ست از ه یدروژن یا یک هیدروکربن ساده تشکیل شده باشد، برای تولید الکتریسیته به صورت الکترو شیمیایی اک سید می شود. پیل های سوختی می‌توان ند بازده الکتریکی بالایی را در طیف وسیعی از اندازه‌ها و شرایط بار ارائه دهند. از آنجایی که پیل سوختی را می‌توان در اندازه‌های کوچک پیاده سازی کرد، می‌توان آن‌ها را نزدیک به بارهای الکتریکی قرار داد تا از تل فات انرژی جلوگیری شده و در نتیجه بازده کل سیستم افزایش پ یدا ک ند (Tariq et al, 2024).

سطح ولتاژ تولیدی پیل سوختی م قدار ک می بوده و قابل یت ات صال مستقیم به شبکه فشار ضعیف را ندارد. ب نابراین در مرح له اول ج هت افزایش ولتاژ تولید شده توسط پیل سوختی ن یاز به م بدل DC-DC می‌باشد و در مرحله بعد جهت اتصال به شبکه نیاز به م بدل DC-AC است (Qasem et al,2024). در کاربردهای عم لی، ای نورتر مت صل به شبکه با فیلتر LCL به دلیل توانایی تضعیف هارمون یک به تر و ح جم کم تر (Rodriguez et al,2019, Hosseinpour et al, 2023; Hosseinpour et al, 2022;Chen et al, 2023;) به طور گ سترده مورد استفاده قرار گرفته است. در کنار قابلیت مناسب فیلتر LCL در کاهش هارمونیک‌های اینورتر، وجود یک تشدید ذاتی در فیلتر LCL خرو جی اینورتر چالش‌هایی را ایجاد می‌کند(Hosseinpour et al, 2021). از این رو طیف وسیعی از روش‌های میرا یی که غال با مبت نی بر روش های میرایی فعال هستند و منجر به تلفات توان نمی‌شوند؛ تو سعه یافته‌اند (Ali et al, 2024). روش های میرا یی ف عال را می توان به دو د سته تقسیم کرد: ۱- روش مبتنی بر متغیر حالت، ۲- روش بدون سن سور. در حالت اول متغیرهای کنترلی به حلقه فیدبک جریان سمت شبکه ا ضافه می شوند (Liu et al, 2024). در روش اول برای حس کردن متغیرهای کنترلی به سنسورهای بیشتری نیاز است (Liu et al, 2020; Rodriguez-Diaz et al, 2019). روش دوم شامل حالت های مخت لف شامل مبتنی بر حسگر (Awal et al, 2019)، مبتنی بر انفعال (Awal et al, 2019; Yu et al, 2019; Wang et al, 2017)، و مبت نی بر فیل تر (Awal et al, 2022; Yao et al, 2017; Fang et al, 2021) ا ست که ایمنی بهتر و هزینه کمتر را به همراه دارد.

یکی از مشخصه‌های شبکه ضعیف امپدانس متغیر است که باعث ایجاد اختلال و حتی ناپایداری اینورتر متصل به شبکه می‌شود. برای حل این مشکل روش مبتنی بر امپدانس یک رویکرد جذاب ا ست (Yao et al, 2020; Sun et al, 2011; Li et al, 2020 Wang et al, 2019). اسا سا، روش مبتنی بر امپدانس، منجر به رفتار انفعالی و پایدار خروجی اینورتر نسبت به شبکه می‌شود. اگر ام پدانس خرو جی ای نورتر پ سیو با شد، می‌توان پایداری اینورتر را بدون تو جه به ام پدانس شبکه ت ضمین کرد(Xie et al, 2020; Serrano-Delgado et al, 2021). در یک سیستم تجدیدپذیر مق یاس بزرگ، ا گر ام پدانس خرو جی ای نورتر به طور یکنواخت دارای رفتار انفعالی باشد، عملکرد سیستم تحت هر شرایطی پایدار خواهد ماند. در مرا جع (Awal et al, 2020; Awal et al, 2020; Wu et al, 2020; Akhavan et al, 2020; Rodriguez et al, 2019; Yang et al, 2021) طرح های کنتر لی مت نوعی مبت نی بر عمل کرد انفعالی اینورتر متصل به شبکه پیشنهاد شده است. در مرجع (Zhang et al, 2019) یک روش طراحی مبتنی بر فیدبک ول تاژ خازن با یک فیلتر پایین‌گذر برای د ستیابی به عمل کرد انف عالی خرو جی ای نورتر متصل به شبکه با فیلتر LCL در حضور فیدبک جر یان سمت شبکه اع مال شده ا ست. در مر جع (Bai et al, 2017) ول تاژ نق طه ات صال مشترک از طریق یک فیلتر پایین‌گذر و یک فیلتر دو ربعی برای جبران اثر تاخیر کنترل دیجیتال ا ستفاده شده ا ست که عمل کرد انف عالی اینورتر متصل به شبکه با فیل ترLCL را در ح ضور ف یدبک جر یان سمت شبکه تضمین می‌کند.

اگر چه روش های مبت نی بر ام پدانس پا یداری سی ستم را ت ضمین می‌کنند، ولی در این روش‌ها تاخیر فاز تنظیم‌کننده جر یان به ندرت مورد بررسی قرار گرفته ا ست. در ع مل، به من ظور ح صول عمل کرد کنترلی مطلوب تاخیر فاز تنظیم‌کن نده جر یان بای ستی مدنظر قرار گیرد. در مرجع (Yao et al, 2019) از فیلتر دیجیتال برای میرایی فعال و کاهش تاثیر تاخیر فاز کنترل دیجیتال استفاده شده ا ست. با ا ین حال تأثیر تاخیر فاز تنظیم کننده جریان بر عمل کرد انف عالی ای نورتر متصل به شبکه هنوز مورد ب حث قرار نگرف ته ا ست. در ا ین مقا له سیستم بهساز توان پیل سوختی مت صل به شبکه با فیل تر LCL با کنترل مبتنی بر فیدبک جریان شبکه و میرا یی ف عال جر یان خازن مورد مطالعه قرار گرفته و عملکرد انفعالی و پایدار ا ین سی ستم با در نظر گرفتن تاثیر تاخیر فاز تنظیم کننده جریان ارزیابی شده است.

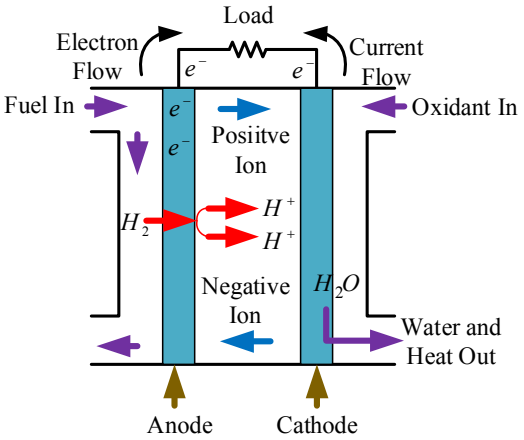
[Downloaded from ieijqp.ir on 2025-11-17]

ادامه این مقاله به شرح زیر است: در بخش دوم اصول عملکردی پیل سوختی و در بخش سوم مدل‌سازی سیستم بهساز توان پیل سوختی متصل به شبکه با کنترل جریان شبکه و میرایی فعال جریان خازن انجام شده است. در بخش چهارم بهره میرایی فعال از طریق تحلیل مبتنی بر عملکرد انفعالی به دست آمده است. سپس تاثیر تغییر پارامترهای فیلتر و تنظیم‌کننده جریان بر روی عملکرد پایدار و انفعالی سیستم تحلیل شده است. در بخش پنجم، جبران تاخیر فاز برای افزایش پایداری سیستم بررسی شده است. در بخش ششم، پایداری داخلی و خارجی بر اساس دو مثال طراحی ارزیابی می‌شود. به منظور صحت سنجی یافته‌های مقاله در بخش هفتم شبیه‌سازی سیستم تحت مطالعه ارائه شده و در نهایت نتیجه‌گیری مقاله در بخش هشتم ارائه شده است.

۲- توصیف و مدل سازی سیستم

۲-۱- اصول عملکردی پیل سوختی

شکل ۱ ساختار پیل سوختی و فرآیند کلی که در آن برای تولید انرژی الکتریکی اتفاق می‌افتد را نشان می‌دهد. پیل سوختی ابزاری است که انرژی شیمیایی را از طریق فرآیند الکتروشیمیایی به انرژی الکتریکی تبدیل می‌کند. پیل‌های سوختی از دو الکترود به نام‌های آند و کاتد تشکیل شده‌اند که از طریق فرایندی الکتریسیته تولید می‌کنند. پیل‌های سوختی حاوی الکترولیت و کاتالیست هستند. نقش الکترولیت جابه‌جایی ذرات باردار بین الکترودها است، در حالی که کاتالیست سرعت واکنش در الکترودها را افزایش می‌دهد. سوخت اصلی پیل سوختی برای تولید الکتریسیته هیدروژن است، اما برای شکل گرفتن واکنش نیاز به اکسیژن نیز می‌باشد (Xun, 2020). یکی از مهم‌ترین



شکل (۱): ساختار پیل سوختی

مزیت‌های پیل های سوختی، تولید الکتریسیته با کمترین میزان آلودگی می‌باشد. در واقع، بیشترین میزان از اکسیژن و هیدروژن ورودی به پیل سوختی، در نهایت به شکل یک محصول فرعی بی‌خطر، یعنی آب، خارج می‌شود. واکنش های شیمیایی که در پیل سوختی در آند و کاتد رخ می‌دهد به شرح زیر است:

۱- واکنش در سمت آند بصورت زیر است:

$$H_2 \rightarrow 2H^+ + 2e^- \quad (۱)$$

۲- واکنش در سمت کاتد بصورت زیر است:

$$\tfrac{1}{2}O_2 + H_2 \rightarrow 2H^+ + 2e^- \rightarrow H_2O \quad (۲)$$

۳- واکنش کل نیز بصورت زیر است:

$$\tfrac{1}{2}O_2 + H_2 \rightarrow 2H^+ + 2e^- \rightarrow H_2O + heat + electricity \quad (۳)$$

در این مقاله انرژی تولیدی توسط پیل سوختی توسط سیستم بهساز توان متصل به شبکه به شبکه الکتریکی انتقال داده می‌شود و طراحی بخش‌های مختلف کنترلی چنین سیستمی مورد تحلیل قرار می‌گیرد.

۲-۲- شرح سیستم تحت مطالعه

شکل ۲ پیکربندی اینورتر پیل سوختی متصل به شبکه را نشان می‌دهد که انرژی تولیدی پیل سوختی را از طریق فیلتر LCL به شبکه انرژی الکتریکی انتقال می‌دهد. پارامترهای L_1، C و L_2 به ترتیب سلف سمت اینورتر، خازن فیلتر و سلف سمت شبکه فیلتر LCL هستند. امپدانس شبکه شامل سلف، کابل‌های انتقال، ترانسفورماتور و خازن مدار تصحیح ضریب توان است که توسط یک مدار معادل Lg-Cg با اتصال موازی نشان داده شده است(Lin et al, 2023). با توجه به اینکه ولتاژ تولیدی پیل سوختی به اندازه‌ای نیست که بتوان آن را به شبکه وصل نمود، از یک مبدل DC-DC برای افزایش سطح ولتاژ استفاده شده است. با توجه به رفتار پیل سوختی، این مبدل باید با جریان ورودی پیوسته با ریپل بسیار کم کار کند.

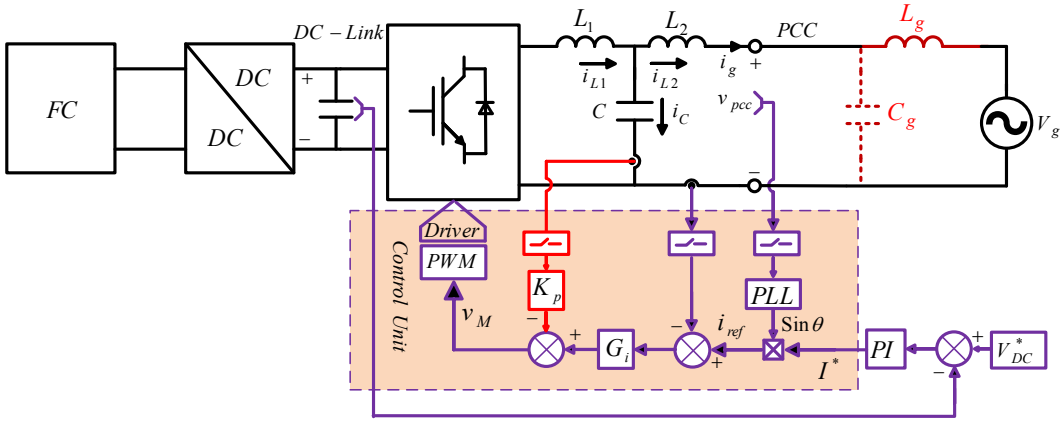
در حلقه کنترل جریان شبکه i_{L2} به صورت سینوسی و هماهنگ با ولتاژ نقطه اتصال مشترک (PCC) کنترل می‌شود. ولتاژ نقطه اتصال مشترک (v_{PCC}) برای همگام‌سازی جریان با ولتاژ شبکه از طریق یک حلقه قفل فاز (PLL) اندازه‌گیری می شود که θ زاویه ردیابی ولتاژ شبکه است. زاویه θ با دامنه جریان مرجع I^* ترکیب می‌شود تا جریان مرجع (i_{ref}) تولید شود. سیگنال خطای i_{L2} و i_{ref} توسط یک تنظیم کننده جریان G_i پردازش می‌شود. برای میرایی تشدید فیلتر LCL فیدبک جریان خازن i_C با یک ضریب میرایی k_d برگشت داده می‌شود. در نهایت خروجی کنترل کننده جریان G_i و ضریب میرایی فعال فیدبک جریان خازن i_C ارسال می‌شود تا سیگنال مدولاسیون v_M تولید شود. از طریق مدولاسیون عرض پالس دیجیتال سیگنال‌های گیت سوئیچ‌های قدرت تولید می شود. تنظیم کننده جریان تناسبی-رزونانسی با نماد G_i نشان داده شده و با رابطه زیر بیان می‌شود که در آن K_p و K_r به ترتیب ضریب تناسبی و رزونانسی هستند و $\omega_o = 2\pi f_o$ فرکانس مولفه اصلی ولتاژ شبکه است.

$$G_i(s) = K_p + \frac{2K_r s}{s^2 + \omega_o^2} \quad (۴)$$

[Downloaded from ieijqp.ir on 2025-11-17]

برای اینورتر متصل به شبکه T_d بیانگر تاخیر زمانی است که با یک و نیم برابر دوره زمانی نمونه‌برداری (T_{samp}) است ($T_d = 1.5T_{samp}$). عبارت معرف تاخیر زمانی در حوزه s مطابق رابطه (۵) است.

$$G_d(s) = e^{-sT_d} = e^{-1.5T_{samp}} \quad (۵)$$



شکل(۲): پیکربندی اینورتر پیل سوختی متصل به شبکه و شمای کنترل جریان شبکه و میرایی فعال جریان خازن

۲-۳- مدلسازی امپدانس خروجی اینورتر پیل سوختی متصل به شبکه

بلوک دیاگرام اینورتر متصل به شبکه مبتنی بر کنترل جریان شبکه و فیدبک تناسبی جریان خازن در شکل ۳-(الف) نشان داده شده است. با اعمال تبدیل‌های معادل می‌توان این بلوک دیاگرام را مطابق شکل ۳-(ب) ساده‌سازی نمود که در این شکل عبارت $G_1(s)$ و $G_2(s)$ مطابق روابط (۶) و (۷) قابل بیان است.

$$G_1(s) = \frac{G_i(s)G_d(s)}{s^2L_1C + sCK_{ad}G_d(s) + 1} \quad (۶)$$

$$G_2(s) = \frac{s^2L_1C + sCK_{ad}G_d(s) + 1}{s^3L_1L_2C + s^2L_2CK_{ad}G_d(s) + s(L_1 + L_2)} \quad (۷)$$

با توجه به شکل ۲-(ب)، تابع تبدیل حلقه باز یا همان بهره حلقه $GH(s)$ را می‌توان مطابق (۸) بیان کرد:

$$GH(s) = G_1(s)G_2(s) \quad (۸)$$

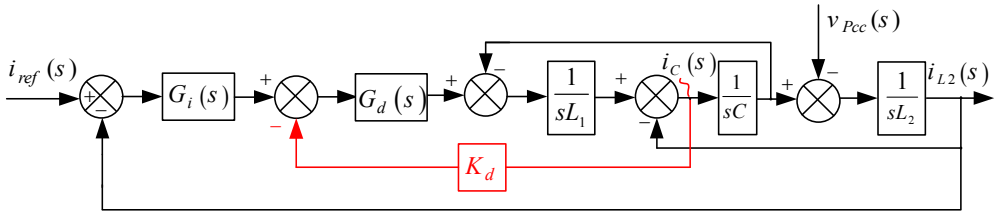
همچنین مطابق شکل ۲-(ب)، جریان شبکه i_{L2} را می‌توان مطابق رابطه (۹) بیان کرد که در آن پارامترهای $i_s(s)$ و $Z_o(s)$ مطابق روابط (۱۰) و (۱۱) قابل بیان هستند.

$$i_{L2}(s) = i_s(s) - \frac{v_{PCC}(s)}{Z_o(s)} \quad (۹)$$

$$i_s(s) = \frac{GH(s)}{1 + GH(s)} i_{ref}(s) \quad (۱۰)$$

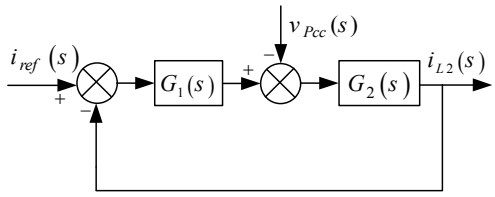
$$Z_o(s) = G_1(s) + 1/G_2(s) \quad (۱۱)$$

بر اساس رابطه (۹)، اینورتر متصل به شبکه را می‌توان مطابق شکل ۴ با یک مدار معادل نورتون مدل‌سازی کرد که در آن i_s بیانگر پاسخ نسبت جریان خروجی به سیگنال مرجع جریان در حلقه کنترل سیستم تحت مطالعه می‌باشد و Z_o بیانگر پاسخ نسبت جریان شبکه به ولتاژ نقطه اتصال مشترک است. تحت شرایط شبکه ایده‌آل، عبارت $i_{L2} = i_s$ برقرار است. بنابراین، پایداری داخلی اینورتر توسط منبع جریان معادل i_s نشان داده می‌شود. با اطمینان از پایداری داخلی،



(الف)

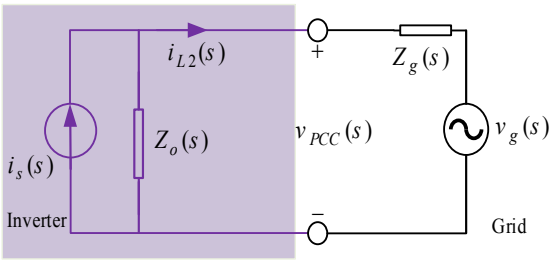
[Downloaded from ieijqp.ir on 2025-11-17]



(ب)

شکل(۳): بلوک دیاگرام اینورتر متصل به شبکه به همراه فیلتر LCL با فیدبک جریان شبکه و میرایی فعال جریان خازن. (الف) شمای اولیه (ب) شمای معادل و ساده شده

پایداری خارجی با اثر متقابل Z_o و Z_g تعیین می شود (Chen et al, 2023; Rasekh et al, 2020). بر اساس اصول عملکرد انفعالی اینورتر متصل به شبکه، پایداری خارجی را می‌توان با یک امپدانس خروجی (Z_o) غیرفعال تضمین کرد که برای این منظور امپدانس خروجی اینورتر باید شرط $\mathrm{Re}\{Z_o(j\omega)\} \geq 0$ یا همان $[-90° \leq Z_o(j\omega) \leq 90°]$ را در کل محدوده فرکانس برآورده کند. عبارت فوق یک شرایط پایداری کافی را برای اینورتر متصل به شبکه فراهم می‌کند؛ ولی با این وجود شرط لازم نیست.



شکل (۴): مدار معادل اینورتر متصل به شبکه با پیل سوختی

۳- بهینه‌سازی ضریب میرایی مبتنی بر انفعال

۳-۱- ایجاد رفتار پسیو برای امپدانس خروجی اینورتر

در صورتیکه امپدانس خروجی اینورتر متصل به شبکه به ازای محدوده‌های مختلف فرکانسی دارای مقدار حقیقی و مثبتی باشد، چنین اینورتری نسبت به تغییرات امپدانس شبکه مقاوم بوده و رفتار پسیو دارد ($\mathrm{Re}\{Z_o(j\omega)\} \geq 0$). با جایگزینی $s = j\omega$ در رابطه (۱۱) و لحاظ کردن بخش حقیقی آن، رابطه (۱۲) حاصل می‌شود.

$$\mathrm{Re}\{Z_o(j\omega)\} = \frac{\alpha_1\alpha_2 + \beta_1\beta_2}{\alpha_2^2 + \beta_2^2} \qquad (۱۲)$$

طبق رابطه (۱۲)، تا زمانی که صورت کسر عدد غیرمنفی باشد، یعنی $\alpha_1\alpha_2 + \beta_1\beta_2 \geq 0$، مثبت بودن امپدانس خروجی اینورتر ($\mathrm{Re}\{Z_o(j\omega)\} \geq 0$) برآورده می شود. مطابق رابطه (۱۳) و به عنوان یک قاعده سراگشتی، $G_i(s) \approx K_p$ در نظر گرفته می‌شود.

$$\begin{cases} \alpha_1 = (K_p - K_{ad}\omega^2 L_2 C)\cos 1.5\omega T_{sam} \\ \beta_1 = (K_{ad}\omega^2 L_2 C - K_p)\sin 1.5\omega T_{sam} \\ \qquad + \omega(L_1 + L_2) - \omega^3 L_1 L_2 C \\ \alpha_2 = 1 - \omega^2 L_1 C + K_{ad}\omega C \sin 1.5\omega T_{sam} \\ \beta_2 = K_{ad}\omega C \cos 1.5\omega T_{sam} \end{cases} \qquad (۱۳)$$

با بازنویسی عبارت $\alpha_1\alpha_2+\beta_1\beta_2$، رابطه (۱۴) حاصل می‌شود.

$$\alpha_1\alpha_2 + \beta_1\beta_2 = \underbrace{[(K_{ad} - K_p)\omega^2 L_1 C + K_p]}_{1^{st}\ part}\underbrace{\cos 1.5\omega T_{sam}}_{2^{nd}\ part} \qquad (۱۴)$$

بدیهی است که لازمه دسترسی به هدف غیرمنفی بودن صورت رابطه (۱۲) یعنی $\alpha_1\alpha_2+\beta_1\beta_2 \geq 0$، آن است که قسمت اول و قسمت دوم رابطه (۱۴) همواره هم علامت باشند. البته این دو بخش وابسته به فرکانس هستند و مشخصه فرکانسی آن‌ها به شرح زیر است:

الف- قسمت اول رابطه (۱۴) نسبت به ω یکنواخت است. اگر $K_{ad} - K_p > 0$ باشد، به طور یکنواخت افزایش یافته و در غیر این صورت به صورت یکنواخت کاهش می‌یابد. برای ثابت نگه داشتن علامت این قسمت با قسمت دوم رابطه (۱۴)، شرط $K_{ad} - K_p > 0$ ترجیح داده می‌شود. در ضمن علامت این بخش در فرکانس بحرانی (ω_{crit}) دچار تغییر می‌شود که فرکانسی بحرانی طبق رابطه (۱۵) قابل مقایسه است.

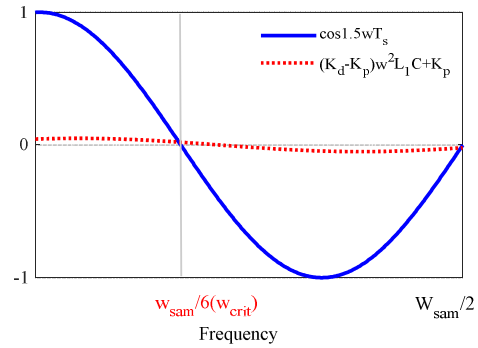
$$\omega_{crit} = \sqrt{\frac{K_p}{L_1 C (K_p - K_{ad})}} \qquad (۱۵)$$

ب- قسمت دوم رابطه (۱۴) به ازای $\omega < \omega_{sam}/6$ مثبت و به ازای $\omega_{sam}/6 < \omega < \omega_{sam}/2$ منفی است. بنابراین، برای دستیابی به هدف $\alpha_1\alpha_2 + \beta_1\beta_2 \geq 0$، فرکانس بحرانی برابر با $\omega_{crit} = \omega_{sam}/6$ ترجیح داده می‌شود که در شکل ۵ نشان داده شده است.

با جایگزینی $\omega_{crit} = \omega_{sam}/6$ در رابطه (۱۵)، مقدار بهینه ضریب میرایی K_{ad} مطابق رابطه (۱۶) حاصل می شود (K_{ad_opt}) که در آن امپدانس خروجی پسیو در کل محدوده فرکانس تضمین می‌شود.

$$K_{ad_opt} = K_p\left(1 - \frac{36}{\omega_{sam}^2 L_1 C}\right) \qquad (۱۶)$$

[Downloaded from ieijqp.ir on 2025-11-17]



شکل (۵): مشخصه فرکانسی $cos1.5\omega T_{sam}$ و $(K_{ad} - K_p)\omega^2 L_1 C+K_p$ به ازای $\omega_{crit} = \omega_{sam}/6$

۳-۲- ویژگی امپدانس خروجی با بهره میرایی بهینه

مطابق مطالب بیان شده در بخش قبلی، امپدانس خروجی پسیو اینورتر متصل به شبکه را می‌توان با $K_{ad} = K_{ad_opt}$ به دست آورد. با این وجود، با توجه به رابطه (۱۶)، مقدار K_{ad_opt} به L_1 و C وابسته است که در عمل مقدار آن‌ها دارای نوسان و تغییر است. بنابراین عملکرد انفعالی امپدانس خروجی اینورتر مبتنی بر ضریب بهره میرایی بهینه می‌تواند مقاوم نباشد. برای توضیح بهتر، رفتار امپدانس خروجی به ازای $K_{ad} = K_{ad_opt}$ مورد بررسی دقیق‌تر قرار گرفته است و تاثیر تغییرات پارامترهای فیلتر بر روی رفتار انفعالی امپدانس خروجی اینورتر مورد ارزیابی قرار گرفته است.

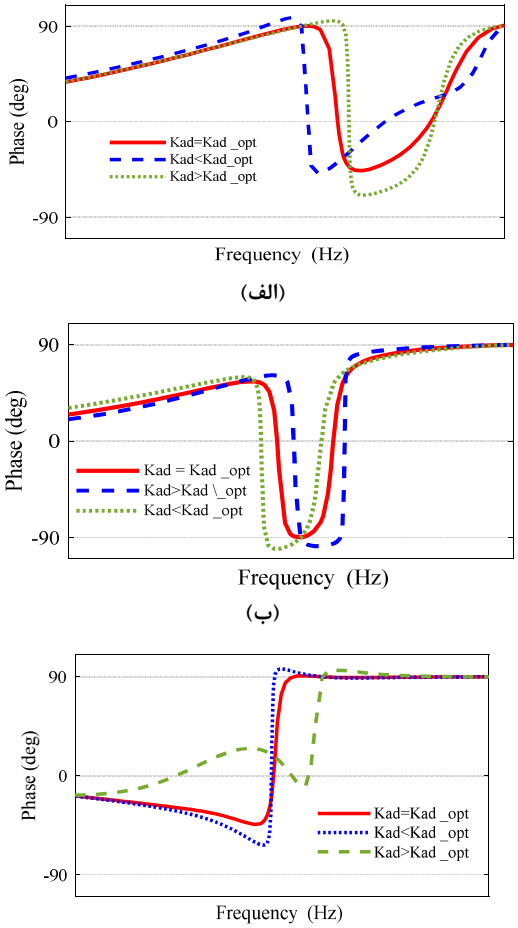
مطابق مطالب ذکر شده قبلی، لحاظ کردن $K_{ad} = K_{ad_opt}$ منجر به $\mathrm{Re}\{Z_o(j\omega_{sam}/6)\} = 0$ می‌شود که در این شرایط منحنی فاز Z_o در فرکانس $\omega_{sam}/6$ بایستی به خطوط ۹۰° یا ۹۰°- مماس باشد. اینکه منحنی فاز Z_o به کدامیک از این دو خط مماس باشد، به علامت $\mathrm{Im}\{Z_o(j\omega_{sam}/6)\}$ بستگی دارد. با جایگزینی $\omega=\omega_{sam}/6$ در رابطه (۱۱) و در نظر گرفتن بخش موهومی آن رابطه (۱۷) حاصل می‌شود که در آن ω_{res} فرکانس تشدید فیلتر LCL است و ω_{L1C} فرکانس تشدید L_1 و Cاست که در روابط (۱۸) و (۱۹) معرفی شده‌اند.

$$\mathrm{Im}\{Z_o(j\omega_{sam}/6)\} = \frac{\alpha_2\beta_1 - \alpha_1\beta_2}{\alpha_2^{\,2} + \beta_2^{\,2}}\Big|_{\cos(1.5\omega_{sam}T_{sam})=0} = \frac{\omega_{sam}L_2}{6}\left(\omega_r^{\,2} - \left(\omega_{samp}/6\right)^2\right)\Big/\left(\omega_{L1C}^2 - \left(\omega_{samp}/6\right)^2\right) \quad (۱۷)$$

$$\omega_{res} = 2\pi f_r = \sqrt{(L_1+L_2)/(L_1L_2C)} \quad (۱۸)$$

$$\omega_{L1C} = 2\pi f_{L1C} = \sqrt{1/(L_1C)} \quad (۱۹)$$

مطابق رابطه (۱۷)، علامت عبارت $\mathrm{Im}\{Z_o(j\omega_{sam}/6)\}$ به روابط ω_{res}، ω_{L1C} و $\omega_{sam}/6$ بستگی دارد. با در نظر گرفتن $\omega_{L1C} < \omega_{res}$، سه حالت حاصل می‌شود که مطابق موارد زیر قابل طبقه‌بندی است. این حالت‌ها در شکل (۶) نمایش داده شده‌اند.



شکل (۶): نمودار فاز امپدانس خروجی Z_o با $G_i(s) = K_p$ و K_{ad} متفاوت؛ (الف) $\omega_{L1C} > \omega_{sam}/6$، (ب) $\omega_{L1C} < \omega_{sam}/6 < \omega_{res}$، (ج) $\omega_{L1C} < \omega_{res} < \omega_{sam}/6$

۱- به ازای $\omega_{L1C} > \omega_{sam}/6$ (مطابق شکل (۶)-الف) و $\omega_{L1C} < \omega_{res} < \omega_{sam}/6$ (مطابق شکل (۶)-ج)، شرایط $\mathrm{Im}\{Z_o(j\omega_{sam}/6)\} > 0$ رخ می‌دهد و نمودار فاز Z_o در فرکانس $\omega_{sam}/6$ بر خط ۹۰ درجه مماس است.

۲- به ازای $\omega_{L1C} < \omega_{sam}/6 < \omega_{res}$ (مطابق شکل (۶)-ب) شرایط $\mathrm{Im}\{Z_o(j\omega_{sam}/6)\} < 0$ رخ می‌دهد و نمودار فاز Z_o در فرکانس $\omega_{sam}/6$ بر خط ۹۰- درجه مماس است.

۴- بهبود عملکرد انفعالی از طریق جبرانسازی فاز

برای بهبود عملکرد انفعالی در فرکانس $\omega_{sam}/6$، جبرانسازی مناسب فاز نسبت به شکل دهی امپدانس خروجی ترجیح داده می شود و حاشیه مشخصی تا خطوط ۹۰ ± درجه حفظ می‌شود. بنابراین در این بخش جبران‌سازی مناسب فاز برای سه مورد نشان داده شده در شکل (۶) ارائه می‌شود.

[Downloaded from ieijqp.ir on 2025-11-17]

۴-۱- شکل‌دهی امپدانس خروجی با جبران‌ساز فاز

با توجه به رابطه (۱۱)، یک جبران‌ساز فاز اضافی را می‌توان در G_1 یا G_2 لحاظ کرد. برای سهولت پیاده‌سازی و با توجه به روابط (۶) و (۷) بهتر است که این جبران‌ساز اضافی در G_1 گنجانده شود. با سری قرار دادن جبران‌ساز اضافی (G_{com}) با کنترل‌کننده جریان (G_i)، رابطه (۶) مطابق رابطه (۲۰) اصلاح می‌شود:

$$G_1'(s) = G_{com}(s)G_1(s) = \frac{G_i(s)G_{com}(s)G_d(s)}{s^2L_1C + sCK_{ad}G_d(s) + 1} = G_1(s) + [G_{com}(s) - 1]G_1(s) \quad (۲۰)$$

با در نظر گرفتن رابطه (۱۱)، امپدانس خروجی شکل‌دهی شده (Z'_o) طبق رابطه (۲۱) قابل بیان است:

$$Z_o'(s) = Z_o(s) + Z_{o,sh}(s) \quad (۲۱)$$

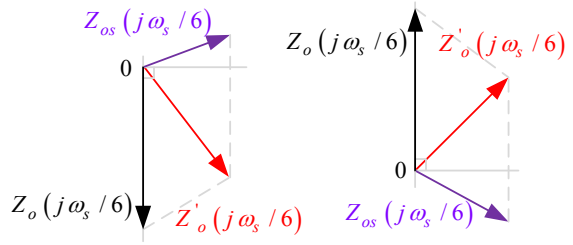
که در آن $Z_{o,sh}$ شکل دهنده امپدانس خروجی است که به صورت زیر بیان می‌شود:

$$Z_{o,sh}(s) = [G_{com}(s) - 1]G_1(s) \quad (۲۲)$$

با توجه به دیاگرام فازوری نشان داده شده در شکل (۷)، تا زمانی که عبارت $\mathrm{Re}\{Z'_{o,sh}(j\omega_{sam}/6)\} > 0$ برقرار باشد، بخش حقیقی امپدانس خروجی مثبت بوده و پایداری سیستم تضمین خواهد شد ($\mathrm{Re}\{Z'_o(j\omega_{sam}/6)\} > 0$). بدین ترتیب عملکرد انفعالی سیستم به تغییرات L_1 و C حساسیت کمتری نشان خواهد داد. البته با توجه به اینکه جبران‌سازی فاز تاثیر محدودی بر عملکرد سیستم در فرکانس های حوالی $\omega_{sam}/6$ می گذارد، پذیرش مصالحه اندکی در عملکرد کلی سیستم اجتناب ناپذیر است.

۴-۲- نحوه انتخاب جبران‌ساز فاز

به منظور حصول مقدار مثبت برای شکل دهنده امپدانس خروجی مطابق عبارت $\mathrm{Re}\{Z_{o,sh}(j\omega_{sam}/6)\} > 0$، فرآیند انتخاب جبران‌ساز فاز G_{com} در ادامه بیان شده است. با جایگزینی $s = j\omega_{sam}/6$ در رابطه (۲۲) و در نظر گرفتن بخش حقیقی آن، رابطه (۲۳) حاصل می‌شود:



شکل (۷): دیاگرام فاز امپدانس خروجی جبران‌سازی شده در فرکانس $\omega_{sam}/6$: (الف) $\angle Z_o(j\omega_{sam}/6) = -90°$ ، (ب) $\angle Z_o(j\omega_{sam}/6) = 90°$

$$\mathrm{Re}\{Z_{os}(j\omega_{sam}/6)\} = \mathrm{Re}\{[G_{com}(j\omega_{sam}/6) - 1]G_1(j\omega_{sam}/6)\} = \mathrm{Re}\{G_{com}(j\omega_{sam}/6) - 1\}\mathrm{Re}\{G_1(j\omega_{sam}/6)\} - \mathrm{Im}\{G_{com}(j\omega_{sam}/6) - 1\}\mathrm{Im}\{G_1(j\omega_{sam}/6)\} \quad (۲۳)$$

در ضمن، با جایگزینی $s = j\omega_{sam}/6$ و $K_{ad} = K_{ad_opt}$ در رابطه (۶)، رابطه (۲۴) حاصل می‌شود:

$$G_1(j\omega_{sam}/6) = \frac{-jK_p}{\frac{6C}{\omega_{sam}}\left(\frac{\omega_{sam}}{6} + \omega_{L1C}\right)\left(\frac{\omega_{sam}}{6} - \omega_{L1C}\right)\left(K_p - L_1\frac{\omega_{sam}}{6}\right)} \quad (۲۴)$$

مطابق رابطه فوق، $G_1(j\omega_{sam}/6)$ یک مقدار موهومی خالص است، و مقدار حقیقی آن صفر است ($\mathrm{Re}\{G_1(j\omega_{samp}/6)\} = 0$). بنابراین، رابطه (۲۳) را می‌توان به صورت زیر ساده کرد:

$$\mathrm{Re}\{Z_{o,sh}(j\omega_{sam}/6)\} = -\mathrm{Im}\{G_{com}(j\omega_{sam}/6)\}\mathrm{Im}\{G_1(j\omega_{sam}/6)\} \quad (۲۵)$$

لازمه حصول مقدار مثبت برای شکل دهنده امپدانس خروجی ($Z_{o,sh}$) آن است که علامت دو عبارت موهومی موجود در رابطه (۲۵) مخالف هم باشد. با توجه به رابطه (۲۴)، علامت عبارت $\mathrm{Im}\{G_1(j\omega_{sam}/6)\}$ به مقادیر $\omega_{sam}/6 - \omega_{L1C}$ و $K_p - L_1\omega_{sam}/6$ وابسته است. در این عبارت K_p توسط فرکانس تقاطع بهره ω_{cross} تعیین می‌شود، یعنی:

$$K_p = \omega_{cross}(L_1 + L_2) \quad (۲۶)$$

به نحوی که برای دستیابی به حد فاز بیش از ۴۵ درجه، شرط $\omega_{cross} \le \omega_{sam}/12$ بایستی تامین شود (Elkayam et al, 2019). بر این اساس، عبارت $K_p - L_1\omega_{sam}/6$ را می‌توان به صورت رابطه (۲۷) بازنویسی نمود:

$$K_p - L_1\omega_{sam}/6 = \omega_{cross}$$
$$(L_1 + L_2) - L_1\omega_{sam}/6 \le \omega_{sam}(L_2 - L_1)/12 \le 0 \quad (۲۷)$$

به طور کلی برای تضعیف بهتر هارمونیک‌های فرکانس بالای جریان خروجی اینورتر $L_1 \ge L_2$ طراحی می شود. در این شرایط، حصول عبارت $\mathrm{Im}\{G_1(j\omega_{sam}/6)\} > 0$، صرفاً به علامت عبارت $\omega_{sam}/6 - \omega_{L1C}$ بستگی دارد. پس از اطمینان از مثبت بودن امپدانس خروجی و عملکرد انفعالی اینورتر، جبران‌ساز مناسب فاز را می توان طبق رابطه (۲۵) تعیین نمود.

۴-۳- طراحی جبران‌ساز فاز

مطابق اصول کلی بیان شده برای نحوه انتخاب جبران‌ساز فاز در بخش قبلی، جبران‌سازهای مناسب برای حالت های مختلف شکل (۶) در ادامه تبیین خواهد شد. با لحاظ $\omega_{L1C} < \omega_{res}$ و مطابق رابطه $\omega_s/6$، ω_{L1C} و ω_{res}، حالت‌های پنجگانه را می‌توان به سه حالت جدید مطابق جدول (۱) دسته‌بندی کرد که در ادامه توضیح داده می‌شود.

الف- حالت اول ($\omega_{L1C} > \omega_{sam}/6$): در این محدوده فرکانسی مطابق روابط (۲۴) و (۲۷) عبارت $\mathrm{Im}\{G_1(j\omega_{sam}/6)\} < 0$ صادق است. برای تحقق عبارت $\mathrm{Im}\{G_{com}(j\omega_{sam}/6)\} > 0$، مطابق رابطه (۲۵) باید از مثبت بودن عبارت $\mathrm{Re}\{Z_{o,sh}(j\omega_{sam}/6)\}$ اطمینان حاصل نمود. بدین منظور جبران‌ساز G_{com} بایستی مطابق رابطه (۲۸) به صورت جبران‌ساز پیش‌فاز-پس‌فاز طراحی شود:

[Downloaded from ieijqp.ir on 2025-11-17]

$$G_{com}(s) = G_{c,lead}(s) = \frac{1+\alpha_{lead}\tau_{lead}s}{1+\tau_{lead}s} \quad (۲۸)$$

که α_{lead} و τ_{lead} پارامترهای جبران‌ساز فاز هستند. از نظر تئوری، α_{lead} توسط میزان فاز مطلوب پیش‌فاز (θ_{m_lead}) تعیین می شود که طبق رابطه (۲۹) بیان شده است.

$$\alpha_{lead} = \frac{1+\sin\theta_{m_lead}}{1-\sin\theta_{m_lead}} \quad (۲۹)$$

به منظور بهبود عملکرد انفعالی اینورتر، مقدار θ_{m_lead} باید در فرکانس $\omega_{sam}/6$ تنظیم شود. بدین ترتیب رابطه (۳۰) قابل بیان است.

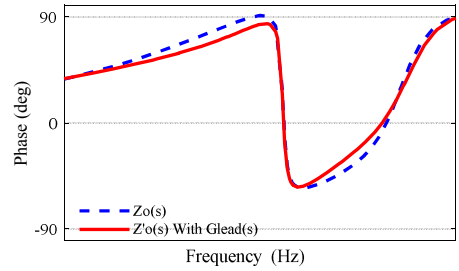
$$\frac{\omega_{sam}}{6} = \frac{1}{\tau_{lead}\sqrt{\alpha_{lead}}} \quad (۳۰)$$

با توجه به مقدار مطلوب θ_{m_lead}، پارامترهای α_{lead} و τ_{lead} به ترتیب بر اساس روابط (۲۹) و (۳۰) محاسبه می‌شوند.

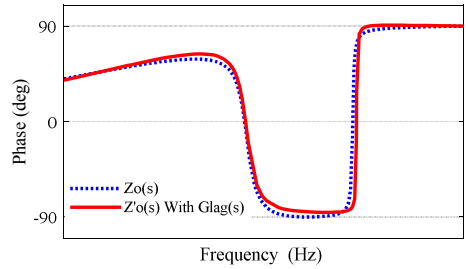
شکل (۸)-الف نمودار فاز امپدانس خروجی شکل‌دهی شده (Z'_o) را با استفاده از جبران‌ساز پیش‌فاز-پس‌فاز نشان می‌دهد. همچنین در این شکل نمودار فاز امپدانس خروجی (Z_o) با در نظر گرفتن $K_{ad} = K_{ad_opt}$ نیز به منظور مقایسه ارائه شده است. مطابق این شکل، $G_{c,lead}$ یک حد فاز مشخص حوالی فرکانس $\omega_{sam}/6$ در نمودار فاز Z'_o فراهم می‌کند که منجر به افزایش عملکرد انفعالی شده و می‌تواند در کاهش حساسیت سیستم به تغییرات L_1 و C تاثیرگذار باشد.

ب- حالت دوم ($\omega_{L1C} < \omega_{sam}/6$): در این محدوده فرکانسی مطابق روابط (۲۴) و (۲۷) عبارت $\mathrm{Im}\{G_1(j\omega_{sam}/6)\} > 0$ صادق است. برای تحقق عبارت $\mathrm{Im}\{G_{com}(j\omega_{sam}/6)\} < 0$، مطابق رابطه (۲۵) باید از مثبت بودن عبارت $\mathrm{Re}\{Z_{o,sh}(j\omega_{sam}/6)\}$ اطمینان حاصل نمود. بدین منظور جبران‌ساز G_{com} بایستی مطابق رابطه (۳۱) به صورت جبران‌ساز پس‌فاز طراحی شود

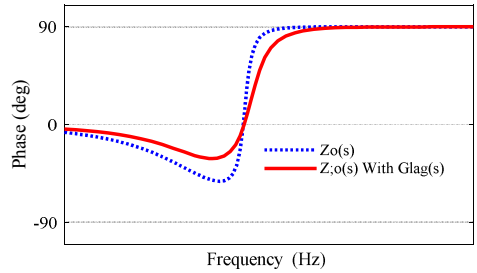
$$G_{com}(s) = G_{c,lag}(s) = \frac{1+\tau_{lag}s}{1+\alpha_{lag}\tau_{lag}s} \quad (۳۱)$$



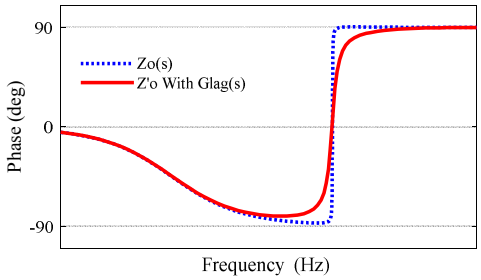
(الف)



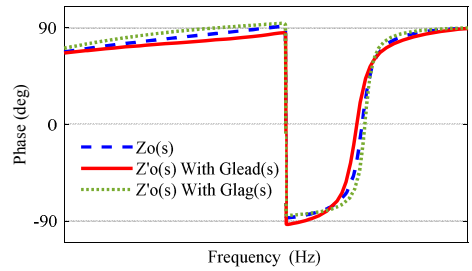
(ب)



(ج)



(د)



(ه)

شکل (۸): نمودار فاز امپدانس‌های خروجی Z_o و Z'_o به ازای $G_i(s) = K_p$:
(الف) $\omega_{L1C} > \omega_{sam}/6$، (ب) $\omega_{L1C} < \omega_{sam}/6 < \omega_{res}$ (ج) $\omega_{L1C} < \omega_{res} =$
$\omega_{sam}/6$، (د) $\omega_{L1C} < \omega_{res} < \omega_{sam}/6$، (ه) $\omega_{L1C} = \omega_{sam}/6$

که در آن τ_{lag} و α_{lag} پارامترهای جبران‌ساز پس‌فاز هستند.

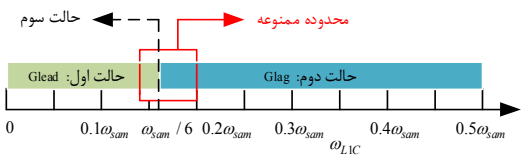
شکل‌های (۸)-ب الی (۸)-د نمودار فاز امپدانس‌های Z'_o و Z_o را نمایش می‌دهند. مطابق این شکل‌ها، جبرانساز $G_{c,lag}$ عملکرد انفعالی سیستم تحت بررسی را حوالی فرکانس $\omega_{sam}/6$ بهبود می‌بخشند. تعیین مقادیر τ_{lag} و α_{lag} با روشی مشابه با روش ذکر شده در حالت اول قابل انجام است.

ج- حالت سوم ($\omega_{L1C} = \omega_{sam}/6$): در این حالت، با استفاده از رابطه (۱۶) عبارت $K_{ad_opt} = 0$ قابل حصول است و بدین مفهوم است که

[Downloaded from ieijqp.ir on 2025-11-17]

عملکرد انفعالی صرفا با استفاده از کنترل تک حلقه‌ای جریان شبکه تضمین می‌شود. در شکل (۸)-ه نمودار فاز امپدانس خروجی Z_o به ازای $K_{ad} = K_{ad_opt} = 0$ نمایش داده شده است. به منظور ارزیابی و مقایسه، نمودار فاز امپدانس Z'_o در حضور $G_{c,lead}$ و $G_{c,lag}$ نیز در این شکل نمایش داده شده است. مطابق شکل (۸)-ه، امپدانس خروجی Z_o در تمامی محدوده فرکانسی مثبت است؛ در حالیکه امپدانس خروجی شکل‌دهی شده Z'_o در حوالی فرکانس $\omega_{sam}/6$ مقدار مثبت نداشته و نمی‌تواند عملکرد انفعالی داشته باشد.

بنابراین هنگام طراحی فیلتر LCL باید از حالت سوم اجتناب شود. علاوه بر این، نوسانات L_1 و C ممکن است عملکرد اینورتر را از حالت اول به دوم یا بالعکس تغییر دهد که منجر به ناپایداری سیستم می‌شود. بنابراین، نوسانات فیلتر باید در ابتدای طراحی در نظر گرفته شود. طبق رابطه (۱۹) و با در نظر گرفتن تغییر ۱۵٪- برای L_1 و C، محدوده مورد نظر ω_{L1C} در شکل ۹ ارائه شده است. تا زمانی که ω_{L1C} خارج از محدوده ممنوعه $(0.14\omega_{sam}\ ,\ 0.2\omega_{sam})$ طراحی شده باشد، سیستم پایدار خواهد بود.



شکل (۹): محدوده ممنوعه ω_{L1C}

۵- نمونه‌های طراحی

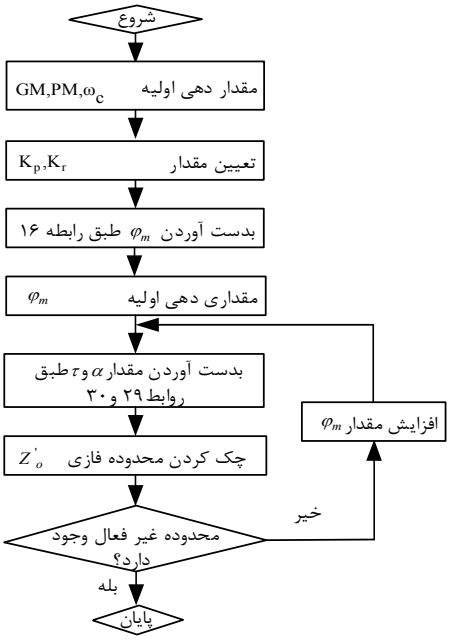
در شکل ۱۰ فلوچارت روش طراحی ساده و مستقیم پارامترهای کنترلی سیستم بهسازی توان پیل سوختی متصل به شبکه با روش کنترل پیشنهادی نشان داده شده است که روند آن به شرح زیر است.

۱) با توجه به ω_{cross}، GM و PM مورد نظر، پارامترهای تنظیم کننده جریان K_p و K_r را می‌توان تعیین کرد (Huang et al, 2015; Yepes et al, 2013).

۲) با جایگزینی K_p تعیین شده و پارامترهای فیلتر در رابطه (۱۶)، میرایی بهینه K_{ad_opt} قابل محاسبه است.

۳) پارامترهای جبران کننده تاخیر فاز α و τ به ترتیب از روابط (۲۹) و (۳۰) محاسبه می‌شود.

۴) منحنی فاز امپدانس خروجی (Z_o) را می‌توان با جبران کننده تاخیر فاز ترسیم کرد. اگر محدوده غیر انفعالی وجود داشته باشد، جبران کننده مناسب نیست. در چنین شرایطی θ_m را افزایش داده و روش طراحی فوق را باید تکرار نمود تا زمانی که یک امپدانس خروجی غیرفعال به دست آید.



شکل (۱۰): فلوچارت رویه طراحی

به منظور صحت‌سنجی روش تعیین پارامتر و کنترل معرفی شده، پارامترهای سیستم تحت بررسی در جدول ۱ مشخص شده و عملکرد سیستم متصل به شبکه تحت دو نمونه فیلتر LCL مطابق جدول ۲ مورد ارزیابی قرار می‌گیرد.

بر اساس پارامترهای سیستم تحت بررسی که در جداول (۱) و (۲) درج شده، مقادیر ضرایب K_p و K_r با فرض $|GH(j\omega_o)| > 30$ dB، $f_{cross} = f_{sam}/18$، $GM = 3$ dB، $PM = 45^o$ مشخص می‌شود. سپس ضریب K_{ad_opt} با استفاده از رابطه (۱۶) قابل محاسبه خواهد بود. مقادیر زاویه فاز مطلوب پیش‌فاز (θ_{m_lead}) و همچنین مقادیر پارامترهای کنترلی τ_{lead} و

جدول (۱): پارامترهای سیستم تحت بررسی

پارامتر	مقدار
فرکانس نمونه‌برداری (f_{sam})	۲۰ کیلوهرتز
فرکانس موثر شبکه (f_o)	۵۰ هرتز
فرکانس کلیدزنی (f_{sw})	۱۰ کیلوهرتز
توان خروجی (P_o)	۶ کیلووات
ولتاژ لینک DC (V_{DC})	۳۶۰ ولت
ولتاژ موثر شبکه (V_g)	۲۲۰ ولت

جدول (۲): پارامترهای فیلترهای تحت بررسی

	فیلتر یک	فیلتر دو
سلف سمت اینورتر L_1	۶۰۰ میکرو هانری	۶۰۰ میکروهانری
خازن فیلتر C	۱۰ میکروفاراد	۳۰ میکروفاراد
سلف سمت شبکه L_2	۱۵۰ میکروهانری	۲۰۰ میکروهانری
ω_{L1C}	۲/۱ کیلوهرتز	۱/۲ کیلوهرتز
فرکانس رزونانس ω_{res}	۴/۶ کیلوهرتز	۲/۴ کیلوهرتز

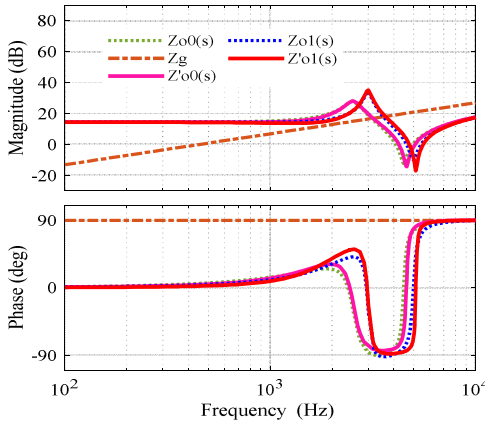
[Downloaded from ieijqp.ir on 2025-11-17]

جدول (۳): پارامترهای کنترل‌کننده برای دو نمونه

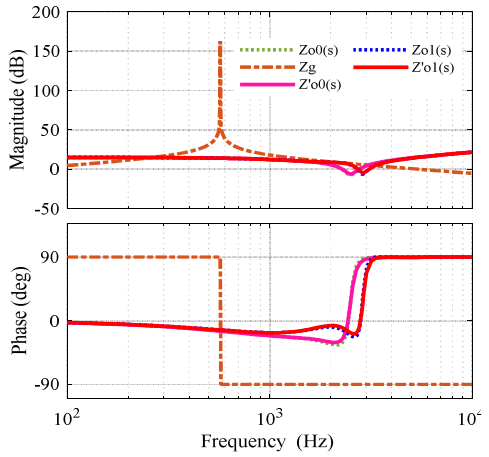
پارامترها	اینورتر مبتنی بر فیلتر یک	اینورتر مبتنی بر فیلتر دو
K_p	۵/۲۵	۵/۵۹
K_r	۵۸۲	۶۲۱
K_{ad_opt}	۳/۲۵	۴/۸۸
θ_{m_lead}	۷۵°	۱°
α_{lead}	۱/۲۸	۱/۰۴
τ_{lead}	$۴/۲۲\times۱۰^{-۵}$	$۴/۶۹\times۱۰^{-۵}$

α_{lead} با در نظر گرفتن روابط (۲۹) و (۳۰) قابل محاسبه است. مقادیر حاصل برای پارامترهای کنترل‌کننده در جدول (۳) ارائه شده است.

شکل (۱۱) نمودارهای Bode برای امپدانس خروجی سیستم تحت بررسی را نشان می‌دهد. به منظور بررسی حساسیت سیستم به تغییرات فیلتر خروجی اینورتر، تغییر ۱۵٪- برای هر دو المان L_1 و C در نظر گرفته شده است. امپدانس‌های خروجی با پارامترهای Z_{o_ori}، Z_{o_veried} و Z'_{o_veried} نشان داده شده‌اند که اندیس ori بیانگر مقادیر اصلی فیلتر و اندیس varied بیانگر مقادیر تغییر یافته به اندازه ۱۵٪- است. مطابق شکل (۱۱)-الف که مربوط به اینورتر مبتنی بر فیلتر اول است، Z_{o_ori} در حوالی فرکانس $f_{sam}/6$ در مقایسه با شکل (۶)-ب رفتار انفعالی بهتری از خود نشان می‌دهد. این بدان معنی است که رفتار در حالت دوم به ازای $K_{ad} = K_{ad_opt}$ و با افزایش مولفه تشدیدی کنترل‌کننده PR بهبود می‌یابد. با در نظر گرفتن تغییر ۱۵٪- در المان‌های فیلتر، امپدانس خروجی اصلی (Z_{o_ori}) خاصیت انفعالی خود را از دست داده و سیستم به سمت ناپایداری سوق پیدا می‌کند. با کمک جبران کننده پس‌فاز، امپدانس خروجی اینورتر در حضور جبران‌ساز (Z'_{o_varied}) رفتار انفعالی در کل محدوده فرکانسی از خود نشان می‌دهد که کارایی جبران‌کننده G_{c_lag} را برای حالت دوم تایید می‌کند. مطابق شکل (۱۱)-ب که مربوط به اینورتر مبتنی بر فیلتر دوم است، به طور مشابه، Z_{o_ori} در حوالی فرکانس $f_{sam}/6$ در مقایسه با شکل (۶)-ج رفتار انفعالی بهتری از خود به نمایش می‌گذارد. با این وجود با در نظر گرفتن تغییر ۱۵٪- برای اجزای امپدانس شبکه، امپدانس خروجی در شرایط تغییر المان‌های فیلتر (Z_{o_varied}) همچنان غیرفعال است و استفاده از جبران‌ساز در این شرایط الزامی نیست.



(الف)



(ب)

شکل (۱۱): نمودار Bode امپدانس‌های خروجی با در نظر گرفتن تغییر ۱۵-٪ در اجزای فیلتر (L_1 و C)؛ الف) فیلتر یک. (ب) فیلتر دو

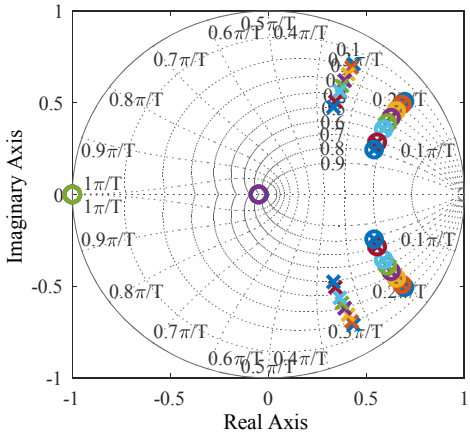
جهت تحلیل حساسیت سیستم ناشی از تغییر پارامترهای فیلتر، مقدار سلف‌ها و خازن فیلتر LCL در دو سناریو به مقادیر ۱۰ و ۲۰ درصد کاهش داده شده و کیفیت جریان تزریقی به شبکه تحت این شرایط در جدول (۴) مورد ارزیابی قرار گرفته است. مطابق این جدول، سیستم تحت بررسی به ازای تغییر مقادیر فیلتر همچنان عملکرد پایدار خود را حفظ نموده و جریان با کیفیت مناسب به شبکه تزریق می‌کند.

جدول (۴): تحلیل حساسیت بر اساس تغییرات مقادیر فیلتر

تغییر پارامترها	THD جریان سلف اینورتر	THD جریان سلف شبکه
۱۰ درصد کاهش L_1 و L_2	۷/۱۵	۱/۵۹
۲۰ درصد کاهش L_1 و L_2	۸/۱۳	۱/۷۹
۱۰درصد کاهش خازن C_f	۶/۴۴	۱/۴۶
۲۰درصد کاهش خازن C_f	۶/۶۴	۱/۵
۱۰ درصد کاهش L_1 و L_2 و C_f	۷/۱۹	۱/۵۸
۲۰ درصد کاهش L_1 و L_2 و C_f	۸/۱۰	۱/۸۱

[Downloaded from ieijqp.ir on 2025-11-17]

نمودار صفر و قطب سیستم تحت بررسی در فضای گسسته در شکل (۱۲) ارائه شده است. به ازای تغییر مقدار K_{ad} صفر و قطب‌های سیستم تحت بررسی داخل دایره واحد قرار دارند که بیانگر پایداری سیستم در مقابل تغییرات این پارامتر است.



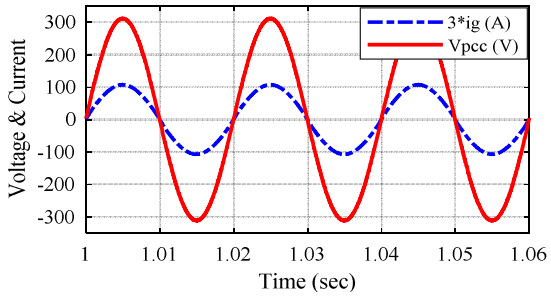
شکل(۱۲): نمودار صفر و قطب سیستم بهساز توان پیل سوختی متصل به شبکه با فیلتر LCL

۶- نتایج شبیه‌سازی

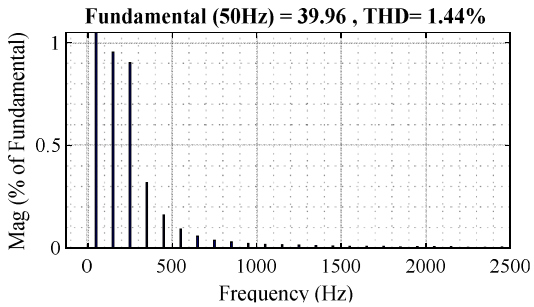
برای تأیید صحت تحلیل نظری و عملی بودن روش کنترل پیشنهادی، شبیه‌سازی‌های لازم انجام شده است. توان تولیدی سیستم بهساز توان پیل سوختی متصل به شبکه حدود ۵/۸ کیلوواتی در نظر گرفته است.

در مرحله اول ولتاژ تولیدی پیل سوختی با استفاده از مبدل بوست افزایش یافته، سپس ولتاژ لینک DC از طریق اینورتر متصل به شبکه با فیلتر LCL به شبکه تزریق می‌شود. کنترل اینورتر متصل به شبکه مبتنی بر کنترل جریان شبکه و میرایی فعال جریان خازن در نظر گرفته شده است. در ضمن جهت کنترل تاخیر فاز سیستم کنترل از روش جبران کننده تاخیر فاز جهت بهبود کیفیت توان تزریقی به شبکه استفاده شده است. به منظور نشان دادن رفتار دی‌نامی‌کی سی‌ستم تحت بررسی، مقدار سوخت ورودی پیل سوختی به صورت پویا تغییر یافته تا دقت و صحت عملکرد سیستم کنترل در تزریق توان متناسب با توان تولیدی پیل سوختی مورد ارزیابی قرار گیرد. مقادیر سیستم تحت مطالعه مطابق مقادیر ارائه شده در جدول (۱) و (۲) می‌باشد.

سیستم بهساز توان پیل سوختی متصل به شبکه تحت بررسی با در نظر گرفتن مقادیر فیلتر اول طبق پارامترهای جدول (۲) و (۳) شبیه‌سازی شده است. شکل (۱۳)-الف ولتاژ نقطه اتصال مشترک و جریان تزریقی سیستم بهساز توان پیل سوختی به شبکه نشان می‌دهد. مطابق این شکل، به جهت استفاده از سیستم جبران کننده تاخیر فاز جریان تزریقی به شبکه با ولتاژ نقطه اتصال مشترک کاملا هم فاز است. در شکل (۱۳)-ب THD جریان تزریقی به شبکه نشان داده شده است. مطابق این شکل کیفیت جریان تزریقی به شبکه کاملا مطلوب بوده و THD برابر با ۱/۴۴ ٪ حاصل شده است.



(الف)



(ب)

شکل (۱۳): الف- ولتاژ و جریان اینورتر متصل به شبکه در حضور جبران کننده تاخیر فاز، ب- THD جریان تزریقی به شبکه

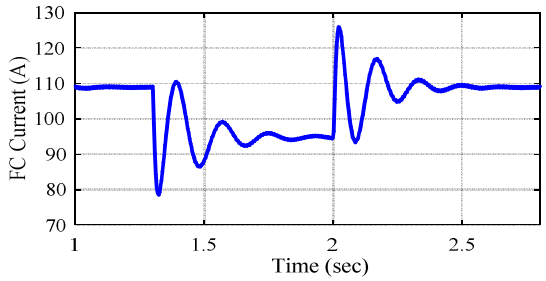
شکل (۱۴) جریان و ولتاژ تولیدی پیل سوختی نمایش داده شده است. به منظور بررسی رفتار پویای سیستم تحت مطالعه، در لحظه ۱/۳ ثانیه، شارش سوخت ۲۰ درصد کاهش یافته و در لحظه ۲/۵ ثانیه مجددا به مقدار قبلی بازگشته است. در شکل (۱۴)-الف جریان تولیدی پیل سوختی قابل مشاهده است. مطابق این شکل، با کاهش شارش سوخت، جریان تولیدی پیل سوختی از ۱۱۰ آمپر به ۹۶ آمپر کاهش یافته و سریعا به شرایط پایدار رسیده است. پس از افزایش مجدد شارش سوخت به مقدار ۲۰ درصد، جریان تولیدی پیل سوختی مجددا شرایط پایدار جدید با جریان ۱۱۰ آمپر را بازیابی نموده است. در شکل (۱۴)-ب ولتاژ خروجی پیل سوختی به ازای شارش سوخت متفاوت نشان داده شده است. ولتاژ پیل سوختی با کاهش شارش سوخت از ۵۲/۵ ولت به ۴۸/۵ ولت کاهش یافته و با افزایش شارش سوخت به مقدار اولیه بازگشته است.

در شکل (۱۵) توان تولیدی پیل سوختی نمایش داده شده است. به ازای سوخت کامل، این سیستم حدود ۵/۸ kW توان تولید می‌کند که با کاهش ۲۰ درصدی شارش سوخت، توان تولیدی به حدود ۴/۶۵ kW کاهش یافته و با افزایش مجدد شارش سوخت با دینامیک مناسب به مقدار قبلی بازگشته است.

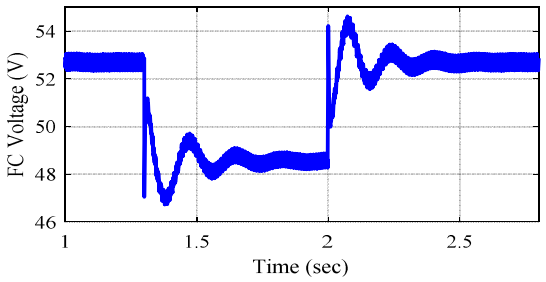
شکل (۱۶) ولتاژ لینک DC را نشان می‌دهد. در لحظه ۱/۳ ثانیه و با کاهش شارش سوخت، توان تولیدی پیل سوختی کاهش یافته و در نتیجه ولتاژ خازن لینک DC به صورت لحظه‌ای با کاهش مواجه می‌شود. کنترل کننده PI لینک DC با کاهش جریان مرجع اینورتر به این موضوع عکس‌العمل نشان داده و سعی می‌کند ولتاژ لینک DC را در مقدار مرجع قبلی تثبیت کند. در نهایت با پاسخ پویای مطلوب این

[Downloaded from ieijqp.ir on 2025-11-17]

امر محقق می‌شود. بنابراین جریان مرجع ترزیقی به شبکه در این شرایط کاهش یافته و خود را با جریان و توان کاهش یافته پیل سوختی وفق داده است. پس از افزایش مجدد شارش سوخت در لحظه ۲/۵ ثانیه، توان تزریقی پیل سوختی افزایش یافته و به طور لحظه‌ای ولتاژ لینک DC افزایش می‌یابد. مطابق این شکل، ولتاژ لینک DC روی ۳۶۰ ولت نوسان ناچیز ۴ ولتی دارد و سیستم کنترل ولتاژ لینک DC به نحو مطلوبی عمل می‌کند.

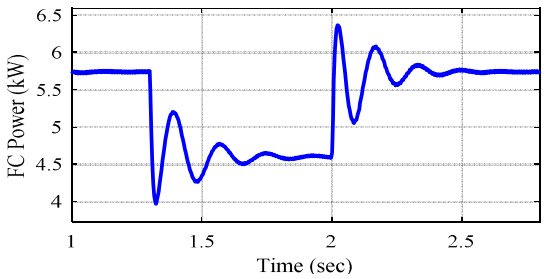


(الف)

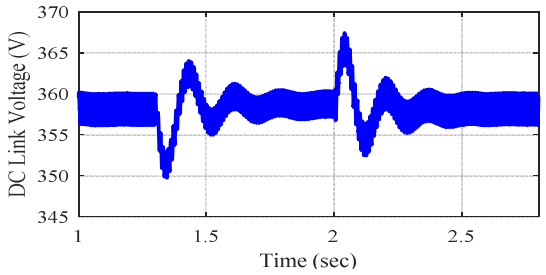


(ب)

شکل (۱۴): جریان و ولتاژ خروجی پیل سوختی؛ (الف): جریان پیل سوختی، (ب): ولتاژ پیل سوختی

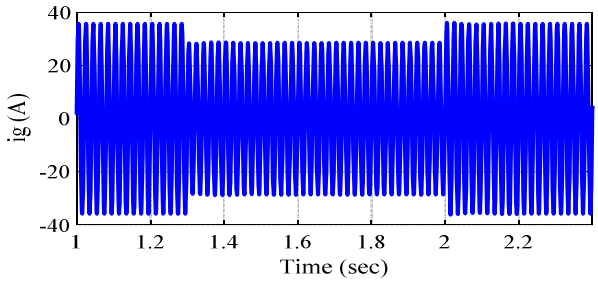


شکل (۱۵): توان تولیدی پیل سوختی

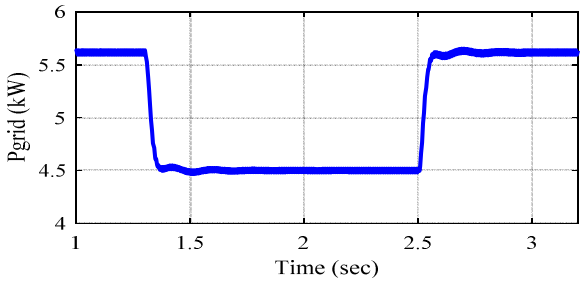


شکل (۱۶): ولتاژ لینک DC

در شکل (۱۷) جریان خروجی اینورتر به ازای تغییرات شارش سوخت و در شکل (۱۸) توان تزریقی به شبکه سیستم بهساز توان پیل سوختی برای بازه زمانی کاهش و افزایش شارش سوخت نمایش داده شده است. مطابق این دو شکل، میزان جریان و توان تزریقی به شبکه مطابق با تغییرات شارش سوخت کاهش و افزایش داشته و در بازه زمانی کوتاهی به شرایط پایدار جدید رسیده است که بیانگر عملکرد پویای مناسب سیستم کنترل پیشنهادی می‌باشد.

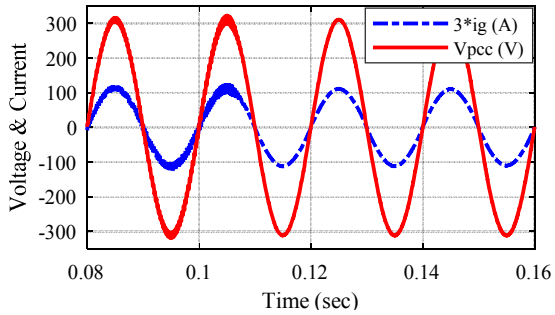


شکل (۱۷): جریان تزریقی شبکه به ازای تغییر شارش سوخت



شکل (۱۸): توان تزریقی به شبکه با تغییر سوخت پیل سوختی

در نهایت جهت بررسی تاثیر جبران‌ساز فاز پیشنهادی، عملکرد سیستم تحت بررسی در شرایط با و بدون جبران‌ساز فاز مورد ارزیابی قرار گرفته است. شکل (۱۹) ولتاژ نقطه اتصال مشترک و جریان تزریقی را به شبکه را در شرایط حضور و عدم حضور جبران‌ساز فاز پیشنهادی نشان می‌دهد. مطابق این شکل، تا لحظه ۰/۱۱ ثانیه جبران‌ساز تاخیر فاز در حلقه کنترل وجود نداشته و با اعمال تغییر امپدانس شبکه، جریان تزریقی سیستم تحت بررسی به شبکه دارای ریپل شدید است.



شکل (۱۹): ولتاژ نقطه مشترک با جریان شبکه در حضور و عدم حضور جبران‌ساز فاز

[Downloaded from ieijqp.ir on 2025-11-17]

در لحظه ۰/۱۱ ثانیه جبران‌ساز پس‌فاز وارد حلقه کنترلی شده و جریان خروجی سیستم تحت بررسی با کیفیت بسیار مناسب به شبکه تزریق شده است.

در جدول (۵) سیستم پیشنهادی از نظر استراتژی کنترلی، نوع فیلتر، تعداد سنسور، تغییرات نسبت به امپدانس متغیر شبکه، اعمال شدن تاثیر تاخیر محاسباتی و همچنین THD جریان شبکه با تحقیقات مشابه مورد مقایسه قرار گرفته است. این جدول اطلاعات مناسبی برای ارزیابی روش پیشنهادی در مقایسه با روش‌های مشابه ارایه می‌دهد.

۷- نتیجه‌گیری

در این مقاله بهبود عملکرد پایدار و انفعالی یک سیستم بهساز توان پیل سوختی متصل به شبکه با فیلتر LCL مورد ارزیابی قرار گرفت. برای کنترل سیستم متصل به شبکه از فیدبک جریان شبکه و میرایی فعال جریان خازن استفاده گردید. به منظور اطمینان از رفتار پایدار اینورتر متصل به شبکه در تمام محدوده فرکانسی ضریب مناسب میرایی فعال طراحی گردید. از آنجا که رفتار انفعالی اینورتر متصل به شبکه با تغییر المان‌های فیلتر و یا امپدانس شبکه با چالش مواجه می‌شود، جبران‌ساز فاز مناسب در امتداد کنترل‌کننده جریان پیشنهاد و طراحی گردید. نتایج بررسی نشان داد که جبران‌کننده پیش‌فاز برای محدوده $\omega_{L1C} > \omega_{sam}/6$ و جبران‌کننده پس فاز برای محدوده $\omega_{L1C} < \omega_{sam}/6$ می‌تواند نتیجه مناسبی داشته باشد. سیستم بهساز توان پیل سوختی متصل به شبکه با اعمال روش کنترل پیشنهادی مورد ارزیابی قرار گرفت. سیستم تحت بررسی با تغییر سوخت پیل سوختی در بازه زمانی مشخص و همچنین با تغییر امپدانس شبکه رفتار پایدار و انفعالی از خود نشان داد. نتایج حاصل نشان داد که جبران‌ساز فاز در امتداد کنترل‌کننده جریان می‌تواند پایداری اینورتر متصل به شبکه را نسبت به تغییر امپدانس شبکه و المان های فیلتر تضمین نماید.

جدول (۵): مقایسه روش پیشنهادی با مقالات ارائه شده اخیر

مراجع	منطق کنترلی	نوع فیلتر	تاثیر تاخیر	تعداد سنسور	تغییرات شبکه	THD
(Lin et al, 2023)	PI current control + CCF + Virtual resistance adaptive tuning	LCL	×	۲	×	۲/۰۷
(Akhavan et al, 2020)	PR current control + CCF + PCC voltage feedforward	LCL	☑	۲	☑	۱/۸۳
(Wu and Wang, 2020)	Virtual-flux-based passivation	LCL	☑	۲	☑	۱/۸۵
(Chen et al, 2023)	PI current control + inverter current feedback + capacitor voltage feedforward	LCL	☑	۲	☑	۴/۰۳
(Hosseinpour et al, 2024)	PR current control + CCF + capacitor voltage full feedback	LCL	☑	۲	×	۱/۷۷
(حسین‌پور و ثابت‌فر، ۱۴۰۲)	PR current control + inverter current feedback + grid current feedback	LCL	×	۲	☑	۱/۲۵
سیستم پیشنهادی	PR current control + CCF + phase compensation of output impedance	LCL	☑	۲	☑	۱/۴۴

مراجع

Akhavan, A., Mohammadi, H.R., Vasquez, J.C. & Guerrero, J.M., (2020). Passivity-based design of plug-and-play current-controlled grid-connected inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(2), 2135-2150.

Ali, R., Heydari-doostabad, H., Sajedi, S. & O'Donnell, T., (2024). Improved design of passive damping for single phase grid-connected LCL filtered inverter considering impedance stability. *IET Power Electronics*, 17(4), 511-523.

Awal, M.A., Della Flora, L. and Husain, I., (2022). Observer based generalized active damping for voltage source converters with LCL filters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 37(1),125-136.

Awal, M.A., Yu, H., Husain, I., Yu, W. and Lukic, S.M., (2020). Selective harmonic current rejection for virtual oscillator controlled grid-forming voltage source converters. IEEE Transactions on Power Electronics, 35(8),8805-8818.

Awal, M.A., Yu, W. and Husain, I., (2020). Passivity-based predictive-resonant current control for resonance damping in LCL-equipped VSCs. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 56(2), 1702-1713.

Awal, M.A., Yu, H., Della Flora, L., Yu, W., Lukic, S. and Husain, I., (2019). Observer based admittance shaping for resonance damping in voltage source converters with LCL filter. In *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)* (4455-4462). IEEE.

Awal, M.A., Yu, W. and Husain, I., (2019). Passivity-based predictive-resonant current control for resonance damping in LCL-equipped VSCs. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 56(2), 1702-1713.

Bai, H., Wang, X. and Blaabjerg, F., (2017). Passivity enhancement in renewable energy source based power plant with paralleled grid-connected VSIs. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 53(4), 3793-3802.

Ben Hamad, K., Luta, D.N. and Raji, A.K., (2021). A grid-tied fuel cell multilevel inverter with low harmonic distortions. *Energies*, 14(3), 688.

Chen, W., Zhang, Y., Tu, Y., Guan, Y., Shen, K. and Liu, J., (2023). Unified active damping strategy based on generalized virtual impedance in LCL-type grid-connected inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 70(8), 8129-8139.

Elkayam, M. and Kuperman, A., (2019). Optimized design of multiresonant AC current regulators for single-phase grid-

[Downloaded from ieijqp.ir on 2025-11-17]

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

Rodriguez-Diaz, E., Freijedo, F.D., Guerrero, J.M., Marrero-Sosa, J.A. and Dujic, D., (2019). Input-admittance passivity compliance for grid-connected converters with an LCL filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 66(2), 1089-1097.

Rodriguez-Diaz, E., Freijedo, F.D., Vasquez, J.C. and Guerrero, J.M., (2019). Analysis and comparison of notch filter and capacitor voltage feedforward active damping techniques for LCL grid-connected converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(4), 3958-3972.

Serrano-Delgado, J., Cobreces, S., Rizo, M. and Bueno, E.J., (2021). Low-order passivity-based robust current control design for grid-tied VSCs. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 36(10), 11886-11899.

Sun, J., (2011). Impedance-based stability criterion for grid-connected inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 26(11), 3075-3078.

Tariq, A.H., Kazmi, S.A.A., Hassan, M., Ali, S.M. and Anwar, M., (2024). Analysis of fuel cell integration with hybrid microgrid systems for clean energy: A comparative review. *International Journal of Hydrogen Energy*, 52, 1005-1034.

Wang, X. and Blaabjerg, F., (2019). Harmonic stability in power electronic-based power systems: Concept, modeling, and analysis. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 10(3), 2858-2870.

Wang, X., Blaabjerg, F. and Loh, P.C., (2017). Passivity-based stability analysis and damping injection for multiparalleled VSCs with LCL filters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(11), 8922-8935.

Wu, H. and Wang, X., (2020). Virtual-flux-based passivation of current control for grid-connected VSCs. IEEE Transactions on Power Electronics, 35(12), 12673-12677.

Xie, C., Li, K., Zou, J. and Guerrero, J.M., (2020). Passivity-based stabilization of LCL-type grid-connected inverters via a general admittance model. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(6), 6636-6648.

Yao, W., Yang, Y., Xu, Y., Blaabjerg, F., Liu, S. and Wilson, G., (2019). Phase reshaping via all-pass filters for robust LCL-filter active damping. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(3), 3114-3126.

Yao, W., Yang, Y., Zhang, X., Blaabjerg, F. and Loh, P.C., (2017). Design and analysis of robust active damping for LCL filters using digital notch filters. IEEE Transactions on Power Electronics, 32(3), 2360-2375.

Yang, Z., Shah, C., Chen, T., Teichrib, J. and De Doncker, R.W., (2021). Virtual damping control design of three-phase grid-tied PV inverters for passivity enhancement. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 36(6), 6251-6264.

Yepes, A.G., Vidal, A., Malvar, J., Lopez, O. and Doval-Gandoy, J., (2013). Tuning method aimed at optimized settling time and overshoot for synchronous proportional-integral current control in electric machines. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(6), 3041-3054.

connected photovoltaic inverters. *IEEE Journal of Photovoltaics*, 9(6), 1815-1818.

Fang, T., Shen, S., Zhang, L., Jin, Y. and Huang, C., (2021). Capacitor current feedback with phase-lead compensator to eliminate resonant frequency forbidden region for LCL-type grid-connected inverter in weak grid. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 9(5), 5581-5596.

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

Hosseinpour, M., Sabetfar, T., Dejamkhooy, A. and Shahparasti, M., (2023). 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*, 1-21.

Hosseinpour, M., Kholousi, A. and Poulad, A., (2022). A robust controller design procedure for LCL-type grid-tied proton exchange membrane fuel cell system in harmonics-polluted network. *Energy Science & Engineering*, 10(10), 3798-3818.

Hosseinpour, M., Asad, M. and Rasekh, N., (2021). 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*, 45, 843-859.

Huang, M., Wang, X., Loh, P.C. and Blaabjerg, F., (2015). LLCL-filtered grid converter with improved stability and robustness. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(5), 3958-3967.

Li, M., Zhang, X., Guo, Z., Wang, J., Wang, Y., Li, F. and Zhao, W., (2020). The control strategy for the grid-connected inverter through impedance reshaping in q-axis and its stability analysis under a weak grid. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 9(3), 3229-3242.

Lin, Z., Ruan, X., Zhang, H. and Wu, L., (2023). A hybrid-frame control based impedance shaping method to extend the effective damping frequency range of the three-phase adaptive active damper. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 70(1), 509-521.

Liu, L., Xu, J., Ye, J., Zheng, Z. and Shen, A., (2024). Controller parameter optimization of LCL-type grid-connected inverters for passivity margin enhancement. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 159, 110046.

Liu, T., Liu, J., Liu, Z. and Liu, Z., (2020). A study of virtual resistor-based active damping alternatives for LCL resonance in grid-connected voltage source inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(1), 247-262.

Qasem, N.A. and Abdulrahman, G.A., (2024). A Recent Comprehensive Review of Fuel Cells: History, Types, and Applications. *International Journal of Energy Research*, 2024(1), 7271748.

Rasekh, N. and Hosseinpour, M., (2020). 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*, 3(3), 365-378.

[Downloaded from ieijqp.ir on 2025-11-17]

Yuan, X., Y. Liu, and R. Bucknall, "A Novel Design of a Solid Oxide Fuel Cell-Based Combined Cooling, Heat and Power Residential System in the UK", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 57, No. 1, 805-813,(2020).

Yu, H., Awal, M.A., Tu, H., Du, Y., Lukic, S. and Husain, I., (2019). Passivity-oriented discrete-time voltage controller design for grid-forming inverters. In *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)* (469-475). IEEE.

Zhang, Z., Wu, W., Shuai, Z., Wang, X., Luo, A., Chung, H.S.H. and Blaabjerg, F., (2019). Principle and robust impedance-based design of grid-tied inverter with LLCL-filter under wide variation of grid-reactance. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(5), 4362-4374.

حسین‌پور مجید، ثابت فر تورج. سیستم بهساز توان فتوولتاییک متصل به شبکه با فیلتر LCL مبتنی بر استراتژی کنترل فیدبک جریان سمت اینورتر و جریان سمت شبکه. نشریه کیفیت و بهره‌وری صنعت برق ایران. (۱۴۰۲); ۱۲ (۲): ۵۶-۳۹.

[Downloaded from ieijqp.ir on 2025-11-17]