



دانشگاه صنعتی سهند

DOR:

20.1001.1.23223146.1401.9.1.5.1

نشریه علمی پژوهشی در مهندسی برق

دوره ۹ - شماره ۱

بهار و تابستان ۱۴۰۱

صفحات ۹۱ الی ۱۱۷

ISSN: 2322-3146

<http://journals.sut.ac.ir/jnsee>

طراحی سیستم بهسازی توان پیل سوختی متصل به شبکه با فیلتر LCL مبتنی بر فیدبک جامع ولتاژ خازن در شبکه‌ی ضعیف و هارمونیک

مجید حسین پور^۱ و تورج ثابت فر^۲

^۱ نویسنده مسئول، دانشیار برق قدرت، گروه مهندسی برق، دانشکده فنی و مهندسی، دانشگاه محقق اردبیلی، اردبیل،

ایران، Hoseinpour.majid@uma.ac.ir

^۲ دانشجوی دکتری برق قدرت، گروه مهندسی برق، دانشکده فنی و مهندسی، دانشگاه محقق اردبیلی، اردبیل، ایران،

t.sabetfar@uma.ac.ir

چکیده

پیل سوختی PEMFC به دلیل راندمان بالا، آلایندگی کم و چگالی توان بالا در سیستم‌های تولید پراکنده مورد توجه محققان قرار گرفته است. در این مقاله سیستم بهسازی توان پیل سوختی PEMFC متصل به شبکه با فیلتر LCL در شبکه‌ی هارمونیک مورد ارزیابی قرار گرفته است. فیلترهای LCL با وجود توانایی بیشتر در میراسازی هارمونیک‌ها، می‌توانند باعث تشدید و ناپایداری سیستم شوند. در این مقاله جهت اتصال اینورتر پیل سوختی به شبکه از ترانسفورماتور استفاده شده و از اندوکتانس نشی آن به عنوان سلف سمت شبکه استفاده گردیده است. همچنین جهت میرایی مطلوب تشدید و تضعیف ریپل جریان ناشی از هارمونیک‌های ولتاژ شبکه از کنترل جامع فیدبک ولتاژ خازن استفاده شده است. کنترل جامع فیدبک ولتاژ خازن شامل مولفه‌های تناسبی، مشتقی و مشتق مرتبه دوم است. در طرح کنترلی پیشنهادی مولفه مشتق ولتاژ خازن با فیدبک جریان خازن به دلیل بهره حلقه یکسان و قرینه، با همدیگر مقابله می‌کنند. لذا هر دو آنها می‌توانند حذف شوند. بنابراین، در استفاده از سنسور جریان خازن صرفه جویی می‌شود. در عوض تشدید فیلتر LCL توسط مولفه تناسبی و مشتق مرتبه دوم ولتاژ خازن میرا می‌شود. همچنین جهت اطمینان از پایداری سیستم یک فیلتر پایین گذر به مشتق مرتبه دوم در محدوده فرکانس قابل کنترل اضافه می‌شود. نتایج شبیه‌سازی سیستم بهسازی توان پیل سوختی در شرایط مختلف بیانگر میرایی مناسب تشدید اینورتر متصل به شبکه، تزریق جریان با کیفیت مناسب به شبکه‌ی آلوده و هارمونیک، پایداری و پاسخ دینامیکی مناسب سیستم پیشنهادی را تایید می‌کنند.

واژه‌های کلیدی

پیل سوختی،

فیلتر با LCL،

تضعیف هارمونیک جریان،

پایداری سیستم،

کنترل جامع فیدبک ولتاژ خازن.



Sahand University
of Technology

DOR:

[20.1001.1.23223146.1401.9.1.5.1](https://doi.org/10.1001.1.23223146.1401.9.1.5.1)

Journal of Nonlinear
Systems in Electrical
Engineering

Vol.9, No.1

Spring and Summer 2022

ISSN: 2322 – 3146

<http://journals.sut.ac.ir/jnsee>

Capacitor Voltage Full Feedback Scheme for LCL-based Fuel Cell Grid-connected System in a Weak Distribution Network

Majid Hosseinpour¹ and Tooraj Sabetfar²

¹**Corresponding Author**, Associate professor, Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, University of Mohaghegh Ardabili, Ardabil, Iran, Hosseinpour.majid@uma.ac.ir

²PhD student, Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, University of Mohaghegh Ardabili, Ardabil, Iran, t.sabetfar@uma.ac.ir

ABSTRACT

Keywords

Fuel cell,
LCL filter,
current harmonics
attenuation,
system stability,
capacitor voltage full
feedback control.

Fuel cells have been noticed by researchers due to their high efficiency, low pollution, and high-power density in distributed generation systems. In this paper, an LCL-type grid-connected fuel cell system is analyzed in a harmonically distribution network. The LCL-filters can lead to resonance and instability despite their capability to attenuate harmonics. In this paper, a capacitor voltage full feedback scheme is investigated to attenuate the injected grid current distortion due to the grid voltage harmonics, and the full feedback function includes proportional, derivative, and second-derivative components. It is found that the derivative component counteracts the capacitor current feedback active damping, and both of them can be removed. Thus, the current sensor for sensing the capacitor current is saved. Instead, the LCL filter resonance is damped by the proportional and second-derivative feedback components, and a low-pass filter is added to the second-derivative component for ensuring a positive equivalent resistance within the full controllable frequency range. The simulation results of the fuel cell grid connected system in different situations confirm the suitable suppression of LCL resonance of grid-connected inverter, high-quality current injection to the harmonically distribution network.

۱- مقدمه

کاهش ذخایر سوخت‌های فسیلی و افزایش مشکلات آلودگی زیست محیطی سبب شده که انرژی تجدیدپذیر به عنوان یک منبع انرژی ارزان و پاک مورد توجه محققان قرار بگیرد. انرژی‌های تجدیدپذیر شامل انرژی باد، انرژی خورشیدی، زمین گرمایی، برق آبی، پیل سوختی و..... می‌باشد. پیل سوختی به دلیل قابلیت اطمینان بالا، آلاینده‌ی پایین، نیاز به تعمیر و نگهداری کم، بی صدا بودن و عدم استفاده از ادوات متحرک، گزینه مناسبی برای کاربردهای مختلف می‌باشد [۱-۳]. پیل‌های سوختی بر اساس نوع الکترودها، الکترولیت، کاتالیست‌ها و دمای عملکردی دسته‌بندی می‌شوند. در حال حاضر شش نوع پیل سوختی شامل پیل سوختی قلیایی^۱ (AFC)، پیل سوختی کربنات مذاب^۲ (MCFC)، پیل سوختی اسید فسفریک^۳ (PAFC)، پیل سوختی غشا تبادل پروتون^۴ (PEMFC)، پیل سوختی اکسید جامد^۵ (SOFC) و پیل سوختی مستقیم متانول^۶ (DMFC) وجود دارد [۴]. پیل سوختی غشا تبادل پروتون (PEMFC) به علت چگالی توان بالا، الکترولیت جامد، دمای عملکردی پایین، راه‌اندازی سریع و راندمان بین ۴۰ تا ۶۰ درصد کاربرد زیادی در سیستم‌های تولید پراکنده و سیستم‌های هیبریدی دارد [۵-۶]. پیل سوختی اکسید جامد (SOFC) به علت دمای کاری بالا، راندمان بالا و انرژی تولیدی بالا در مقایسه با سایر پیل‌های سوختی، کاربرد وسیعی در نیروگاه‌های پیل‌های سوختی مقیاس بالا دارد [۷-۸]. بازده انرژی بالاتر نسبت به موتور احتراق داخلی و همچنین عدم آلاینده‌ی، سبب شده که پیل سوختی به عنوان یکی از مدرن‌ترین منابع تولید توان در صنعت حمل و نقل شناخته شود. ترکیب پیل سوختی با منابع تغذیه ثانویه مانند خازن، مزیت‌هایی مانند چگالی توان بالا، راه‌اندازی سریع و بهبود پاسخ دینامیکی مجموعه را باعث خواهد شد [۹-۱۰].

سطح ولتاژ خروجی پیل سوختی برای کاربردهای متصل به شبکه پایین است. بنابراین با استفاده از مبدل‌های DC-DC سعی می‌شود که ولتاژ تولیدی پیل سوختی به سطح ولتاژ متناسب با شبکه افزایش یابد. مبدل DC-DC علاوه بر بهبود کیفیت توان خروجی پیل سوختی به کنترل بهتر ذخیره‌کننده‌های انرژی نیز کمک می‌کند [۱۱-۱۲]. جهت اتصال انرژی پیل سوختی به شبکه AC از مبدل DC-AC استفاده می‌شود. ولتاژ AC تولیدی در اینورتر منبع ولتاژ دارای اعوجاج هارمونیک است، بنابراین جهت بهبود کیفیت ولتاژ تولیدی از فیلتر واسط بین اینورتر و شبکه استفاده می‌شود. انواع مختلف فیلترهای واسط شبکه شامل فیلتر L، LC، LCL و LLCL است [۱۳-۱۴]. از آنجا که در فیلتر نوع L، صرفاً یک سلف مسئول کاهش هارمونیک‌های جریان است، اندازه سلف یا فرکانس کلیدزنی برای بهبود عملکرد سیستم باید به اندازه کافی بزرگ باشد که در هر دو حالت تلفات افزایش می‌یابد. فیلتر LC در فرکانس‌های بالا عملکرد بهتری دارد و در مقایسه با فیلتر L، اندازه آن کمتر است. جریان هجومی بالا و فرکانس تشدید از اصلی‌ترین معایب فیلتر LC است [۱۵-۱۶]. فیلتر LCL که از یک سلف سمت مبدل، یک سلف سمت شبکه و یک خازن تشکیل شده است، در مقایسه با فیلتر L اندازه کمتری دارد. این نوع فیلتر عملکرد بهتری در حذف محتوای هارمونیک در فرکانس‌های بالا دارد. فیلترهای LCL با اینکه هارمونیک‌ها را به نحو مطلوبی میرا می‌کنند، ولی می‌توانند منجر به ایجاد تشدید و ناپایداری سیستم شوند. استفاده از روش‌های میرایی تشدید برای اطمینان از پایداری سیستم در فیلترهای LCL لازم است [۱۷].

¹ Alkaline fuel cell

² Molten carbonate fuel cell

³ Phosphoric acid fuel cell

⁴ Proton exchange membrane fuel cell

⁵ Solid oxide fuel cell

⁶ Direct methanol fuel cell

طرح پیشخور کامل ولتاژ شبکه شامل مولفه تناسبی، مولفه مشتقی، مولفه مشتق دوم می‌تواند اعوجاج جریان ناشی از هارمونیک‌های ولتاژ شبکه را به طور کامل از بین ببرد [۱۸-۱۹]. در شبکه‌ی ضعیف، اندازه‌گیری ولتاژ شبکه به طور مستقیم دشوار است و از ولتاژ نقطه اتصال مشترک (PCC) بجای آن استفاده می‌شود. علاوه بر این، در بسیاری از کاربردها، اینورتر از طریق اضافه نمودن ترانسفورماتور به شبکه متصل می‌شود [۲۰-۲۱] و از اندوکتانس نشتی ترانسفورماتور بعنوان سلف سمت شبکه در فیلتر LCL استفاده می‌شود. در این حالت، ولتاژ PCC در واقع ولتاژ خازن فیلتر LCL است. برخلاف طرح پیشخور ولتاژ شبکه^۱، طرح فیدبک ولتاژ خازن^۲، بهره حلقه جریان را تغییر می‌دهد که بر پایداری سیستم تأثیر می‌گذارد [۲۲-۲۴]. فیدبک ولتاژ خازن می‌تواند تشدید LCL را بطور کامل از بین ببرد که برای پایداری سیستم مفید است. با لحاظ تاخیر کنترل دیجیتال، طرح فیدبک ولتاژ خازن، معادل با یک امپدانس مجازی موازی (مقاومت مجازی و سلف مجازی) با خازن فیلتر است. امپدانس مجازی مفهومی است که ناشی از حلقه‌های کنترلی و بدون استفاده از امپدانس واقعی می‌توان رفتار امپدانس را در بخشی از مدار ایجاد نمود. بخش مقاومتی امپدانس مجازی، پیک تشدید فیلتر LCL را میرا می‌کند. با این حال، این مقاومت معادل ممکن است منفی باشد و منجر به ایجاد قطب‌های نیم صفحه سمت راست (RHP)^۳ در تابع تبدیل حلقه باز سیستم شود که به یک رفتار غیرمینیم فاز منتهی می‌شود. اگر مقاومت مجازی منفی باشد فرکانس تشدید بین یک سوم تا نصف فرکانس نمونه برداری است که سبب ناپایداری سیستم می‌گردد [۲۵]. به منظور اطمینان از پایداری سیستم، فرکانس تشدید فیلتر LCL باید کمتر از یک سوم فرکانس نمونه برداری طراحی شود. البته با تصحیح تاخیر کنترل دیجیتال، اینورتر متصل به شبکه در حضور هارمونیک‌های فرکانس بالا می‌تواند پایداری خود را حفظ کند [۲۶-۲۷].

در این مقاله از طرح فیدبک جامع ولتاژ خازن برای سیستم بهساز توان پیل سوختی متصل به شبکه با فیلتر LCL جهت حذف اعوجاج جریان شبکه ناشی از هارمونیک‌های ولتاژ شبکه استفاده شده است. طرح فیدبک جامع ولتاژ خازن شامل مولفه تناسبی، مشتقی و مولفه دوم مشتق ولتاژ خازن است. در طرح کنترلی پیشنهادی مولفه مشتق ولتاژ خازن با فیدبک جریان خازن به دلیل بهره حلقه یکسان و قرینه، با همدیگر مقابله می‌کنند. بنابراین، هر دو آنها را می‌توان حذف کرد. لذا در سنسور جریان خازن صرفه‌جویی می‌شود و تشدید فیلتر LCL توسط مولفه تناسبی و مشتق مرتبه دوم ولتاژ خازن میرا می‌شود. برای اطمینان از مثبت بودن مقاومت معادل در فرکانس نایکویست، یعنی محدوده فرکانس قابل کنترل، یک فیلتر پایین گذر به مشتق مرتبه دوم فیدبک ولتاژ خازن اضافه می‌شود. در نتیجه اینورتر متصل به شبکه می‌تواند به طور پایدار کار کند.

ساختار مابقی بخش‌های این مقاله به شرح ذیل است: در بخش دوم ساختار سیستم پیل سوختی معرفی شده و در بخش سوم سیستم بهساز توان پیل سوختی متصل به شبکه با فیلتر LCL ارائه و تحلیل می‌شود. در بخش چهارم روش فیدبک ولتاژ جامع خازن در سیستم‌های پایدار ارائه خواهد شد. در بخش پنجم شکل‌دهی (shaping) مقاومت معادل با طرح فیدبک ولتاژ جامع خازن بیان می‌شود و در بخش ششم نتایج شبیه‌سازی ارائه خواهد شد.

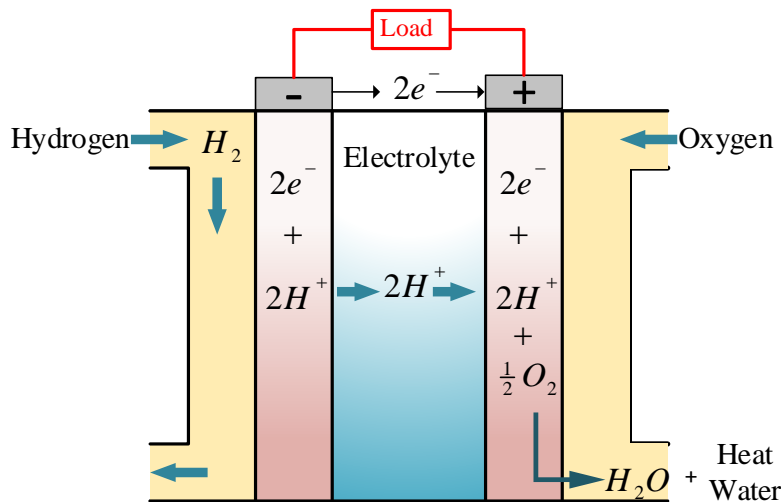
¹ Grid voltage feedforward scheme

² Capacitor Voltage feedback scheme

³ Right Half Plane

۲- پیل سوختی

روش‌ها و ایده‌های بسیاری برای جایگزینی سوخت‌های فسیلی وجود دارد. استفاده از منابع انرژی تجدیدپذیر از جمله پیل‌های سوختی، آرایه‌های فتوولتائیک، انرژی باد از جمله راهکارهای جایگزین منابع فسیلی هستند. امروزه استفاده از پیل سوختی به عنوان یک تکنولوژی در حال توسعه جهت تولید انرژی پاک مطرح شده است. پیل سوختی یک مبدل الکتروشیمیایی است که انرژی شیمیایی را به انرژی الکتریکی تبدیل می‌کند که در این فرایند از هیچ اجزای متحرکی استفاده نمی‌شود. بنابراین ساختار و همچنین راندمان بالا از ویژگی‌های پیل سوختی است. راندمان انرژی در پیل‌های سوختی به طور کلی مابین ۴۰ الی ۶۰ درصد است. با این وجود، در صورتی که گرمای تولید شده از پیل سوختی نیز مورد استفاده قرار گیرد، راندمان کلی به حدود ۸۵٪ افزایش می‌یابد. پیل سوختی از دو قطب الکتریکی (الکتروود) و الکترولیت تشکیل یافته است. گاز هیدروژن به الکتروود آند وارد شده و در اثر واکنش اکسیداسیون به یون هیدروژن مثبت (H^+) و الکترون با بار منفی (e^-) یونیزه می‌شود. الکترولیت پیل سوختی فقط به یون‌های مثبت هیدروژن اجازه می‌دهد که از آند به کاتد منتقل شود و به یون‌های منفی اجازه انتقال نمی‌دهد. انتقال الکترون از طریق یک مدار خارجی انجام می‌شود و سبب ایجاد جریان مستقیم DC می‌شود. در شکل (۱) ساختار کلی و عملکرد پیل سوختی نشان داده شده است.



شکل ۱. پیل سوختی غشا تبادل پروتون (PEMFC)

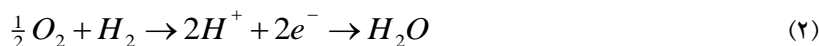
سوخت اصلی پیل سوختی هیدروژن است ولی برای انجام واکنش شیمیایی به اکسیژن نیز نیاز است. الکترون از الکتروود کاتد وارد پیل سوختی می‌شود و طی واکنش شیمیایی کاهشی، الکترون‌ها و پروتون‌ها با اکسیژن هوا ترکیب شده و آب تولید می‌شود.

واکنش‌های شیمیایی رخ داده در یک پیل سوختی در آند و کاتد بصورت زیر است:

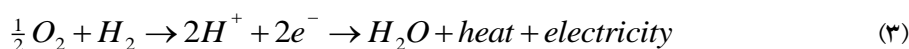
۱- واکنش در سمت آند بصورت زیر است:



۲- واکنش در سمت کاتد بصورت زیر است:

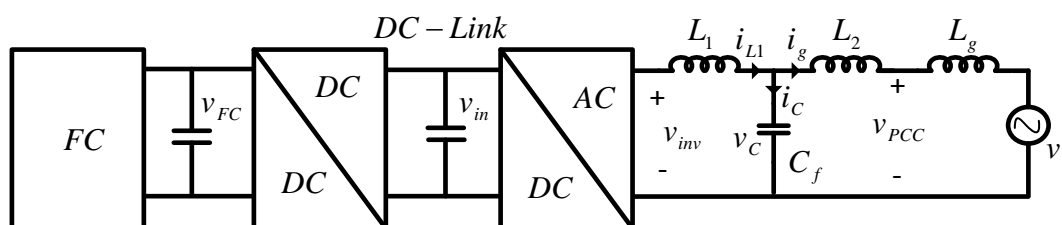


۳- واکنش کل نیز بصورت زیر است:



۲-۱- پیل سوختی متصل به شبکه

ساختار کلی پیل سوختی متصل به شبکه در شکل (۲) نشان داده شده است. ولتاژ تولیدی پیل سوختی از نوع DC است و جهت افزایش ولتاژ تولیدی از مبدل DC-DC استفاده شده [۱۱] و همچنین جهت انتقال انرژی پیل سوختی به شبکه‌ی AC از اینورتر استفاده می‌شود. اینورترهای منبع ولتاژ در اثر فرآیند کلیدزنی، ریپل‌هایی تولید می‌کنند که مشکلات قابل توجهی در کیفیت توان شبکه ایجاد می‌کند. در اتصال پیل‌های سوختی به شبکه، برای به حداقل رساندن ریپل تولید شده توسط اینورترهای منبع ولتاژ می‌توان از فیلتر LCL استفاده نمود. فیلتر LCL ریپل ولتاژ را حذف می‌کند ولی دارای امپدانس صفر در فرکانس تشدید است که سبب ناپایداری عملکرد اینورتر متصل به شبکه می‌شود. جهت پایداری اینورتر بایستی تشدید ناشی از فیلتر LCL میرا گردد.

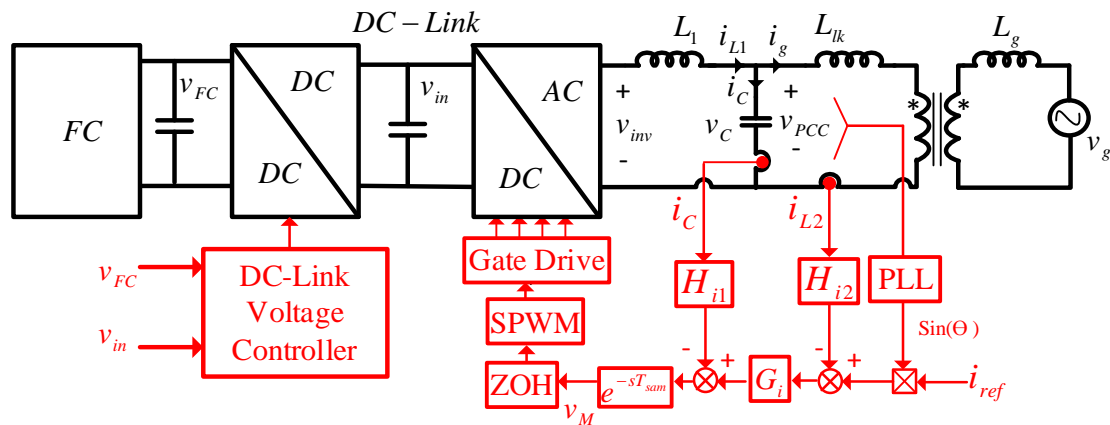


شکل ۲. ساختار پیل سوختی متصل به شبکه با فیلتر LCL

۳- تحلیل اینورتر پیل سوختی متصل به شبکه با فیلتر LCL

در شکل (۳) ساختار کلی سیستم بهسازی توان پیل سوختی متصل به شبکه با فیلتر LCL و شمای کلی سیستم کنترلی پیشنهادی نشان داده شده است. مطابق شکل، ولتاژ AC تولیدی توسط اینورتر، v_{in} ولتاژ لینک DC و v_g ولتاژ شبکه است. L_1 سلف سمت اینورتر و C_f خازن فیلتر است. اینورتر از طریق ترانسفورماتور با نسبت دور $(n_1 / n_2 = 1)$ به شبکه متصل شده است. از اندوکتانس نشی ترانسفورماتور به عنوان سلف سمت شبکه فیلتر LCL استفاده شده است. بنابراین در این شمای کنترلی از ولتاژ خازن فیلتر (v_C) به عنوان ولتاژ نقطه مشترک (v_{PCC}) استفاده می‌شود. بطور کلی امپدانس شبکه شامل یک سلف و یک مقاومت است. مقاومت سمت شبکه اثر میرایی تشدید را مهیا کرده و به پایداری سیستم کمک می‌کند. در ساختار تحت بررسی برای مدلسازی امپدانس شبکه یک سلف خالص L_g به منظور مدلسازی بدترین حالت از بُعد کنترلی لحاظ شده است. بنابراین سلف معادل سمت شبکه L_2 بصورت زیر می‌باشد.

$$L_2 = L_{IK} + L_g \quad (4)$$



شکل ۳. طرح کنترلی برای اینورتر پیل سوختی متصل به شبکه با فیلتر LCL

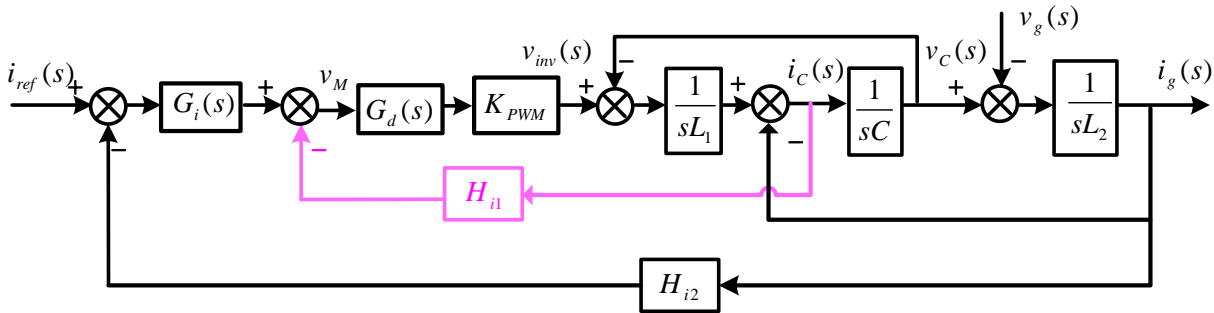
به منظور کنترل جریان مرجع (i_{ref}) با یک حلقه کنترلی می‌توان ولتاژ لینک DC (v_{in}) را با مقدار مرجع آن مقایسه نموده و میزان جریان لازم برای تزریق به شبکه را محاسبه نمود. در صورت افزایش توان تولیدی پیل سوختی، ولتاژ لینک DC افزایش خواهد یافت و به منظور تثبیت آن بایستی جریان مرجع افزایش یابد. بدین ترتیب تعادل توان ورودی و خروجی به خازن لینک DC میزان جریان مرجع تزریقی به شبکه را تعیین می‌کند.

هدف اصلی استراتژی کنترل سیستم بهسازی توان پیل سوختی متصل به شبکه، کنترل جریان تزریقی توسط پیل سوختی به شبکه است به نحوی که با ولتاژ شبکه هم‌فاز بوده و محتوای هارمونیک آن به حداقل رسیده باشد. به دلیل تشدید در فیلتر LCL، یک حلقه جریان واحد برای اطمینان از عملکرد صحیح اینورتر متصل به شبکه با فیلتر LCL کافی نیست. در روش کنترل مرسوم، برای میرایی تشدید ناشی از فیلتر LCL، معمولاً از فیدبک جریان خازن استفاده می‌شود. بر اساس شکل (۳)، مدل ریاضی کنترل سیستم بهسازی توان پیل سوختی متصل به شبکه با فیلتر LCL در شکل (۴) نشان داده شده است. $i_{ref}(s)$ جریان مرجع حلقه خارجی است که بر اساس حلقه کنترلی مبتنی بر توان تولیدی پیل سوختی تعیین می‌شود. $i_g(s)$ جریان سمت شبکه است که توسط سنسور جریان شبکه حس شده و پس از مقایسه با جریان مرجع $i_{ref}(s)$ خطای آن به تنظیم‌کننده جریان $G_i(s)$ فرستاده می‌شود. H_i ضریب سنسور جریان خازن است. جریان خازن $i_c(s)$ جهت تولید سیگنال مدولاسیون v_M از خروجی تنظیم‌کننده جریان $G_i(s)$ کم می‌شود. جبران‌ساز تناسبی تشدید (PR)^۱ در مقایسه با تنظیم‌کننده تناسبی انتگرالی (PI) بهره بزرگ‌تری در فرکانس پایه دارد و خطای حالت ماندگار را محدود می‌کند. بنابراین در این مقاله از جبران‌ساز PR استفاده شده است.

$$G_i(s) = K_p + \frac{2K_r \omega_i s}{s^2 + 2\omega_i s + \omega_o} \quad (5)$$

که ω_i پهنای باند بخش تشدید و ω_o فرکانس زاویه‌ای خروجی است.

^۱ Proportional-Resonance



شکل ۴. شمای کنترل اینورتر پیل سوختی متصل به شبکه با فیلتر LCL تحت استراتژی فیدبک جریان خازن

روش‌های کنترلی مرسوم برای اینورترهای متصل به شبکه با فیلتر LCL توانایی تضعیف هارمونیک‌های جریان تزریقی به شبکه را دارا می‌باشند. با این حال، اعوجاج جریان ناشی از هارمونیک‌های ولتاژ شبکه‌ی ضعیف و هارمونیک‌ی به سختی قابل حذف است. در روش پیشنهادی از طرح فیدبک جامع ولتاژ خازن برای جلوگیری از ریبیل جریان ناشی از هارمونیک‌های ولتاژ شبکه استفاده شده است. استفاده از کنترل دیجیتال باعث ایجاد تاخیر نمونه‌برداری می‌شود که با عبارت $e^{-sT_{sam}}$ بیان می‌شود. پارامتر T_{sam} بیانگر دوره تناوب نمونه‌برداری است که بر اساس نرخ نایکویست برابر با نصف دوره تناوب کلیدزنی T_{sw} است. تاخیر PWM ناشی از نگهدارنده مرتبه صفر^۱ (ZOH) معادل با نصف دوره تناوب نمونه‌برداری است [۲۸-۲۹]. تاخیر $G_d(s) = e^{-1.5T_{sam}}$ با دوره تناوب ۱/۵ برابر دوره تناوب نمونه‌برداری، از مجموع تاخیر محاسباتی و تاخیر PWM تشکیل یافته است. عبارت $K_{PWM} = v_{in} / V_{tri}$ تابع تبدیل پیل اینورتر یا به عبارتی ضریب بهره اینورتر است که حداکثر دامنه موج حامل مثلثی است. در سیستم تحت بررسی از کلیدزنی مدولاسیون پهنای پالس (SPWM) تک قطبی برای اینورتر پیل سوختی متصل به شبکه استفاده شده است. بنابراین فرکانس موثر هارمونیک‌ها در دو برابر فرکانس کلیدزنی $2f_{sw}$ ظاهر می‌شود.

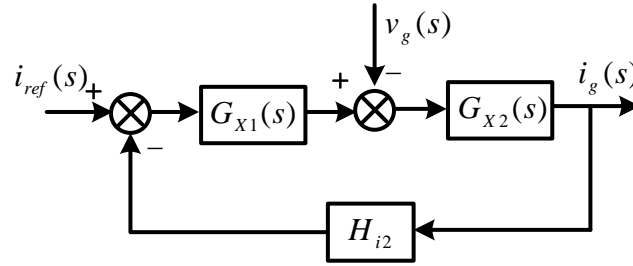
۳-۱- تحلیل جریان شبکه

با استفاده از معادلات هم ارز در [۱۹]، توابع شکل (۴) را می‌توان با استفاده از قاعده میسون بصورت توابع معادل بر مبنای $G_{X1}(s)$ و $G_{X2}(s)$ مطابق با شکل (۵) تبدیل نمود.

$$G_{x1}(s) = \frac{K_{pwm} G_d(s)}{s^2 L_1 C + s C H_{i1} K_{pwm} G_d(s) + 1} G_i(s) \quad (۶)$$

$$G_{x2}(s) = \frac{s^2 L_1 C + s C H_{i1} K_{pwm} G_d(s) + 1}{s^3 L_1 L_2 C + s^2 L_2 C H_{i1} K_{pwm} G_d(s) + s(L_1 + L_2)} \quad (۷)$$

^۱ Zero Order Hold



شکل ۵. نمودار معادل کنترل اینورتر پیل سوختی متصل به شبکه با فیلتر LCL

مطابق شکل (۵)، $T_{ori}(s)$ بهره اصلی حلقه جریان و $i_{g-ori}(s)$ جریان اصلی شبکه را می‌توان بصورت زیر بیان نمود:

$$T_{ori}(s) = G_{x1}(s)G_{x2}(s)H_{i2} \quad (۸)$$

$$i_{g,ori}(s) = \frac{1}{H_{i2}} \frac{T_{ori}(s)}{1+T_{ori}(s)} i_{ref}(s) - \frac{G_{x2}(s)}{1+T_{ori}(s)} v_g(s) \quad (۹)$$

همانطور که در (۹) مشاهده می‌شود، جریان اصلی شبکه $i_{g-ori}(s)$ از دو بخش تشکیل یافته است که بخش اول با جریان مرجع i_{ref} متناسب بوده و بخش دوم با ولتاژ شبکه $v_g(s)$ متناسب است.

۳-۲- طرح پیشخور کامل ولتاژ شبکه^۱ (gvff)

بر اساس رابطه (۹)، به منظور حذف اعوجاج جریان شبکه ناشی از هارمونیک‌های ولتاژ شبکه، یک مسیر پیشخور از $v_g(s)$ به خروجی $G_{xi}(s)$ اضافه شده که در شکل (۶-الف) نشان داده شده است. بنابراین یک رابطه اضافی جریان شبکه بر اساس پیشخور ولتاژ شبکه $i_{ga-ori}(s)$ بصورت زیر تولید می‌شود:

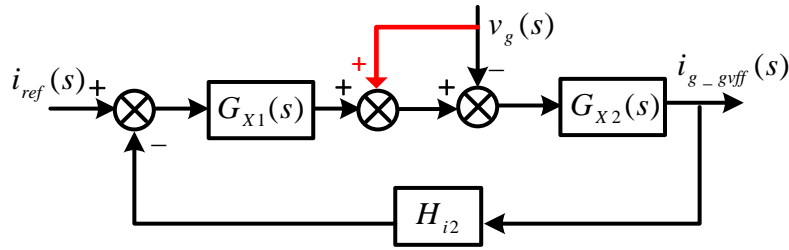
$$i_{ga-ori}(s) = \frac{G_{x2}(s)}{1+T_{ori}(s)} v_g(s) \quad (۱۰)$$

سپس با تقسیم $G_{xi}(s)$ بر $G_i(s)$ و حرکت دادن گره پیشخور ولتاژ شبکه $v_g(s)$ به سمت خروجی تنظیم کننده $G_i(s)$ ، تابع انتقال شکل (۶-الف) معادل با تابع انتقال شکل (۶-ب) می‌شود و ضریب تابع پیشخور ولتاژ شبکه $G_{ff}(s)$ ، بصورت زیر تعریف می‌شود:

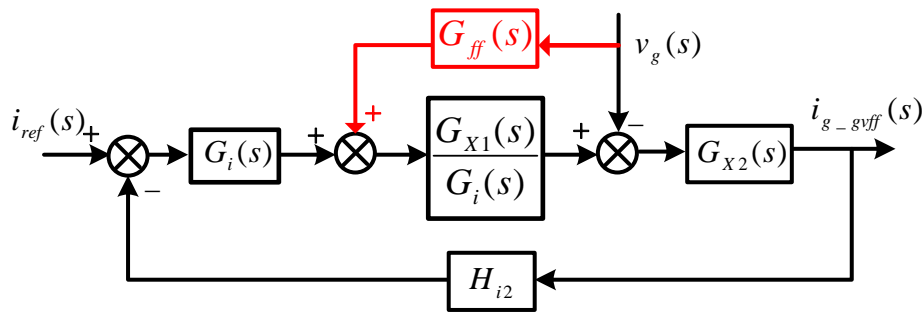
$$G_{ff}(s) = \frac{G_i(s)}{G_{x1}(s)} = \frac{1}{K_{pwm}} \frac{1}{G_d(s)} + sCH_{i1} + \frac{s^2 L_1 C}{K_{pwm}} \frac{1}{G_d(s)} \quad (۱۱)$$

این طرح پیشخور، طرح پیشخور کامل ولتاژ شبکه نامیده می‌شود.

^۱ Grid Voltage Full Feedforward



(الف)



(ب)

شکل ۶. طرح پیشخور کامل ولتاژ شبکه

۳-۳- طرح فیدبک جامع ولتاژ خازن^۱ (cvcf)

اندازه‌گیری مستقیم ولتاژ شبکه $v_g(s)$ دشوار است. با توجه به رابطه‌ای که بین ولتاژ خازن و شبکه وجود دارد، از اندازه‌گیری ولتاژ خازن $v_C(s)$ به جای ولتاژ شبکه $v_g(s)$ بر اساس رابطه زیر استفاده می‌شود:

$$v_C(s) = v_g(s) + sL_2 i_g(s) \quad (12)$$

با استفاده از رابطه (۱۲) و شکل (۶-ب)، در شکل (۷) بلوک دیاگرام کنترلی معادل اینورتر متصل به شبکه در شرایطی که از فیدبک ولتاژ خازن بجای پیشخور ولتاژ شبکه $v_g(s)$ استفاده شود نشان داده شده است. بر اساس رابطه (۱۰) ترم اضافی جریان مطابق رابطه زیر حاصل می‌شود:

$$i_{g-cvcf}(s) = \frac{G_{X2}(s)}{1 + T_{ori}(s)} [v_g(s) + sL_2 i_{g-cvcf}(s)] \quad (13)$$

بنابراین جریان تزریقی به شبکه $i_{g-cvcf}(s)$ ، با لحاظ فیدبک جامع ولتاژ خازن (cvcf) بصورت زیر خواهد بود:

$$i_{g-cvcf}(s) = i_{g-ori}(s) + i_{ga-cvcf}(s) \quad (14)$$

و همچنین، با قرار دادن (۹) و (۱۳) در (۱۴)، جریان تزریقی به شبکه بر اساس فیدبک جامع ولتاژ خازن $(i_{g-cvcf}(s))$ را با اعمال مولفه متناسب با جریان مرجع $i_{ref}(s)$ و مولفه متناسب با اغتشاش ولتاژ شبکه $v_g(s)$ می‌توان بصورت زیر به دست آورد:

^۱ Capacitor Voltage Comprehensive Feedback

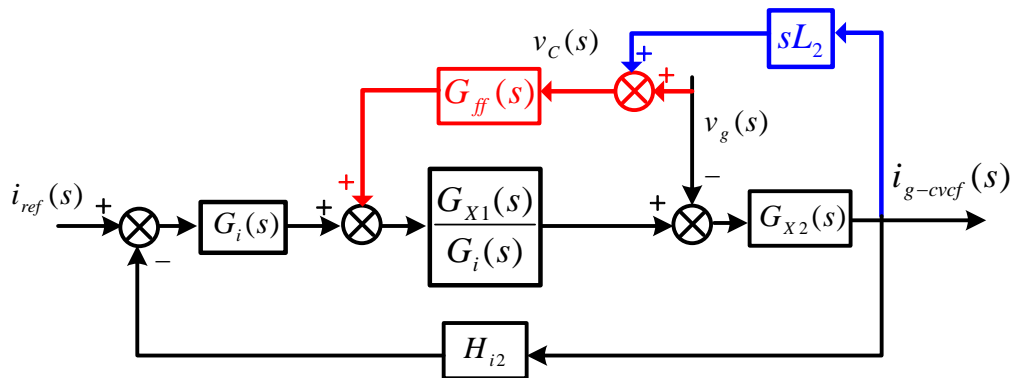
$$i_{g-cvcf}(s) = \frac{1}{H_{i2}} \frac{T_{ori}(s)}{1+T_{ori}(s) - sL_2G_{x2}(s)} i_{ref}(s) \quad (15)$$

همانطور که در (۱۵) مشاهده می‌شود، در جریان تزریقی به شبکه مولفه متناسب با اغتشاش ولتاژ شبکه $v_g(s)$ حذف شده است. بنابراین، اغتشاشات ناشی از ولتاژ شبکه در جریان تزریقی به شبکه تاثیر نخواهد داشت. روش پیشنهادی، طرح فیدبک جامع ولتاژ خازن نامیده می‌شود که عبارت بیانگر حذف کامل مولفه اغتشاشات جریان ناشی از ولتاژ هارمونیکی شبکه است که شبیه طرح پیشخور کامل ولتاژ شبکه است. در رابطه (۱۱)، عبارت $1/G_d(s)$ نمی‌تواند بصورت فیزیکی تحقق یابد. بنابراین مقدار $G_d(s)$ برابر با یک فرض شده است [۳۰-۳۱] و $G_{ff}(s)$ تقریباً بصورت زیر بیان می‌شود:

$$G'_{ff}(s) = \frac{1}{K_{pwm}} + sCH_{i1} + \frac{s^2L_1C}{K_{pwm}} \quad (16)$$

با توجه به شکل (۷) و با اضافه شدن $G'_{ff}(s)$ ، جریان شبکه بصورت زیر بیان می‌شود:

$$i'_{ga-cvcf}(s) = G'_{ff}(s) \frac{G_{x1}(s)}{G_i(s)} \frac{G_{x2}(s)}{1+T_{ori}(s)} [v_g(s) + sL_2i'_{g-cvcf}(s)] \quad (17)$$



شکل ۷. نمودار کنترل معادل اینورتر متصل به شبکه با طرح فیدبک جامع ولتاژ خازن

مطابق (۹) و (۱۷)، جریان شبکه با اضافه کردن $G'_{ff}(s)$ بصورت زیر بیان می‌شود:

$$\begin{aligned} i'_{g-cvcf}(s) &= i_{g-ori}(s) + i'_{ga-cvcf}(s) \\ &= \frac{1}{H_{i2}} \frac{T_{ori}(s)}{1+T_{ori}(s) - G'_{ff}(s) \frac{G_{x1}(s)}{G_i(s)} G_{x2}(s)sL_2} i_{ref}(s) \\ &\quad - \frac{\left(1 - G'_{ff}(s) \frac{G_{x1}(s)}{G_i(s)}\right) G_{x2}}{1+T_{ori}(s) - G'_{ff}(s) \frac{G_{x1}(s)}{G_i(s)} G_{x2}(s)sL_2} v_g(s) \end{aligned} \quad (18)$$

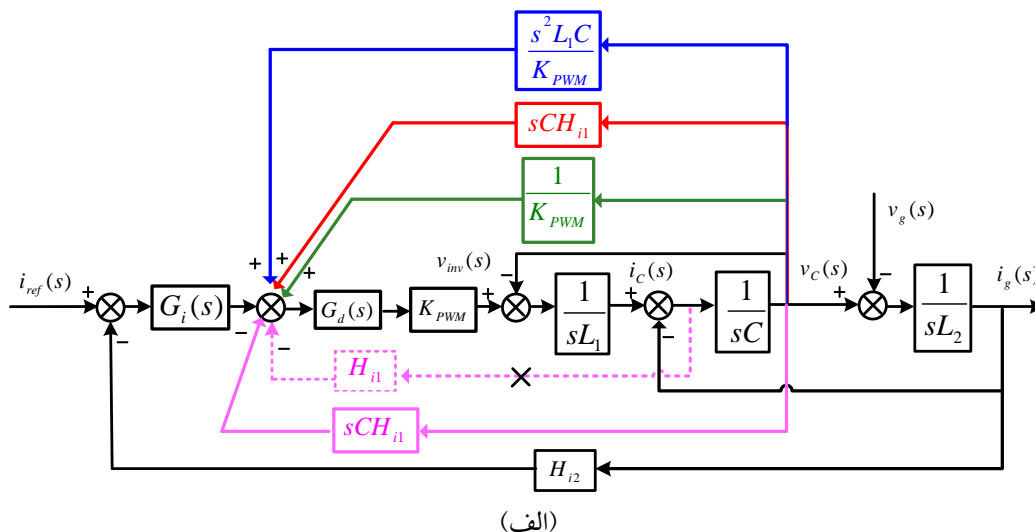
با مقایسه روابط (۱۸) و (۹)، بهره حلقه جریان (T'_{cvcf}) با فیدبک جامع ولتاژ خازن بصورت زیر بیان می‌شود:

$$T'_{cvcf} = \frac{T_{ori}(s)}{1 - G'_{ff}(s) \frac{G_{x1}(s)}{G_i(s)} G_{x2}(s) sL_2} \quad (19)$$

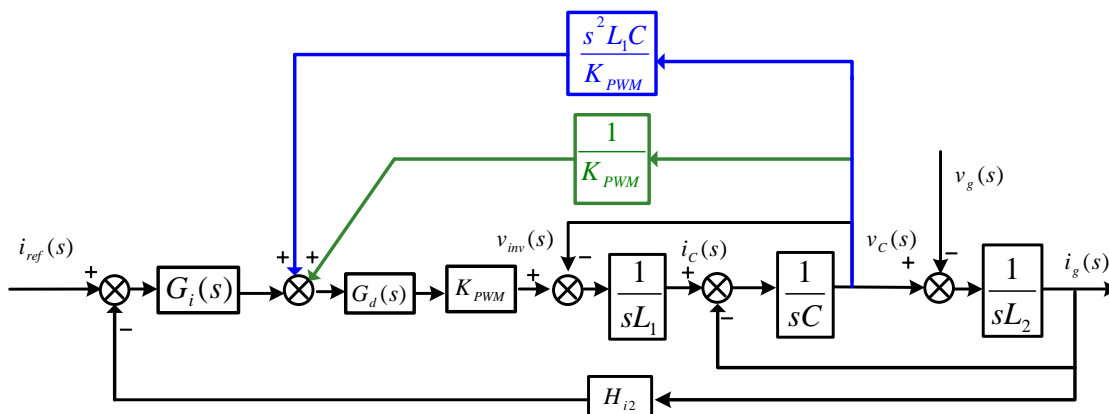
مطابق (۶)، (۷)، (۸)، (۱۶) و (۱۹) را می‌توان بصورت زیر نوشت:

$$T'_{cvcf} = \frac{G_i(s)G_d(s)K_{pwm}H_{i2}}{sL_1 + (1 + s^2L_1C)sL_2(1 - G_d(s))} \quad (20)$$

همانطور که در (۱۶) مشاهده می‌شود، تابع فیدبک جامع ولتاژ خازن شامل مولفه تناسبی $(1/K_{PWM})$ ، مولفه مشتق (sCH_{i1}) و مولفه مشتق مرتبه دوم (s^2L_1C/K_{pwm}) است. بر اساس شکل (۴)، نمودار بلوک دیاگرام کنترل اینورتر متصل به شبکه با طرح فیدبک جامع ولتاژ خازن در شکل (۸-الف) نشان داده شده است. در این نمودار، فیدبک جریان خازن انتقال داده شده و با فیدبک ولتاژ خازن جایگزین می‌شود. بنابراین دو حلقه که یکی مربوط به مولفه مشتق (sCH_{i1}) و دیگری مربوط به فیدبک جریان خازن است، با همدیگر مقابله کرده و هر دو می‌توانند حذف شوند که در شکل (۸-ب) نشان داده شده است.



(الف)



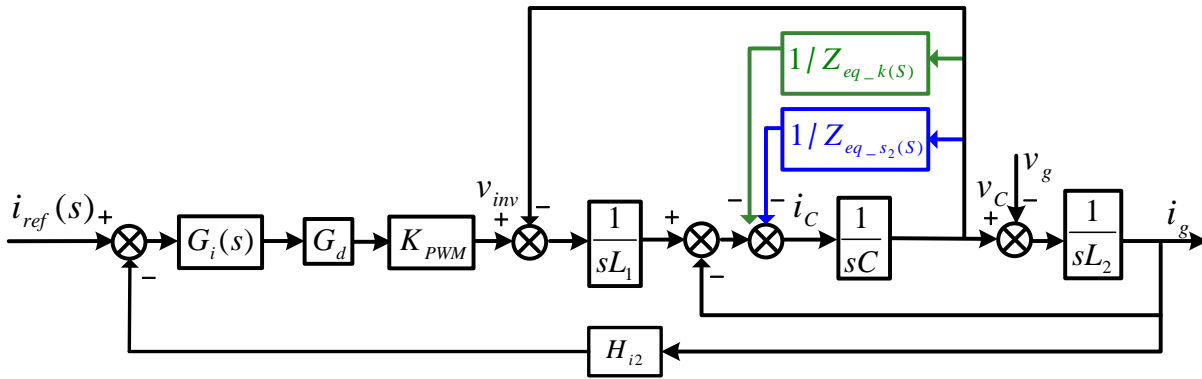
(ب)

شکل ۸. کنترل اینورتر پیل سوختی متصل به شبکه با طرح فیدبک جامع ولتاژ خازن، (الف): طرح کنترلی اصلی، (ب): طرح کنترلی ساده شده

در روش کنترلی مرسوم از سنسور جریان برای اندازه‌گیری جریان خازن استفاده می‌شود. اما تابع فیدبک جامع ولتاژ خازن فقط مولفه تناسبی $(1/K_{PWM})$ و مشتق دوم آن را دارد و فیدبک میرایی فعال جریان خازن حذف می‌شود. تشدید فیلتر LCL بجای مولفه فیدبک جریان خازن، به وسیله مولفه تناسبی $(1/K_{PWM})$ و مشتق دوم ولتاژ خازن میرا می‌شود که در بخش ۴ شرح داده خواهد شد.

۴- فیدبک جامع ولتاژ خازن در سیستم‌های پایدار

با جابجایی فیدبک ولتاژ خازن از خروجی $G_i(s)$ به ورودی $1/sC$ و تنظیم تابع فیدبک مطابق شکل (۸-ب)، نمودار بلوکی معادل مطابق شکل (۹) حاصل می‌شود.



شکل ۹. نمودار بلوکی کنترل معادل اینورتر پیل سوختی متصل به شبکه با طرح فیدبک جامع ولتاژ خازن

مولفه تناسبی $(1/K_{PWM})$ و مشتق مرتبه دوم فیدبک ولتاژ خازن معادل امپدانس مجازی به ترتیب Z_{eq-k} و Z_{eq-s2} است، که به طور موازی به خازن فیلتر متصل هستند. عبارت‌های Z_{eq-k} و Z_{eq-s2} به ترتیب بصورت زیر بیان می‌شوند:

$$Z_{eq-k}(s) = -\frac{sL_1}{G_d(s)} \quad (21)$$

$$Z_{eq-s2}(s) = -\frac{1}{sCG_d(s)} \quad (22)$$

با جایگزینی $s = j2\pi f$ در (۲۱) و (۲۲)، این روابط بصورت زیر حاصل می‌شوند:

$$Z_{eq-k}(j2\pi f) = \frac{2\pi fL_1}{\sin(3\pi fT_{sam}) + j \cos(3\pi fT_{sam})} \quad (23)$$

$$\overset{\Delta}{=} R_{eq-k}(f) \parallel jX_{eq-k}(f)$$

$$Z_{eq-s2}(j2\pi f) = -\frac{1}{2\pi fC [\sin(3\pi fT_{sam}) + j \cos(3\pi fT_{sam})]} \quad (24)$$

$$\overset{\Delta}{=} R_{eq-s2}(f) \parallel jX_{eq-s2}(f)$$

که

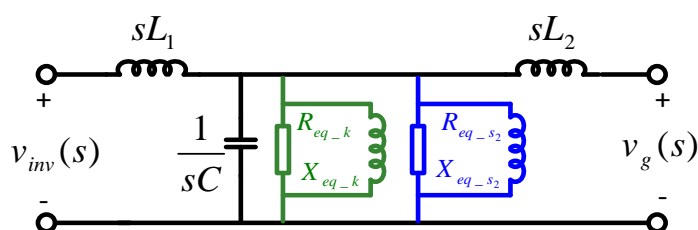
$$R_{eq-k}(f) = \frac{2\pi fL_1}{\sin(3\pi fT_{sam})} \quad (25)$$

$$X_{eq-k}(f) = \frac{2\pi fL_1}{\cos(3\pi fT_{sam})} \quad (26)$$

$$R_{eq-s_2}(f) = -\frac{1}{2\pi fC \sin(3\pi fT_{sam})} \quad (27)$$

$$X_{eq-s_2}(f) = \frac{1}{2\pi fC \cos(3\pi fT_{sam})} \quad (28)$$

طبق روابط (۲۳) و (۲۴) و مطابق شکل (۱۰)، Z_{eq-k} می‌تواند به صورت اتصال موازی مقاومت R_{eq-k} و راکتانس X_{eq-k} و Z_{eq-s_2} می‌تواند به صورت اتصال موازی مقاومت R_{eq-s_2} و راکتانس X_{eq-s_2} نشان داده شود.



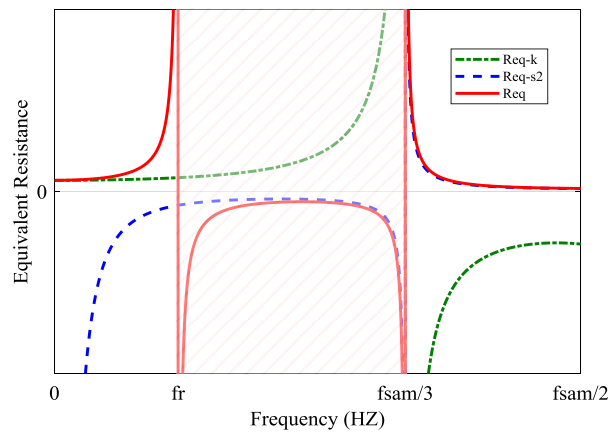
شکل ۱۰. امپدانس مجازی معادل شده توسط فیدبک جامع ولتاژ خازن

در حقیقت، X_{eq-k} و X_{eq-s_2} باعث تشدید سیستم در فرکانس f_r جهت انحراف از تشدید LCL در فرکانس f_r می‌شوند. اگر R_{eq-k} و R_{eq-s_2} مثبت باشند، به میرایی تشدید کمک می‌کنند و اگر منفی باشند، منجر به ایجاد قطب‌های تابع تبدیل حلقه باز در سمت راست محور موهومی می‌شود که منجر به ناپایداری سیستم می‌شود. مطابق روابط (۲۵) و (۲۷)، منحنی‌های R_{eq-k} و R_{eq-s_2} را می‌توان به عنوان تابع فرکانسی رسم کرد. همانطور که در شکل (۱۱) مشاهده می‌شود، R_{eq-k} در محدوده $(0, f_{sam}/3)$ مثبت و در محدوده $(f_{sam}/3, f_{sam}/2)$ منفی است، در حالی که R_{eq-s_2} در محدوده $(0, f_{sam}/3)$ منفی و در محدوده $(f_{sam}/3, f_{sam}/2)$ مثبت است. توجه داشته باشید که $f_{sam} = 1/T_{sam}$ فرکانس نمونه‌برداری است. مقاومت معادل R_{eq} بر اساس رابطه (۲۹) قابل بیان است:

$$R_{eq}(f) = R_{eq-k}(f) \parallel R_{eq-s_2}(f) = \frac{2\pi fL_1}{\sin(3\pi fT_{sam}) \left[1 - (f/f_{r1})^2 \right]} \quad (29)$$

که در آن، f_{r1} فرکانس تشدید ناشی از L_1 و C است که به صورت زیر بیان می‌شود:

$$f_{r1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C}} \quad (30)$$



شکل ۱۱. منحنی مقاومت‌های R_{eq-k} ، R_{eq-s2} و R_{eq} به عنوان تابعی از فرکانس

به طور کلی، فرکانس تشدید (f_{r1}) در سیستم‌های پایدار کمتر از یک سوم فرکانس نمونه برداری ($f_{sam}/3$) است. بنابراین، طبق رابطه (۲۹)، منحنی R_{eq} به عنوان تابعی از فرکانس در شکل (۱۱) نشان داده شده است. همانطور که مشاهده می‌شود R_{eq} در محدوده $(0, f_{sam}/3)$ و $(f_{sam}/3, f_{sam}/2)$ مثبت و در محدوده $(f_{r1}, f_{sam}/3)$ منفی است. این بدان معناست که وقتی فرکانس تشدید سیستم $f_r' \in (f_{r1}, f_{sam}/3)$ باشد، طرح فیدبک جامع ولتاژ خازن ممکن است قطب‌های RHP حلقه باز را تولید نماید و باعث ناپایداری سیستم شود. بنابراین، یک R_{eq} مثبت در محدوده فرکانس قابل کنترل کامل معادل با $(0, f_{sam}/2)$ برای اطمینان از پایداری سیستم انتظار می‌رود که در بخش ۵ توضیح داده خواهد شد.

۵- شکل دهی مقاومت معادل در طرح فیدبک جامع ولتاژ خازن

۵-۱- شکل دهی مقاومت معادل با فیلتر پایین گذر

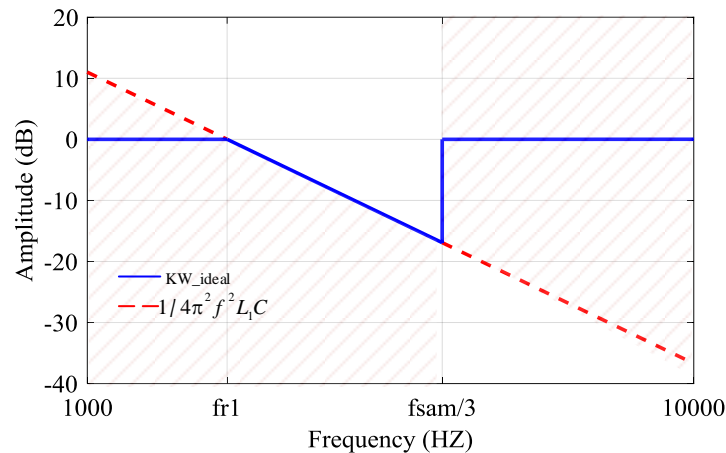
همانطور که در شکل (۱۱) دیده می‌شود، در محدوده فرکانسی $(0, f_{sam}/3)$ مقاومت R_{eq-k} مثبت و R_{eq-s2} منفی است. برای شکل دهی R_{eq} به مقدار مثبت، یک ایده ساده افزایش اندازه $|R_{eq-s2}|$ است. مطابق بلوک دیاگرام معادل و ساده‌سازی از شکل (۸-ب) به شکل (۹)، عبارت $\frac{1}{Z_{eq-s2}}$ با مولفه مشتق دوم متناسب است. بنابراین، یک ضریب وزنی K_W کمتر از یک، می‌تواند به مولفه مشتق مرتبه دوم برای افزایش مقدار $|R_{eq-s2}|$ اضافه شود. بنابراین R_{eq-s2} بصورت زیر تغییر شکل می‌دهد:

$$R'_{eq-s2}(f) = -\frac{1}{K_W 2\pi f C \sin(3\pi f T_{sam})} \quad (31)$$

مطابق روابط (۲۵) و (۳۱) R_{eq} بصورت زیر تغییر شکل می‌دهد:

$$R'_{eq}(f) = R'_{eq-k}(f) // R'_{eq-s2}(f) = \frac{2\pi f L_1}{(1 - 4\pi^2 f^2 L_1 C K_W) \sin(3\pi f T_{sam})} \quad (32)$$

بدیهی است عبارت $\sin(3\pi fT_{sam})$ به ازای $f \in (0, f_{sam}/3)$ مثبت و به ازای $f \in (f_{sam}/3, f_{sam}/2)$ منفی است. بنابراین برای مثبت بودن R_{eq} لازم است که به ازای $f \in (0, f_{sam}/3)$ عبارت $K_w < 1/(4\pi^2 f^2 L_1 C)$ و به ازای $f \in (f_{sam}/3, f_{sam}/2)$ عبارت $K_w > 1/(4\pi^2 f^2 L_1 C)$ صادق باشد. محدوده K_w در شکل (۱۲) با ناحیه هاشور خورده نشان داده شده است.



شکل ۱۲. محدوده K_w برای مثبت شدن مقاومت معادل R_{eq}

با توجه به مثبت بودن R_{eq} ، مقدار K_w برای حفظ توانایی حذف هارمونیکی باید تا آنجا که ممکن است نزدیک به یک باشد. مقدار ایده‌آل برای K_w در شکل (۱۲) با خط توپر نشان داده شده است. مطابق این شکل در بازه $(0, f_{sam}/3)$ ، منحنی ایده آل K_w شبیه به منحنی دامنه-فرکانس فیلتر پایین‌گذر مرتبه دوم است. در صورتیکه برای تحقق K_w از فیلتر پایین‌گذر مرتبه دوم استفاده شود، نیازمندی‌های K_w در محدوده $(f_{sam}/3, f_{sam}/2)$ نمی‌تواند برآورده شود. باید توجه داشت که فیلتر پایین‌گذر مرتبه دوم تاخیر فاز ایجاد می‌کند. مطابق بلوک دیاگرام معادل و ساده‌سازی از شکل (۶-ب) به شکل (۷)، تاخیر فاز افزایش می‌یابد. $\angle Z_{eq-D2}$ نشان می‌دهد که اندازه فیلتر پایین‌گذر مرتبه دوم در $(fr1, f_{sam}/3)$ نباید کمتر $1/(4\pi^2 f^2 L_1 C)$ باشد. بنابراین، از یک فیلتر پایین‌گذر مرتبه اول در این مقاله استفاده شده است.

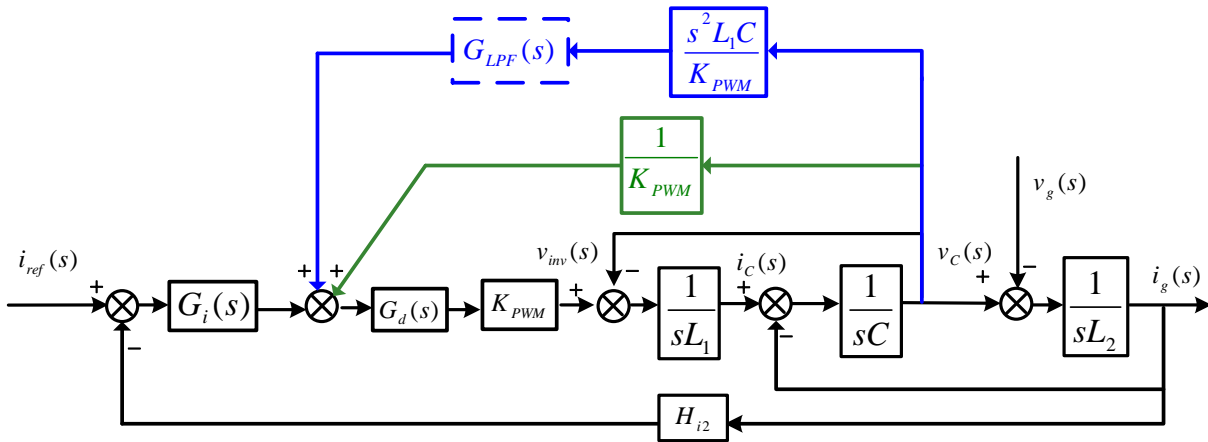
۵-۲- طراحی یک فیلتر پایین‌گذر

شکل (۱۳) نمودار بلوکی کنترل اینورتر متصل به شبکه با طرح فیدبک جامع ولتاژ خازن را نشان می‌دهد که در آن فیلتر پایین‌گذر در مسیر فیدبک مشتق مرتبه دوم لحاظ شده است. در نتیجه، تابع فیدبک ولتاژ خازن به صورت زیر بیان می‌شود:

$$G_{ff}''(s) = \frac{1}{K_{PWM}} + G_{LPF}(s) \frac{L_1 C}{K_{PWM}} s^2 \quad (33)$$

که در آن $G_{LPF}(s)$ تابع انتقال فیلتر پایین‌گذر است که به صورت زیر بیان می‌شود:

$$G_{LPF}(s) = \frac{1}{1 + s / (2\pi f_{c_LPF})} \quad (34)$$



شکل ۱۳. بلوک دیاگرام ساده شده کنترل اینورتر پیل سوختی متصل به شبکه با طرح فیدبک جامع ولتاژ خازن با اضافه کردن فیلتر پایین‌گذر

که در آن f_{c_LPF} فرکانس قطع است. با استفاده از فیلتر پایین‌گذر، عبارت R_{eq-s2} به صورت رابطه (۲۵) تغییر می‌یابد:

$$R'_{eq-s2}(f) = -\frac{f_{c_LPF}^2 + f^2}{2\pi f_{c_LPF} f C [f_{c_LPF} \sin(3\pi f T_{sam}) + f \cos(3\pi f T_{sam})]} \quad (35)$$

مطابق روابط (۲۵) و (۳۵)، R_{eq} بصورت زیر تغییر شکل می‌دهد:

$$R'_{eq}(f) = R_{eq-K}(f) // R'_{eq-s2} = \frac{2\pi f L_1 (f_{c_LPF}^2 + f^2)}{a f_{c_LPF}^2 + b f_{c_LPF} + C} \quad (36)$$

که

$$a = (1 - 4\pi^2 f^2 L_1 C) \sin(3\pi f T_{sam}) \quad (37)$$

$$b = -2\pi f^3 L_1 C \cos(3\pi f T_{sam}) \quad (38)$$

$$c = f^2 \sin(3\pi f T_{sam}) \quad (39)$$

مطابق رابطه (۳۶)، صورت کسر R'_{eq} مثبت است. بنابراین، برای ساختن R'_{eq} مثبت لازم است که:

$$a f_{c_LPF}^2 + b f_{c_LPF} + c > 0 \quad (40)$$

از آنجایی که مقدار R_{eq} در محدوده فرکانسی $(0, f_{r1})$ بدون اضافه کردن فیلتر پایین‌گذر مثبت است و فیلتر پایین‌گذر در ساختن R_{eq} مثبت موثر است، رابطه (۴۰) می‌تواند صرفاً در بازه $f \in (f_{r1}, f_{sam}/2)$ صادق باشد. در محدوده $f \in (f_{r1}, f_{sam}/3)$ اگر $\sin(3\pi f T_{sam}) > 0$ و $4\pi^2 f^2 L_1 C > 1$ باشد در نتیجه $a < 0$ است. بنابراین طبق رابطه (۴۰) خواهیم داشت:

$$f_1 < f_{c_LPF} < f_2 \quad (41)$$

که

$$f_1 = -\frac{b - \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} \quad (42)$$

$$f_2 = -\frac{b + \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} \quad (43)$$

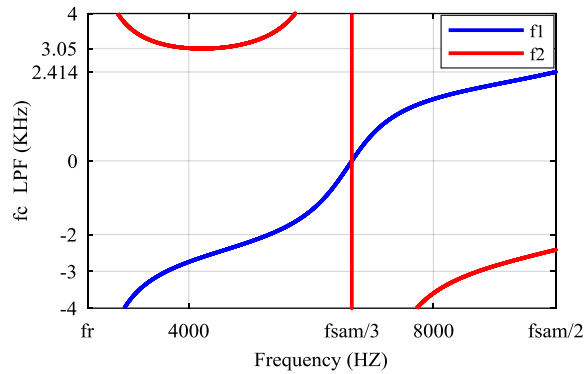
در محدوده $f \in (f_{sam}/3, f_{sam}/2)$ اگر $\sin(3\pi f T_{sam}) < 0$ و $4\pi^2 f^2 L_1 C > 1$ باشد، بنابراین $a > 0$ و $f_1 > f_2$ خواهد بود. بنابراین، طبق (۴۰) خواهیم داشت:

$$f_{c_LPF} < f_2 \text{ OR } f_{c_LPF} > f_1 \quad (44)$$

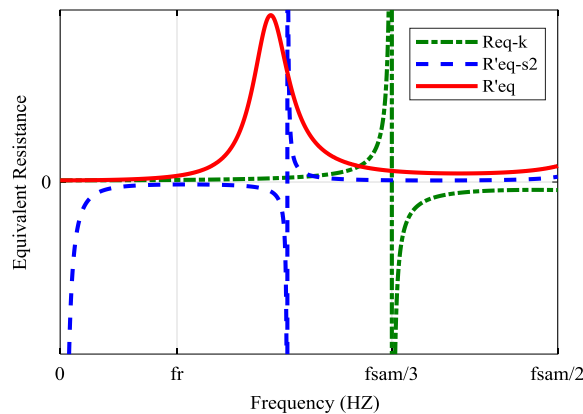
به منظور شکل‌دهی R_{eq} مثبت در محدوده $(0, f_{sam}/2)$ ، رابطه (۴۰) باید به ازای هر فرکانسی در محدوده $f \in (f_r, f_{sam}/2)$ صادق باشد. بنابراین، f_{c_LPF} بایستی از ماکزیمم مقدار f_1 در محدوده $f \in (f_{sam}/3, f_{sam}/2)$ بزرگ‌تر بوده و از مینیمم مقدار f_2 به ازای $f \in (f_r, f_{sam}/3)$ کوچک‌تر باشد.

۳-۵- نمونه طراحی

طبق روابط (۴۱) و (۴۲)، با روش طراحی ذکر شده در بالا، یک نمونه طراحی در اینجا آورده شده است. با پارامترهای اینورتر پیل سوختی متصل به شبکه که در جدول (۱) تعیین شده است، منحنی‌های f_1 و f_2 در شکل (۱۴) نشان داده شده است. مطابق این شکل، محدوده $(f_{r1}, f_{sam}/3)$ ، بیشترین مقدار f_1 صفر است و حداقل مقدار f_2 ، $3/05 \text{ kHz}$ است. در حالی که در محدوده $(f_{sam}/3, f_{sam}/2)$ ، بیشترین مقدار f_1 برابر با $2/414 \text{ kHz}$ است. بنابراین f_{c_LPF} باید در محدوده $(2.414 \text{ kHz}, 3.05 \text{ kHz})$ باشد. با توجه به اینکه با مقدار f_{c_LPF} بیشتر، اثر حذف هارمونیک تحت تأثیر کمتری قرار می‌گیرد، بنابراین $f_{c_LPF} = 3 \text{ kHz}$ انتخاب شده است. با جایگزینی $f_{c_LPF} = 3 \text{ kHz}$ در روابط (۳۵) و (۳۶)، منحنی‌های R_{eq} و R_{eq-s_2} به عنوان تابعی از فرکانس مطابق شکل (۱۵) می‌توانند رسم شوند. مطابق این شکل، R_{eq} در محدوده فرکانسی $(0, f_{sam}/2)$ مثبت است که از الزامات رضایت بخش طراحی است.



شکل ۱۴. منحنی f_1 و f_2 به عنوان تابعی از فرکانس

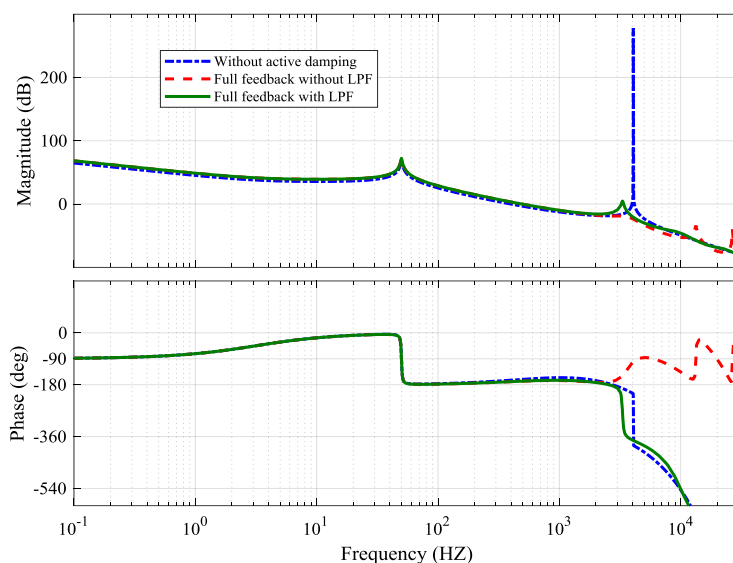


شکل ۱۵. منحنی مقاومت‌های R_{eq-k} ، R_{eq-s2} و R_{eq} به عنوان تابعی از فرکانس

مطابق با روابط (۵) و (۱۶)، نمودار Bode حلقه باز جریان اینورتر پیل سوختی متصل به شبکه در شکل (۱۶) نشان داده شده است. همانطور که مشاهده می‌شود، هنگامی که از فیدبک جامع ولتاژ خازن استفاده می‌شود، پیک تشدید میرا شده است. اما یک جفت قطب سمت راست (RHP) وجود دارد و منحنی فاز از -180° درجه عبور نمی‌کند، بنابراین سیستم ناپایدار است. بعد از اضافه کردن فیلتر پایین گذر در مولفه مشتق دوم، هیچ قطب سمت راست در تابع تبدیل حلقه باز وجود ندارد. فرکانس قطع $\omega_c = 3.1 \text{ kHz}$ و $PM = 47.8^\circ$ و $GM = 9.84 \text{ db}$ است. بنابراین، طرح پیشنهادی فیدبک ولتاژ خازن پایداری سیستم را تضمین می‌کند.

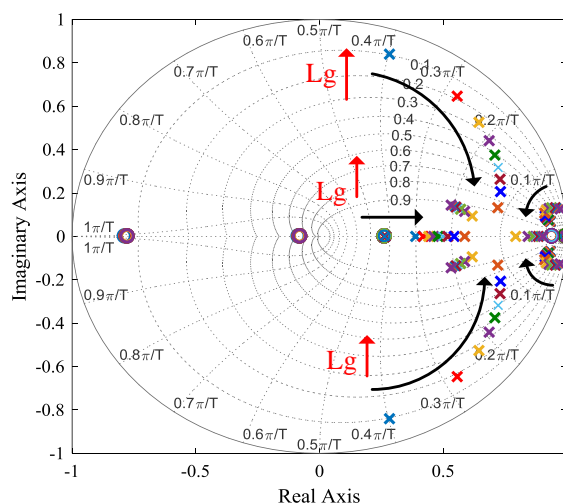
جدول ۱. پارامترهای سیستم تحت بررسی

مقدار	پارامتر	مقدار	پارامتر
۲۲۰V	ولتاژ موثر شبکه (V_g)	۴/۵۷۸ V	دامنه موج حامل مثلثی (V_{tri})
۴۶۰ μH	سلف سمت اینورتر (L_I)	۳۶۰V	ولتاژ لینک DC (V_{in})
۱۰ μf	خازن فیلتر (C)	۰/۰۹۶۵	ضریب تناسبی (K_p)
۱۸۰ μH	اندوکتانس نشستی ترانس (L_{lk})	۲۲	ضریب رزونانسی (K_r)
۵۰ Hz	فرکانس مولفه اصلی شبکه (f_o)	۰/۰۱۳	ضریب فیدبک جریان سمت اینورتر (H_{i1})
۱۰ KHz	فرکانس کلیدزنی (f_{sw})	۰/۱۵	ضریب فیدبک جریان سمت شبکه (H_{i2})
۲۰ KHz	فرکانس موثر کلیدزنی (f_{sam})		



شکل ۱۶. نمودار Bode اینورتر پیل سوختی متصل به شبکه

شکل (۱۷) توزیع صفر و قطب‌های حلقه بسته را با امیدانس شبکه L_g متفاوت را نشان می‌دهد. با تغییر مقدار امیدانس شبکه از صفر به ۳ mH، همه صفر و قطب‌های حلقه بسته سیستم، داخل دایره واحد هستند. بنابراین، طرح پیشنهادی فیدبک جامع ولتاژ خازن، پایداری مطلوبی در برابر تغییرات امیدانس شبکه دارا می‌باشد.



شکل ۱۷. نمودار صفر و قطب سیستم اینورتر پیل سوختی متصل به شبکه

۶- نتایج شبیه‌سازی

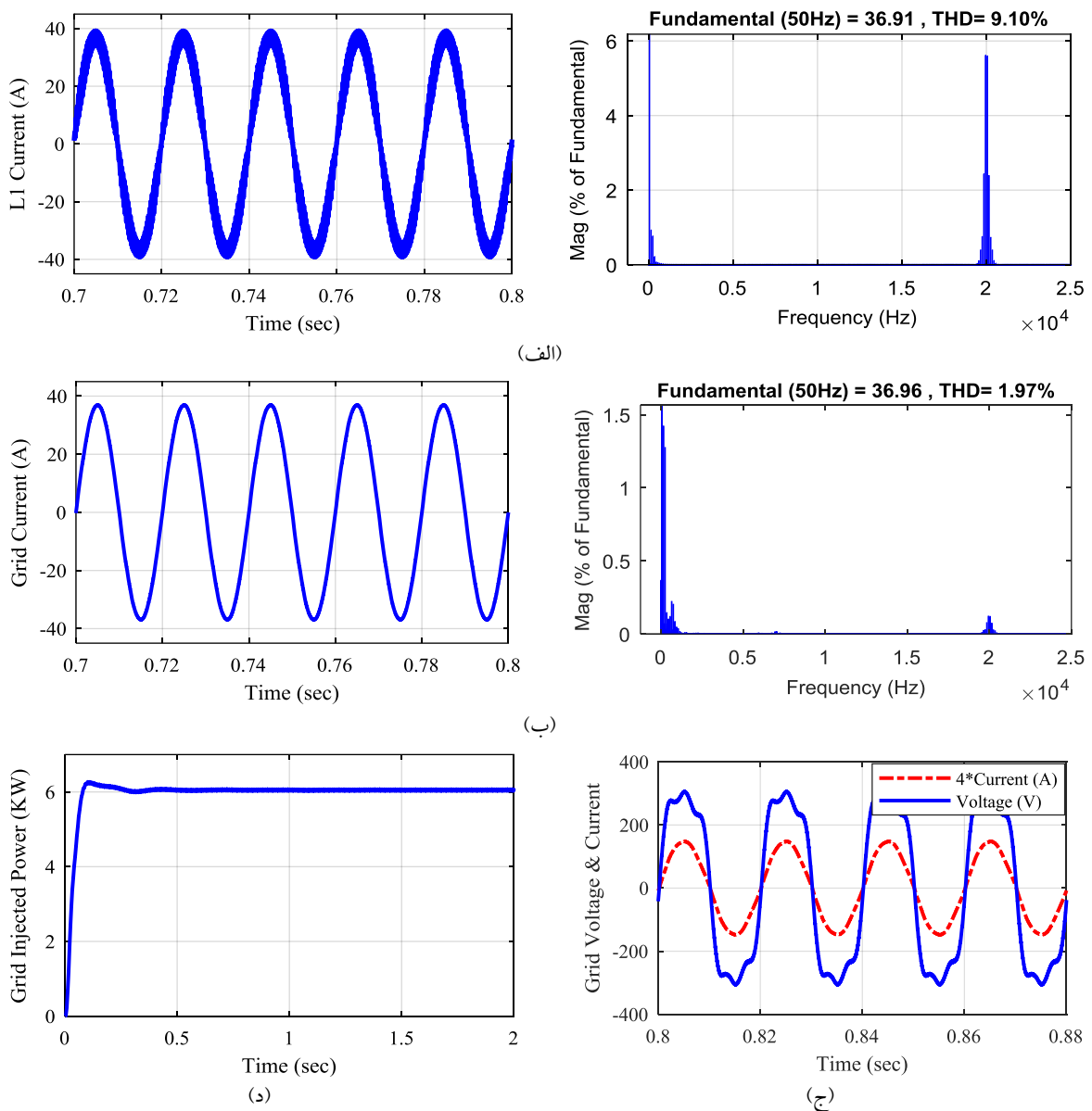
پیل سوختی تحت بررسی از نوع PEMFC با تعداد ۶۵ سلول سری است. پارامترهای اینورتر پیل سوختی متصل به شبکه با فیلتر LCL در جدول (۲) ارائه شده است. معمولاً امیدانس شبکه‌ی فشار ضعیف بصورت یک سلف و مقاومت مدل می‌شود. با توجه به این که مقاومت به پایداری اینورتر متصل به شبکه کمک می‌کند، بنابراین صرفاً از یک سلف به عنوان امیدانس شبکه استفاده شده تا بدترین حالت مورد بررسی قرار گیرد.

۶-۱- عملکرد سیستم پیشنهادی تحت ولتاژ شبکه هارمونیکی

نتایج عملکرد اینورتر پیل سوختی متصل به شبکه با امیدانس شبکه برابر با $L_g = 2.6\text{mH}$ تحت استراتژی کنترل پیشنهادی در شبکه‌ی ضعیف و هارمونیکی در شکل (۱۸) نشان داده شده است. مقدار THD جریان سلف سمت اینورتر (i_{L1}) و جریان سلف

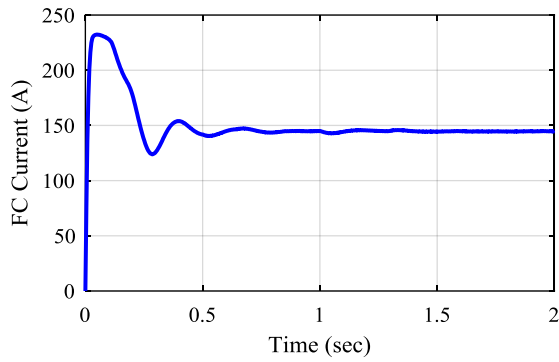
سمت شبکه (i_g) با استراتژی کنترل پیشنهادی به ترتیب ۹/۱۰٪ و ۱/۹۷٪ است که در شکل (۱۸-الف) و (۱۸-ب) نشان داده شده است. در شکل (۱۸-ج) شکل موج ولتاژ نقطه اتصال مشترک و جریان تزریقی به شبکه نمایش داده شده است. مطابق این شکل، ولتاژ نقطه اتصال مشترک و جریان تزریقی به شبکه هم‌فاز هستند و با وجود اینکه ولتاژ نقطه اتصال مشترک به شدت هارمونیکی است، ولی جریان تزریقی به شبکه رفتار هارمونیکی نداشته و کیفیت آن بسیار مناسب است. کیفیت جریان تزریقی به شبکه بیانگر قابلیت مناسب روش کنترل پیشنهادی می‌باشد. در شکل (۱۸-د) توان تزریقی توسط سیستم بهسازی توان پیل سوختی به شبکه نمایش داده شده است. مطابق این شکل سیستم پیشنهادی توان ۶/۱۵ kW به شبکه تزریق می‌کند.

نتایج عملکرد پیل سوختی تحت بررسی در شکل (۱۹) نمایش داده شده است. در شکل (۱۹-الف) ولتاژ پیل سوختی نشان داده شده که برابر با ۴۳ ولت است که برای اتصال به شبکه توسط مبدل DC-DC افزایش یافته و به ولتاژ مورد نیاز شبکه می‌رسد. در شکل (۱۹-ب)، جریان پیل سوختی نشان داده شده که برابر با ۱۴۸ آمپر است. از حاصل ضرب ولتاژ و جریان پیل سوختی، توان تولیدی پیل سوختی بدست می‌آید که بطور تقریبی ۶/۴ کیلووات است و در شکل (۱۹-ج) نشان داده شده است.

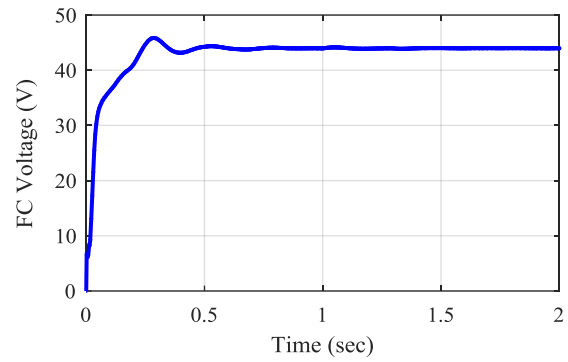


شکل ۱۸. نتایج عملکرد اینورتر پیل سوختی متصل به شبکه تحت استراتژی کنترل پیشنهادی

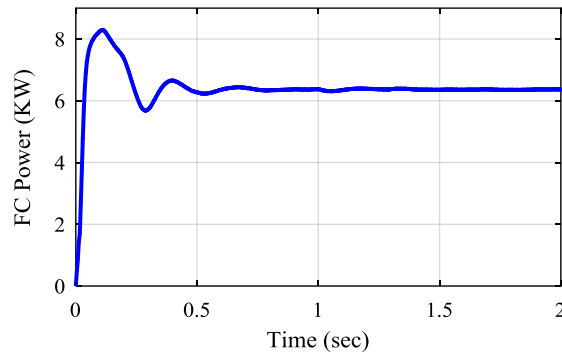
(الف) جریان و THD سلف سمت اینورتر، (ب) جریان و THD سلف سمت شبکه، (ج) ولتاژ نقطه PCC و جریان شبکه، (د) توان تزریقی به شبکه



(ب)

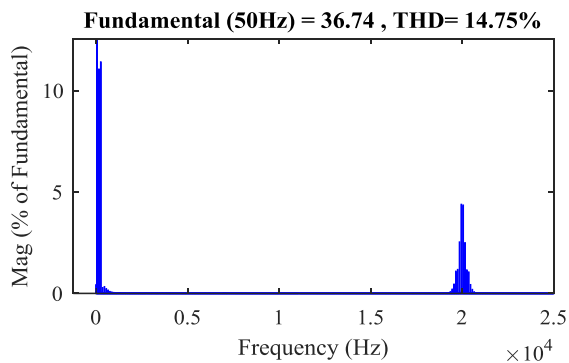


(الف)

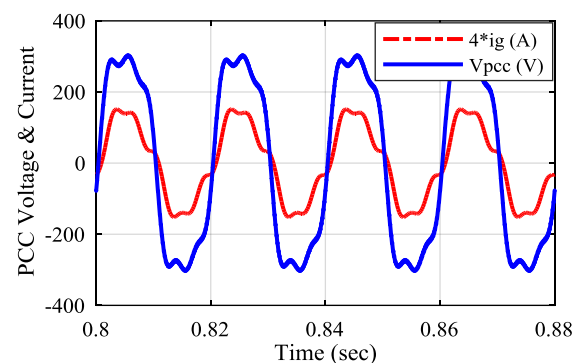


(ج)

شکل ۱۹. نتایج عملکرد پیل سوختی تحت بررسی، (الف) ولتاژ پیل سوختی، (ب) جریان پیل سوختی (ج) توان پیل سوختی به منظور مقایسه روش کنترل پیشنهادی با روش کنترل مرسوم مبتنی بر فیدبک جریان خازنی، در شرایط یکسان عملکرد روش کنترل مرسوم مورد ارزیابی و مقایسه قرار گرفته است. در شکل (۲۰) ولتاژ نقطه اتصال مشترک هارمونیک و جریان تزریقی به شبکه با روش کنترل مرسوم نشان داده شده است. از آنجا که روش مرسوم فیدبک جامع ولتاژ خازن به کار گرفته نشده و امپدانس مجازی خروجی اینورتر مورد ارزیابی قرار نمی‌گیرد، بنابراین کیفیت جریان تزریقی به شبکه در شرایط ولتاژ هارمونیک شبکه چندان مناسب نمی‌باشد.



(ب)



(الف)

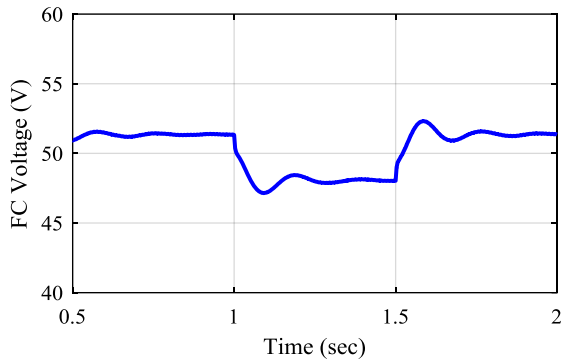
شکل ۲۰. عملکرد اینورتر پیل سوختی متصل به شبکه با کنترل فیدبک جریان خازنی مرسوم

۶-۲- عملکرد سیستم پیشنهادی با کاهش ۲۰٪ سوخت هیدروژن

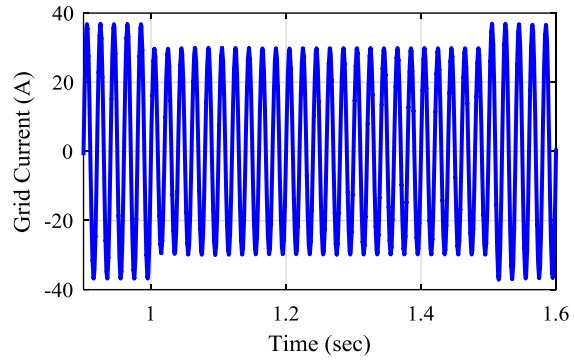
شکل (۲۱) نتایج عملکرد پیل سوختی برای کاهش شارش سوخت به اندازه ۲۰ درصد نشان می‌دهد. مطابق شکل در بازه زمانی ۱/۵-۱ ثانیه، شارش سوخت به میزان ۲۰ درصد کاهش و توان تولیدی پیل سوختی و جریان تزریقی به شبکه نیز کاهش یافته است. پس از لحظه ۱/۵ ثانیه، دوباره شارش سوخت و توان تولیدی پیل سوختی به حالت اولیه رسیده است. در شکل (۲۱-الف) جریان تزریقی به شبکه نشان داده شده که در بازه زمانی کاهش شارش سوخت، جریان تزریقی به شبکه حدود ۲۰ درصد کاهش یافته است. ولتاژ، جریان و توان تولیدی پیل سوختی در شکل‌های (۲۱-ب)، (۲۱-ج) و (۲۱-د) نمایش داده شده است. با کاهش شارش سوخت، ولتاژ پیل سوختی تا حدودی کاهش می‌یابد. ولی کاهش اصلی در جریان تولیدی پیل سوختی ایجاد می‌شود و از ۱۲۳ آمپر به ۱۰۰ آمپر کاهش می‌یابد. در نهایت توان تولیدی پیل سوختی متناسب با میزان کاهش شارش سوخت، کاهش می‌یابد و از ۶۲۷۰ وات به ۴۸۵۰ وات می‌رسد. شکل (۲۱-و) ولتاژ لینک DC خروجی مبدل DC-DC را نشان می‌دهد. مبدل DC-DC ولتاژ خروجی پیل سوختی را افزایش داده و به مقدار مطلوب جهت اتصال به شبکه توسط اینورتر می‌رساند. با توجه به ولتاژ موثر شبکه (۲۲۰ ولت)، حداقل مقدار ولتاژ لینک DC می‌بایست $\sqrt{2}$ برابر آن باشد که در این بررسی مقدار مرجع ولتاژ لینک DC برابر با ۳۶۰ ولت لحاظ شده است. توان تزریقی به شبکه در شکل (۲۱-ه) نشان داده است. مطابق این شکل در بازه کاهش شارش توان، توان تزریقی به شبکه نیز با کاهش حدود ۲۰ درصدی مواجه شده و از توان ۶۰۳۰ وات به ۴۵۹۰ وات کاهش یافته است. مطابق این شکل عملکرد صحیح کنترل کننده لینک DC جهت تعیین جریان مرجع (i_{ref}) به منظور کنترل توان تزریقی به شبکه قابل رویت است.

۷- نتیجه‌گیری

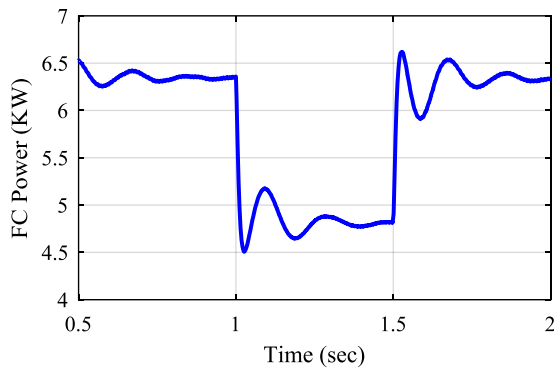
در این مقاله جهت میرایی تشدید فیلتر LCL در اینورتر پیل سوختی متصل به شبکه از فیدبک جامع ولتاژ خازن استفاده شده است. روش پیشنهادی علاوه بر قابلیت میرایی تشدید، توانایی حذف اعوجاج جریان ناشی از هارمونیک‌های ولتاژ شبکه را نیز دارا می‌باشد. طرح مبتنی بر فیدبک جامع ولتاژ خازن از سه بخش تشکیل شده که شامل مولفه تناسبی (I/K_{PWM})، مشتق تناسبی و مولفه دوم مشتق است. با توجه به اینکه مولفه مشتق ولتاژ خازن با فیدبک جریان خازن متناسب و قرینه هستند؛ لذا اثر هم را خنثی نموده و عملاً نیازی به استفاده از سنسور جریان خازن در روش کنترل پیشنهادی نمی‌باشد. جهت اطمینان از مثبت بودن مقاومت معادل فرکانس نایکوئیست، از فیلتر پایین گذر LPF در مشتق مرتبه دوم استفاده شده است. با روش کنترل مبتنی بر ولتاژ خازن، اینورتر پیل سوختی متصل به شبکه در شبکه‌ی ضعیف و هارمونیک‌ی بطور پایدار عمل نموده و به نحو مطلوبی توانایی میرایی هارمونیک‌ها را دارد. نتایج شبیه‌سازی سیستم بهسازی توان پیل سوختی متصل به شبکه پیشنهادی بیانگر توانایی سیستم پیشنهادی در انتقال توان پیل سوختی به شبکه ضعیف و هارمونیک‌ی در شرایط پایدار و همچنین شرایط دینامیکی می‌باشد.



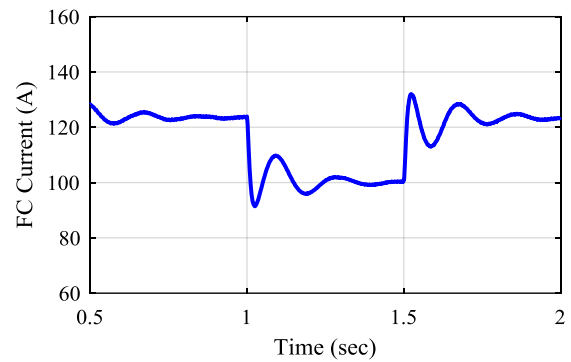
(ب)



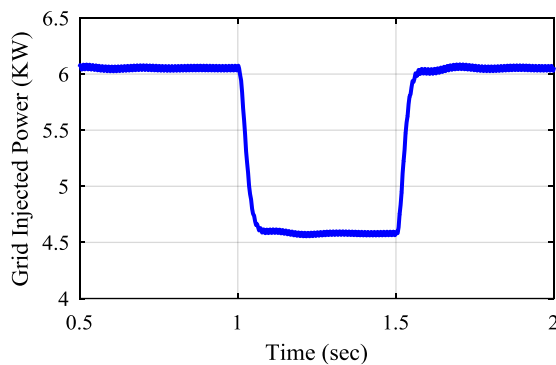
(الف)



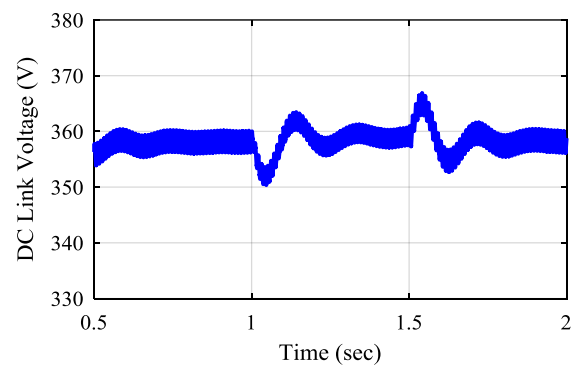
(د)



(ج)



(ه)



(و)

شکل (۲۱): عملکرد اینورتر پیل سوختی متصل به شبکه با کاهش ۲۰٪ سوخت هیدروژن

(الف) جریان شبکه، (ب) جریان پیل سوختی، (پ) ولتاژ پیل سوختی، (ت) توان تولیدی پیل سوختی، (و) ولتاژ لینک DC، (ه) توان تزریقی به شبکه

مراجع

- [1] Banaei, M. R.; Alizadeh, R. "Simulation-Based Modeling and Power Management of All-Electric Ships Based on Renewable Energy Generation Using Model Predictive Control Strategy"; *IEEE Intelligent transportation systems magazine*, Vol. 8, pp. 90-103. 2016.

- [2] Bassam, A. M., A.B. Phillips, S.R. Turnock, P.A. Wilson, "Development of a Multi-Scheme Energy Management Strategy for a Hybrid Fuel Cell Driven Passenger Ship", *International Journal of Hydrogen Energy*, Vol. 42, pp. 623-635, 2017.
- [3] Sharaf, O. Z., M.F. Orhan, "An Overview of Fuel Cell Technology: Fundamentals and Applications", *Renewable and sustainable energy reviews*, Vol. 32, pp. 810-853, 2014.
- [4] Guaitolini, S. V. M., I. Yahyaoui, J. F. Fardin, L. F. Encarnaçao, F. Tadeo, "A review of fuel cell and energy cogeneration technologies", *In 2018 9th International renewable energy congress (IREC)* pp. 1-6, 2018.
- [5] Kim, B. M., Y. H. Choi, S. J. Yoo, "Adaptive control of proton exchange membrane fuel cell air supply systems with asymmetric oxygen excess ratio constraints", *IEEE Access*, Vol. 8, pp. 5537-5549, 2019.
- [6] Padmanaban, S., N. Priyadarshi, M.S. Bhaskar, J.B. Holm-Nielsen, E. Hossain, and F. Azam, "A hybrid photovoltaic-fuel cell for grid integration with jaya-based maximum power point tracking: experimental performance evaluation", *IEEE Access*, Vol. 7, pp. 82978-82990, 2019.
- [7] 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, pp. 805-813, 2020.
- [8] Madani O. and T. Das, "Feedforward based transient control in solid oxide fuel cells," *Control Engineering Practice*, Vol. 56, pp. 86-91, 2016.
- [9] Xun, Q., Liu, Y., Huang, X., Grunditz, E. A., Zhao, J., & Zhao, N., "Drive cycle energy efficiency of fuel cell/supercapacitor passive hybrid vehicle system", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 57, No. 1, pp. 894-903, 2020.
- [10] Yan, Y., Li, Q., Chen, W., Su, B., Liu, J., & Ma, L., "Optimal energy management and control in multimode equivalent energy consumption of fuel cell/supercapacitor of hybrid electric tram", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 66, No. 8, pp. 6065-6076, 2018.
- [11] Banaei, M. R., & Sani, S. G., "Analysis and implementation of a new SEPIC-based single-switch buck-boost DC-DC converter with continuous input current", *IEEE transactions on power electronics*, Vol. 33, No. 12, pp. 10317-10325, 2018.
- [12] AlMarzoogee, A. H., & Mohammed, A. H., "Design a Bidirectional DC/DC Converter for Second-Level Electric Vehicle Bidirectional Charger", *2020 4th International Symposium on Multidisciplinary Studies and Innovative Technologies (ISMSIT)*, pp. 1-3, 2020.
- [13] Rasekh N. and M. Hosseinpour, "LCL filter design and robust converter side current feedback control for grid-connected Proton Exchange Membrane Fuel Cell system", *Int. J. Hydrogen Energy*, vol. 45, no. 23, pp. 13055-13067, 2020.
- [14] Rasekh, N., M. M. Rahimian, M. Hosseinpour, A. Dejamkhooy, and A. Akbarimajd, "A step by step design procedure of PR controller and capacitor current feedback active damping for a LCL-type grid-tied T-type inverter", *In 2019 10th International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC)*, pp. 612-617, 2019.

- [15] Hosseinpour, M., and N. Rasekh, "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*, Vol. 3, No. 3, pp. 67-77, 2019.
- [16] Rasekh, N., and M. Hosseinpour, "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*, Vol. 3, No. 3, pp. 365-378, 2020.
- [17] Hosseinpour, M., M. Asad, and N. Rasekh, "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*, Vol. 45, No. 3, pp. 843-859, 2021.
- [18] Wang, X., Qin, K., Ruan, X., Pan, D., He, Y., & Liu, F., "A robust grid-voltage feedforward scheme to improve adaptability of grid-connected inverter to weak grid condition", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 36, No. 2, pp. 2384-2395, 2020.
- [19] Wang, X., Ruan, X., Liu, S., & Chi, K. T., "Full feedforward of grid voltage for grid-connected inverter with LCL filter to suppress current distortion due to grid voltage harmonics", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 25, No. 12, pp.3119-3127, 2010.
- [20] Liu Q., Y. Li, S. Hu, L. Luo, "A transformer integrated filtering system for power quality improvement of industrial dc supply system," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 5, pp. 3329–3339, 2020.
- [21] Liu Q., Y. Li, L. Luo, Y. Peng, Y. Cao, "Power quality management of PV power plant with transformer integrated filtering method," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 34, no. 3, pp. 941–3339, Jun. 2019.
- [22] Lu M., X. Wang, F. Blaabjerg, and S "Grid-voltage feedforward active damping for grid-connected inverter with LCL filter," in *Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, 2016, pp. 1941–1946.
- [23] Y. He, X. Wang, X. Ruan, D. Pan, X. Xu, F. Liu, "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*, vol. 34, no. 12, pp. 12423–12436, 2019.
- [24] Zhao, Z., Yi, H., Li, Y., Zhuo, F. "Passivity Enhancement for LCL-Filtered Grid-Connected Inverter Based on Capacitor Voltage Proportional-Derivative Feedback Active Damping", In *2021 IEEE 12th Energy Conversion Congress & Exposition-Asia (ECCE-Asia)* (pp. 1354-1359). 2021.
- [25] B. Liu, Q. Wei, C. Zou, and S. Duan, "Stability analysis of LCL-type grid- connected inverter under single-loop inverter-side current control with capacitor voltage feedforward," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 14, no. 2, pp. 691–702, Feb. 2018.
- [26] X. Li, J. Fang, Y. Tang, X. Wu, "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*, vol. 33, no. 1, pp. 749–764, Jan. 2018.

- [27] Z. Lin, X. Ruan, L. Wu, H. Zhang and W. Li, "Multi-resonant component based grid voltage weighted feedforward scheme for grid-connected inverter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 9, pp. 9784–9793, Sep. 2020.
- [28] 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*, Vol. 15, No. 6, pp. 692-709, 2021.
- [29] D. Yang, X. Ruan, and H. Wu, "A real-time computation method with dual sampling modes to improve the current control performances of the LCL-type grid-connected inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 7, pp. 4563–4572, 2015.
- [30] D. Yang, X. Ruan, and H. Wu, "Impedance shaping of the grid connected inverter with LCL filter to improve its adaptability to the weak grid condition," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 11, pp. 5795–5805, Nov. 2014.
- [31] 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*, Vol. 10, No. 10, pp. 3798-3818, 2022.