



## میرایی تشدید فیلتر LCL با روش فیدبک جریان خازن تناسبی انتگرالی برای انتقال توان سلول سوختی به شبکه فشار ضعیف

مجید حسین‌پور<sup>1\*</sup>، صغری ابراهیمزاده<sup>2</sup>

1- دانشیار، گروه مهندسی برق، دانشکده فنی مهندسی، دانشگاه محقق اردبیلی، اردبیل، ایران  
2- دانشجوی دکتری، گروه مهندسی برق، دانشکده فنی مهندسی، دانشگاه محقق اردبیلی، اردبیل، ایران

\* اردبیل، صندوق پستی: 56199-13131، [hoseinpour.majid@uma.ac.ir](mailto:hoseinpour.majid@uma.ac.ir)

### چکیده

سلول‌های سوختی در سیستم‌های تولید پراکنده (DG) به دلیل مزایای زیست محیطی و عملکردی مورد توجه قرار گرفته‌اند. برای اتصال سلول‌های سوختی به شبکه از مبدل‌های الکترونیک قدرت استفاده می‌شود. اینورترهای قدرت به دلیل کلیدزنی PWM و تأخیرهای کنترلی آن دارای هارمونیک‌های فرکانس بالا هستند. برای حذف این هارمونیک‌ها از فیلترهای LCL استفاده می‌شود. تغییرات امپدانس شبکه باعث تغییر فرکانس تشدید فیلترهای LCL می‌شود و ممکن است باعث ناپایداری سیستم شود. برای تضعیف تشدید فیلترهای LCL از روش‌های میرایی فعال استفاده می‌شود. در این مقاله از یک سلول سوختی برای تزریق توان به شبکه از طریق اینورتر قدرت و فیلتر LCL استفاده شده است. فیدبک جریان خازن تناسبی انتگرالی برای میرایی تشدید فیلتر LCL بکار رفته است. برای بررسی صحت عملکرد روش پیشنهادی نتایج شبیه‌سازی با استفاده از نرم‌افزار MATLAB/Simulink ارائه شده است. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد روش پیشنهادی در برابر تغییرات امپدانس شبکه همچنین تغییرات مربوط به پارامترهای سلول سوختی پایدار است و عملکرد مطلوبی را ارائه می‌کند. کلیدواژگان: سلول سوختی، اینورتر متصل به شبکه، فیلتر LCL، میرایی فعال، فیدبک جریان خازن

## Resonance damping of LCL filters using integral-proportional capacitor current feedback method for PEMFC power injection into LV networks

Majid Hosseinpour<sup>1\*</sup>, Soghra Ebrahimzadeh<sup>2</sup>

1- Associate Professor, Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, University of Mohaghegh Ardabili, Ardabil, Iran

2- PhD Student, Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, University of Mohaghegh Ardabili, Ardabil, Iran

\* P.O.B. 56199-13133 Ardabil, Iran, [hoseinpour.majid@uma.ac.ir](mailto:hoseinpour.majid@uma.ac.ir)

Received: 27 June 2023 Accepted: 17 October 2024

### Abstract

The performance and environmental benefits of fuel cells make them a popular choice for distributed generation systems (DGs). Fuel cells are connected to the network using power electronic converters. Power inverters have high frequency harmonics due to PWM switching and its control delays. LCL filters are used to eliminate these harmonics. Network impedance changes affect the resonant frequency of LCL filters and may cause system instability. Active damping methods are used to weaken the resonance of LCL filters. In this paper, a fuel cell system is used to inject power into the grid through a power inverter and LCL filter. Integral-proportional capacitor current feedback is used for LCL filter resonance damping. MATLAB/Simulink simulation results are presented to verify the validity of the proposed method. The simulation results show that the proposed method is stable against changes in network impedance and fuel cell parameters, and provides a good performance.

**Keywords:** Fuel cell, Grid Connected Inverter, LCL filter, Active Damping, Capacitor Current Feedback

## 1- مقدمه

در سال‌های اخیر، منابع انرژی تجدیدپذیر به دلیل عوامل محیطی و کاهش سریع سوخت‌های فسیلی مورد توجه قرار گرفته‌اند. منابع انرژی تجدیدپذیر پایدار، مقرون به صرفه و قابل اطمینان هستند. در میان منابع انرژی‌های تجدیدپذیر، سلول‌های سوختی به دلیل انعطاف‌پذیری، عملکرد بی‌صدا و ساخت مدولار محبوبیت خود را افزایش داده‌اند [1]. علاوه بر این، سلول‌های سوختی در مقایسه با رفتار ناپیوسته منابع انرژی باد و خورشید رفتار پیوسته و قابل پیش‌بینی دارد که کارایی مجموعه را از نظر تنظیم و تثبیت توان افزایش می‌دهد [2]. سلول‌های سوختی مختلفی وجود دارد؛ سلول سوختی غشای تبادل پروتون (PEMFC)، سلول سوختی اکسید جامد (SOFC)، سلول سوختی قلیایی (AFC)، سلول سوختی متانول مستقیم (DMFC)، سلول سوختی اسید فسفریک (PAFC) و سلول سوختی کربنات مذاب (MCFC) انواع سلول سوختی مورد استفاده در اتصال به شبکه هستند. در سیستم‌های متصل به شبکه، PEMFC و SOFC در مقایسه با انواع دیگر سلول‌های سوختی محبوبتر و پرکاربرد هستند [3].

ادغام سلول‌های سوختی و شبکه‌های الکتریکی به عنوان یک سیستم سلول سوختی متصل به شبکه تعریف می‌شود. در مرجع [4] با هدف بهبود قابلیت اطمینان منابع انرژی تجدیدپذیر، از یک سلول سوختی PEMFC به عنوان منبع تولید پراکنده استفاده شده است. در مرجع [5] یک کنترل‌کننده غیرخطی برای سیستم پیل سوختی متصل به شبکه ولتاژ پایین یا ولتاژ متوسط ارائه شده است. مرجع [6] یک استراتژی جدید برای کنترل اینورتر متصل به شبکه برای سیستم پیل سوختی با غشاء پلیمری در شرایط ولتاژ شبکه هارمونیک و نامتعادل ارائه کرده است. در مرجع [7] از سیستم پیل سوختی با غشاء پلیمری (PEMFC) به عنوان سیستم تولید توزیع شده (DPG) استفاده شده است. از آنجا که واحدهای سیستم تولید توزیع شده معمولاً در شبکه‌های ضعیف استفاده می‌شوند، تغییرات سلف شبکه ضعیف باید در طول مرحله طراحی کنترل سیستم پیل سوختی متصل به شبکه بررسی شود. فیلترهای LCL به طور گسترده‌ای برای اتصال واحدهای سیستم تولید توزیع شده به شبکه استفاده می‌شوند. روش فیدبک جریان سمت مبدل (CSCF) به دلیل ویژگی میرایی ذاتی آن برای اتصال منابع تولید پراکنده از جمله سیستم‌های سلول سوختی به شبکه ضعیف از طریق فیلتر LCL استفاده شده است.

در سیستم‌های تولید توزیع شده اینورترهای متصل به شبکه از اهمیت بسیاری برخوردار هستند. اینورترهای متصل به شبکه دارای هارمونیک‌های فرکانس بالای ناشی از کلیدزنی مدولاسیون پهنای پالس (PWM) هستند [8]. فیلترهای LCL برای کاهش نوسان کلیدزنی و حذف هارمونیک‌های کلیدزنی به

دلیل عملکرد بهتر و هزینه کمتر در مقایسه با فیلترهای L متداول جذابتر هستند [9-10]. با این حال، تشدید ذاتی فیلتر LCL طراحی سیستم کنترلی اینورتر متصل به شبکه ضعیف را پیچیده می‌کند و می‌تواند به پهنای باند کم حلقه کنترل منجر شده و حتی پایداری سیستم را تهدید کند [11-12]. با استفاده از روش‌های میرایی، تشدید ناشی از فیلترهای LCL میرا شده و سیستم پایدار می‌شود. یک راهکار سراسر قرار دادن مقاومتهای میراساز به صورت سری با خازن‌های فیلتر LCL است که به عنوان روش میرایی غیرفعال شناخته می‌شود. این روش بسیار ساده و قابل اعتماد است، اما منجر به اتلاف توان زیادی می‌شود، همچنین توانایی آن‌ها در تضعیف هارمونیک‌ها چندان قوی نیست [13]. یک روش جایگزین برای روش میرایی غیرفعال، استفاده از میرایی فعال است که عملاً شبیه‌سازی یک مقاومت مجازی با استفاده از فیدبک متغیرهای حالت به منظور میراسازی نوسانات و حذف اثرات تشدید ذاتی فیلتر LCL است. از روش‌های میراسازی فعال شناخته شده می‌توان به فیدبک جریان خازن فیلتر [14]، فیدبک ولتاژ خازن فیلتر [15]، فیدبک جریان سمت اینورتر [16] یا جریان سمت شبکه [17] اشاره نمود. میرایی فعال به دلیل دارا بودن ویژگی انعطاف‌پذیری و کارآمدی [18] بسیار مورد استفاده قرار گرفته است، اما به طور معمول برای دریافت اطلاعات متغیرهای میرایی فعال به حسگرهای اضافی نیاز است. در مرجع [19]، تأخیرهای محاسباتی معادل یک دوره تناوب نمونه‌برداری و تأخیر کلیدزنی PWM معادل نیم دوره تناوب نمونه‌برداری در نظر گرفته شده است. در این مرجع، از روش میرایی فعال مبتنی بر فیدبک جریان خازن استفاده شده است که عملاً با این فیدبک یک امپدانس مجازی طراحی شده است. این امپدانس مجازی دارای یک قسمت حقیقی منفی در محدوده یک ششم فرکانس نمونه‌برداری  $(f/6)$  تا فرکانس نایکونیس  $(f/2)$  است و باعث ایجاد قطب‌های نیم‌صفحه سمت راست (RHP) می‌شود. قطب‌های نیم‌صفحه سمت راست منجر به رفتار غیرمینیمم فاز در سیستم کنترلی می‌شود [20]. علاوه بر این، فرکانس  $f/6$  به عنوان فرکانس بحرانی تشدید LCL در نظر گرفته شده و نشان داده شده که شرایط پایدار سیستم به ازای فرکانس تشدید فیلتر LCL با مقادیر بیشتر یا کمتر از فرکانس  $f/6$  حفظ نمی‌شود. در نتیجه، اگر فرکانس تشدید به دلیل تغییر امپدانس شبکه تغییر کند، سیستم کنترل به راحتی ناپایدار می‌شود. برای حل این مشکل، یک راه حل ساده کاهش تأخیر محاسبات دیجیتال است. برای اجتناب از قطب‌های نیم‌صفحه سمت راست می‌توان دامنه فرکانس مقاومت معادل مثبت که باعث یک رفتار مینیمم‌فاز می‌شود را با استفاده از روش‌های کاهش تأخیرهای کنترلی [21] یا جبران تأخیرهای کنترلی [22] گسترش داد

اینورتر متصل به شبکه با پیل سوختی توسط فیلتر LCL در شکل (2) نشان داده شده است. سیگنال خطای حاصل از تفاضل  $i_{ref}$  و  $i_{i2}$  بهره  $H_{i2}$  توسط تنظیم‌کننده جریان  $G_i$  پردازش می‌شود. به منظور میرایی پیک تشدید فیلتر LCL، میرایی فعال مبتنی بر فیدبک جریان خازن با ضریب بهره فیدبک  $H_{i1}$  استفاده شده است. مجموع فیدبک جریان خازن  $i_c$  و خروجی تنظیم کننده  $G_i$ ، به اینورتر اعمال شده و فرمان‌های پالس اینورتر تولید می‌شوند. ضریب مدولاسیون پل اینورتر با عبارت  $K_{PWM} = V_{inv}/V_{tri}$  بیان شده که در آن دامنه موج حامل مثلثی و  $V_{inv}$  دامنه ولتاژ AC تولیدی توسط اینورتر است. فرآیند مدولاسیون دیجیتال منجر به تأخیر زمانی می‌شود که متشکل از یک و نیم دوره نمونه برداری است. تأخیرهای محاسباتی و کلیدزنی PWM اینورتر توسط متغیر  $G_d(s)$  و مطابق رابطه (1) قابل بیان است که در آن  $T_s$  دوره نمونه برداری است. سیگنال‌های کنترل سوئیچ‌های قدرت از طریق یک مدولاتور PWM دیجیتال تولید می‌شوند.

$$G_d(s) \approx e^{-1.5sT_s} \quad (1)$$

برای کاهش خطای حالت پایدار، تنظیم‌کننده جریان تناسبی-تشدیدی (PR) مطابق رابطه (2) به کار گرفته شده است که در آن  $K_p$  بهره تناسبی،  $K_r$  بهره تشدید،  $\omega_o = 2\pi f_o$  فرکانس زاویه‌ای مولفه اصلی و  $\omega_i$  پهنای باند قسمت تشدید است تا حساسیت به تغییرات فرکانس مولفه اصلی کاهش یابد.

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

بهره حلقه کنترلی  $T(s)$  با توجه به شکل (2) مطابق رابطه (3) بدست می‌آید که در آن  $\omega_r$  فرکانس زاویه‌ای تشدید فیلتر LCL است و مطابق رابطه (4) بیان می‌شود:

$$T(s) = \frac{H_{i2}G_i(s)}{sL_1(L_2 + L_g)C} \cdot \frac{K_{pwm}G_d(s)}{s^2 + s \cdot H_{i1}K_{pwm}G_d(s)/L_1 + \omega_r^2} \quad (3)$$

$$\omega_r = 2\pi f_r = \sqrt{\frac{L_1 + L_2 + L_g}{L_1(L_2 + L_g)C}} \quad (4)$$

## 2-2- کنترل تک حلقه جریان شبکه

در مطالعات اخیر، پایداری اینورتر متصل به شبکه با معیار پایداری نایکوئیست بررسی می‌شود، یعنی  $Z=P-2(N(+)-N(-))$ ، که  $Z$  و  $P$  تعداد قطب‌های حلقه باز و حلقه بسته نیم‌صفحه سمت راست (RHP) هستند، همچنین،  $N(+)$  و  $N(-)$  به ترتیب نشان دهنده تعداد گذر از زاویه  $-180^\circ$  درجه در سمت مثبت به منفی و بالعکس است. شرط لازم و کافی برای پایداری بر اساس معیار پایداری نایکوئیست  $Z=0$  است.

با توجه به شکل (2)، اگر  $H_{i1}=0$  باشد،  $T(s)$  حاوی هیچ قطب حلقه باز نیم‌صفحه سمت راست نیست و میرایی فعال اعمال نشده است ( $P=0$ ).

[23]. در میان روش‌های میرایی فعال مبتنی بر فیدبک متغیرهای حالت فیلتر LCL، میرایی تناسبی فیدبک جریان خازن به دلیل اجرای ساده آن به طور گسترده مورد استفاده قرار گرفته است و با کنترل حلقه دوگانه تشکیل شده می‌تواند تشدید فیلتر LCL را به طور موثر تضعیف کند.

در این مقاله از یک فیلتر LCL برای اتصال سلول سوختی به شبکه انتقال توان از طریق اینورتر قدرت استفاده شده است. از آنجا که سطح ولتاژ تولیدی توسط سلول سوختی پایین است از یک مبدل بوست برای افزایش سطح ولتاژ تولیدی و تزریق توان به لینک DC اینورتر متصل به شبکه استفاده شده است. روش میرایی فعال مبتنی بر فیدبک جریان خازن تناسبی انتگرالی برای افزایش دامنه فرکانس مقاومت معادل مجازی تا فرکانس نایکوئیست و میرایی تشدید فیلتر LCL بکار رفته است. با استفاده از روش پیشنهادی اینورتر متصل به شبکه در برابر تغییرات امپدانس شبکه از مقاومت بالایی برخوردار است.

ساختار مقاله در ادامه به شرح زیر ارائه شده است: توصیف کلی سیستم، مدل‌سازی ریاضی و میرایی فعال مبتنی بر فیدبک جریان خازن در بخش دوم مورد بررسی قرار می‌گیرد. میرایی فعال مبتنی بر فیدبک تناسبی انتگرالی جریان خازن و نحوه عملکرد آن در بخش سوم ارائه خواهد شد. بخش چهارم به طراحی پارامترهای فیدبک جریان خازن و طراحی مقادیر تنظیم‌کننده جریان اختصاص یافته است. طراحی نمونه و نتایج شبیه‌سازی در بخش ششم ارائه شده است و در بخش هفتم نتیجه‌گیری مقاله ارائه خواهد شد.

## 2- توصیف کلی سیستم و بررسی فیدبک جریان خازنی

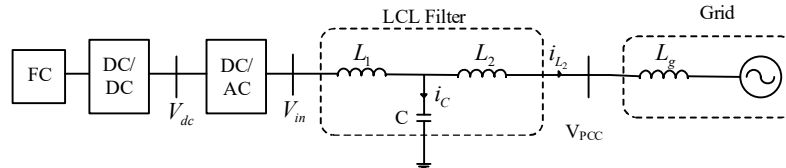
### 2-1- مدل‌سازی ریاضی

شکل 1 ساختار یک پیل سوختی متصل به شبکه با استفاده از فیلتر LCL را نشان می‌دهد. همانطور که در شکل 1 نشان داده شده است؛  $L_1$  سلف سمت اینورتر،  $L_2$  سلف سمت شبکه فیلتر و  $C_f$  خازن فیلتر است. این سه جزء فیلتر LCL را تشکیل می‌دهند تا ریپل کلیدزنی را کاهش دهد. در این مقاله، همه مقاومت‌های پارازیتی معادل نادیده گرفته می‌شوند تا بدترین حالت تشدید فیلتر LCL را بازسازی کنند. پارامتر  $L_g$  نشان دهنده امپدانس شبکه است و ولتاژ نقطه اتصال مشترک (PCC) است. جریان سمت شبکه  $(i_{i2})$  برای کنترل ضریب توان واحد با ولتاژ نقطه اتصال مشترک به صورت سنکرون تنظیم می‌شود. هدف اصلی سیستم کنترل، تنظیم جریان سمت شبکه برای ردیابی جریان مرجع شبکه  $(i_{ref}^*)$  است. دامنه جریان مرجع توسط  $I^*$  که خروجی یک کنترل‌کننده تنظیم ولتاژ لینک DC است و تعیین می‌شود و فاز جریان مرجع توسط یک حلقه قفل فاز (PLL) بر روی ولتاژ نقطه اتصال مشترک حاصل می‌شود. نمودار بلوک کنترلی

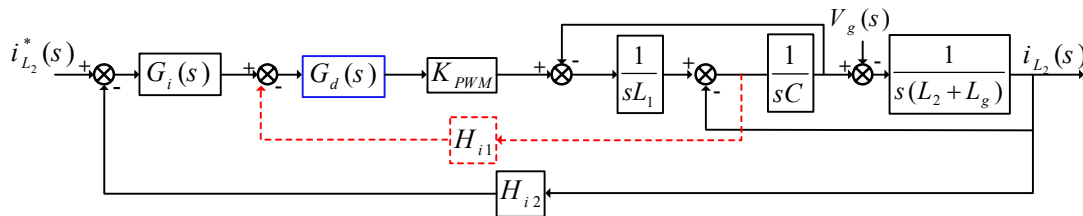
در  $T(s)$  در  $f_s/6$  زیر صفر دسی بل باشد، این امر یک عبور منفی نخواهد بود و با تنظیم بهره تناسبی  $K_p$  بدست می‌آید.

با قرار دادن  $s=j2\pi f_s/6$  در رابطه (3) و فرض اینکه  $|T(j2\pi f_s/6)| < 0$  dB باشد، رابطه (5) بدست می‌آید. این بدان معنی است که با کاهش بهره‌ی تناسبی پایداری سیستم می‌تواند تأمین شود، اما عملکرد پویا ممکن است به خطر بیفتد [24].

$$K_p < \frac{L_1(L_2 + L_g)C}{H_{i2}K_{pwm}} \cdot 2\pi \frac{f_s}{6} \left[ (2\pi f_r)^2 - (2\pi \frac{f_s}{6})^2 \right] \quad (5)$$



شکل 1 شمای کلی سیستم



شکل 2 بلوک دیاگرام کنترل دیجیتال اینورتر متصل به شبکه با فیلتر LCL و میراگر فعال جریان خازن تناسبی

تحت حداکثر سلف  $L_1$  تضمین شود، که به ناچار به یک خازن  $C$  تقریباً کوچک احتیاج دارد. سلف  $L_2$  ممکن است به طور قابل توجهی بزرگ باشد که منجر به یک فیلتر حجیم شود. در مقایسه، اگر از میرایی استفاده شود، شرط  $f_{res} > f_s/6$  لازم نیست. در نتیجه انتخاب پارامترهای فیلتر می‌تواند انعطاف‌پذیرتر بوده. به کاهش حجم فیلتر کمک کند. با توجه به این شرایط، یک روش میرایی مناسب در ادامه مورد بررسی قرار می‌گیرد.

### 2-3- میرایی فعال مبتنی بر فیدبک جریان خازن

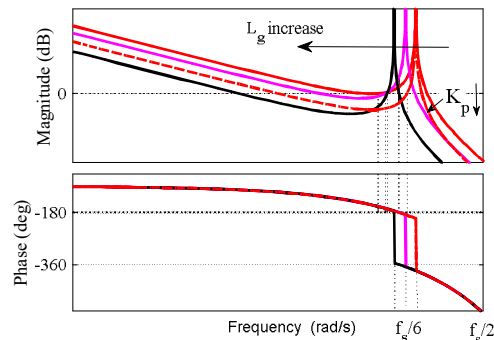
روش میرایی فعال مبتنی بر فیدبک تناسبی جریان خازن توجه زیادی را به خود جلب کرده است. با استفاده از تغییرات نشان داده شده در شکل 4-الف، میراگر فعال فیدبک تناسبی جریان خازن معادل با یک امپدانس مجازی  $Z_{eq}$  به موازات خازن فیلتر  $C$  است. با توجه به شکل 4-ب،  $Z_{eq}$  می‌تواند به صورت رابطه (6) بیان شود:

$$Z_{eq}(s) = \frac{L_1}{H_{i1}K_{pwm}C} \cdot \frac{1}{G_d(s)} \quad (6)$$

با جایگزینی  $s=j\omega$  در رابطه (6)، رابطه (7) حاصل می‌شود:

$$Z_{eq}(\omega) = \frac{L_1}{H_{i1}K_{pwm}C} \cdot e^{1.5\omega T_s} \triangleq R_{eq}(\omega) || jX_{eq}(\omega) \quad (7)$$

طبق معیار پایداری نایکوئیست، شرط پایداری سیستم  $N(+)-N(-)=0$  است. شکل (3) نمودار بود  $T(s)$  را در شرایط عدم حضور میرایی فعال با مقادیر مختلف  $L_g$  نشان می‌دهد. با توجه به شکل (3)، منحنی فرکانس فاز به طور یکنواخت کاهش می‌یابد، بنابراین  $N(+)=0$  به ازای محدوده  $f_r \leq f_s/6$ ، گذر فاز از زاویه  $-180$  درجه در راستای منفی در فرکانس  $f_r$  قطعاً رخ می‌دهد، یعنی  $N(-)=1$ . این بدان معنی است که پایداری حاصل نمی‌شود. به ازای محدوده  $f_s/6 < f_r < f_s/2$ ، منحنی فرکانس فاز  $T(s)$  به دلیل تأخیر فاز ناشی از  $G_d(s)$  در فرکانس  $f_s/6$  از  $-180$  درجه عبور می‌کند. تا زمانی که بهره



شکل 3 دیاگرام Bode بهره حلقه‌ی کنترل تک حلقه جریان

با توجه به تجزیه و تحلیل صورت گرفته، اگر فرکانس تشدید فیلتر LCL همیشه در محدوده فرکانسی  $(f_s/2, f_s/6)$  نگه داشته شود، پایداری اینورتر در برابر تغییرات امپدانس شبکه با اطمینان محقق خواهد شد. این هدف را می‌توان با قراردادن فرکانس تشدید سلف سمت اینورتر و خازن فیلتر  $(f_{res})$ ، بالاتر از فرکانس  $f_s/6$ ، بدست آورد.  $f_{res}$  مربوط به فرکانس تشدید LCL در صورت نامحدود بودن  $L_g$  است. این روش به دلیل سادگی جذاب است اما فیلتر LCL باید با دقت طراحی شود. حداقل سلف  $L_1$  توسط رپل جریان قابل قبول آن تعیین می‌شود، در این شرایط،  $f_{res} > f_s/6$  باید

$f_s/2$  رفتار خازنی دارد. برعکس، وقتی  $H_{i1}$  دارای مقدار منفی باشد،  $R_{eq}$  در محدوده فرکانسی  $(0, f_s/6)$  مقدار منفی و در محدوده فرکانسی  $(f_s/2, f_s/6)$  دارای مقدار مثبت است. در ضمن  $X_{eq}$  در محدوده فرکانسی  $(0, f_s/3)$  رفتار خازنی و در محدوده فرکانسی  $(f_s/2, f_s/3)$  خاصیت القایی دارد.

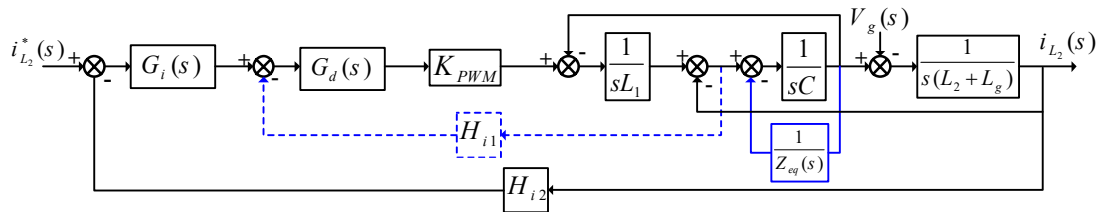
با توجه به بررسی‌های انجام شده فوق و نتایج مرجع [25]، می‌توان نتیجه گرفت که علامت مثبت یا منفی  $H_{i1}$  مهم نیست،  $R_{eq}(f_r)$  ممکن است در محدوده فرکانسی  $(0, f_s/2)$  منفی بوده و سیستم ممکن است ناپایدار باشد. بنابراین، میراگر فعال تناسبی جریان خازن یک روش میرایی مناسب در کل محدوده فرکانسی مطلوب  $(0, f_s/2)$  برای اطمینان از مثبت بودن  $R_{eq}$  است. حاشیه بهره پایداری لازم 3 دسی بل حتی اگر  $f_r = f_s/6$  باشد می‌تواند به آسانی برآورده شود. در نتیجه، پایداری اینورتر در برابر تغییرات امپدانس شبکه به مقدار قابل توجهی افزایش می‌یابد.

در رابطه (7)،  $Z_{eq}$  می‌تواند به صورت اتصال موازی یک مقاومت  $R_{eq}$  و یک راکتانس  $X_{eq}$  نشان داده شود که در روابط (8) و (9) بیان شده است. مطابق با شکل 3-ب، هر دو پارامتر  $R_{eq}$  و  $X_{eq}$  وابسته به فرکانس هستند. طبیعتاً،  $R_{eq}$  به میرایی تشدید کمک می‌کند و  $X_{eq}$  باعث می‌شود فرکانس تشدید سیستم  $f_r$  از فرکانس تشدید فیلتر  $f_r'$  منحرف شود.

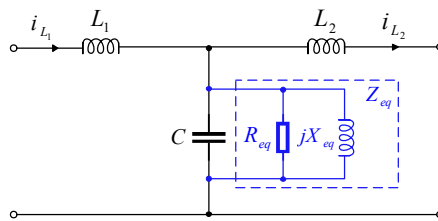
$$R_{eq}(\omega) = \frac{L_1}{H_{i1} K_{pwm} C \cos(1.5\omega T_s)} \quad (8)$$

$$X_{eq}(\omega) = \frac{L_1}{H_{i1} K_{pwm} C \sin(1.5\omega T_s)} \quad (9)$$

مطابق با روابط (8) و (9)، مشخصات فرکانسی  $R_{eq}$  و  $X_{eq}$  هنگامی که  $H_{i1}$  دارای مقداری مثبت است، در شکل (5) نشان داده شده است. مطابق این شکل،  $R_{eq}$  در محدوده فرکانسی  $(0, f_s/6)$  دارای مقدار مثبت و در محدوده فرکانسی  $(f_s/2, f_s/6)$  دارای مقدار منفی است. همچنین  $X_{eq}$  در محدوده فرکانسی  $(0, f_s/3)$  خاصیت سلفی و در محدوده فرکانسی  $(f_s/3, f_s/2)$



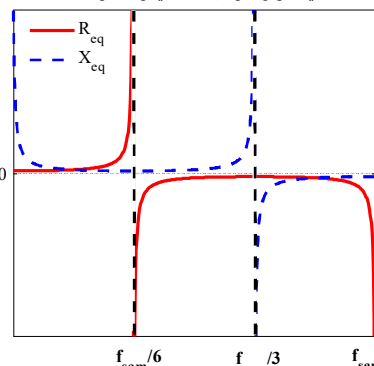
(الف)



(ب)

شکل 4 شمای اینورتر با میراگر فعال تناسبی جریان خازن، (الف) بلوک دیگرام، (ب) مدار معادل یک ایده ساده برای دستیابی به مقاومت معادل مثبت در کل محدوده فرکانسی قابل کنترل، افزودن یک تابع فیدبک اضافی مطابق شکل 6-الف به صورت موازی با  $H_{i1}$  است. از طریق تبدیل معادل بلوکی، این فیدبک اضافی معادل یک امپدانس  $Z_p$  است که به صورت موازی به امپدانس معادل اصلی  $Z_{eq}$  متصل شده است. مدار معادل اینورتر متصل به شبکه با در نظر گرفتن امپدانس مجازی اضافی  $Z_p$  در شکل 6-ب نشان داده شده است. با توجه به شکل (6)،  $Z_p$  می‌تواند به صورت اتصال موازی مقاومت  $R_p$  و راکتانس  $X_p$  نشان داده شود. بر این اساس، مقاومت معادل حاصل  $R_{eq}$  و راکتانس معادل حاصل  $X_{eq}$  هستند که به صورت زیر بیان می‌شوند:

$$R_{eq}'(\omega) = R_{eq}(\omega) \parallel R_p(\omega) = \frac{R_{eq}(\omega) R_p(\omega)}{R_{eq}(\omega) + R_p(\omega)} \quad (10)$$



شکل 5 مشخصه فرکانسی  $R_{eq}$  و  $X_{eq}$  به ازای  $H_{i1} > 0$

3- میرایی فعال مبتنی بر فیدبک مثبت تناسبی انتگرالی  
1-3- مفاهیم پایه

به ترم انتگرالی را می‌توان به راحتی استخراج کرد که در جدول (1) ارائه شده است. شکل (7) مشخصات فرکانسی  $R_p$  و  $R_{eq}$  را برای کنترل‌کننده تناسبی-انتگرالی در حالت‌های  $(K>0, H_{ii}>0)$  و  $(K<0, H_{ii}<0)$  نشان می‌دهد. مطابق با شکل 7-الف مشاهده می‌شود، در محدوده فرکانسی  $(f_s/6, f_s/3)$ ، هر دو مقاومت  $R_p$  و  $R_{eq}$  مقدار منفی دارند. بنابراین مطابق رابطه (9)،  $R'_{eq}$  باید منفی باشد. این امر بدین معنا است که حالت (الف) شرایط مطلوبی را ایجاد نمی‌کند. همانطور که در شکل 7-ب دیده می‌شود، در محدوده فرکانسی  $(f_s/3, f_s/6)$ ، هر دو مقاومت  $R_p$  و  $R_{eq}$  مثبت هستند، بنابراین  $R'_{eq}$  قطعاً مثبت است. در شکل 7-ب در سایر محدوده‌های فرکانسی، علائم  $R_p$  و  $R_{eq}$  مخالف هم هستند. طبق رابطه (9)، تا زمانی که رابطه  $R_{eq}+R_p<0$  صادق باشد،  $R'_{eq}$  مثبت خواهد بود. با جایگزینی عبارات  $R_{eq}$  و  $R_p$  مشخص شده در جدول (1) در رابطه  $R_{eq}+R_p=0$ ، فرکانس مرزی مثبت  $R'_{eq}$  که با  $f_{Rb}$  نشان داده می‌شود، می‌توان تعیین نمود. با در نظر گرفتن عبارت  $f_{Rb} = H_{ii}/K = 1.5T_s$ ، تقریباً معادل  $0/48f_s$  است که بیانگر این موضوع است که حد بالای محدوده فرکانسی برای  $R'_{eq}$  مثبت تقریباً تا  $f_s/2$  افزایش یافته است. بنابراین، میراگر فعال فیدبک مثبت جریان خازن مبتنی بر کنترل‌کننده تناسبی-انتگرالی  $H_{ii} + K/s$  ( $K<0, H_{ii}<0$ ) عملکرد مطلوبی را نشان می‌دهد.

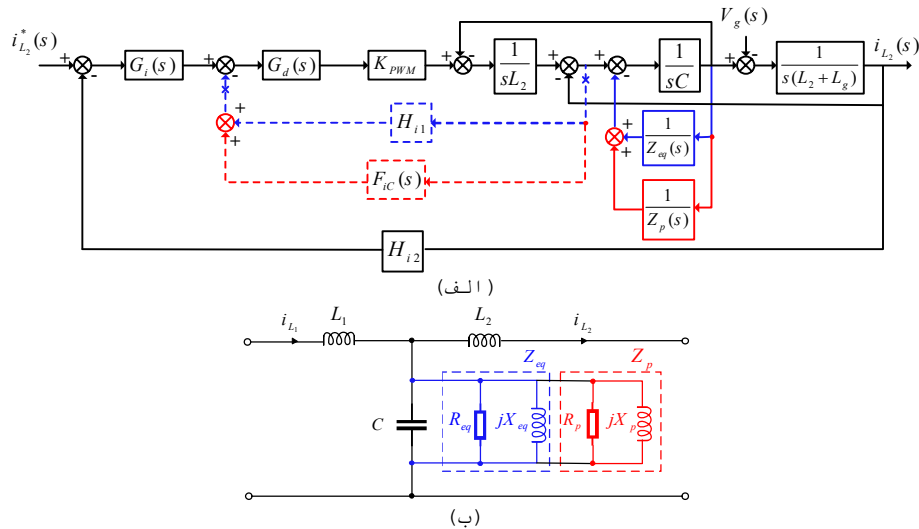
$$X_{eq}'(\omega) = X_{eq}(\omega) \parallel X_p(\omega) = \frac{X_{eq}(\omega)X_p(\omega)}{X_{eq}(\omega) + X_p(\omega)} \quad (11)$$

همانطور که قبلاً نیز بیان شد،  $R_p$  و  $X_p$  وابسته به فرکانس هستند. با توجه به رابطه (9)، یک  $R_p$  مناسب می‌تواند برای بدست آوردن  $R'_{eq}$  مثبت در کل محدوده قابل کنترل فرکانس کمک کند. برای دستیابی به این هدف، باید یک عملکرد فیدبک مناسب از جریان خازن انتخاب شود.

### 3-2- عملکرد مناسب فیدبک جریان خازن

همانطور که از شکل 6-الف دیده می‌شود، تابع فیدبک جریان خازن از  $H_{ii}$  و  $F_{ic}$  تشکیل شده است. این بدان معنی است که  $F_{ic}$  مناسبی برای مطابقت با  $H_{ii}$  لازم است. در واقع، انواع مختلفی از  $F_{ic}$  می‌تواند انتخاب شود. با این وجود، عبارت ساده و متداول انتگرالی یعنی  $F_{ic}(s)=K/s$  ترجیح داده می‌شود که  $K$  ضریب انتگرالی است. در نتیجه، جریان خازن از طریق یک کنترل‌کننده تناسبی-انتگرالی (PI) تغذیه می‌شود. اگر علائم  $H_{ii}$  و  $K$  یکسان نباشند، تابع فیدبک حاوی یک صفر سمت راست صفحه مختلط (RHP) است که منجر به مشخصه غیرمینیمم فاز می‌شود؛ در نتیجه علامت  $H_{ii}$  و  $K$  باید یکسان باشند. در این صورت، بررسی دو حالت مطابق جدول (1) باید مورد توجه قرار گیرند.

با توجه به دیاگرام بلوکی معادل نشان داده شده در شکل 6-الف، عبارت‌های  $R_p$  مربوط



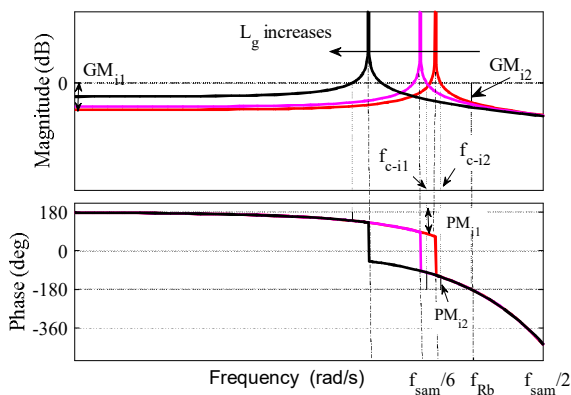
شکل 6: شمای اینورتر متصل به شبکه با امپدانس موازی اضافی، (الف) بلوک دیاگرام کنترلی، (ب) مدار معادل



با توجه به  $PM_{i1} = \pi - \angle T_{ic}(j2\pi f_{c_{i1}})$  و  $PM_{i2} = \angle T_{ic}(j2\pi f_{c_{i2}}) - (-\pi)$  مقدار حدی ضریب  $K$  بر حسب  $H_{i1}$  که توسط حاشیه‌های فاز حلقه داخلی محدود می‌شوند که مطابق (17) و (18) بدست می‌آید که در این روابط  $f_{c_{i1,2}}$  را می‌توان بر اساس  $|T_{ic}(j2\pi f_{c_{i1,2}})| = 1$  بدست آورد. روابط متناظر با فرکانس‌های تقاطع فاز  $f_{c_{i1,2}}$  را می‌توان با استفاده از (19) و (20) بیان نمود.

$$K_{PM_{i1}} = H_{i1} \cdot 2\pi f_{c_{i1}} \cdot \tan\left(PM_{i1} - \frac{\pi}{2} - 3\pi f_{c_{i1}} T_s\right) \quad (17)$$

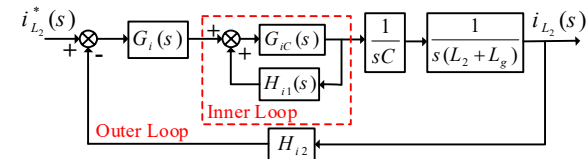
$$K_{PM_{i2}} = H_{i1} \cdot 2\pi f_{c_{i2}} \cdot \tan\left(-PM_{i2} + \frac{\pi}{2} - 3\pi f_{c_{i2}} T_s\right) \quad (18)$$



شکل 10 دیباگرام بود حلقه داخلی حاصل از میراگر فعال فیدبک مثبت تناسبی-انتهگرای جریان خازن

با توجه به اینکه تقریب  $\tan(3\pi f_{c_{i1,2}} T_s) \approx \tan(3\pi f_r T_s)$  به دلیل نزدیکی زیاد فرکانس‌های تقاطع بهره  $f_{c_{i1,2}}$  به فرکانس تشدید فیلتر  $f_r$  صادق است، با جایگزینی روابط (19) و (20) به ترتیب در روابط (17) و (18)، رابطه‌ی (21) به دست می‌آید. اگر  $PM_{i1}$  و  $PM_{i2}$  مشخص شده باشند، می‌توان از روابط (16) و (21) محدوده مطلوب  $K$  بر حسب  $H_{i1}$  را بدست آورد. شایان ذکر است که حاشیه فاز و بهره مطلوب برای حلقه داخلی باید در کل محدوده تغییرات امپدانس شبکه  $L_g$  برآورده شود. همانطور که از شکل (10) دیده می‌شود، با افزایش  $L_g$ ،  $GM_{i1}$  و  $PM_{i1}$  کاهش یافته و  $PM_{i2}$  افزایش می‌یابد. این بدان معنی است که مرزهای محدوده مطلوب برای ضریب  $K$  باید به ترتیب توسط  $GM_{i1}$  و  $PM_{i1}$  تحت مقدار ماکزیمم  $L_g$  و توسط  $PM_{i2}$  تحت مقدار مینیمم  $L_g$  بدست آید. در عمل، حاشیه بهره و حاشیه فاز نباید به ترتیب کمتر از 3 دسی بل و 30 درجه حاصل شوند [27].

طراحی شوند. سپس پارامترهای حلقه خارجی یا همان پارامترهای تنظیم‌کننده جریان را می‌توان برای اطمینان از پایداری سیستم تنظیم کرد.



شکل 9 مدار معادل بلوک دیباگرام کنترلی اینورتر متصل به شبکه با فیلتر LCL با میرایی فعال فیدبک مثبت تناسبی-انتهگرای 2-4 طراحی پارامترهای فیدبک جریان خازن مطابق شکل (9)، بهره حلقه داخلی  $T_{ic}(s)$  به صورت زیر حاصل می‌شود:

$$T_{ic}(s) = H_{i1}(s)G_{ic}(s) = \frac{K_{pwm}(H_{i1}s + K)}{L_1(s^2 + \omega_r^2)} e^{-1.5sT_s} \quad (15)$$

به این ترتیب، پایداری حلقه داخلی را می‌توان با توجه به معیار پایداری نایکوئیست، یعنی  $P_i - 2(N_{i(+)} - N_{i(-)}) = 0$  بررسی کرد که  $N_{i(+)}$  و  $N_{i(-)}$  به ترتیب تعداد تقاطع‌های مثبت و منفی حلقه داخلی را نشان می‌دهد و  $P_i$  بیانگر تعداد قطب‌های نیم‌صفحه سمت راست تابع تبدیل حلقه باز حلقه داخلی می‌باشد. همانطور که در (15) مشاهده می‌شود،  $T_{ic}(s)$  حاوی قطب نیم‌صفحه سمت راست نبوده و  $P_i = 0$  برقرار است. بنابراین،  $N_{i(+)} - N_{i(-)} = 0$  باید برآورده شود تا حلقه داخلی به صورت جداگانه پایدار باشد.

شکل (10) نمودارهای bode بهره حلقه داخلی را نشان می‌دهد. شیب منحنی اندازه  $T_{ic}(s)$  در محدوده فرکانس پایین 0dB/dec است و منحنی فاز در محدوده فرکانس پایین به تدریج از 180 درجه کاهش می‌یابد. علاوه بر این، یک اوج تشدید بی‌نهایت در نمودار اندازه در فرکانس تشدید فیلتر  $f_r$  ایجاد می‌شود و منحنی فاز در محدوده فرکانسی مربوطه کاهش یافته و از زاویه -180 درجه در فرکانس  $f_{Rb}$  عبور می‌کند. در نتیجه، دو حاشیه بهره تعریف شده به عنوان  $GM_{i1}$  و  $GM_{i2}$ ، باید رعایت شود تا به ترتیب از تقاطع منفی در صفر هرتز و  $f_{Rb}$  جلوگیری شود. در ضمن دو حاشیه فاز  $PM_{i1}$  و  $PM_{i2}$  به ترتیب در فرکانس‌های تقاطع فاز  $f_{c_{i1}}$  و  $f_{c_{i2}}$  تعریف می‌شوند. باید توجه کرد که با تحقق حاشیه فاز  $PM_{i2}$ ، حاشیه بهره  $GM_{i2}$  به طور طبیعی تحقق می‌یابد. زیرا اندازه تابع تبدیل حلقه باز حلقه کنترل داخلی  $T_{ic}(s)$  به طور یکنواخت در محدوده فرکانس  $(f_s/2, f_{c_{i2}})$  کاهش می‌یابد. بر اساس  $GM_{i1} = -20 \lg|T_{ic}(j2\pi \cdot 0)|$  مقدار حدی ضریب  $K$  که توسط حاشیه بهره حلقه داخلی محدود می‌شود، از رابطه‌ی زیر بدست می‌آید:

$$K_{GM1} = 10^{\frac{GM1}{20}} \cdot \frac{L_1(2\pi f_r)^2}{K_{pwm}} \quad (16)$$

$$f_{c,i1} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{(2\pi f_r)^2 + \frac{K_{pwm}^2 H_{i1}^2 - \sqrt{K_{pwm}^4 H_{i1}^4 + 4L_1^2 K_{pwm}^2 H_{i1}^2 (2\pi f_r)^2 + 4L_1^2 K_{pwm}^2 K^2}}{2L_1^2}} \quad (19)$$

$$f_{c,i2} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{(2\pi f_r)^2 + \frac{K_{pwm}^2 H_{i1}^2 + \sqrt{K_{pwm}^4 H_{i1}^4 + 4L_1^2 K_{pwm}^2 H_{i1}^2 (2\pi f_r)^2 + 4L_1^2 K_{pwm}^2 K^2}}{2L_1^2}} \quad (20)$$

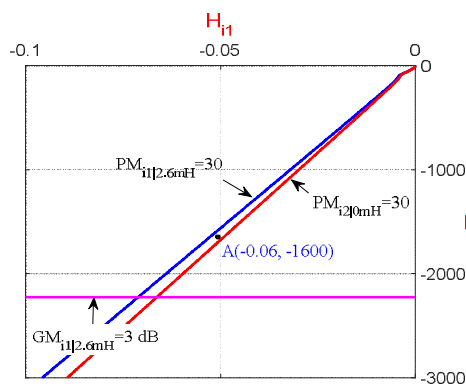
$$K_{PM1,2} = - \frac{\left( 4\pi^2 \lambda_{1,2}^2 f_r^2 H_{i1}^2 + \frac{(\lambda_{1,2}^4 + \lambda_{1,2}^2) K_{pwm}^2 H_{i1}^4}{2L_1^2} \right)}{\sqrt{\left( 4\pi^2 \lambda_{1,2}^2 f_r^2 H_{i1}^2 + \frac{(\lambda_{1,2}^4 + \lambda_{1,2}^2) K_{pwm}^2 H_{i1}^4}{2L_1^2} \right)^2 - (4\pi^2 f_r^2 L_1 H_{i1})^2}} \quad (21)$$

$$\lambda_1 = \tan\left(\frac{\pi}{2} + 3\pi f_r T_s - PM_{i1}\right) \quad , \quad \lambda_2 = \tan\left(-\frac{\pi}{2} + 3\pi f_r T_s + PM_{i2}\right)$$

تا 10٪ پیرونیته متفاوت است که مربوط به 2/6 میلی هانری است.

با توجه به مقادیر مشخص شده فوق برای بهره حلقه داخلی و حاشیه فاز، مناطق قابل قبول  $K$  و  $H_{i1}$  را می‌توان همانطور که در شکل (11) نشان داده شده است رسم کرد. مجموعه‌ای از پارامترهای مناسب،  $H_{i1}=0.06$  و  $K=1600$  که مربوط به نقطه A است، انتخاب می‌شوند. با جایگزینی  $f_c \approx 4\% f_s = 800$  هرتز به (22) و (23)،  $K_p=0.7158$  و  $K_r=57.2610$  محاسبه می‌شود.

با پارامترهای انتخاب شده می‌توان نمودارهای بود حلقه‌های داخلی و خارجی را نشان داد، همانطور که در شکل 12-الف و 12-ب نشان داده شده است. همانطور که مشاهده شد، حداقل بهره حلقه داخلی و حاشیه فاز تحت دو شرایط معمولی امپدانس شبکه به ترتیب 6/4 دسی بل و 30 درجه است، در حالی که حداقل بهره‌ی حلقه بیرونی حاشیه بهره و حاشیه فاز به ترتیب 6/4 دسی بل و 60 درجه است. بنابراین، تمام انتظارات حاشیه پایداری از دو حلقه به خوبی برآورده شده است، که اعتبار روش طراحی را تأیید می‌کند.



شکل 11 ناحیه رضایت بخش و پایدار مقاوم برای  $H_{i1}$  برحسب  $K$

شکل (13) توزیع قطب‌های حلقه باز و بسته را با تغییرات امپدانس شبکه  $L_g$  از مقدار

### 4-3- طراحی پارامترهای تنظیم کننده جریان

بر اساس رابطه (2)، سه پارامتر شامل  $\omega_i$ ،  $K_p$  و  $K_r$  باید طراحی شوند. برای مقابله با یک تغییر معمول  $\pm 1\%$  فرکانس پایه شبکه [26]،  $\omega_i = 0.1 \cdot 2\pi f_0 = \pi \text{ rad/s}$  تنظیم شده است.  $K_p$  و  $K_r$  معمولاً با فرض  $L_g=0$  تنظیم می‌شوند [25]. بر اساس  $|T(j2\pi f_c)|=1$  مقدار  $K_p$  محدود شده توسط  $f_c$  را می‌توان بدست آورد [26] که توسط رابطه (22) قابل بیان است:

$$K_p \approx \frac{2\pi f_c (L_1 + L_2)}{H_{i2} K_{pwm}} \quad (22)$$

برای به حداقل رساندن تأخیر فاز تنظیم‌کننده PR در فرکانس تقاطع  $f_c$ ، فرکانس قطع  $G_i(s)$  معمولاً یک دهم فرکانس تقاطع بهره  $f_c$  تنظیم می‌شود [28]. در نتیجه،  $K_r$  مطلوب برابر رابطه زیر است:

$$K_r = \frac{2\pi f_c}{10} \cdot \frac{K_p}{2\omega_i} \quad (23)$$

همانطور که در (22) و (23) مشاهده می‌شود،  $K_p$  و  $K_r$  مناسب بر اساس مقدار  $f_c$  تعیین می‌شود. حداکثر مقدار قابل دستیابی  $f_c$  توسط PM محدود می‌شود، به نحوی که  $f_c \approx 4\% f_s$  همراه با حد فاز (PM) حدود 60 درجه شرایط مطلوبی ایجاد کرده و درصد کمی از فراجهد در این شرایط مورد انتظار است [29]. در مرحله بعدی لازم است که حاشیه بهره حلقه بیرونی GM مورد بررسی قرار گیرد. در صورتیکه شرایط لازم در حاشیه بهره حلقه بیرونی حاصل نشود،  $f_c$  بایستی مجدداً تنظیم شود که این امر باعث اصلاح مقادیر  $K_p$  و  $K_r$  خواهد شد.

### 5- طراحی نمونه و شبیه‌سازی

#### 5-1- طراحی نمونه

جدول (2) پارامترهای اینورتر متصل به شبکه از نوع LCL تک فاز 6 کیلوواتی را ارائه می‌دهد. به منظور بررسی اثربخشی روش میرایی ارائه شده، فیلتر LCL با فرکانس تشدید بالا  $f_{r0}=6.27 \text{ kHz}$  استفاده شده است. استحکام با  $L_g$

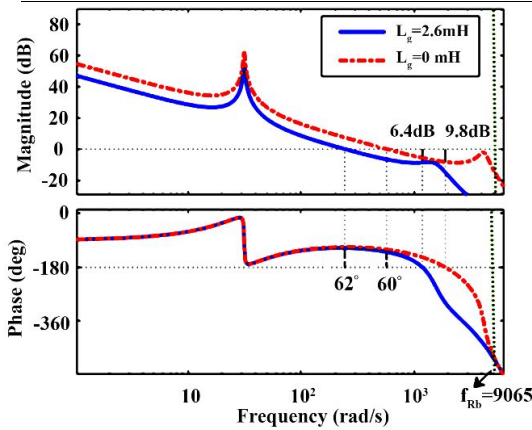
استفاده از این روش میرایی بدست می‌آید حتی اگر  $f_r$  نزدیک یا برابر با  $f_s/6$  باشد. بنابراین، روش میرایی فیدبک جریان خازن تناسبی انتگرالی مقاومت اینورتر را در برابر تغییرات امپدانس شبکه افزایش می‌دهد و عملکرد دینامیکی بهتری را به دست می‌آورد.

**2-5- تحلیل پایداری و آنالیز حساسیت به ازای تغییرات پارامترهای فیلتر LCL**  
یکی از موارد مهمی که در مطالعات شبکه قدرت باید در نظر گرفته شود بررسی پایداری سیستم و آنالیز حساسیت است. المان‌هایی که به عنوان فیلتر (در این مقاله فیلتر LCL) در نظر گرفته می‌شوند با گذشت زمان خاصیت سلفی و خازنی خود را از دست داده و دچار فرسودگی می‌شوند. این تغییر در مقدار

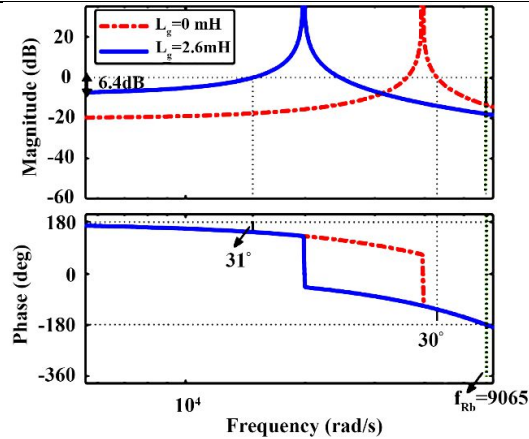
0mH تا 2.6mH ترسیم می‌کند. در اینجا، جفت قطب حلقه بسته معرفی شده توسط تنظیم کننده PR داده نمی‌شود، زیرا تغییرات آن‌ها بسیار کم است. همانطور که در شکل 13-الف مشاهده می‌شود، جفت قطب‌های حلقه باز اینورتر با روش میرایی فیدبک جریان خازن تناسبی انتگرالی همیشه در دایره واحد هستند و منجر به  $P=0$  می‌شوند. الزامات مورد دوم سخت‌گیرانه نیست زیرا فقط یک حاشیه بهره باید تأمین شود و این مزیت در قطب‌های حلقه بسته غالب به نمایش گذاشته می‌شود، همانطور که در شکل 13-ب نشان داده شده است. همانطور که مشاهده شد، قطب‌های حلقه بسته غالب اینورتر با میراگر فیدبک جریان خازن تناسبی انتگرالی در داخل دایره واحد باقی می‌مانند و از مرز آن دورتر هستند. این نشان می‌دهد که حاشیه پایداری کافی با

جدول 2 مقادیر پارامترهای سیستم تحت بررسی

پارامتر	نماد	مقدار	پارامتر	نماد	مقدار
سلف سمت اینورتر	$L_1$	826 $\mu$ H	ولتاژ شبکه	$V_g$	220V
سلف سمت شبکه	$L_2$	200 $\mu$ H	توان خروجی	$P_o$	5/8KW
خازن فیلتر	C	4 $\mu$ f	فرکانس پایه	$f_o$	50 Hz
خازن لینک DC	$C_{DC}$	6000 $\mu$ f	فرکانس کلیدزنی	$f_{sw}$	10 KHz
دامنه موج حامل مثلثی	$V_{tri}$	4/58 V	فرکانس تشدید سیستم	$f_r$	6/27 KHz
بهره جریان شبکه	$H_2$	0/15	فرکانس نمونه برداری	$f_s$	20 KHz

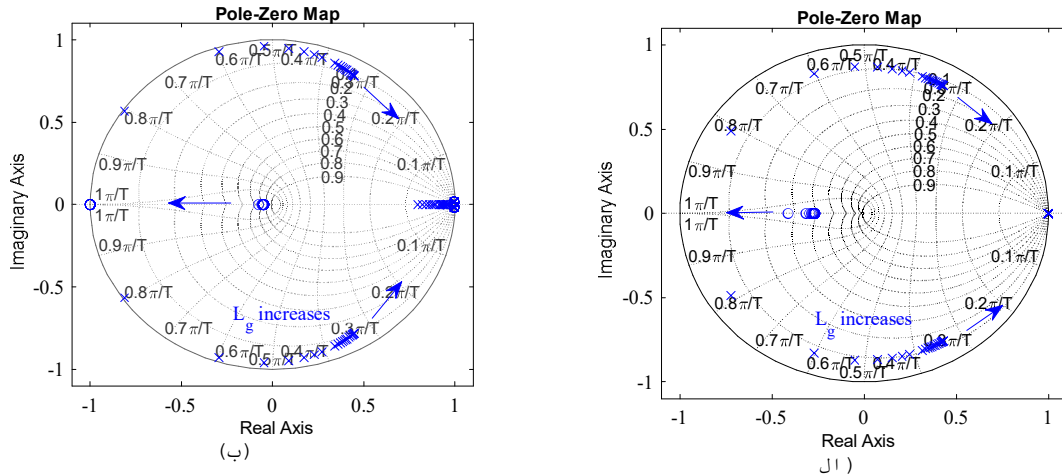


(ب)



(الف)

شکل 12 دیاگرام بود سیستم دو حلقه، (الف) بهره حلقه داخلی، (ب) بهره حلقه بیرونی



شکل 13 صفحه صفر قطب اینورتر متصل به شبکه با تغییرات امپدانس شبکه، (الف) صفر و قطب حلقه باز، (ب) صفر و قطب حلقه بسته

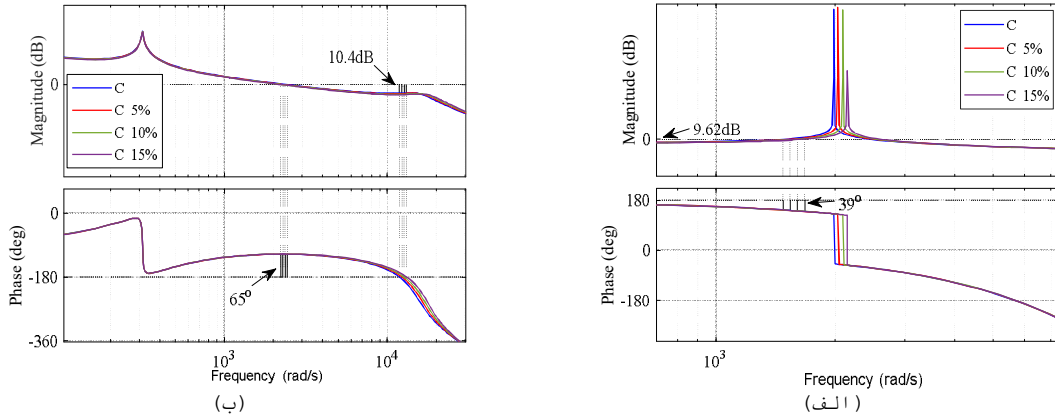
با کاهش مقادیر سلفها و خازن الزامات حاشیه بهره و حاشیه فاز همچنان برقرار بوده و سیستم پایدار است. THD جریان شبکه با در نظر گرفتن تغییرات مقادیر خازن و سلفهای فیلتر LCL و در نظر گرفتن امپدانس شبکه به اندازه 2/6mH و 0mH در جدول (3) نشان داده شده است. با کاهش مقادیر پارامترهای فیلتر LCL به اندازه 5%، 10% و 15% THD جریان شبکه به مقدار کمی افزایش پیدا می‌کند. با توجه به جدول (3) اگر تغییر فقط در مقدار خازن فیلتر باشد، برای  $L_g=2.6\text{ mH}$  تغییرات THD جریان شبکه بسیار کم بوده و قابل نظر کردن است، اما برای  $L_g=0\text{ mH}$  تغییرات THD قابل چشم‌پوشی نیست. با تغییر مقدار سلفهای شبکه، THD جریان برای هر دو مقدار سلفها و خازن فیلتر LCL به طور همزمان دچار تغییر شوند THD جریان شبکه برای  $L_g=2.6\text{ mH}$  به اندازه 3/12%، 8/33% و 14/58% برای تغییرات 5%، 10% و 15% افزایش می‌یابد. برای حالتی که  $L_g=0\text{ mH}$  باشد THD جریان شبکه برای تغییرات 5%، 10% و 15% مقادیر پارامترهای فیلتر به اندازه 11/53%، 25/64% و 44/23% افزایش می‌یابد.

پارامترهای فیلتر LCL را می‌توان به صورت  $C+\Delta C$ ،  $L_1+\Delta L_1$  و  $L_2+\Delta L_2$  تعریف کرد. برای تحلیل حساسیت سیستم در مقابل تغییرات مقادیر پارامترهای فیلتر LCL بکار رفته در شبکه مقادیر پارامترها به ترتیب به اندازه 5%، 10% و 15% کاهش یافته و تاثیر آنها بر پایداری حلقه‌های داخلی و بیرونی سیستم و همچنین THD جریان شبکه در این بخش انجام شده است.

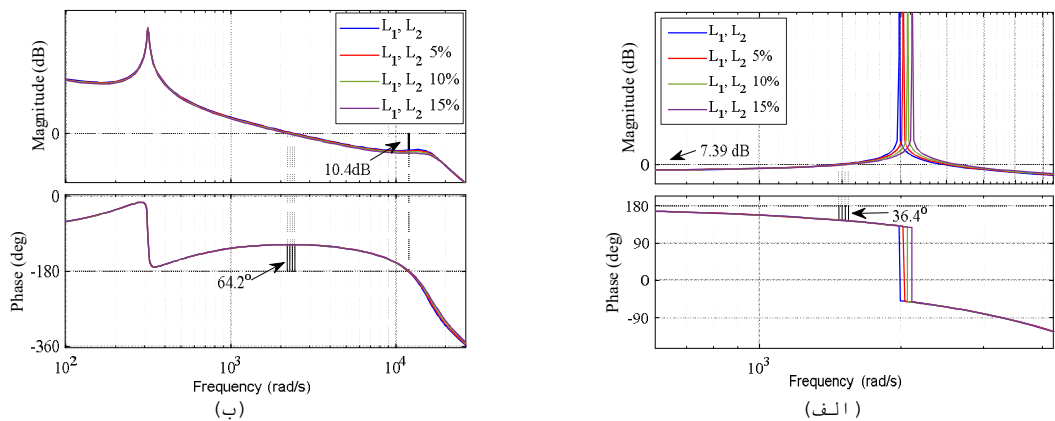
نمودار بود حلقه داخلی و بیرونی به ازای تغییرات خازن فیلتر LCL در شکل (14) نشان داده شده است. با توجه به شکل 14 مشخص است که با کاهش مقدار خازن از 5% تا 15% سیستم پایداری خود را حفظ کرده و به تغییرات مقدار خازن حساس نیست.

مقادیر سلفهای فیلتر LCL بطور همزمان به اندازه 5% تا 15% کاهش یافته و تاثیر آن بر پایداری حلقه‌های داخلی و بیرونی در شکل 15 نشان داده شده است. شکل (15) نشان می‌دهد که با تغییر مقدار سلفهای فیلتر LCL سیستم پایداری خود را حفظ کرده و به این تغییرات حساس نیست.

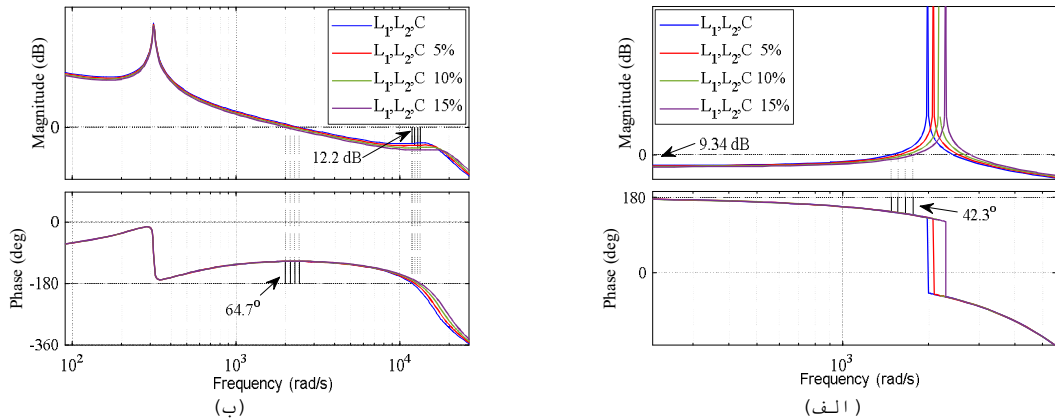
شکل (16) نمودار بود را در صورتی که هر سه پارامتر فیلتر LCL یعنی سلفهای  $L_1$  و  $L_2$  و خازن C به طور همزمان تغییر کنند نشان می‌دهد. با توجه به شکل (16) واضح است که



شکل 14 دیاگرام بود سیستم دو حلقه با تغییرات مقدار خازن فیلتر LCL، (الف) بهره حلقه داخلی، (ب) بهره حلقه بیرونی



شکل 15 دیاگرام بود سیستم دو حلقه با تغییرات مقدار سلف‌های فیلتر LCL، (الف) بهره حلقه داخلی، (ب) بهره حلقه بیرونی



شکل 16 دیاگرام بود سیستم دو حلقه با تغییرات مقدار خازن و سلف‌های فیلتر LCL، (الف) بهره حلقه داخلی، (ب) بهره حلقه بیرونی

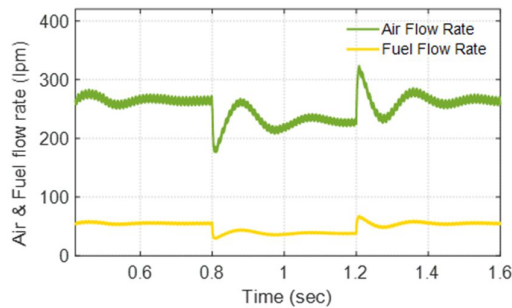
### 3-5- نتایج شبیه‌سازی

شرایط فوق و تایید صحت عملکرد سیستم کنترلی بدترین حالت امپدانس شبکه یعنی سلفی خالص با مقدار  $2/6 \text{ mH}$  و زمانی که امپدانس شبکه برابر  $0 \text{ mH}$  است؛ در نظر گرفته شده است. از آنجا که توان تزریقی سلول سوختی به شبکه به تغییرات نرخ شارژ سوخت

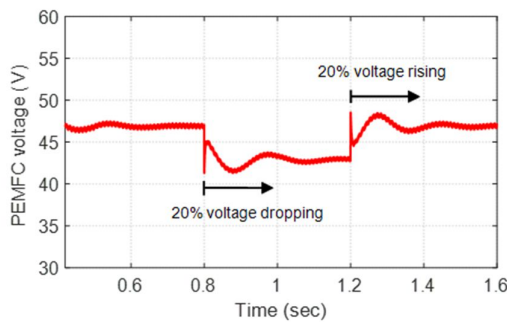
در این قسمت نتایج شبیه‌سازی مربوط به انتقال توان سلول سوختی از طریق اینورتر با فیلتر LCL به شبکه ضعیف ارائه شده است. سلول سوختی شبیه‌سازی شده از نوع PEMFC با توان  $6 \text{ kW}$  و ولتاژ  $45 \text{ V}$  است. برای مدل سازی

حساس است؛ برای بررسی پایداری سیستم در این حالت نرخ شارش سوخت در بازه زمانی [0/8 و 1/2] ثانیه کاهش می‌یابد. منحنی جریان-توان و ولتاژ-جریان مربوط به سلول سوختی در شکل 17-الف و 17-ب نشان داده شده است. همانطور که در شکل 17-الف نشان داده شده است با افزایش جریان، توان تولیدی توسط سلول سوختی نیز افزایش پیدا می‌کند، اما با افزایش جریان ولتاژ تولیدی توسط سلول سوختی کاهش پیدا می‌کند که در شکل 17-ب نشان داده شده است.

و  $L_g=2.6\text{mH}$  نشان می‌دهد. مطابق شکل (20) جریان تزریق شده به شبکه در هر دو حالت مختلف امپدانس شبکه شکل موج سینوسی خود را در شرایطی که توان تزریقی به سیستم تغییر می‌کند نیز حفظ می‌کند.

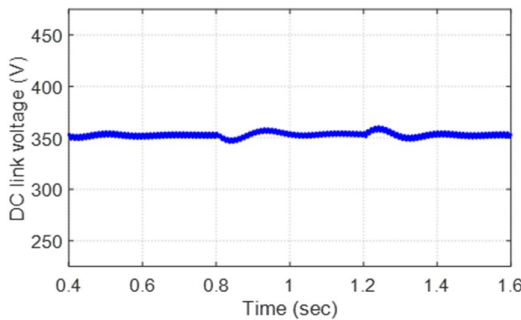


(الف)



(ب)

شکل 18 (الف) نرخ شارژ سوخت و هوا (ب) ولتاژ تولیدی توسط سلول سوختی



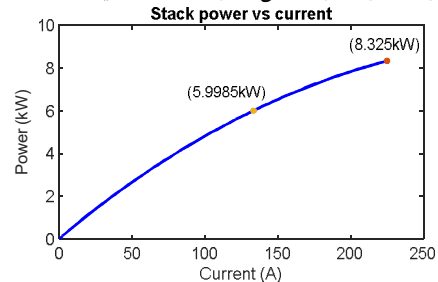
شکل 19 ولتاژ خروجی مبدل بوست

شکل موج ولتاژ و جریان شبکه برای  $L_g=2.6\text{mH}$  شکل 21-الف نشان داده شده است. همانطور که در شکل 21-الف نشان داده شده است با کاهش نرخ شارژ سوخت سلول سوختی در بازه زمانی [0/8 و 1.2] ولتاژ و جریان شبکه شکل موج سینوسی خود را حفظ می‌کند. شکل 21-ب شکل موج ولتاژ و جریان را در بازه زمانی [0/94 و 1/05] نشان می‌دهد؛ واضح است که شکل موج ولتاژ و جریان سینوسی بوده و هیچ اختلاف فازی بین ولتاژ و جریان مشاهده نمی‌شود.

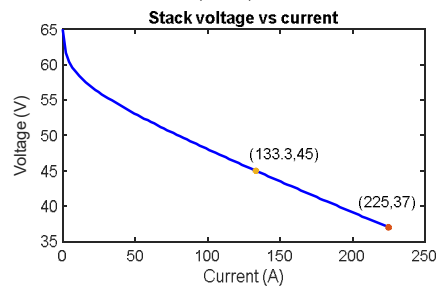
جدول 3 مقدار THD جریان شبکه برای تغییرات پارامترهای فیلتر LCL

پارامترها	درصد تغییرات پارامترها	%THD ( $L_g=0\text{ mH}$ )	%THD ( $L_g=2.6\text{ mH}$ )
		$L_1, L_2$	5%
$C$	10%	1/83	1/05
	15%	2	1/10
	5%	1/61	0/95
$L_1, L_2, C$	10%	1/66	0/94
	15%	1/72	0/95
	5%	1/74	0/99
	10%	1/96	1/04
	15%	2/25	1/10

شکل (18) نرخ شارژ سوخت و ولتاژ تولیدی توسط سلول سوختی را نشان می‌دهد. همانطور که در شکل 18-الف نشان داده شده است نرخ شارژ سوخت به مقدار 20% در بازه زمانی [0/8 و 0/4] کاهش پیدا کرده است، پیرو آن ولتاژ تولیدی توسط سلول سوختی نیز در بازه زمانی فوق کاهش یافته است.



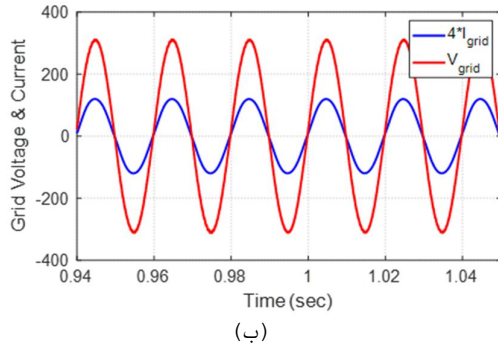
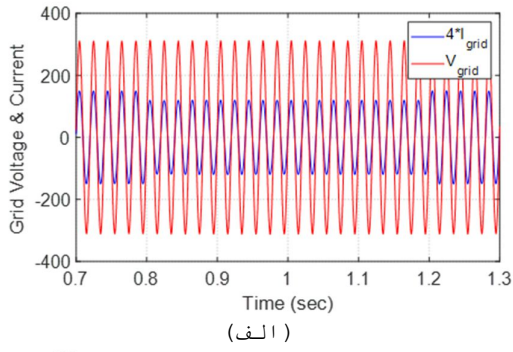
(الف)



(ب)

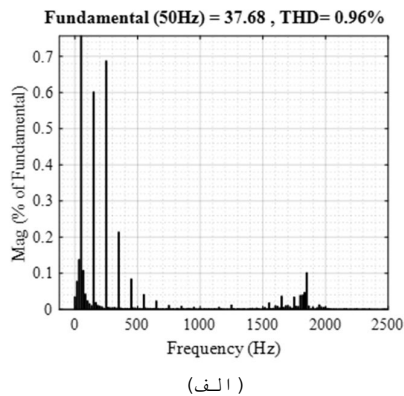
شکل 17 (الف) منحنی P-i سلول سوختی، (ب) منحنی سلول سوختی V-i

سطح ولتاژ تولید شده توسط سلول سوختی پایین است، یک مبدل بوست برا افزایش سطح ولتاژ تولید شده استفاده می‌شود. ولتاژ لینک DC خروجی مبدل بوست در شکل (19) آورده شده است. با توجه به شکل (19) واضح است که ریپل ولتاژ لینک DC خروجی مبدل بوست بسیار پایین است. همچنین مشخص است که در بازه‌ی زمانی [0/8 و 1.2] تغییرات ولتاژ لینک DC بسیار کم است. یکی از اهداف مهم سیستم‌های کنترلی تزریق جریان سینوسی به شبکه است. شکل (20) جریان تزریق شده به شبکه را تحت دو حالت  $L_g=0\text{ mH}$



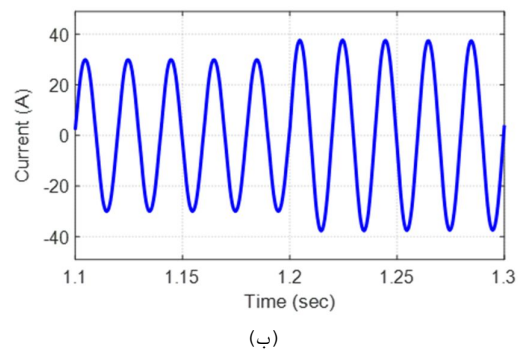
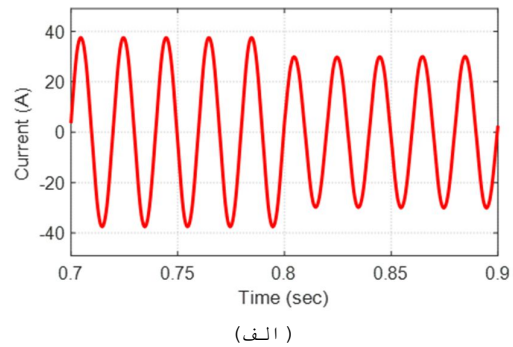
شکل 21 (الف) شکل موج ولتاژ و جریان شبکه، (ب) شکل موج ولتاژ و جریان شبکه در بازه (0/05) و (0/94)

شکل 24-الف و 24-ب حالتی را نشان می‌دهد که در آن ولتاژ شبکه دچار نوسان شده است. در شکل 24-الف ولتاژ شبکه به اندازه 20% در بازه زمانی [1/2 و 0/9] ثانیه کاهش پیدا کرده است، با کاهش ولتاژ شبکه شکل موج جریان سینوسی بوده و اختلاف فازی با ولتاژ شبکه ندارد. در حالتی که شبکه در بازه زمانی [1/2 و 0/9] ثانیه دچار افزایش ولتاژ تا 10% می‌شود، همانطور که در شکل 24-ب نشان داده شده است، سیستم همچنان پایداری خود را حفظ کرده و اختلاف فازی بین ولتاژ و جریان شبکه مشاهده نمی‌شود.

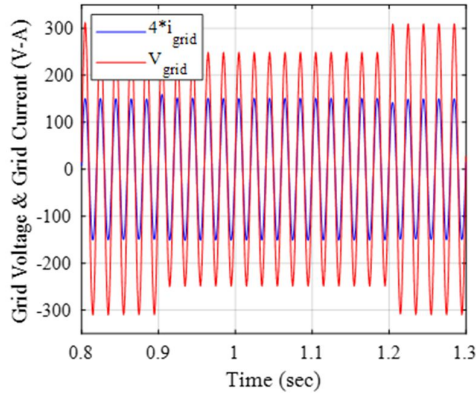


اعوجاج هارمونیک کل جریان شبکه در شکل (22) نشان داده شده است که مقدار آن برای  $L_g=2.6\text{mH}$  برابر 0/96% و برای  $L_g=0\text{mH}$  برابر 1/56% است. با توجه به شکل (22) واضح است که روش پیشنهادی برای بدترین حالت شبکه یعنی  $L_g=2.6\text{mH}$ ، THD کمتری نسبت به شرایط عادی شبکه دارد.

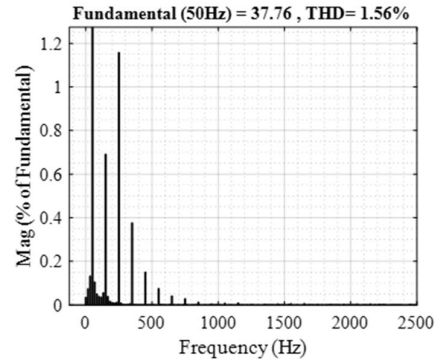
توان خروجی شبکه در شکل 23 نشان داده شده است. با توجه به کاهش توان تولیدی توسط سلول سوختی در بازه زمانی [1.2 و 0/8]، توان خروجی شبکه نیز در این بازه از مقدار 5800 وات به 4650 وات کاهش یافته است.



شکل 20 شکل موج جریان تزریقی به شبکه (الف)  $L_g=0\text{mH}$  (ب)  $L_g=2.6\text{mH}$

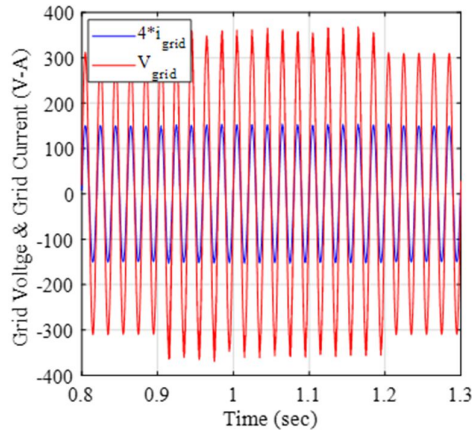


(الف)



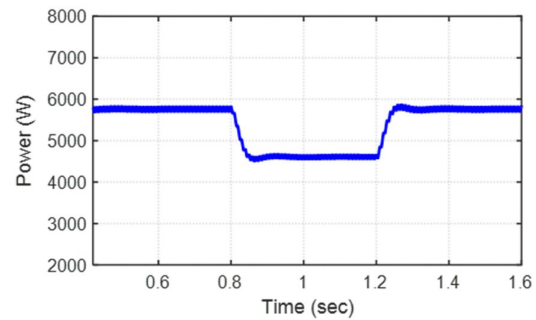
(ب)

شکل 22 THD جریان شبکه (الف)  $L_g=2.6\text{mH}$ ، (ب)  $L_g=0\text{mH}$



(ب)

شکل 24 (الف) افت ولتاژ 20% ولتاژ شبکه، (ب) افزایش ولتاژ 10% ولتاژ شبکه



شکل 23 توان خروجی شبکه

## 6- نتیجه گیری

در این مقاله از یک فیدبک جریان خازن تناسبی-انتگرالی برای میرایی تشدید فیلتر LCL متصل به شبکه با تزریق توان از سلول سوختی استفاده شده است. در این روش میرایی از مفهوم امپدانس مجازی معادل اینورتر متصل به شبکه برای تجزیه و تحلیل پایداری سیستم بهره گرفته شده است. نتایج حاصل از شبیه سازی نشان می دهد که استفاده از فیدبک جریان خازن تناسبی-انتگرالی برای میرایی تشدید فیلتر LCL در سیستم به ساز توان متصل به شبکه برای انتقال توان سلول سوختی به شبکه فشار ضعیف مقاومت اینورتر در برابر تغییرات امپدانس شبکه را افزایش می دهد.

## 6- مراجع

- [1] M. Inci, Interline fuel cell (I-FC) system with dual-functional control capability, *International journal of hydrogen energy*, Vol. 45, no. 1, pp. 891-903, 2020.
- [2] M. Bornapour, R.A. Hooshmand, A. Khodabakhshian, and M. Parastegari, Optimal coordinated scheduling of combined heat and power fuel cell, wind, and photovoltaic units in micro grids considering uncertainties, *Energy*, Vol. 117, pp. 176-189, 2016.
- [3] M. Inci and O. Türksöy, Review of fuel cells to grid interface: Configurations, technical challenges and trends, *Journal of cleaner Production*, Vol. 213, pp. 1353-1370, 2019.
- [4] L. Sun, Y. Jin, L. Pan, J. Shen and K. Y. Lee, Efficiency analysis and control of a grid-connected PEM fuel cell in distributed generation, *Energy Conversion and Management*, Vol. 195, pp. 587-596, 2019.
- [5] S.M. Mohiuddin, M.A. Mahmudb, A.M.O. Haruni, H.R. Pota, Design and implementation of partial feedback linearizing controller for grid-connected fuel cell systems, *Electrical Power and Energy Systems*, Vol. 93, pp. 414-425, 2017.
- [6] Y. Yang, X. Guo, Z. Lu, C. Hua, M. Castilla and F. Blaabjerg, Advanced control of grid-connected inverters for proton exchange membrane fuel cell system, *International journal of hydrogen energy*, Vol. 45, No. 58, pp. 33198-33207, 2020.
- [7] N. Rasekh and M. Hosseinpour, LCL filter design and robust converter side current feedback control for grid-connected Proton Exchange Membrane Fuel Cell system, *International journal of hydrogen energy*, Vol. 45, pp. 13055-13067, 2021.
- [8] F. Baabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre, and A. V. Timbus, Overview of control and grid synchronization for distributed power

- robustness against grid-impedance variation, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 62, No. 3, pp. 1537–1547, 2015.
- [26] C. Bao, X. Ruan, X. Wang, W. Li, D. Pan, K. Weng, Step-by-Step Controller Design for LCL-Type Grid-Connected Inverter with Capacitor-Current-Feedback Active-Damping, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 29, No. 3, pp. 1239–1253, 2014.
- [27] M. Liserre, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, Stability of photovoltaic and wind turbine grid-connected inverters for a large set of grid impedance values, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 21, No. 1, pp. 263–272, 2006.
- [28] D. G. Holmes, T. A. Lipo, B. P. McGrath, and W. Y. Kong, Optimized design of stationary frame three phase AC current regulators, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 24, No. 11, pp. 2417–2426, 2009.
- [29] D. Pan, X. Ruan, X. Wang, H. Yu, and Z. Xing, Analysis and design of current control schemes for LCL-type grid-connected inverter based on a general mathematical model, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 32, No. 6, pp. 4395–4410, 2017.
- generation systems, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 53, No. 5, pp. 1398–1409, 2006.
- [9] M. Hosseinpour, T. Sabetfar, A. Dejamkhooy, and M. Shahparasti, 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*, pp. 1–21, 2024.
- [10] M. Hosseinpour, 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, pp. 843–859, 2021.
- [11] I. J. Gabe, V. F. Montagner, and H. Pinheiro, Design and implementation of a robust current controller for VSI connected to the grid through an LCL-filter, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 24, No. 6, pp. 1444–1452, 2009.
- [12] Y. Tang, P. C. Loh, P. Wang, F. H. Choo, F. Gao, and F. Blaabjerg, Generalized design of high performance shunt active power filter with output LCL filter, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 59, No. 3, pp. 1443–1452, 2012.
- [13] H. Liu, L. Li, Y. Lio, Di. Xu, and Q. Gao, Passivity Based Damping Design for Grid-Connected Converter with Improved Stability, *IEEE Access*, pp. 185168–185178, 2019.
- [14] Y. He, X. Wang, X. Ruan, D. Pan, X. Xu, and 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.
- [15] Y. Geng, X. Song, X. Zhang, K. Yang, and H. Liu, Stability Analysis and Key Parameters Design for Grid-Connected Current-Source Inverter with Capacitor-Voltage Feedback Active Damping, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 36, No. 6, pp. 7097–7111, 2021.
- [16] N. Rasekh, 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] X. Wang, F. Blaabjerg, and P. C. Loh, Grid-Current-Feedback Active Damping for LCL Resonance in Grid-Connected Voltage Source Converters, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 31, No. 1, pp. 213–223, 2016.
- [18] W. Li, X. Ruan, D. Pan, and X. Wang, Full-feedforward schemes of grid voltages for a three-phase LCL-type grid-connected inverter, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 60, No. 6, pp. 2237–2250, 2013.
- [19] L. Hamefors, X. Wang, A. G. Yepes, and F. Blaabjerg, Passivity-based stability assessment of grid-connected VSCs-An overview, *IEEE Journal of emerging and selected topics in Power Electronics*, Vol. 4, No. 1, pp. 116–126, 2016.
- [20] X. Wang, F. Blaabjerg, and P. C. Loh, Grid-current-feedback active damping for LCL resonance in grid-connected voltage-source converters, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 31, No. 1, pp. 213–223, 2016.
- [21] D. Yang, X. Ruan, and H. Wu, A real-time computation method with dual sampling mode to improve the current control performance of the LCL-type grid-connected inverter, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 62, No. 7, pp. 4563–4572, 2015.
- [22] X. Li, J. Fang, Y. Tang, X. Wu, and Y. Geng, 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, 2017.
- [23] L. Yang, and J. Yang, A Robust Dual-Loop Current Control Method with a Delay-Compensation Control Link for LCL-Type Shunt Active Power Filters, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 34, No. 7, pp. 6183–6199, 2018.
- [24] J. Yin, S. Duan, and B. Liu, Stability analysis of grid-connected inverter with LCL filter adopting a digital single-loop controller with inherent damping characteristics, *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, Vol. 9, No. 2, pp. 1104–1112, 2013.
- [25] D. Pan, X. Ruan, C. Bao, W. Li, and X. Wang, Optimized controller design for LCL-type grid-connected inverter to achieve high