



Semnan University

# Journal of Modeling in Engineering

Journal homepage: <https://modelling.semnan.ac.ir/>



## Research Article

# Design and Analysis of Grid-tied PV Power conditioning System Through LCL filter based on Capacitor Current Active Damping with Positive Output Virtual Impedance

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

1. Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, University of Mohaghegh Ardabili, Ardabil, Iran.

\*Corresponding Author: [hosseinpour.majid@uma.ac.ir](mailto:hosseinpour.majid@uma.ac.ir)

### PAPER INFO

#### Paper history:

Received: 01 April 2022

Revised: 31 January 2023

Accepted: 17 April 2023

#### Keywords:

Grid Connected Inverter,  
LCL filter,  
Active Damping,  
PV Array.

### ABSTRACT

In the grid-tied PV inverter systems, the design of a proper power conditioning system is an important issue to ensure high-quality power injection to the grid. In the low-voltage distribution network, the grid impedance variations change the resonant frequency of LCL filters. The capacitor current feedback active damping is one of the most effective procedures to suppress the resonance of LCL filters. In this paper, A proportional-integral (PI) capacitor current feedback active damping method with positive virtual impedance shaping is proposed. Utilizing the proposed control strategy, the stability of the grid-tied PV inverter system against changes in grid impedance is well maintained. In addition, the system offers good performance against the PV power variations. In order to track the maximum power point, the incremental conductance (IC) procedure along with an integral regulator is utilized. Simulation of the overall system also includes solar panels, maximum power point tracking algorithm, DC-DC boost converter as well as an inverter, and LCL filter to model the grid-tied PV system with the most possible details. Simulations are carried out in MATLAB/Simulink, and it has been proved that the proposed control system maintains its stability against grid parameters variations.

© 2023 Published by Semnan University Press.

DOI: <https://doi.org/10.22075/jme.2023.26736.2249>

### How to cite this article:

Hosseinpour, M., & Ebrahimzadeh, S. (2023). Design and Analysis of Grid-tied PV Power conditioning System Through LCL filter based on Capacitor Current Active Damping with Positive Output Virtual Impedance. *Journal of Modeling in Engineering*, 21(74), 1-19. doi: 10.22075/jme.2023.26736.2249

## طراحی و تحلیل سیستم بهساز توان آرایه خورشیدی متصل به شبکه فشار ضعیف با فیلتر LCL مبتنی بر میراساز فعال جریان خازن با امپدانس مجازی مثبت

مجید حسین پور<sup>۱</sup>، صغری ابراهیمزاده<sup>۲</sup>

اطلاعات مقاله	چکیده
<p>نوع مقاله: پژوهشی</p> <p>دریافت مقاله: ۱۴۰۱/۰۱/۱۲</p> <p>بازنگری مقاله: ۱۴۰۱/۱۱/۱۱</p> <p>پذیرش مقاله: ۱۴۰۲/۰۱/۲۸</p> <p><b>واژگان کلیدی:</b></p> <p>آرایه خورشیدی، اینورتر متصل به شبکه، فیلتر LCL، میراساز فعال جریان خازن.</p>	<p>امروزه سیستم‌های خورشیدی مبتنی بر اینورتر متصل به شبکه در شبکه‌های فشار ضعیف مورد توجه قرار گرفته‌اند. از فیلترهای LCL برای حذف هارمونیک‌های فرکانس بالای ناشی از کلیدزنی اینورتر متصل به شبکه استفاده می‌شود. تغییرات مربوط به امپدانس شبکه در سیستم‌های فشار ضعیف باعث تغییر فرکانس تشدید فیلترهای LCL می‌شود. یکی از راه‌های تضعیف تشدید ناشی از فیلتر LCL، استفاده از روش فیدبک جریان خازن است. در این مقاله از یک فیدبک جریان خازن تناسبی-انتگرالی با شکل‌دهی امپدانس مجازی مثبت استفاده شده است. با استفاده از روش پیشنهادی پایداری سیستم در برابر تغییرات امپدانس شبکه به خوبی حفظ می‌شود. علاوه بر آن، سیستم در برابر تغییرات توان تولیدی آرایه خورشیدی نیز عملکرد مطلوبی را ارائه می‌دهد. برای ردیابی نقطه حداکثر توان از روش هدایت افزایشی به علاوه تنظیم کننده انتگرالی استفاده شده است. نتایج شبیه‌سازی با استفاده از نرم‌افزار MATLAB/Simulink صحت عملکرد روش پیشنهادی را در تزریق جریان با کیفیت بالا به شبکه و پایداری مناسب در برابر تغییرات امپدانس شبکه تایید می‌کند.</p>

### ۱- مقدمه

صنعتی شدن و مصرف بیش از اندازه سوخت‌های فسیلی در سال‌های اخیر باعث افزایش انتشار گاز کربن، گرم شدن کره زمین و تغییرات آب و هوایی شده است. از این رو، انرژی‌های خورشیدی، توربین‌های بادی و سایر انرژی‌های تجدیدپذیر مورد توجه بیشتری قرار گرفته و به سرعت در حال رشد و توسعه هستند [۱-۳]. در سیستم‌های تبدیل انرژی خورشیدی سطح ولتاژ تولید شده توسط پنل‌ها کمتر از سطح ولتاژ شبکه است و برای اتصال به شبکه سراسری نیاز به افزایش دارد. حداکثر توان تولید شده در آرایه خورشیدی به میزان ولتاژ و جریان آن وابسته است. شرایط بهره‌برداری از آرایه خورشیدی با تغییرات شدت تابش و دما دائما در حال تغییر است و بیشینه ولتاژ لحظه‌ای مشخص نیست. جست و جو برای نقطه حداکثر توان (MPP) توسط مبدل‌های توان کنترل شده مانند مبدل‌های DC-DC انجام

می‌گیرد [۴]. روش‌های کنترل مورد استفاده برای این کار تحت عنوان روش‌های ردیابی نقطه حداکثر توان (MPPT) شناخته می‌شوند. روش‌های تغییر و مشاهده (P&O) و هدایت افزایشی (IC) از روش‌های شناخته شده برای این منظور هستند. روش هدایت افزایشی پاسخ بهتری نسبت به سایر روش‌ها برای تغییرات شدید شرایط جوی ارائه می‌دهد [۵-۶].

یکی از راهکارهای موثر در سیستم‌های تبدیل انرژی خورشیدی، استفاده از اینورترهای متصل به شبکه در شبکه توزیع است [۷-۸]. در کنار مزیت‌های اینورترهای متصل به شبکه، این اینورترها مستعد تولید هارمونیک‌های فرکانس بالا هستند. فیلترهای LCL برای حذف هارمونیک‌های فرکانس بالای ناشی از کلیدزنی اینورترهای متصل به شبکه گزینه مناسبی می‌باشند. فیلتر LCL در مقایسه با فیلتر L کارایی بهتری از خود نشان می‌دهد، اندوکتانس کوچک‌تری

\* پست الکترونیک نویسنده مسئول: hoseinpour.majid@uma.ac.ir

۱. دانشیار، گروه مهندسی برق، دانشکده فنی مهندسی، دانشگاه محقق اردبیلی، اردبیل، ایران  
 ۲. دانشجوی دکتری، گروه مهندسی برق، دانشکده فنی مهندسی، دانشگاه محقق اردبیلی، اردبیل، ایران

مثبت می‌توان روش‌های کاهش تاخیرهای کنترلی [۳۰-۳۱] یا جبران تاخیرهای کنترلی [۳۲] را بکار برد.

در این مقاله یک سیستم به‌ساز توان متصل به شبکه برای انتقال توان آرایه خورشیدی به شبکه فشار ضعیف از طریق فیلتر LCL معرفی شده است. در این سیستم یک مبدل افزایشنده برای افزایش سطح ولتاژ تولیدی توسط آرایه خورشیدی و تزریق توان به لینک DC اینورتر استفاده شده است. برای ردیابی نقطه بیشینه توان، روش هدایت افزایشی به علاوه تنظیم کننده انتگرالی برای حداقل کردن خطای

$$\frac{dI}{dV} + \frac{I}{V}$$

میرایی فعال مبتنی بر فیدبک تناسبی-انتگرالی جریان خازن با شکل‌دهی امپدانس مجازی مثبت برای افزایش دامنه‌ی فرکانس مقاومت مجازی معادل تا فرکانس نایکوئیست استفاده شده است. بر این اساس، اینورتر متصل به شبکه از مقاومت بالایی در برابر تغییرات امپدانس شبکه برخوردار خواهد بود.

ساختار ادامه مقاله به شرح زیر است: در بخش دوم توصیف کلی سیستم، مدل‌سازی ریاضی و میرایی فعال مبتنی بر فیدبک جریان خازن 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. در بخش پنجم تزریق توان سیستم خورشیدی متصل به شبکه و نحوه تولید جریان مرجع مورد بررسی قرار گرفته است. در بخش ششم طراحی سیستم نمونه و نتایج شبیه‌سازی آن ارائه شده است و در نهایت نتیجه‌گیری مقاله در بخش هفتم ارائه شده است.

## ۲- توصیف کلی سیستم و میرایی فعال مبتنی بر

### فیدبک جریان خازنی

#### ۲-۱- توصیف سیستم و مدل‌سازی ریاضی

شکل (۱) ساختار یک سیستم خورشیدی متصل به شبکه تک‌فاز با استفاده از فیلتر LCL را نشان می‌دهد که  $L_1$ ،  $C$  و  $L_2$ ، فیلتر LCL را تشکیل می‌دهند و  $V_g$  ولتاژ شبکه را نشان می‌دهد. به طور کلی، امپدانس شبکه در نقطه اتصال مشترک (PCC) از یک سلف و یک مقاومت تشکیل شده است. از آنجا که مقاومت شبکه باعث بهبود میرایی می‌شود

دارد و چگالی توان بالایی دارد [۹]. از مشکلات اصلی فیلتر LCL در اتصال به شبکه ضعیف، مسئله‌ی تشدید و حساس بودن نسبت به امپدانس شبکه می‌باشد. تشدید ناشی از فیلتر LCL باعث ناپایداری اینورتر متصل به شبکه می‌شود. علاوه بر موارد ذکر شده، تاخیرهای کنترلی ناشی از بروزرسانی مرجع PWM و نگهدارنده مرتبه صفر نیز ممکن باعث ناپایداری اینورتر متصل به شبکه شود [۱۰-۱۲]. با توجه به اثرات ناشی از فیلترهای LCL که خطر ناپایداری اینورتر متصل به شبکه با فیلتر LCL را در پی دارد، استفاده از روش‌های میرایی تشدید برای چنین سیستم‌هایی ضروری است.

در حالت کلی روش‌های میرایی تشدید ناشی از فیلترهای LCL به دو دسته روش‌های میرایی فعال [۱۳-۱۴] و روش‌های میرایی غیرفعال [۱۵] تقسیم می‌شوند. روش‌های میرایی فعال به دلیل تلفات توان کمتر، کارایی و انعطاف بیشتر نسبت به روش‌های میرایی غیرفعال مورد توجه بیشتری قرار گرفته است. از روش‌های میرایی فعال می‌توان به فیدبک جریان خازن [۱۶]، فیدبک ولتاژ خازن [۱۷]، فیدبک ولتاژ یا جریان LC-trap [۱۸] اشاره نمود. میرایی فعال مبتنی بر فیدبک جریان خازن یکی از روش‌های متداول برای میرایی تشدید فیلترهای LCL است [۱۹-۲۱]. با استفاده از کنترل دیجیتال و در نظر گرفتن تاخیرهای کنترل، فیدبک جریان خازن به عنوان یک امپدانس مجازی در نظر گرفته می‌شود که میرایی ایجاد می‌کند [۲۲]. اگر فرکانس تشدید فیلتر<sup>۱</sup> ( $f_r$ ) بزرگ‌تر از یک ششم فرکانس نمونه‌برداری<sup>۲</sup> ( $f_s$ ) باشد ( $f_r > f_s/6$ )، امپدانس مجازی مانند یک مقاومت منفی عمل می‌کند که باعث ایجاد قطب‌های نیم‌صفحه سمت راست<sup>۳</sup> (RHP) شده و منجر به یک رفتار غیرمینیمم فاز می‌شود [۲۳-۲۴]. برای پایداری سیستم و جلوگیری از ایجاد قطب‌های سمت راست، باید حاشیه بهره را به طور دقیق‌تری برآورد نمود [۲۵-۲۶]. الزامات حاشیه بهره می‌تواند مقاوم بودن سیستم در برابر تغییرات امپدانس شبکه را تقویت نموده و از طرفی ممکن است باعث ناپایداری شود [۲۷]. برای رفع مشکل الزامات حاشیه بهره دقیق می‌توان از یک مقاومت معادل مثبت بهره برد که منجر به یک رفتار مینیمم فاز در یک دامنه فرکانس گسترده می‌شود [۲۸-۲۹]. برای گسترش دامنه فرکانس مقاومت معادل

<sup>3</sup> Right-Half-Plane

<sup>1</sup> Resonance frequency

<sup>2</sup> Sampling frequency

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

که در آن  $K_p$  بهره‌ی تناسبی و  $K_r$  بهره تشدید است،  $\omega_o = 2\pi f_o$  مولفه اصلی فرکانس زاویه‌ای شبکه است و  $\omega_i$  پهنای باند قسمت تشدید است تا حساسیت به تغییر فرکانس پایه کاهش یابد. با توجه به شکل ۲، می‌توان بهره حلقه  $T(s)$  را بدست آورد:

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

$\omega_r$  فرکانس زاویه‌ای تشدید فیلتر LCL است که به صورت زیر بیان می‌شود:

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

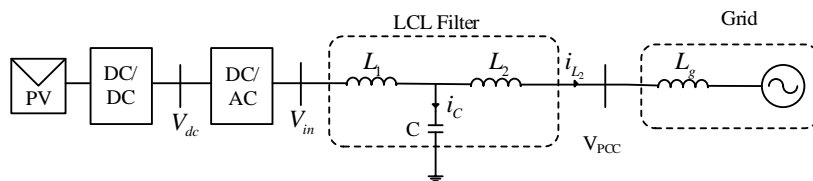
### ۲-۲) کنترل تک حلقه جریان شبکه

پایداری اینورتر متصل به شبکه معمولاً با معیار پایداری نایکوئیست مطابق رابطه  $Z = P - 2[N(+)-N(-)]$  ارزیابی می‌شود.  $Z$  و  $P$  به ترتیب تعداد قطب‌های نیم صفحه راست (RHP) تابع تبدیل حلقه باز و حلقه بسته را نشان می‌دهد. همچنین،  $N(+)$  و  $N(-)$  به ترتیب نشان دهنده تعداد عبور مثبت و منفی از  $-180^\circ$  درجه است. شرط لازم و کافی پایداری  $Z=0$  است.

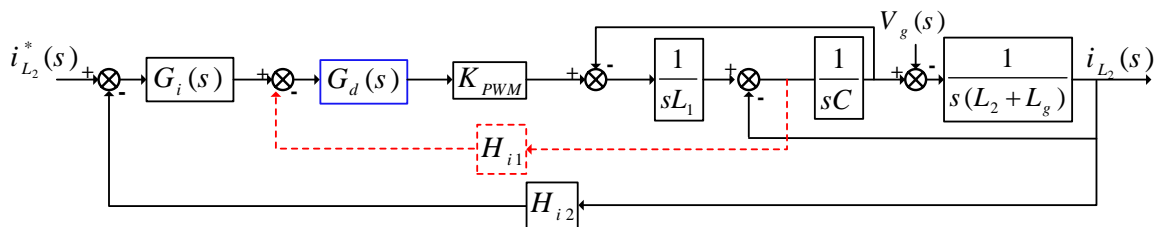
و به پایداری سیستم کمک می‌کند، یک سلف خالص  $L_g$  برای نشان دادن بدترین حالت شبکه در نظر گرفته می‌شود. بر اساس شمای کلی سیستم تحت بررسی مطابق شکل (۱)، نمودار بلوکی کنترل اینورتر متصل به شبکه با استفاده از فیلتر LCL با اعمال میراسازی تشدید مبتنی بر فیدبک جریان خازن در شکل (۲) آورده شده است. هدف اصلی اینورتر متصل به شبکه تنظیم جریان تزریقی به شبکه ( $i_{L2}$ ) به صورت سینوسی و تنظیم فاز آن با استفاده از ولتاژ نقطه اتصال مشترک ( $V_{PCC}$ ) است. بنابراین، یک حلقه قفل فاز (PLL) برای استخراج زاویه فاز  $V_{PCC}$  استفاده می‌شود و دامنه جریان مرجع با تنظیم ولتاژ لینک DC به عنوان  $I^*$  داده می‌شود.  $G_i(s)$  نماینده تنظیم‌کننده جریان است. جریان خازن  $i_c$  اندازه‌گیری می‌شود و برای میرایی تشدید فیلتر LCL استفاده می‌شود. در اینجا،  $H_{i1}$  و  $H_{i2}$  به ترتیب بهره‌های  $i_c$  و  $i_{L2}$  هستند. تابع تبدیل پل اینورتر توسط مدلسازی  $K_{PWM} = V_{inv} / V_{tri}$  پیک دامنه حامل مثلثی و  $V_{inv}$  معرف پیک ولتاژ AC تولیدی توسط اینورتر می‌باشد.  $G_d(s)$  بیانگر تأخیرهای محاسباتی و PWM است که به صورت رابطه (۱) قابل بیان است و در آن  $T_s$  بیانگر دوره نمونه‌برداری است.

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

برای کاهش خطای حالت پایدار، تنظیم‌کننده جریان تناسبی تشدید (PR) مطابق رابطه زیر استفاده می‌شود:



شکل (۱): شمای کلی سیستم



شکل (۲) : بلوک دیاگرام کنترل دیجیتال اینورتر متصل به شبکه با فیلتر LCL و میراگر فعال جریان خازن تناسبی

نیست، یعنی  $P=0$ . طبق معیار پایداری نایکوئیست، نیازمندی پایداری سیستم  $N(+)-N(-)=0$  است. شکل (۳) نمودار بود  $T(s)$  را بدون میرایی فعال تحت مقادیر مختلف

همانطور که در شکل (۲) مشاهده می‌شود، اگر  $H_{i1}=0$  باشد، این بدان معنی است که میرایی فعال لحاظ نشده است و  $T(s)$  حاوی هیچ قطب حلقه باز در نیم صفحه راست (RHP)

حداقل مقدار سلف  $L_1$  توسط ریپل جریان قابل قبول آن تعیین می‌شود. در این مورد، شرط  $f_{rc} > f_s/6$  باید تحت حداکثر مقدار سلف  $L_1$  تضمین شود، که به ناچار به یک  $C$  تقریباً کوچک احتیاج دارد. با در نظر گرفتن تضعیف هارمونیک فرکانس کلیدزنی،  $L_2$  ممکن است به طور قابل توجهی بزرگ باشد، باعث یک فیلتر حجیم است. در مقایسه، اگر از میرایی استفاده شود، الزامی به شرط  $f_{rc} > f_s/6$  وجود ندارد که در نتیجه انتخاب پارامترهای فیلتر می‌تواند انعطاف پذیرتر باشد و به کاهش اندازه فیلتر کمک می‌کند. در این شرایط، یک روش میرایی مناسب مورد بررسی قرار می‌گیرد.

### ۳-۲- میرایی فعال مبتنی بر فیدبک جریان خازن

میرایی فعال فیدبک تناسبی جریان خازن توجه زیادی را به دلیل سادگی به خود جلب کرده است. با استفاده از تغییرات نشان داده شده در شکل (۴-الف)، میراساز فعال فیدبک تناسبی جریان خازن مطابق شکل (۴-ب)، معادل با یک امپدانس مجازی  $Z_{eq}$  به موازات خازن فیلتر  $C$  است. امپدانس مجازی معادل  $Z_{eq}$  به صورت زیر بیان می‌شود:

$$Z_{eq}(s) = \frac{L_1}{H_{i1} K_{pwm} C} \cdot \frac{1}{G_d(s)} \quad (۶)$$

با جایگزینی  $s=j\omega$  در (۶) رابطه (۷) حاصل می‌شود:

$$Z_{eq}(\omega) = \frac{L_1}{H_{i1} K_{pwm} C} e^{1.5\omega T_s} R_{eq}(\omega) \parallel jX_{eq}(\omega) \quad (۷)$$

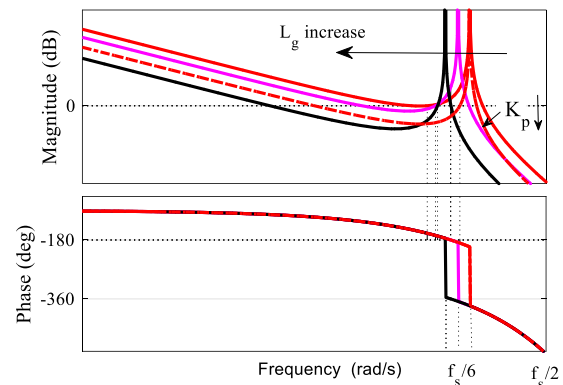
$$R_{eq}(\omega) = \frac{L_1}{H_{i1} K_{pwm} C \cos(1.5\omega T_s)} \quad (۸)$$

$$X_{eq}(\omega) = \frac{L_1}{H_{i1} K_{pwm} C \sin(1.5\omega T_s)} \quad (۹)$$

مطابق رابطه (۷) و شکل (۴-ب)،  $Z_{eq}$  می‌تواند به صورت اتصال موازی یک مقاومت  $R_{eq}$  و یک راکتانس  $X_{eq}$  نشان داده شود. 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.

مطابق با (۸) و (۹)، مشخصات فرکانسی  $R_{eq}$  و  $X_{eq}$  هنگام مثبت بودن  $H_{i1}$  در شکل (۵) نشان داده شده است. مطابق این شکل  $R_{eq}$  در محدوده فرکانسی  $(0, f_s/6)$  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 القایی و در محدوده فرکانس  $(f_s/2, f_s/3)$  رفتار خازنی دارد. برعکس،

$L_g$  نشان می‌دهد. مطابق این شکل، منحنی فاز-فرکانس به صورت یکنواخت کاهش می‌یابد، بنابراین  $N(+)=0$ . در صورت تیکه  $f_r \leq f_s/6$  باشد، عبور منفی قطعاً در  $f_r$  رخ می‌دهد، یعنی  $N(-)=1$ ، این بدان معنی است که پایداری حاصل نمی‌شود. در صورت تیکه  $f_s/6 < f_r < f_s/2$  باشد، منحنی فاز-فرکانس  $T(s)$  به دلیل تاخیر فاز ناشی از  $G_d(s)$  از  $180^\circ$  - درجه در  $f_s/6$  عبور می‌کند و این یک عبور منفی نخواهد بود تا زمانی که بهره  $T(s)$  در  $f_s/6$  زیر صفر دسی بل باشد. این امر را می‌توان با تنظیم بهره تناسبی  $K_p$  بدست آورد.



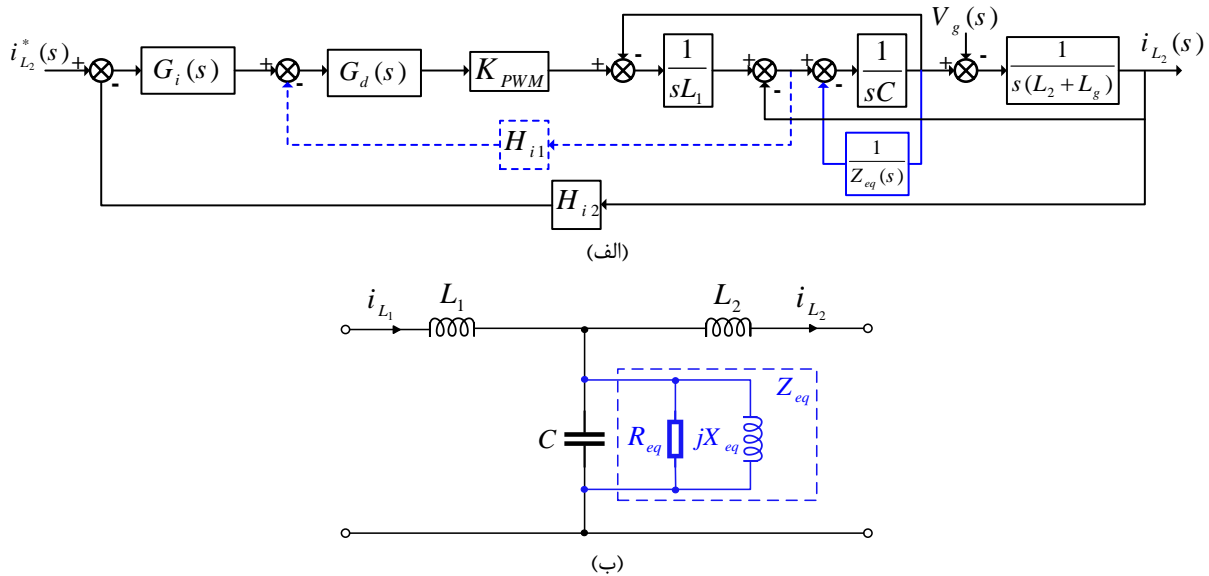
شکل (۱): دیاگرام بود بهره حلقه‌ی کنترل تک حلقه جریان

با جایگزینی  $s=j2\pi f_s/6$  در (۳) و با فرض  $|T(j2\pi f_s/6)| < 0$  dB رابطه زیر حاصل می‌شود:

$$K_p < \frac{L_1(L_2 + L_g)C}{H_{i2} K_{pwm}} \cdot 2\pi \frac{f_s}{6} \left[ (2\pi f_r)^2 - \left(2\pi \frac{f_s}{6}\right)^2 \right] \quad (۵)$$

این بدان معنی است که با کاهش بهره‌ی تناسبی می‌توان پایداری سیستم را تأمین کرد، اما عملکرد دینامیکی ممکن است به خطر بیفتد [۳۳].

با توجه به تجزیه و تحلیل فوق، ایده ساده برای اطمینان از مقاومت اینورتر در برابر تغییرات امپدانس شبکه این است که فرکانس تشدید LCL همیشه در محدوده فرکانس  $(f_s/2, f_s/6)$  نگه داشته شود. این هدف را می‌توان با جایگذاری فرکانس تشدید سلف سمت اینورتر و خازن فیلتر، به عنوان  $f_{rc}$ ، بالاتر از  $f_s/6$ ، بدست آورد. در حقیقت،  $f_{rc}$  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. به عنوان مثال، در کاربردهای مسکونی با توان کم، معمولاً از هسته پودر آهن در سلف‌های فیلتر استفاده می‌شود که به دلیل نفوذپذیری نرم، سلف فیلتر در طیف وسیعی تغییر می‌کند [۳۴]. با توجه به اینکه



شکل (۴): شمای اینورتر با میراگر فعال تناسبی جریان خازن، (الف) بلوک دیگرام، (ب) مدار معادل

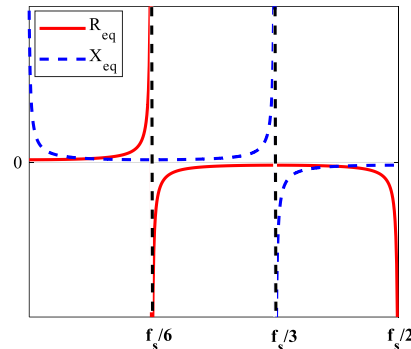
امپدانس شبکه به طور قابل توجهی افزایش می‌یابد.  
**۳- میرایی فعال مبتنی بر فیدبک مثبت تناسبی**  
**انتگرالی جریان خازن**

**۳-۱- مفاهیم پایه**

به منظور دستیابی به مقاومت معادل مثبت در کل محدوده فرکانسی قابل کنترل، یک ایده ساده مطابق شکل (۶-الف) افزودن یک تابع فیدبک اضافی به صورت موازی با  $H_{i1}$  است. از طریق تبدیل معادل بلوکی، این فیدبک اضافی معادل یک امپدانس  $Z_p$  است که به طور موازی با امپدانس معادل اصلی  $Z_{eq}$  متصل شده است. شکل (۶-ب) مدار معادل اینورتر متصل به شبکه با در نظر گرفتن امپدانس مجازی اضافی  $Z_p$  را نشان می‌دهد.  $Z_p$  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 بصورت زیر بیان می‌شوند:

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

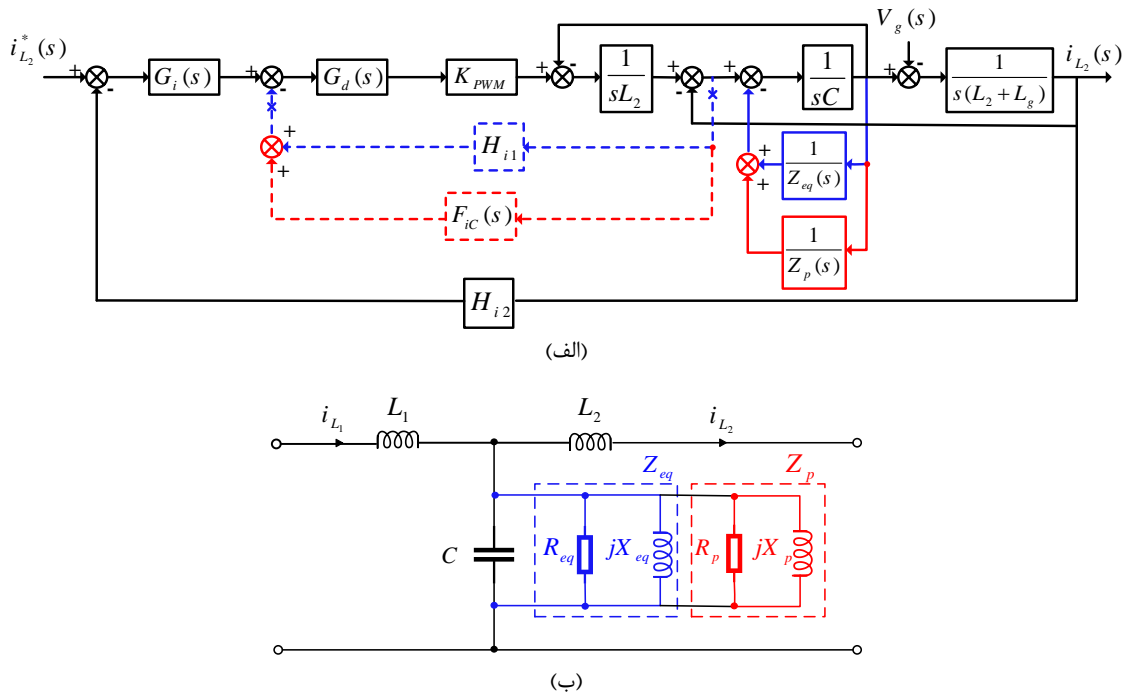
$$X'_{eq}(\omega) = X_{eq}(\omega) \parallel X_p(\omega) = \frac{X_{eq}(\omega)X_p(\omega)}{X_{eq}(\omega) + X_p(\omega)} \quad (11)$$



شکل (۵): مشخصه فرکانسی  $R_{eq}$  و  $X_{eq}$  به ازای  $H_{i1} > 0$

وقتی  $H_{i1}$  منفی باشد، 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 تجزیه و تحلیل فوق و نتایج مرجع [۲۷]، می‌توان نتیجه گرفت که مثبت یا منفی بودن مقدار  $H_{i1}$  اهمیتی ندارد و نکته مهم مثبت بودن مقدار مقاومت معادل در دامنه فرکانس  $(0, f_s/2)$  است. در صورتیکه  $R_{eq}(f_r)$  در دامنه فرکانس  $(0, f_s/2)$  منفی باشد، سیستم ناپایدار خواهد بود. بنابراین، استفاده از یک روش میرایی مناسب برای اطمینان از مثبت بودن  $R_{eq}$  در کل دامنه فرکانس مطلوب  $(0, f_s/2)$  الزامی است. در این شرایط، پایداری اینورتر در برابر تغییرات



شکل ۶: شمای اینورتر متصل به شبکه با امیدانس موازی اضافی، (الف) بلوک دیاگرام کنترلی، (ب) مدار معادل

نشان می‌دهد.

جدول ۱: حداکثر رنج فرکانس مقاومت معادل مثبت با فیدبک PI

عملکرد فیدبک	$H_{i1} + K/s$	
	$K > 0, H_{i1} > 0$	$K < 0, H_{i1} < 0$
$R_{eq}$	$\frac{L_1}{H_{i1} K_{pwm} C \cos(1.5\omega T_s)}$	
$R_p$	$\frac{L_1 \omega}{K \cdot K_{pwm} C \sin(1.5\omega T_s)}$	
حداکثر محدوده فرکانس $R'_{eq}$ مثبت	$(0, f_s/6)$ یا $(f_s/3, f_s/2)$	$(0, f_s/2)$

همانطور که از شکل (۷-الف) دیده می‌شود، در محدوده فرکانس  $(f_s/3, f_s/6)$ ، هر دو مقاومت  $R_p$  و  $R_{eq}$  مقدار منفی دارند، بنابراین مطابق (۱۰)،  $R'_{eq}$  باید منفی باشد. این امر بدین مفهوم است که حالت (الف) شرایط مطلوبی را ایجاد نمی‌کند. همانطور که در شکل (۷-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 (۷-ب) در سایر محدوده فرکانسی، علائم  $R_p$  و  $R_{eq}$  مخالف هم هستند. طبق رابطه (۱۰)، تا زمانی که  $R_{eq} + R_p < 0$  صادق باشد،  $R'_{eq}$  مثبت خواهد بود. با جایگزینی عبارات  $R_p$  و  $R_{eq}$  مشخص شده در جدول (۱) در رابطه  $R_{eq} + R_p = 0$ ، فرکانس مرزی مثبت  $R'_{eq}$  که به عنوان  $f_{rb}$  نشان داده می‌شود،

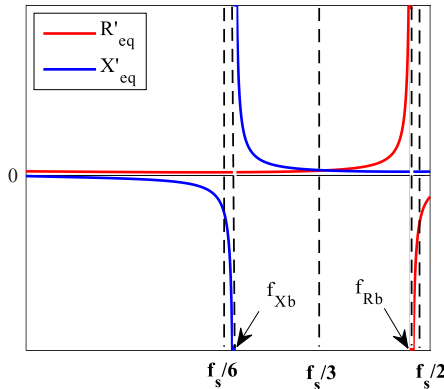
واضح است که  $R_p$  و  $X_p$  نیز به فرکانس وابسته هستند. همانطور که در (۱۰) مشاهده می‌شود، یک  $R_p$  مناسب می‌تواند به دستیابی به  $R'_{eq}$  مثبت در کل محدوده قابل کنترل فرکانس کمک کند. برای دستیابی به این هدف، باید یک عملکرد فیدبک مناسب از جریان خازن انتخاب شود.

### ۳-۲- عملکرد مناسب فیدبک جریان خازن

مطابق شکل (۶-الف)، تابع فیدبک جریان خازن از  $H_{i1}$  و  $F_{ic}$  تشکیل شده است. این بدان معنی است که  $F_{ic}$  مناسبی برای مطابقت با  $H_{i1}$  لازم است. در واقع، انواع مختلفی از  $F_{ic}$  قابل انتخاب وجود دارد. با این وجود، عبارت ساده و متداول انتگرالی یعنی  $F_{ic}(s) = K/s$  ترجیح داده می‌شود که  $K$  ضریب انتگرالی است. بدین ترتیب، جریان خازن از طریق یک کنترل کننده تناسبی-انتگرالی (PI) تغذیه می‌شود. در اینجا، علائم  $H_{i1}$  و  $K$  باید یکسان باشند. در غیر این صورت، تابع فیدبک حاوی یک صفر سمت راست صفحه مختلط (RHP) است که منجر به مشخصه غیرمینیمم فاز می‌شود. در نتیجه، بررسی دو حالت مطابق جدول ۱ باید مورد توجه قرار گیرند. با توجه به دیاگرام بلوکی معادل نشان داده شده در شکل (۶-الف)، عبارت‌های  $R_p$  مرتبط با ترم انتگرالی را می‌توان به راحتی استخراج کرد که در جدول ۱ ارایه شده است.

شکل (۷) مشخصات فرکانسی  $R_{eq}$  و  $R_p$  را برای کنترل کننده تناسبی-انتگرالی در دو حالت  $(K > 0, H_{i1} > 0)$  و  $(K < 0, H_{i1} < 0)$

می‌تواند تعیین کند که  $f_{Rb}/K=1.5Ts$ ،  $f_{Rb}$  تقریباً معادل  $0.48fs$  است، به این معنی 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 کنترل کننده تناسبی-انتگرالی  $(H_{i1}<0, K<0)$  کنترل کننده تناسبی-انتگرالی  $(H_{i1}>0, K>0)$  عملکرد مطلوبی را نشان می‌دهد.



شکل (۸): مشخصه فرکانسی  $R'_{eq}$  و  $X'_{eq}$  برای میرایی فعال فیدبک مثبت تناسبی-انتگرالی جریان خازن

#### ۴- طراحی پارامترهای کنترلی

با توجه به مباحث طرح شده در بخش سوم، پارامترهای کنترل کننده تابع فیدبک جریان خازنی و تنظیم کننده جریان باید به درستی تنظیم شوند تا از  $R_{eq}(f_r')>0$  اطمینان حاصل شود. در این بخش طراحی پارامترهای کنترل کننده ارائه می‌شود.

#### ۴-۱- مدل دو حلقه‌ای جدا شده (دکوپله شده)

بهره حلقه  $T(s)$  نشان داده شده در معادله (۳) را می‌توان به صورت رابطه‌ی زیر بازنویسی کرد:

$$T(s) = \frac{H_{i2}G_i(s)}{s^2(L_2 + L_g)C} \cdot \frac{G_{ic}(s)}{1 + H_{i1}(s)G_{ic}(s)} \quad (12)$$

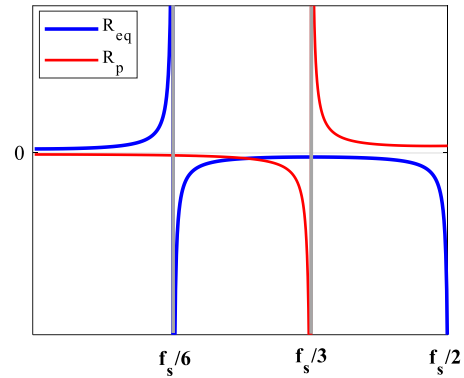
$$G_{ic}(s) = \frac{K_{pwm}G_d(s)s}{L_1(s^2 + \omega_r^2)} \quad (13)$$

از آنجا که تنظیم کننده جریان  $G_i(s)$  فاقد قطب سمت راست محور موهومی RHP است، تعداد قطب‌های RHP بهره حلقه  $T(s)$  توسط رابطه زیر بیان می‌شود:

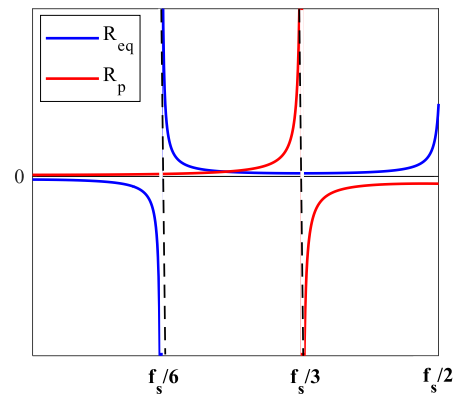
$$\varphi_{ic}(s) = \frac{G_{ic}(s)}{1 + H_{i1}(s)G_{ic}(s)} \quad (14)$$

بر اساس رابطه (۱۴)،  $\varphi_{ic}$  شبیه یک سیستم حلقه بسته است که توابع انتقال مسیره‌های پیشرو و فیدبک به ترتیب  $G_{ic}(s)$  و  $H_{i1}(s)$  هستند. با در نظر گرفتن روابط (۱۲) و (۱۴)، می‌توان یک نمودار کنترلی معادل مطابق با شکل (۹)

شکل (۷): مشخصه پاسخ فرکانسی  $R_p$  و  $R_{eq}$  در حضور کنترل کننده تناسبی-انتگرالی در مسیر فیدبک مثبت جریان خازن (الف)  $(H_{i1}>0, K>0)$ ، (ب)  $(H_{i1}<0, K<0)$



(الف)



(ب)

شکل (۷): مشخصه پاسخ فرکانسی  $R_p$  و  $R_{eq}$  در حضور

کنترل کننده تناسبی-انتگرالی در مسیر فیدبک مثبت جریان خازن (الف)  $(H_{i1}>0, K>0)$ ، (ب)  $(H_{i1}<0, K<0)$

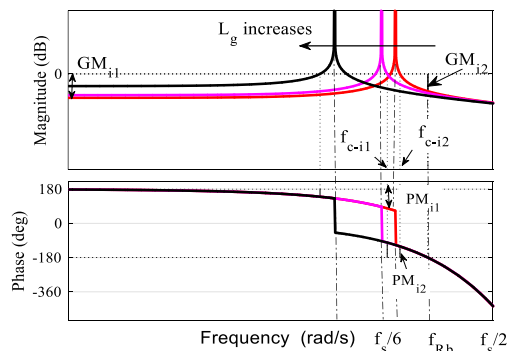
#### ۳-۳- میراگر فعال مبتنی بر فیدبک مثبت تناسبی-

#### انتگرالی جریان خازن

در این بخش، امیدانس معادل میرایی فعال فیدبک مثبت تناسبی-انتگرالی جریان خازن و نحوه اجرای آن مورد مطالعه قرار می‌گیرد. مشخصه فرکانسی  $R'_{eq}$  و  $X'_{eq}$  برای میرایی فعال فیدبک مثبت تناسبی-انتگرالی جریان خازن در شکل (۸) رسم شده است. مطابق این شکل،  $R'_{eq}$  در محدوده فرکانسی  $(0, f_{Rb})$  دارای مقدار مثبت و در محدوده فرکانسی  $(f_{Rb}, f_s/2)$  دارای مقدار منفی است.  $X'_{eq}$  در محدوده فرکانسی  $(0, f_{Xb})$  خاصیت خازنی و در محدوده فرکانسی  $(f_{Xb}, f_s/2)$  خاصیت القایی دارد که  $f_{Xb}$  بیانگر فرکانس مرزی



فرکانسی مربوطه کاهش یافته و از زاویه  $-180^\circ$  درجه در فرکانس  $f_{Rb}$  عبور می‌کند. در نتیجه، دو حاشیه بهره، شامل  $GM_{i1}$  و  $GM_{i2}$ ، باید رعایت شود تا به ترتیب از تقاطع منفی در فرکانس‌های صفر 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. بایستی توجه داشت که با تحقق حاشیه فاز  $PM_{i2}$ ، حاشیه بهره  $GM_{i2}$  به طور طبیعی تحقق می‌یابد. زیرا اندازه تبدیل حلقه باز حلقه کنترل داخلی به طور یکنواخت در محدوده فرکانس  $(f_s/2, f_{c-i2})$  کاهش می‌یابد.



شکل ۱۰: دیاگرام بود حلقه داخلی حاصل از میراگر فعال فیدبک مثبت تناسبی-انتهگالی جریان خازن

بر اساس  $GM_{i1} = -20 \log |T_{ic}(j2\pi \cdot 0)|$ ، مقدار حدی ضریب  $K$  که توسط حاشیه بهره حلقه داخلی محدود می‌شود، مطابق زیر بدست می‌آید:

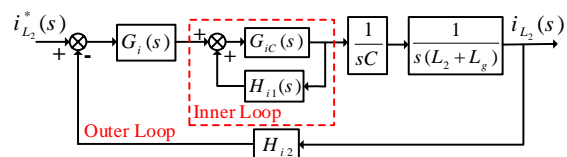
$$K_{GM1} = 10^{\frac{GM1}{20}} \cdot \frac{L_1(2\pi f_r)^2}{K_{pwm}} \quad (16)$$

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 (۱۷) و (۱۸) بدست می‌آید که در این روابط  $|T_{ic}(j2\pi f_{c-i1,2})| = 1$  را می‌توان بر اساس  $f_{c-i1,2}$  بدست آورد. روابط متناظر با فرکانس‌های تقاطع فاز  $f_{c-i1,2}$  را می‌توان با استفاده از (۱۹) و (۲۰) بیان نمود.

$$K_{PMi1} = H_{i1} \cdot 2\pi f_{c-i1} \cdot \tan\left(PM_{i1} - \frac{\pi}{2} - 3\pi f_{c-i1} T_s\right) \quad (17)$$

$$K_{PMi2} = H_{i1} \cdot 2\pi f_{c-i2} \cdot \tan\left(-PM_{i2} + \frac{\pi}{2} - 3\pi f_{c-i2} T_s\right) \quad (18)$$

بدست آورد. اگر حلقه داخلی به صورت پایدار طراحی شده باشد، حلقه خارجی شامل قطب سمت راست حلقه باز نخواهد بود. بنابراین در بحث پایداری نایکوییست، تعداد قطب‌های سمت راست تابع تبدیل حلقه باز برابر با صفر خواهد بود ( $P=0$ ). بنابراین، پارامترهای حلقه داخلی یا همان پارامترهای فیدبک جریان خازنی می‌توانند به طور جداگانه برای تضمین  $P=0$  طراحی شوند. سپس پارامترهای حلقه خارجی یا همان پارامترهای تنظیم‌کننده جریان را می‌توان برای اطمینان از پایداری سیستم تنظیم کرد.



شکل ۹: مدار معادل بلوک دیاگرام کنترلی اینورتر متصل به شبکه با فیلتر LCL با میرایی فعال فیدبک مثبت تناسبی-انتهگالی جریان خازن

#### ۲-۴- طراحی پارامترهای فیدبک جریان خازن

مطابق شکل (۹)، 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 نایکوییست، 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 سمت راست (RHP) تابع تبدیل حلقه باز حلقه داخلی می‌باشد. همانطور که در (۱۴) مشاهده می‌شود،  $T_{ic}(s)$  حاوی قطب RHP 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 (۱۰) نمودارهای بود بهره حلقه داخلی را نشان می‌دهد. شیب منحنی اندازه  $T_{ic}(s)$  در محدوده فرکانس پایین  $0 \text{ dB/dec}$  است و منحنی فاز در محدوده فرکانس پایین به تدریج از  $180^\circ$  درجه کاهش می‌یابد. علاوه بر این، یک پیک تشدید بی‌نهایت در نمودار اندازه در فرکانس تشدید فیلتر ( $f_r$ ) ایجاد می‌شود و منحنی فاز در محدوده

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

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

$$K_{PMi1,2} = -\sqrt{\left(4\pi^2 \lambda_{1,2}^2 f_r^2 H_{i1}^2 + \frac{(\lambda_{1,2}^4 + \lambda_{1,2}^2) K_{pwm}^2 H_{i1}^4}{2L_1^2}\right) + \sqrt{\left(4\pi^2 \lambda_{1,2}^2 f_r^2 H_{i1}^2 + \frac{(\lambda_{1,2}^4 + \lambda_{1,2}^2) K_{pwm}^2 H_{i1}^4}{2L_1^2}\right)^2 - (4\pi^2 f_r^2 L_1 H_{i1})^2}} \quad (21)$$

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

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

برای به حداقل رساندن تأخیر فاز تنظیم‌کننده PR در فرکانس تقاطع  $f_c$ ، فرکانس قطع<sup>۱</sup>  $G_i(s)$  معمولاً یک دهم فرکانس تقاطع بهره  $f_c$  تنظیم می‌شود [۳۵]. در نتیجه،  $K_r$  مطلوب برابر رابطه (۲۳) است:

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

همانطور که در (۲۲) و (۲۳) مشاهده می‌شود،  $K_p$  و  $K_r$  مناسب بر اساس مقدار  $f_c$  تعیین می‌شود. حداکثر مقدار قابل حصول  $f_c$  توسط PM مطلوب محدود می‌شود، به نحوی که  $f_c \approx 4\% f_s$  همراه با حد فاز (PM) حدود ۶۰ درجه شرایط مطلوبی ایجاد کرده و درصد کمی از فراجش در این شرایط مورد انتظار است [۳۶]. 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 به اصلاح مقادیر  $K_p$  و  $K_r$  منجر خواهد شد.

#### ۵- کنترل تزریق توان سیستم خورشیدی متصل به شبکه

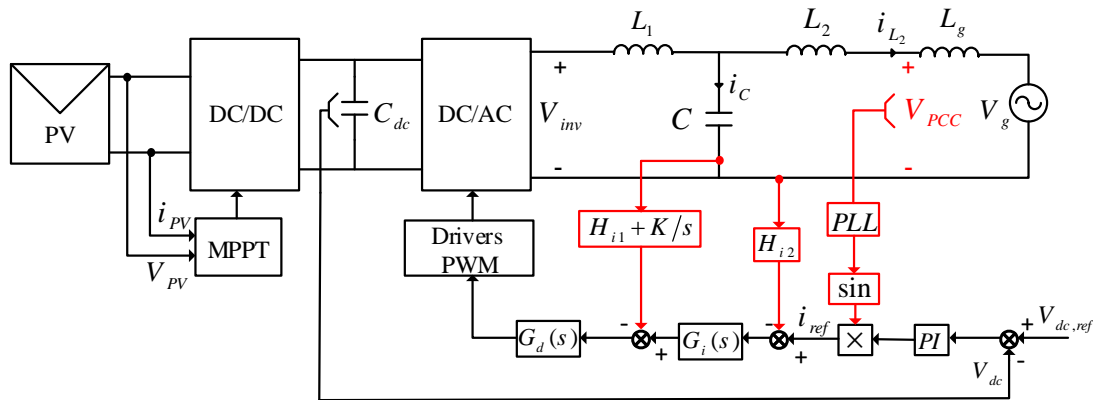
ساختار کنترلی و نحوه تزریق توان سیستم خورشیدی متصل به شبکه در شکل (۱۱) نشان داده شده است. مطابق شکل (۱۱) از یک مبدل افزایشی برای افزایش سطح ولتاژ آرایه خورشیدی و ردیابی حداکثر توان آرایه خورشیدی استفاده شده است.

با توجه به اینکه تقریب  $\tan(3\pi f_{c_{i1,2}} T_s) \approx \tan(3\pi f_r T_s)$  دلیل نزدیکی زیاد فرکانس‌های تقاطع بهره  $f_{c_{i1,2}}$  به فرکانس تشدید فیلتر  $f_r$  صادق است، با جایگزینی (۱۹) و (۲۰) به ترتیب در (۱۷) و (۱۸)، رابطه‌ی (۲۱) به دست می‌آید. اگر  $GM_{i1}$ ،  $PM_{i2}$  و  $PM_{i1}$  مشخص شده باشند، می‌توان از (۱۶) و (۲۱) محدوده رضایت بخشی از  $K$  بر حسب  $H_{i1}$  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 (۱۰) دیده می‌شود، با افزایش  $L_g$ ، مقادیر  $GM_{i1}$  و  $PM_{i1}$  کاهش یافته و  $PM_{i2}$  افزایش می‌یابد. این بدان معنی است که مرزهای محدوده رضایت بخش 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 ۳ دسی بل و ۳۰ درجه حاصل شوند [۱۶].

#### ۴-۳- طراحی پارامترهای تنظیم‌کننده جریان

بر اساس رابطه (۲)، سه پارامتر شامل  $\omega_i$ ،  $K_p$  و  $K_r$  باید طراحی شوند. برای مقابله با یک تغییر معمول  $\pm 1\%$  فرکانس پایه شبکه [۱۰]،  $\omega_i = 1 \cdot 2\pi f_o = \pi \text{ rad/s}$  تنظیم شده است.  $K_p$  و  $K_r$  معمولاً با فرض  $L_g = 0$  تنظیم می‌شوند [۲۷]. بر اساس  $|T(j2\pi f_c)| = 1$ ، مقدار  $K_p$  محدود شده توسط  $f_c$  را می‌توان بدست آورد [۱۶] که توسط رابطه (۲۲) قابل بیان است:

<sup>۱</sup> corner frequency

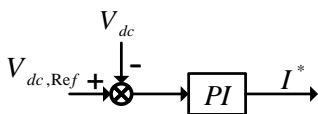


شکل (۱۱): ساختار کنترلی سیستم خورشیدی به شبکه

تنظیم کننده انتگرالی خطای آنی را جمع می کند، سپس آن را در بهره ای انتگرالی ضرب کرده و به خروجی کنترلر اضافه می کند [۳۸].

#### ۵-۲- کنترل جریان مرجع تزریقی به شبکه

شکل (۱۳) نحوه تولید و کنترل جریان مرجع تزریقی به شبکه را نشان می دهد. از آن جا که بایستی جریان تزریقی به شبکه جریان مرجع را دنبال کند، سیگنال خطای ولتاژ که از اختلاف ولتاژ تولید شده توسط مبدل افزایش یافته و ولتاژ مرجع لینک DC حاصل می شود، به یک تنظیم کننده PI داده می شود. با تنظیم مناسب پارامترهای کنترل کننده PI عملکرد مناسبی از کنترل کننده حاصل خواهد شد. خروجی کنترل کننده PI همانطور که در شکل (۱۳) نشان داده شده است اندازه جریان مرجع تزریقی به شبکه است. شایان ذکر است فاز جریان مرجع توسط واحد PLL که در نقطه اتصال مشترک (PCC) تعبیه شده، اندازه گیری می شود.



شکل (۱۳): نحوه کنترل جریان مرجع تزریقی به شبکه

#### ۶- طراحی نمونه و نتایج شبیه سازی

##### ۶-۱- طراحی یک سیستم نمونه

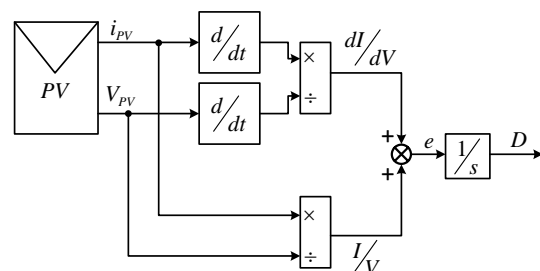
جدول ۲ پارامترهای اینورتر متصل به شبکه از نوع LCL تک فاز ۴/۲ کیلوواتی را ارائه می دهد. به منظور بررسی اثربخشی روش میرایی ارائه شده، فیلتر LCL با فرکانس تشدید بالا  $f_{r0}=6.27$  KHz استفاده شده است. مقاوم بودن سیستم با تغییر  $L_g$  تا ۱۰٪ پریونیت که معادل با ۲/۶ میلی هانری است، مورد بررسی قرار گرفته است. با توجه به مقادیر مشخص شده فوق برای بهره حلقه داخلی و حاشیه فاز، مناطق قابل

در این بخش الگوریتم ردیابی نقطه حداکثر توان و تولید جریان مرجع با استفاده از لینک DC خروجی مبدل افزایش یافته ارائه می شود.

#### ۵-۱- ردیابی نقطه حداکثر توان

ردیابی نقطه حداکثر توان با استفاده از روش هدایت افزایشی (IC) به این نکته بستگی دارد که مشتق اول منحنی P-V در نقطه حداکثر توان صفر شود که این امر به معنی  $dP/dV = 0$  است. در آرایه های خورشیدی، جریان سلول فتوولتائیک به ولتاژ بستگی دارد. بنابراین  $P = I(V) * V$ ، در نتیجه  $dP/dV = V * (dI/dV) + I(V)$  با تنظیم این معادله برابر با صفر،  $dI/dV = I(V)/V$  بدست می آید. نقطه حداکثر توان زمانی حاصل می شود که هدایت افزایشی معادل منفی هدایت لحظه ای باشد. ولتاژ مربوط به نقطه ای که  $dI/dV = -I(V)/V$  به عنوان ولتاژ نقطه ماکزیمم توان شناخته می شود. کنترل کننده این ولتاژ را تا زمانی که تابش خورشید تغییر کند و روش تکرار شود حفظ می کند [۳۷]. از یک انتگرال گیر برای کاهش سیگنال خطا استفاده شده است. سیگنال خطا (e) مجموع هدایت آنی ( $I/V$ ) با هدایت افزایشی ( $dI/dV$ ) است.

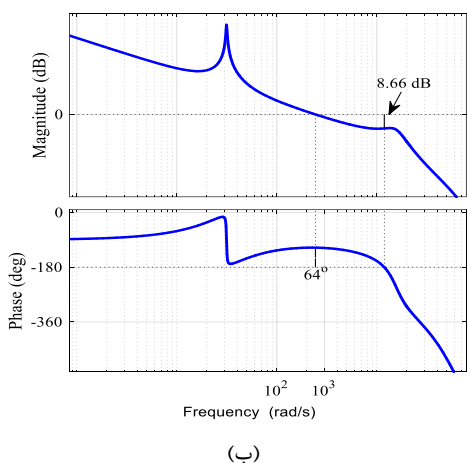
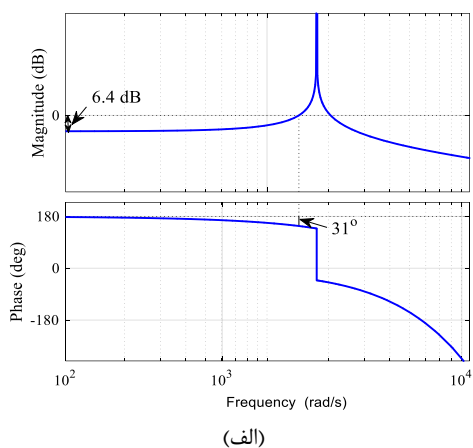
$$e = I/V + dI/dV \quad (24)$$



شکل (۱۲): نحوه تولید سیگنال خطای ردیابی نقطه حداکثر توان

همانطور که در شکل (۱۲) نشان داده شده است،

دلیل تغییرات بسیار کم آن‌ها نمایش داده نشده است. همانطور که در شکل (۱۶-الف) مشاهده می‌شود، جفت قطب‌های حلقه باز اینورتر با روش میرایی فیدبک جریان خازن تناسبی-انتگرالی همیشه در داخل دایره واحد هستند و منجر به  $P=0$  می‌شوند. مطابق شکل (۱۶-ب)، قطب‌های حلقه بسته غالب اینورتر با میراگر فیدبک جریان خازن تناسبی-انتگرالی در داخل دایره واحد باقی می‌مانند و از مرز دایره واحد دورتر هستند. این امر نشان می‌دهد که حاشیه پایداری کافی با استفاده از این روش میرایی حتی به ازای  $f_r$  نزدیک یا برابر با  $f_s/6$  بدست می‌آید. بنابراین، روش میرایی فیدبک تناسبی-انتگرالی جریان خازن، مقاوم بودن اینورتر را در برابر تغییرات امپدانس شبکه افزایش می‌دهد و عملکرد دینامیکی بهتری را به دست می‌آورد.



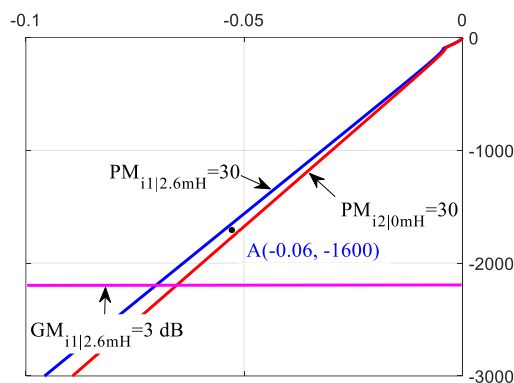
شکل (۱۵): دیاگرام بود سیستم دو حلقه، (الف) بهره حلقه داخلی، (ب) بهره حلقه بیرونی

## ۴-۲- تحلیل پایداری و آنالیز حساسیت به ازای

### تغییرات پارامترهای فیلتر LCL

بررسی پایداری یک سیستم قدرت از مهم‌ترین مطالعات در یک شبکه قدرت است. در بسیاری از تحقیقاتی که تا کنون

قبول  $K$  و  $H_{i1}$  را می‌توان مطابق شکل (۱۴) به تصویر کشید. مجموعه‌ای از پارامترهای مناسب،  $H_{i1}=-0.06$  و  $K=-1600$  که مربوط به نقطه  $A$  است، انتخاب می‌شوند. با جایگزینی  $f_c \approx 4\%f_s=800$  در (۲۲) و (۲۳)،  $K_p=0.7158$  و  $K_r=57.2610$  محاسبه می‌شود.



شکل (۱۴): ناحیه رضایت بخش و پایدار مقاوم برای  $H_{i1}$

برحسب

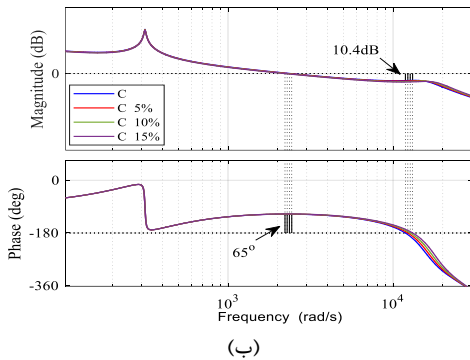
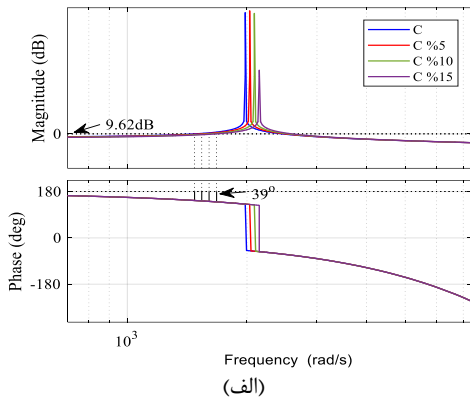
جدول ۲: مقادیر پارامترهای سیستم تحت بررسی

مقدار	نماد	پارامتر
۲۲۰ V	$V_g$	ولتاژ شبکه
۴/۲ KW	$P_o$	توان خروجی
۵۰ Hz	$f_o$	فرکانس پایه
۱۰ KHz	$f_{sw}$	فرکانس کلیدزنی
۶/۲۷ KHz	$f_r$	فرکانس تشدید سیستم
۲۰ KHz	$f_s$	فرکانس نمونه برداری
۸۲۶ $\mu$ H	$L_1$	سلف سمت اینورتر
۲۰۰ $\mu$ H	$L_2$	سلف سمت شبکه
۴ $\mu$ f	$C$	خازن فیلتر
۶۷۰۰ $\mu$ f	$C_{DC}$	خازن لینک DC
۴/۵۸ V	$V_{tri}$	دامنه موج حامل مثلثی
۰/۱۵	$H_{i2}$	بهره سنسور جریان شبکه

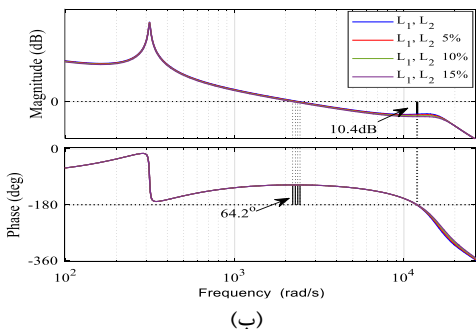
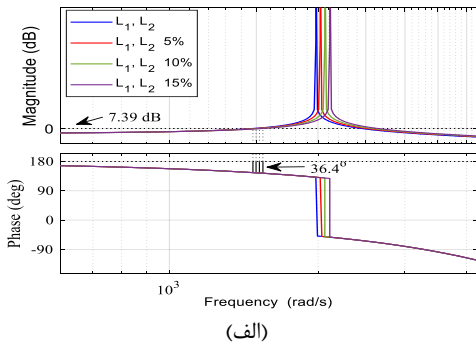
با پارامترهای انتخاب شده می‌توان نمودارهای بود حلقه‌های داخلی و خارجی را مطابق شکل (۱۵) نشان داد. مطابق این شکل، حداقل بهره حلقه داخلی و حاشیه فاز تحت دو شرایط معمولی امپدانس شبکه به ترتیب ۶/۴ دسی بل و ۳۱ درجه است، در حالی که حداقل بهره حلقه بیرونی حاشیه بهره و حاشیه فاز به ترتیب ۸/۶۶ دسی بل و ۶۴ درجه است. بنابراین، تمام انتظارات حاشیه پایداری از دو حلقه به خوبی برآورده شده است که اعتبار روش طراحی را تأیید می‌کند.

شکل (۱۶) توزیع قطب‌های حلقه باز و حلقه بسته را بر اساس تغییر امپدانس شبکه  $L_g$  ترسیم می‌کند. در این تحلیل، جفت قطب حلقه بسته ناشی از تنظیم کننده PR به

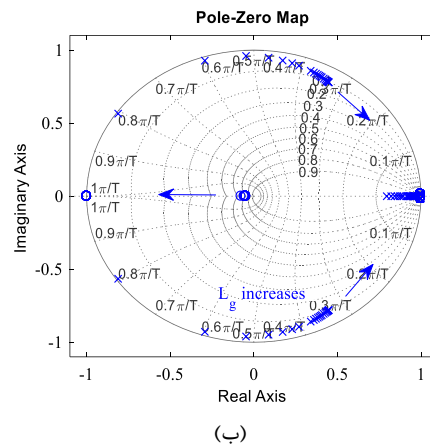
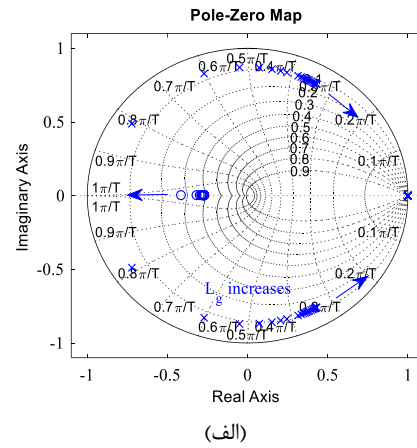
شکل (۱۸) مشخص است که با تغییر مقدار سلف در یک محدوده نسبتاً وسیع، سیستم پایداری خود را به نحو مطلوبی حفظ کرده است.



شکل ۱۷: دیاگرام بود سیستم دو حلقه با تغییرات مقدار خازن فیلتر LCL، (الف) بهره حلقه داخلی، (ب) بهره حلقه بیرونی



شکل ۱۸: دیاگرام بود سیستم دو حلقه با تغییرات مقدار سلف‌های فیلتر LCL، (الف) بهره حلقه داخلی، (ب) بهره حلقه بیرونی



شکل (۱۶): صفحه صفر قطب اینورتر متصل به شبکه با تغییرات امپدانس شبکه، (الف) صفر و قطب حلقه باز، (ب) صفر و قطب حلقه بسته

انجام شده است به آنالیز حساسیت و پایداری در یک سیستم قدرت پرداخته می‌شود. پارامترهای فیلتر LCL که شامل سلف‌ها و خازن هستند با گذشت زمان دچار فرسودگی شده و به مرور خاصیت سلفی و ظرفیت خازنی خود را از دست می‌دهند. تغییر در مقدار پارامترهای فیلتر LCL به صورت  $C+\Delta C$ ،  $L_1+\Delta L_1$  و  $L_2+\Delta L_2$  تعریف می‌شود. تحلیل حساسیت به منظور بررسی عملکرد سیستم به‌ساز توان برای تغییرات مقادیر پارامترهای فیلتر LCL به اندازه ۵٪، ۱۰٪ و ۱۵٪ و تاثیر آن‌ها بر پایداری حلقه‌های داخلی و بیرونی سیستم و همچنین THD جریان شبکه در انجام شده است. شکل (۱۷) نمودار بود حلقه داخلی و بیرونی را به ازای تغییرات خازن فیلتر LCL نشان می‌دهد. واضح است که با کاهش مقدار خازن از ۵٪ تا ۱۵٪ سیستم همچنان پایداری خود را حفظ می‌کند و به تغییرات مقدار خازن حساس نیست. اعمال تغییر در مقدار سلف‌های فیلتر LCL با کاهش به اندازه ۵٪ تا ۱۵٪ و تاثیر آن بر پایداری حلقه‌های داخلی و بیرونی در شکل (۱۸) نشان داده شده است. با توجه به

همزمان اجزای فیلتر LCL به اندازه ۵٪، ۱۰٪ و ۱۵٪ افزایش می‌یابد.

جدول ۳: مقدار THD جریان شبکه برای تغییرات مقادیر

پارامترهای فیلتر LCL

پارامتر	درصد تغییرات پارامترها	% THD
$L_1, L_2$	۵٪	۱/۹۱
	۱۰٪	۲/۱۰
	۱۵٪	۲/۱۴
C	۵٪	۱/۷۶
	۱۰٪	۱/۷۸
	۱۵٪	۱/۷۸
$L_1, L_2, C$	۵٪	۱/۹۲
	۱۰٪	۲/۱۲
	۱۵٪	۲/۱۲

### ۳-۶- نتایج شبیه‌سازی

سیستم‌های تولید توان با استفاده از پنل‌های خورشیدی غالباً در شبکه‌های فشار ضعیف استفاده می‌شوند. همانطور که قبلاً بحث شد، در شبکه‌های فشار ضعیف تغییرات امپدانس شبکه زیاد است. علاوه بر آن، تغییرات مربوط به شرایط جوی نیز باید در طراحی مدنظر قرار گیرد. برای مدل سازی شرایط فوق و تایید صحت عملکرد سیستم کنترلی، بدترین حالت امپدانس شبکه یعنی سلفی خالص با مقدار  $2/6\text{mH}$  در نظر گرفته شده است. همچنین تغییرات شرایط جوی با کاهش شدت تابش از  $1000\text{W/m}^2$  تا  $800\text{W/m}^2$  نیز در این بررسی لحاظ شده است. مقادیر مربوط به پارامترهای بکار رفته در طراحی پنل خورشیدی در جدول ۴ بیان شده است.

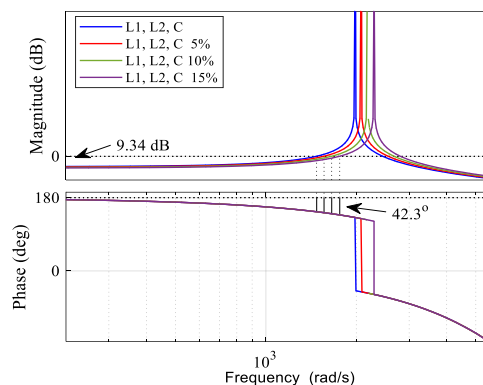
جدول ۴: پارامترهای مربوط به پنل خورشیدی در دمای  $25^\circ\text{C}$  و

شدت تابش  $1000\text{W/m}^2$

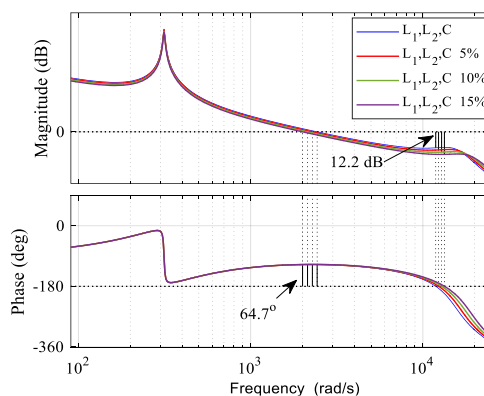
پارامتر	مقدار
$I_{mp}$	۴/۵ A
$V_{mp}$	۵۴/۲ V
$P_{max}$	۲۵۹/۳۹ w
$I_{sc}$	۵/۸۳ A
$V_{oc}$	۶۳/۳ V
$N_s$	۳
$N_p$	۵

شکل (۲۰-الف) منحنی P-V مربوط به آرایه خورشیدی را برای دو شدت تابش مختلف یعنی  $1000\text{W/m}^2$  و  $800\text{W/m}^2$  نشان می‌دهد. کاهش شدت تابش از

شکل (۱۹) حالتی را نشان می‌دهد که در آن هر سه پارامتر فیلتر LCL یعنی سلف‌های  $L_1$  و  $L_2$  و خازن C به طور همزمان تغییر می‌کنند. شکل (۱۹) نشان می‌دهد که با کاهش مقادیر سلف‌ها و خازن الزامات حاشیه بهره و حاشیه فاز همچنان برقرار بوده و سیستم پایدار است.



(الف)

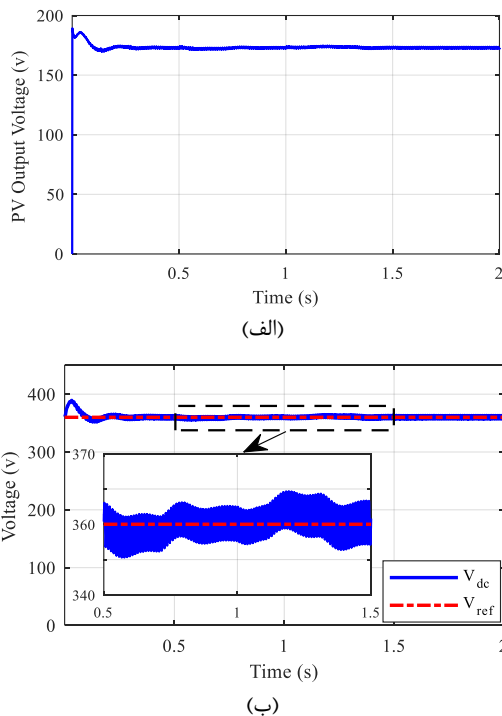


(ب)

شکل (۱۹): دیگرام بود سیستم دو حلقه با تغییرات مقدار خازن و سلف‌های فیلتر LCL، (الف) بهره حلقه داخلی، (ب) بهره حلقه بیرونی

تحلیل مربوط به THD جریان شبکه با در نظر گرفتن تغییرات مقادیر خازن و سلف‌های فیلتر LCL در جدول (۳) نشان داده شده است. اعمال تغییرات به صورت کاهش مقادیر اجزای فیلتر LCL به اندازه ۵٪، ۱۰٪ و ۱۵٪ باعث می‌شود که THD جریان شبکه به مقدار کمی افزایش پیدا کند. با توجه به جدول ۳ اگر تغییر فقط در مقدار خازن فیلتر باشد، THD جریان شبکه تغییرات بسیار اندکی دارد و قابل چشم‌پوشی است، اما با تغییر مقدار سلف‌های شبکه THD افزایش می‌یابد. اگر مقدار سلف‌ها و خازن فیلتر LCL به طور همزمان دچار تغییر شوند، THD جریان تزریقی به شبکه به اندازه ۹٪، ۲۰/۴۵٪ و ۲۰/۴۵٪ ناشی از کاهش

ولتاژ تولید شده توسط پنل خورشیدی در شکل (۲۲-الف) نشان داده شده است. ریبیل ولتاژ تولیدی توسط پنل خورشیدی به طور قابل ملاحظه‌ای کم است که نشانگر ردیابی موفق نقطه توان حداکثر با تغییرات شرایط جوی است. ولتاژ لینک DC خروجی مبدل افزایشدهنده در شکل (۲۲-ب) آورده شده است. با توجه به شکل (۲۲-ب) واضح است که ولتاژ لینک DC خروجی مبدل افزایشدهنده ولتاژ مرجع ( $V_{dc,Ref}=360$ ) را به خوبی ردگیری کرده است.

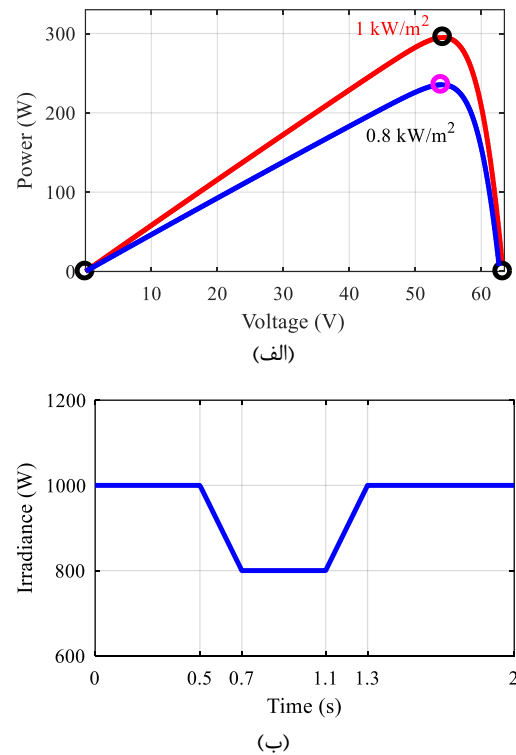


شکل (۲۲): (الف) شکل موج ولتاژ تولید شده توسط پنل خورشیدی، (ب) ولتاژ خروجی مبدل افزایشدهنده

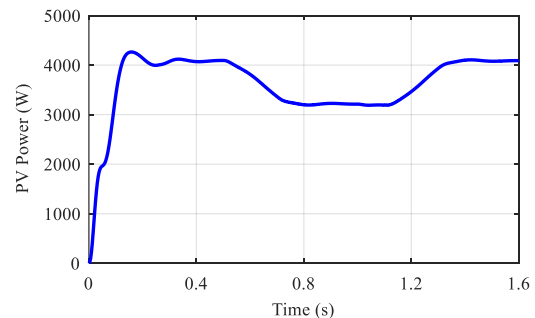
تزریق جریان سینوسی به شبکه یکی از اهداف مهم سیستم کنترلی اینورتر متصل به شبکه است که در بخش قبلی بطور کامل بررسی شد. شکل (۲۳-الف) جریان تزریق شده به شبکه را نشان می‌دهد. مطابق شکل (۲۳-الف)، جریان تزریق شده به شبکه دارای شکل موج سینوسی است، همچنین با کاهش شدت تابش در بازه زمانی [۰/۵ الی ۱/۳] شکل موج جریان شکل سینوسی خود را حفظ می‌کند که نشان دهنده پایداری سیستم در برابر تغییرات شدت تابش است. شکل (۲۳-ب) جریان تزریق شده به شبکه در بازه زمانی [۰/۹۲ الی ۱] را نشان می‌دهد.

شکل موج ولتاژ و جریان شبکه در نقطه اتصال مشترک در شکل (۲۴-الف) نشان داده شده است. با توجه به شکل (۲۴-الف) شکل موج ولتاژ و جریان سینوسی بوده و هیچ

ولتاژ تولید شده توسط پنل خورشیدی در شکل (۱۷-ب) نشان داده شده است. با توجه به شکل (۲۰-ب) شدت تابش در مدت زمان [۰/۵ الی ۰/۷] از  $1000 \text{ W/m}^2$  تا  $800 \text{ W/m}^2$  کاهش پیدا کرده است. در بازه زمانی [۰/۷ الی ۱/۱] ثابته شدت تابش در مقدار  $800 \text{ W/m}^2$  ثابت مانده و در بازه زمانی [۱/۱ الی ۱/۳] از مقدار  $800 \text{ W/m}^2$  به  $1000 \text{ W/m}^2$  افزایش پیدا کرده است. شکل (۲۱) توان تولیدی توسط پنل خورشیدی را نشان می‌دهد. همانطور که در شکل (۲۱) نشان داده شده است در بازه زمانی [۰/۵ الی ۱/۳] با کاهش شدت تابش از  $1000 \text{ W/m}^2$  تا  $800 \text{ W/m}^2$  توان تولیدی توسط PV نیز پیرو آن از  $4200$  وات به  $3400$  وات کاهش پیدا می‌کند.

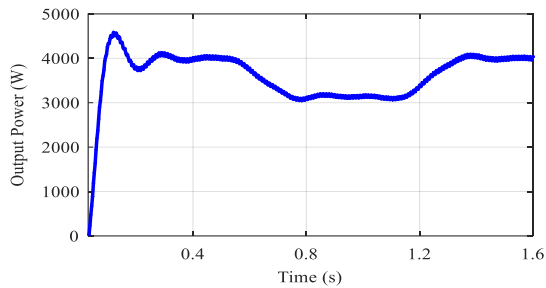


شکل ۲۰: (الف) منحنی P-V پنل خورشیدی، (ب) منحنی تغییرات شدت تابش بر حسب زمان



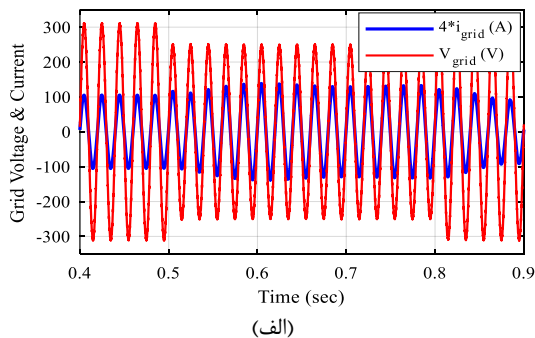
شکل (۲۱): توان تولیدی توسط PV

بازه زمانی [۰/۵ الی ۱/۳] کاهش پیدا می‌کند. با کاهش شدت تابش از  $1000 \text{ W/m}^2$  تا  $800 \text{ W/m}^2$  توان تحویلی به شبکه از ۴۰۰۰ وات به ۳۱۵۰ وات کاهش پیدا می‌کند.

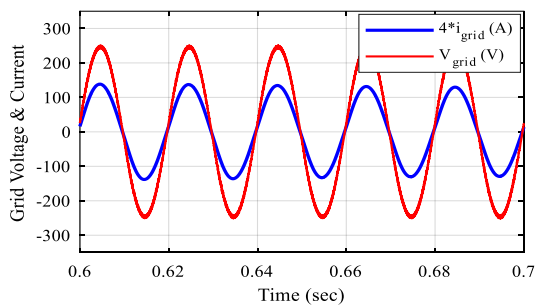


شکل ۲۵: توان تزریقی به شبکه

عواملی مانند کلیدزنی بارهای بزرگ، خطای اتصال کوتاه در سیستم، از مدار خارج شدن بارهای بزرگ و غیره باعث نوسان ولتاژ شبکه می‌شوند. شکل (۲۶) حالتی را نشان می‌دهد که در آن ولتاژ شبکه در بازه زمانی [۰/۵ الی ۰/۸] ثانیه به اندازه ۲۰٪ کاهش پیدا کرده است. با توجه به شکل (۲۶-ب) واضح است که در حالت کاهش ولتاژ جریان تزریقی به شبکه شکل سینوسی خود را حفظ کرده و هیچ اختلاف فازی با ولتاژ شبکه ندارد. در ضمن ناشی از کاهش ولتاژ شبکه و از آنجا که توان تزریقی آرایه خورشیدی در این بازه زمانی تغییری نکرده است، اندازه جریان تزریقی متناسب با میزان کاهش ولتاژ شبکه افزایش یافته است.



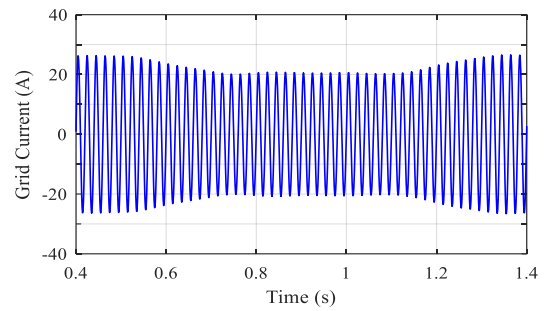
(الف)



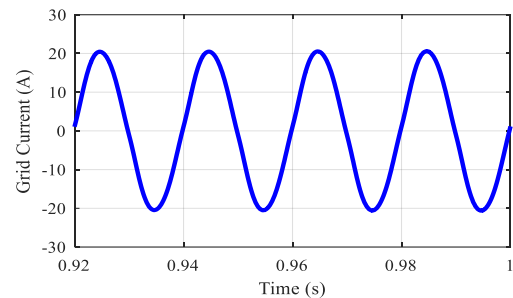
(ب)

شکل ۲۶: (الف) شکل موج ولتاژ و جریان شبکه در حالت افت ۲۰٪ ولتاژ شبکه، (ب) شکل موج ولتاژ و جریان شبکه در بازه زمانی [۰/۶ الی ۰/۷]

اختلاف فازی بین ولتاژ و جریان مشاهده نمی‌شود. THD جریان شبکه در شکل (۲۴-ب) نشان داده شده است که مقدار آن برابر با ۱/۷۶ درصد است.

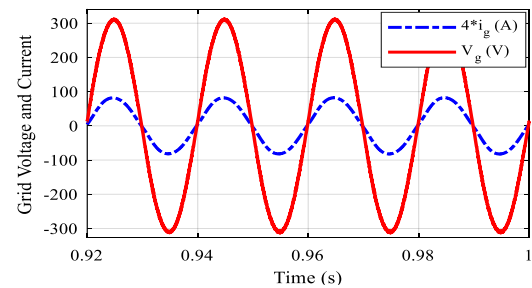


(الف)

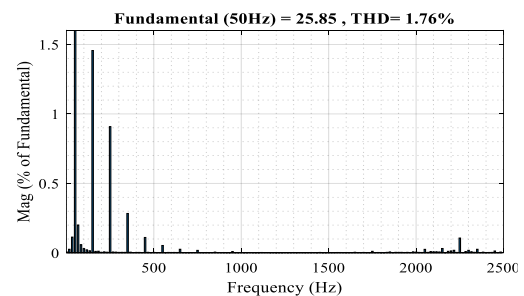


(ب)

شکل (۲۳): (الف) شکل موج جریان تزریقی به شبکه، (ب) شکل موج جریان تزریقی به شبکه در بازه زمانی [۰/۹۲ الی ۱]



(الف)



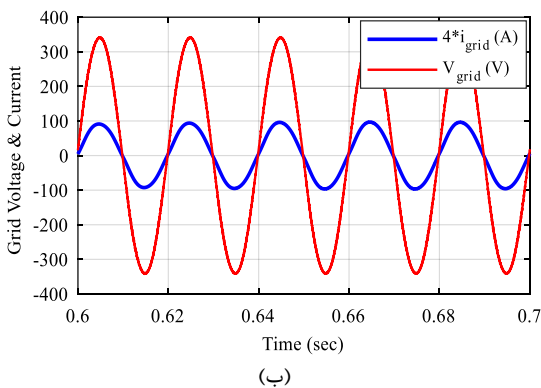
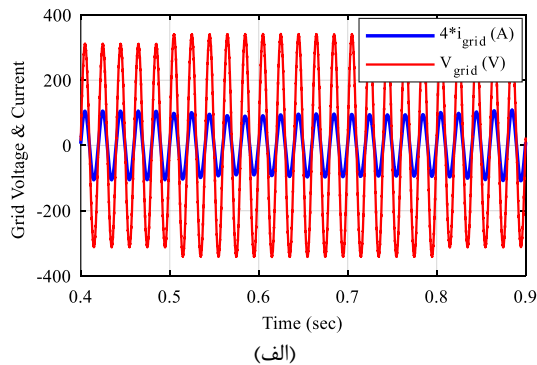
(ب)

شکل (۲۴): (الف) شکل موج ولتاژ و جریان شبکه، (ب) THD جریان شبکه

توان تحویلی شبکه توسط سیستم بهساز توان خورشیدی در شکل (۲۵) نشان داده شده است. مشابه با توان تولیدی PV توان خروجی شبکه نیز تحت تاثیر کاهش شدت تابش در



خورشیدی پیشنهاد در مقابل تغییرات ولتاژ شبکه نیز به نحو مطلوبی عمل می‌نماید. نتایج حاصل از شبیه‌سازی نشان می‌دهد که استفاده از فیدبک جریان خازن تناسبی-انتگرالی برای میرایی تشدید فیلتر LCL در سیستم به‌ساز توان خورشیدی متصل به شبکه فشار ضعیف به نحو مطلوب عمل نموده و جریان با کیفیت بسیار مناسب به شبکه تزریق می‌نماید.



شکل (۲۷): (الف) شکل موج ولتاژ و جریان شبکه در حالت افزایش ۱۰٪ ولتاژ شبکه، (ب) شکل موج ولتاژ و جریان شبکه در بازه زمانی [۰/۶ الی ۰/۷].

شکل (۲۷) ولتاژ و جریان شبکه را در حالتی که ولتاژ شبکه به اندازه ۱۰٪ در بازه زمانی [۰/۵ الی ۰/۸] ثانیه افزایش پیدا کرده است نشان می‌دهد. شکل (۲۷-ب) بازه زمانی [۰/۶ الی ۰/۷] را که افزایش ولتاژ اتفاق افتاده است نشان می‌دهد، در حالت افزایش ولتاژ شبکه همانند حالت افت ولتاژ شبکه، شکل موج جریان تزریقی به شبکه سینوسی است و با ولتاژ شبکه اختلاف فاز ندارد. در ضمن ناشی از افزایش ولتاژ شبکه و از آنجا که توان تزریقی آرایه خورشیدی در این بازه زمانی تغییری نکرده است، اندازه جریان تزریقی متناسب با میزان افزایش ولتاژ شبکه، کاهش یافته است. با توجه به نتایج بدست آمده از شکل‌های (۲۶) و (۲۷) واضح است که سیستم کنترلی بکار رفته در این مقاله در برابر تغییرات ولتاژ شبکه مقاوم بوده و پایداری خود را حفظ می‌کند.

## ۷- نتیجه‌گیری

در این مقاله از یک فیدبک جریان خازن تناسبی-انتگرالی برای میرایی تشدید فیلتر LCL متصل به شبکه با تزریق توان از آرایه خورشیدی 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. طراحی سیستماتیک پارامترهای کنترلی سیستم پیشنهادی به صورت گام به گام انجام شده است. سیستم کنترل پیشنهادی در برابر تغییرات وسیع امپدانس شبکه به نحو مطلوبی پایداری خود را حفظ می‌کند. در ضمن حساسیت سیستم در برابر تغییرات مقادیر پارامترهای فیلتر LCL مورد ارزیابی قرار گرفته و عملکرد مطلوب سیستم در این شرایط نشان داده شده است. سیستم به‌ساز توان آرایه

## مراجع

- [۱] مسعود اسماعیلی، مصطفی صدیقی‌زاده، حسام یارمحمدی، "کنترل یکپارچه ژنراتور القایی، محدودکننده جریان خطا و ذخیره‌ساز انرژی در مزارع بادی"، نشریه مدل‌سازی در مهندسی، دوره ۱۶، شماره ۵۵، زمستان ۱۳۹۷، صفحه ۸۷-۱۰۰.
- [۲] سید محمد مهدی میرطلایی، گلناز تاجمیر، "طراحی، مدل‌سازی و ساخت یک مبدل Z-Source بهره بالا برای کاربرد در اتصال منابع انرژی تجدیدپذیر به شبکه برق"، نشریه مدل‌سازی در مهندسی، دوره ۱۶، شماره ۵۳، تابستان ۱۳۹۷، صفحه ۲۲۱-۲۲۹.
- [۳] پرویز نجفی، عباس هوشمند، مهدی شاهپرستی، "مبدل واسط ادغام شده با قابلیت متعادل سازی ولتاژهای لینک DC در ریزشبکه هیبریدی دوقطبی"، نشریه مدل‌سازی در مهندسی، دوره ۱۸، شماره ۶۰، بهار ۱۳۹۹، صفحه ۲۰۱-۲۱۶.
- [۴] آرمینه دستگیری، مجید حسین پور، علی سیفی، "مبدل DC-DC بدون ترانسفورماتور افزایشدهنده با ضریب بوست بالا مبتنی بر شبکه خازن سوئیچ‌شده فعال"، نشریه مدل‌سازی در مهندسی، دوره ۱۹، شماره ۶۶، مهر ۱۴۰۰، صفحه ۲۳-۳۶.

- [5] P. Manoharan, U. Subramaniam, T.S. Babu, S. Padmanaban, J.B. Holm-Nielsen, M. Mitolo and S. Ravichandran, "Improved Perturb and Observation Maximum Power Point Tracking Technique for Solar Photovoltaic Power Generation Systems," IEEE Systems Journal, Vol. 15, NO. 2, 2020, pp. 3024-35.
- [6] S. Bhattacharyya, S. Samanta and S. Mishra, "Steady Output and Fast Tracking MPPT (SOFT-MPPT) for P&O and InC Algorithms," IEEE Transactions on Sustainable Energy, Vol. 12, NO. 1, 2020, pp. 293-302.
- [7] M. 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, 2020, pp. 365-378.
- [۸] بابک حسینی منتظر، جواد علمایی، مجید حسین پور، بابک مظفری، "یک ساختار دوطرفه تعمیم یافته حاوی دیود برای اینورتر چندسطحی با تعداد سویچ و درایور کمتر"، نشریه مدل سازی در مهندسی، دوره ۱۹، شماره ۶، مهر ۱۴۰۰، صفحه ۳۷-۵۱.
- [9] K. Jalili, S. Bernet, "Design of LCL Filters of Active-Front-End Two-Level Voltage-Source Converters," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 56, NO. 5, 2009, pp. 1674-1689.
- [10] 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 Electronic, Vol. 21, NO. 1, 2006, pp. 263-272.
- [11] W. Xia and J. Kang, "Stability of LCL-filtered grid-connected inverters with capacitor current feedback active damping considering controller time delays," Journal of Modern Power Systems and Clean Energy, Vol. 5, NO.4, 2017, pp. 584-598.
- [12] X. Zhou, L. Zhou, Y. Chen, Z. Shuai, J.M. Guerrero, A. Luo, W. Wu and L. Yang, "Robust Grid-Current-Feedback Resonance Suppression Method for LCL-Type Grid-Connected Inverter Connected to Weak Grid," IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, Vol. 6, NO. 4, 2018, pp. 2126-2137.
- [13] M. Hosseinpour 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, 2019, pp. 67-77.
- [14] 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, 2021, pp. 843-859.
- [15] A. Kouchaki and M. Nyman "Analytical design of passive LCL filter for three-phase two-level power factor correction rectifiers," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 33, NO. 4, 2018, pp. 3012-3022.
- [16] N. Rasekh, 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), 2019, pp. 612-617.
- [17] Z. Xin, P.C. Loh, X. Wang, F. Blaabjerg and Y. Tang, "Highly Accurate Derivatives for LCL-Filtered Grid Converter With Capacitor Voltage Active Damping," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 31, NO. 5, 2016, pp.3612-3625.
- [18] M. Huang, X. Wang, P.C. Loh and F. Blaabjerg, "Active Damping of LLCL-Filter Resonance Based on LC-Trap Voltage or Current Feedback," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 31, NO. 3, 2015, pp. 2337-2346.
- [19] M. Hosseinpour, A. Kholousi, and A. Poulad, "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, 2022, pp. 3798-3818.
- [20] Y. He, X. Wang, X. Ruan, D. Pan and K. Qin, "Hybrid Active Damping Combining Capacitor Current Feedback and Point of Common Coupling Voltage Feedforward for LCL-Type Grid-Connected Inverter," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 36, NO. 2, 2021, pp. 2373-2383.
- [21] 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, NO. 23, 2020, pp.13055-13067.
- [22] D. Pan, X. Ruan, C. Bao, W. Li and X. Wang, "Capacitor-current-feedback active damping with reduced computation delay for improving robustness of LCL-type grid-connected inverter," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 29, NO. 7, 2014, pp. 3414-3427.

- [23] 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, 2016, pp. 213–223.
- [24] X. Wang, F. Blaabjerg and P.C. Loh, "Virtual RC, "Virtual RC damping of LCL filtered voltage source converters with extended selective harmonic compensation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 30, NO. 9, 2015, pp. 4726–4737.
- [25] X. Li, X. Wu, Y. Geng, X. Yuan, C. Xia and X. Zhang, "Wide damping region for LCL-type grid-connected inverter with an improved capacitor-current-feedback method," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 30, NO. 9, 2015, pp. 5247–5259.
- [26] C. Chen C, Xiong J, Wan Z, Lei J, Zhang K., "A time delay compensation method based on area equivalence for active damping of an LCL-type converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 32, NO. 1, 2017, pp. 762–772.
- [27] D. Pan, X. Ruan, C. Bao, W. Li and X. Wang, "Optimized controller design for LCL-type grid-connected inverter to achieve high robustness against grid-impedance variation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 62, NO. 3, 2015, pp. 1537–1547.
- [28] Q. Huang and K. Rajashekara, "Virtual RLC active damping for grid-connected inverters with LCL filters," in *Proc. 32th Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. and Exp. 2017*, pp. 424–429.
- [29] 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, 2019, pp. 12423-12436.
- [30] D. Yang, X. Ruan and F. 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, 2015, pp. 4563–4572.
- [31] C. Zhou, H. Jiang, and F. Xie, "Control research of NPC three level high-power grid connected inverter based on multi sampling," in *Proc. 13th Annu. IEEE Conf. on Ind. Electron. Appl.*, 2018.
- [32] 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, 2018, pp. 749-64.
- [33] 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 Electronics*. Vol. 9, NO. 2, May 2013, pp. 1104–1112.
- [34] MAGNETICS. Power-core-catalog. (2015). [online] Available: [www.maginc.com /getattachment/ Products /Powder-Cores/Learn-More-about-Powder-Cores/2015-Magnetics-Powder-Core-Catalog.pdf](http://www.maginc.com/getattachment/Products/Powder-Cores/Learn-More-about-Powder-Cores/2015-Magnetics-Powder-Core-Catalog.pdf)
- [35] 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, 2009, pp. 2417–2426.
- [36] 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, 2017, pp. 4395–4410.
- [37] M.H. Anowar and P. Roy, "A Modified Incremental Conductance Based Photovoltaic MPPT Charge Controller," 2019 International Conference on Electrical, Computer and Communication Engineering (ECCE), 7-9 February, 2019.
- [38] A. Saidi and C. Benachaiba, "Comparison of IC and P&O algorithms in MPPT for grid connected PV module," in *International Conference on Modelling, Identification and Control (ICMIC)*, Algiers, 2016.