

Design and Control of Photovoltaic Power Integration System to Low-Voltage Network Based on Phase Compensator on Capacitor Current Active Damping

Majid Hosseinpour¹, Ebrahim Tavasoli², Seyed Reza Mousavi-Aghdam³, Farzad Sedaghati⁴

¹ Associate Professor, Department of Electrical Engineering, University of Mohaghegh Ardabili, Ardabil, Iran
hoseinpour.majid@uma.ac.ir

² MSc, Department of Electrical Engineering, University of Mohaghegh Ardabili, Ardabil, Iran
ebrahim.tavassoli@gmail.com

³ Associate Professor, Department of Electrical Engineering, University of Mohaghegh Ardabili, Ardabil, Iran
r.mousaviaghdam@uma.ac.ir

⁴ Associate Professor, Department of Electrical Engineering, University of Mohaghegh Ardabili, Ardabil, Iran
farzad.sedaghati@uma.ac.ir

Abstract:

In this paper, a grid-tied photovoltaic power conditioning system with an LCL filter is presented, which is capable of injecting high-quality current and maintaining strong stability under disturbances. Since the output voltage of photovoltaic cells is lower than the grid voltage, a DC–DC converter is employed to step up the voltage, and an inverter with an LCL filter is used to convert the DC voltage into the AC voltage required by the grid. LCL filters exhibit excellent performance in attenuating switching harmonics; however, one of their main drawbacks is the inherent resonance, which can lead to system instability. When digital control is applied to grid-tied inverters, control delays, comprising computational and pulse-width modulation (PWM) delays, can further weaken inverter stability against variations in grid impedance. In this study, a capacitor current feedback method is employed to damp the inherent resonance of the LCL filter, and a lead compensator is introduced in the capacitor current feedback path to compensate for control delays in the grid-tied photovoltaic power conditioning system. To verify the effectiveness of the proposed approach, a step-by-step design procedure is presented for both the lead compensator and the closed-loop system parameters. Simulation results of the grid-tied photovoltaic power conditioning system with an LCL filter, obtained using MATLAB/Simulink, confirm the validity and effectiveness of the proposed method.

Keywords: Grid-tied photovoltaic system, Phase compensator, LCL filter, Digital control delay, Capacitor current feedback active damping

Article Type: Research

Received: 26. 03. 2024

Revised: 10. 10. 2025

Accepted: 25. 10. 2025

Corresponding author: M. Hosseinpour

Corresponding author's address: Faculty of Engineering, University of Mohaghegh Ardabili, Daneshgah Blv., Ardabil, Iran.



1. Motivation of the work

Conventional power generation systems are undergoing a major transformation, and distributed energy resources (DERs) are increasingly taking a larger share compared to fossil-fuel-based energy sources. Photovoltaic (PV) cells have attracted significant attention in recent decades due to their high potential, low cost, and mass production capability. In distributed generation systems, the generated voltage level is generally low and strongly dependent on environmental conditions. Therefore, the use of power electronic converters in distributed generation systems is unavoidable. To convert power from photovoltaic cells to the required grid or load power, the use of a voltage source inverter (VSI) or current source inverter alone is not sufficient due to the low generated voltage level. Hence, a DC/DC converter is typically employed between the PV system and the inverter to boost the voltage.

A voltage source inverter (VSI) is an essential interface between the power generation unit and the power grid for grid-connected operation [1]. To reduce high-order harmonics in the inverter output current in grid-connected systems, the presence of an LCL filter between the inverter and the power grid is necessary. The LCL filter inherently exhibits resonance, which may lead to system instability. To address this issue, the inherent resonance of the LCL filter must be damped [2]. Most grid-connected inverters are digitally controlled due to their high flexibility. However, due to digital control delay [3], the performance of capacitor current feedback damping is weakened. Capacitor current feedback is equivalent to a frequency-dependent virtual resistor. In the frequency range where this virtual resistance behaves as a negative resistance, it introduces right-half-plane poles into the system, thereby destabilizing the system.

2. Contributions

In this paper, in order to improve the stability and current quality of a grid-connected solar array power conditioning system equipped with an LCL filter, a phase-lead compensator is employed in the capacitor current feedback path. By this approach, a virtual RC network is effectively obtained in parallel with the LCL filter capacitor, which significantly enlarges the region of virtual positive resistance (VPRR) without modifying the sampling instants of the measured signal. In this way, the forbidden frequency band associated with the LCL filter resonance is eliminated, and the resonance frequency limitation is removed.

With proper and accurate design of the closed-loop parameters, the grid-connected solar array power conditioning system equipped with an LCL filter can maintain its stability against grid impedance variations and operate with high reliability, high robustness, and strong immunity to noise.

The contributions of this paper are summarized as follows:

1. The proposal of a simple-structure and easily implementable phase-lead compensator for a grid-connected solar array power conditioning system with an LCL filter;
2. The analytical explanation of how the forbidden resonance frequency band of the LCL filter is eliminated by the proposed phase-lead compensator, enabling robust system operation under wide variations of grid impedance;
3. The development of a step-by-step procedure for designing the closed-loop control parameters of the studied system in the presence of the proposed phase-lead compensator.

3. Procedures

In this paper, a capacitor current feedback method is employed to damp the inherent resonance of the LCL filter, along with a lead compensator inserted in the capacitor current feedback path to compensate for the control delay in the grid-connected photovoltaic power conditioning system. Considering that the output voltage of the photovoltaic (PV) cells is lower than the grid voltage, a DC–DC converter is utilized in the structure of the grid-connected photovoltaic power conditioning system under study. To verify the correctness of the proposed method, a step-by-step design procedure is provided for the lead compensator and the closed-loop system parameters. The proposed phase-lead compensator can influence and improve the performance of the grid-connected inverter with an LCL filter from several aspects, as follows:

1. The proposed lead compensator is simple, easy to understand, and robust against switching-frequency noise without requiring any modification of the modulation index.
2. The proposed lead compensator increases the boundary frequency of the virtual positive resistance region (VPRR) and effectively compensates for the digital control delay.
3. The proposed lead compensator eliminates the forbidden frequency region of the LCL filter resonance and improves the robust performance of the inverter against wide variations in grid impedance.

4. Findings

Grid-connected photovoltaic power generation systems are commonly used in low-voltage distribution networks. In this study, variations in weather conditions, with irradiance decreasing from 1000 W/m² to 800 W/m² are considered. Injecting a sinusoidal current into the grid is one of the primary objectives of the inverter control system. The injected current exhibits a sinusoidal waveform. Moreover, even when the irradiance decreases, the current waveform maintains its sinusoidal shape, demonstrating the system's stability under irradiance variations. The voltage and current waveforms at the point of common coupling (PCC) are sinusoidal,

and no phase difference is observed between them. This corresponds to unity power factor operation in the injected power, indicating correct operation of the PLL and the proposed control system. The THD of the injected grid current is 1.75%, which is a very acceptable value.

5. Conclusion

Voltage source inverters are widely used for transferring power from photovoltaic arrays to low-voltage grid-connected networks. However, grid-connected voltage source inverters equipped with an LCL filter and active capacitor current feedback damping are highly sensitive to grid impedance variations in weak grid conditions. When the grid impedance varies significantly, control delays may lead to system instability. To address this issue, a lead compensator is proposed in the capacitor current feedback path. The combination of capacitor current feedback and the proposed lead compensator increases the boundary frequency from approximately $f_s/6$ to $f_s/4$. In addition, it reduces and may even eliminate the forbidden resonance frequency region of the LCL filter. To ensure the correctness and effectiveness of the proposed method, a step-by-step design procedure is presented for the lead compensator as well as for the current controller and capacitor current feedback parameters. Simulation results of the grid-connected photovoltaic array power conditioning system under weak grid conditions demonstrate that the proposed control strategy maintains system stability under grid impedance variations. Moreover, the quality of the injected grid current remains highly satisfactory even in the presence of harmonic distortion in the grid.

طراحی و کنترل سیستم تزریق توان آرایه خورشیدی به شبکه فشار ضعیف مبتنی بر میرایی فعال جریان خازن با جبران ساز پیش فاز

مجید حسین پور^۱، ابراهیم توسلی^۲، سیدرضا موسوی اقدم^۳، فرزاد صداقتی^۴

۱- دانشیار- دانشکده فنی مهندسی- دانشگاه محقق اردبیلی- اردبیل- ایران

hoseinpour.majid@uma.ac.ir

۲- دانش آموخته‌ی کارشناسی ارشد- دانشکده فنی مهندسی- دانشگاه محقق اردبیلی- اردبیل- ایران

ebrahim.tavassoli@gmail.com

۳- دانشیار- دانشکده فنی مهندسی- دانشگاه محقق اردبیلی- اردبیل- ایران

r.mousaviaghdam@uma.ac.ir

۴- دانشیار- دانشکده فنی مهندسی- دانشگاه محقق اردبیلی- اردبیل- ایران

farzad.sedaghati@uma.ac.ir

چکیده: در این مقاله یک سیستم بهساز توان فتوولتائیک متصل به شبکه با فیلتر LCL، با قابلیت تزریق جریان با کیفیت و توانایی پایداری بالا در مقابل اغتشاشات آرایه شده است. با توجه به اینکه ولتاژ خروجی سلول‌های فتوولتائیک پایین‌تر از ولتاژ شبکه است، لذا از مبدل DC-DC استفاده شده است و جهت تبدیل ولتاژ DC به ولتاژ AC مورد نیاز شبکه از اینورتر با فیلتر LCL استفاده شده است. فیلترهای LCL عملکرد مطلوبی در کاهش هارمونیک‌های کلیدزنی دارند، اما یکی از مشکلات اصلی آن‌ها تشدید ذاتی آن‌ها است که ممکن است باعث ناپایداری سیستم شود. وقتی از کنترل دیجیتال برای کنترل اینورترهای متصل به شبکه استفاده می‌شود، به دلیل تاخیرهای کنترلی که شامل تاخیرهای محاسباتی و تاخیر مدولاسیون پهنای پالس است، پایداری اینورتر در برابر تغییرات امپدانس شبکه تضعیف می‌شود. در این مقاله از روش فیدبک جریان خازن برای میرایی تشدید ذاتی فیلتر LCL و یک جبران‌کننده پیش‌فاز در مسیر فیدبک جریان خازن برای جبران تاخیر کنترل برای سیستم بهساز توان آرایه خورشیدی متصل به شبکه استفاده شده است. برای بررسی صحت عملکرد روش پیشنهادی یک روش طراحی گام به گام برای جبران‌ساز پیش‌فاز و پارامترهای حلقه بسته سیستم ارائه شده است. نتایج شبیه‌سازی سیستم بهساز توان آرایه خورشیدی متصل به شبکه با فیلتر LCL در نرم افزار MATLAB/Simulink انجام شده است که صحت عملکرد روش پیشنهادی را نشان می‌دهد.

کلمات کلیدی: آرایه خورشیدی متصل به شبکه، فیلتر LCL، کنترل‌کننده پیش‌فاز، تاخیر کنترل دیجیتال، میرایی فعال جریان خازن

نوع مقاله: پژوهشی

دریافت: ۱۴۰۳/۰۱/۰۷

بازنگری: ۱۴۰۴/۰۶/۲۸

پذیرش: ۱۴۰۴/۰۸/۰۳

نام نویسنده‌ی مسئول: دکتر مجید حسین پور

نشانی نویسنده‌ی مسئول: دانشکده فنی و مهندسی - دانشگاه محقق اردبیلی - اردبیل - ایران

نمادها

نماد	توضیح	نماد	توضیح
v_g	ولتاژ AC شبکه	H_{i1}	ضریب فیدبک جریان خازن
v_{inv}	ولتاژ تولیدی توسط اینورتر	H_{i2}	ضریب فیدبک جریان سمت شبکه
L_1	سلف سمت اینورتر در فیلتر LCL	$G_i(s)$	تنظیم کننده جریان
L_2	سلف سمت شبکه در فیلتر LCL	$G_c(s)$	کنترل کننده پیشنهادی در مسیر فیدبک جریان خازن
C	خازن فیلتر LCL	$G_h(s)$	تأخیر مدولاسیون پهنای پالس
i_1	جریان سلف سمت اینورتر فیلتر LCL	Z_{R_D}	امپدانس مجازی معادل روش میرایی فیدبک جریان خازن
i_2	جریان تزریقی به شبکه	$Y_{R_D}(s)$	ادمیتانس مجازی معادل روش میرایی فیدبک جریان خازن
i_c	جریان خازن فیلتر LCL	R_d	مقاومت مجازی معادل روش میرایی فیدبک جریان خازن بدون در نظر گرفتن تأخیر کنترل دیجیتال
$Z_g(s)$	امپدانس شبکه	R_R	مقاومت مجازی معادل روش میرایی فیدبک جریان خازن
I^*	اندازه جریان مرجع تزریقی به شبکه	X_R	راکتانس مجازی معادل روش میرایی فیدبک جریان خازن
θ	اندازه و فاز جریان مرجع تزریقی به شبکه	Z_{R_A}	امپدانس مجازی به ازای مقاومت مجازی خالص
K_{PWM}	مدل ساده شده اینورتر منبع ولتاژ	Z_{RC_A}	امپدانس مجازی به ازای مقاومت و خازن موازی مجازی
T_s	دوره تناوب نمونه برداری	Z_{RCR_A}	امپدانس مجازی به ازای مقاومت و خازن موازی مجازی و مقاومت سری
f_s	فرکانس نمونه برداری	Z_{RC_D}	امپدانس مجازی Z_{RC_A} در حضور تأخیر دیجیتال
f_{Rb_R}	فرکانس مرزی ناحیه مقاومت مثبت مجازی	Y_{RC_D}	ادمیتانس مجازی معادل Z_{RC_D}
f_{Xb_R}	فرکانس مرزی ناحیه راکتانس مثبت مجازی	Z_{RCR_D}	امپدانس مجازی Z_{RCR_A} در حضور تأخیر دیجیتال
GM_1	حاشیه بهره در فرکانس f_{r_LCL}	Y_{RCR_D}	ادمیتانس مجازی معادل Z_{RCR_D}
GM_2	حاشیه بهره در فرکانس $f_s/6$	Y'_{RCR_D}	ادمیتانس مجازی Y_{RCR_D} در حضور جبران کننده پیشنهادی
f_{r_LCL}	فرکانس تشدید فیلتر LCL	G_{c_L}	تابع تبدیل جبران کننده مشتقی مرتبه اول
ω_{r_LCL}	فرکانس زاویه ای تشدید فیلتر LCL	$G_{com,LL}$	تابع تبدیل جبران کننده پیش فاز-پس فاز
P	تعداد قطب های سمت راست تابع تبدیل حلقه باز	$G'_{com,LL}$	تابع تبدیل جبران کننده پیش فاز پیشنهادی
$T_{D_RCR}(z)$	تابع تبدیل حلقه باز در حضور جبران ساز پیشنهادی	R_{RCR}	مقاومت معادل مجازی در حضور جبران کننده پیشنهادی
PM	حاشیه فاز	X_{RCR}	راکتانس معادل مجازی در حضور جبران کننده پیشنهادی
f_c	فرکانس تقاطع بهره	f_{Rb_RCR}	فرکانس مرزی مقاومت مجازی R_{RCR}
T_{fo}	بهره تابع تبدیل حلقه باز در فرکانس مولفه اصلی	f_{Xb_RCR}	فرکانس مرزی راکتانس مجازی X_{RCR}

۱- مقدمه

محیطی می باشد. لذا استفاده از مبدل های الکترونیک قدرت برای سیستم های تولید پراکنده اجتناب ناپذیر است [۳]. برای تبدیل توان از سلول های فتوولتائیک به توان مورد نیاز شبکه یا بار، استفاده از اینورتر منبع ولتاژ یا اینورتر منبع جریان بعلا پیچیده بودن ولتاژ تولیدی کافی نیست. بنابراین مبدل DC / DC بین PV و اینورتر جهت افزایش ولتاژ استفاده می شود [۴]. دریافت حداکثر توان از سیستم های فتوولتائیک امری مهم و اساسی در افزایش راندمان این سیستم ها است. با توجه به اینکه مشخصه خروجی سلول های خورشیدی تحت عوامل متعددی همچون تغییرات تابش و دما است، لذا این سیستم ها به ندرت در نقطه ماکزیمم توان کار می کنند. بنابراین ردیابی حداکثر توان (MPPT) در افزایش راندمان این سیستم ها نقش مهمی را ایفا می کند [۵]. منابع تولید پراکنده از جمله پیل های سوختی و آرایه های فتوولتائیک به طور گسترده ای در حالت متصل به شبکه به کار برده می شوند. در مرجع [۶] از یک کنترل کننده مبتنی بر تکرار برای مبدل منبع جریان با دو طبقه نیم پل (CF-DHB) برای سیستم تولید پراکنده متصل به

سیستم های تولید توان مرسوم در حال دگرگونی و تغییری بزرگ هستند و منابع انرژی پراکنده (DERs) سهم بیشتری نسبت به منابع انرژی مبتنی بر سوخت های فسیلی به خود اختصاص می دهند [۱]. منابع تولید پراکنده مانند انرژی خورشیدی، بادی یا پیل سوختی می توانند در حالت متصل به شبکه یا مستقل عمل کنند [۲]. با توجه به گرمایش زمین و رو به کاهش بودن انرژی های فسیلی، استفاده از منابع انرژی پاک و پایدار ضروری است. بنابراین سیستم تولید توان توزیع شده مبتنی بر انرژی های تجدیدپذیر مانند انرژی خورشیدی، توربین بادی، پیل های سوختی و انرژی زیست توده یک روش موثر برای دسترسی به انرژی پایدار و دوستدار محیط زیست است. سلول های فتوولتائیک (PV) بعلا پتانسیل بالا، قیمت پایین و تولید انبوه در دهه های اخیر مورد توجه قرار گرفته است. در سیستم های تولید پراکنده غالباً سطح ولتاژ تولیدی پایین بوده و وابسته به شرایط

شبکه استفاده شده است. از آنجا که تابع انتقال از چرخه کاری به ولتاژ لینک DC دارای صفر سمت راست (RHP) است، کنترل کننده معمولی تناسبی-انتگرالی (PI) نمی تواند ولتاژ لینک DC به نحو مطلوبی کنترل کند. لذا از یک کنترل کننده تکراری برای کنترل ولتاژ لینک DC استفاده شده است و به منظور جبران تاخیر فاز ناشی از وجود صفر سمت راست از جبران ساز پیش فاز بهره گرفته شده است. در مرجع [۷]، یک طرح کنترل مقاوم برای مبدل الکترونیک قدرت واسط پیل سوختی جهت اتصال به شبکه ارائه شده است. استراتژی کنترلی این مقاله بدون نیاز به حلقه قفل فاز تحت شرایط نامتعادل شبکه استفاده می شود و توانایی انتقال ولتاژ با دامنه کم پیل سوختی را به شبکه ایجاد می کند. در مرجع [۸]، انتقال انرژی تولیدی منبع تولید پراکنده به شبکه قدرت از طریق چارپ و اینورتر با استفاده از کنترل کننده متداول تناسبی-انتگرالی با هدف بهبود کیفیت جریان تزریقی به شبکه مورد بررسی قرار گرفته است. منبع تولید پراکنده متصل به شبکه با استفاده از فیلتر LCL در مرجع [۹] مورد بررسی قرار گرفته که کنترل به کار رفته در این مطالعه مبتنی بر فیدبک جریان سمت شبکه است.

اینورتر منبع ولتاژ (VSI) یک رابط ضروری بین واحد تولید توان و شبکه قدرت برای کار در حالت متصل به شبکه است [۱۱-۱۰]. برای کاهش هارمونیک های مرتبه بالا در جریان خروجی اینورتر متصل به شبکه، وجود یک فیلتر نوع L یا LCL بین اینورتر و شبکه توان ضروری است. فیلتر LCL عملکرد تضعیف ریبیل و هارمونیک بهتری نسبت به فیلتر نوع L دارد [۱۲]، اما دارای تشدید ذاتی است که ممکن است باعث ناپایداری سیستم شود. برای حل این مشکل، تشدید ذاتی فیلتر LCL باید میرا شود [۱۳-۱۴]. روش های میرایی تشدید ناشی از فیلترهای LCL به دو دسته میرایی فعال و میرایی غیر فعال تقسیم می شوند. روش میرایی غیر فعال از مقاومت میرایی به صورت سری یا شنت با خازن فیلتر یا سلف استفاده می کند که منجر به تلفات توان غیر قابل قبول به ویژه در کاربردهای توان بالا می شوند. روش میرایی فعال، فقط شامل تغییر در حلقه های کنترل است و تلفات توان اضافی ندارد، بنابراین بیشتر مورد مطالعه قرار می گیرد [۱۵]. یکی از روش های میرایی فعال بر اساس فیدبک متغیر حالت [۱۶] است که فیدبک ولتاژ خازن [۱۷]، فیدبک حالت کامل [۱۸] و فیدبک جریان خازن [۱۹] نمونه هایی از این روش می باشند. ساختار کنترل آبخاری، که شامل یک حلقه کنترل جریان تزریق شده خارجی بر اساس تنظیم کننده PI و یک حلقه داخلی فیدبک جریان خازن (CCF) است، یک روش میرایی فعال رایج است [۲۰-۲۱]. اگرچه اجرای این نوع روش میرایی فعال آسان است، اما به دلیل وجود سنسور جریان خازن با دقت بالا، هزینه سخت افزاری آن افزایش [۲۲] و قابلیت اطمینان سیستم کاهش می یابد [۲۳].

اکثر اینورترهای متصل به شبکه به دلیل داشتن انعطاف پذیری بالا به صورت دیجیتالی کنترل می شوند. به دلیل تأخیر کنترل دیجیتالی

[۲۴]، عملکرد میرایی فیدبک جریان خازن تضعیف می شود [۲۵]. فیدبک جریان خازن معادل یک مقاومت مجازی وابسته به فرکانس است. در محدوده فرکانسی که این مقاومت مجازی به عنوان مقاومت منفی عمل می کند، باعث وارد شدن قطب های سمت راست به سیستم شده و سیستم را ناپایدار می کند [۲۶]. روش های زیادی برای کاهش اثرات منفی تاخیرهای کنترل دیجیتالی وجود دارد. در مرجع [۲۷] یک روش طراحی سیستماتیک برای کنترل مقاوم اینورتر متصل به شبکه ضعیف با فیلتر LCL ارائه شده است. در مرجع [۲۸] روش کنترل مبتنی بر فیدبک مثبت فعال تناسبی انتگرالی جریان خازن با هدف توسعه ناحیه مقاومت مثبت مجازی ($VPRR^2$) تا فرکانس نایکویست ارائه شده است. با این وجود، استفاده از فیدبک مجازی مثبت مخاطره ناپایداری سیستم را افزایش می دهد. در مرجع [۲۹]، یک طرح جبران سازی مبتنی بر ناحیه معادل سازی ارائه شده است. جبران ساز بدون طراحی پیچیده پارامترها عمل می کند ولی کارایی آن وابستگی زیادی به دقت و عملکرد DSP دارد. برای کاهش اثرات منفی تاخیرهای کنترل دیجیتالی و ممانعت از رفتار اینورتر متصل به شبکه به عنوان مقاومت منفی در یک محدوده وسیع فرکانسی، یکی از راهکارهای مفید و موثر استفاده از جبران ساز پیش فاز در مسیر میراساز مبتنی بر بازخورد تناسبی جریان خازن است. جبران سازهای پیش فاز در مسیر بازخورد تناسبی جریان خازن عموماً با هدف گسترش ناحیه میرایی مثبت به کار گرفته می شوند تا از طریق حذف ناحیه فرکانسی ممنوعه رزونانس فیلتر LCL، پایداری اینورتر متصل به شبکه تضمین گردد [۳۰]، [۳۱]، [۳۲]. این رویکرد اگرچه کارایی لازم را در تقویت پایداری سیستم فراهم می سازد، اما توسعه چنین سیستمی برای عملکرد غیر فعال در برخی موارد به ایجاد شاخه های کنترلی اضافی و پیچیدگی ساختار کنترلی منجر شده است.

در این مقاله، برای بهبود پایداری و کیفیت جریان سیستم بهساز توان آرایه خورشیدی متصل به شبکه با فیلتر LCL یک جبران ساز پیش فاز در مسیر فیدبک جریان خازن به کار گرفته شده است. با این ترفند، یک شبکه RC مجازی به طور موازی با خازن فیلتر LCL حاصل می شود و به طور موثر محدوده ناحیه مقاومت مثبت مجازی (VPRR) را بدون تغییر لحظات نمونه برداری سیگنال افزایش می دهد. با این ترفند محدوده ممنوعه فرکانس تشدید فیلتر LCL حذف شده و محدودیت فرکانس تشدید از بین می رود. با طراحی دقیق پارامترهای حلقه بسته، سیستم بهساز توان آرایه خورشیدی متصل به شبکه با فیلتر LCL می تواند در برابر تغییرات امپدانس شبکه پایداری خود را حفظ نموده و با قابلیت اطمینان بالا، استحکام بالا و ایمنی بالا در برابر نویز عمل نماید. نوآوری های مقاله شامل موارد زیر است: ۱) ارائه یک جبران ساز پیش فاز با ساختار ساده و قابلیت پیاده سازی آسان برای سیستم بهساز توان آرایه خورشیدی متصل به شبکه با فیلتر LCL، ۲) تبیین نحوه حذف محدوده ممنوعه فرکانس تشدید فیلتر LCL توسط جبران ساز پیش فاز پیشنهادی جهت عملکرد مقاوم سیستم در تغییرات

تولیدی از مبدل DC/DC افزایشده استفاده شده است و مبدل DC/DC با بکارگیری الگوریتم ردیابی ماکزیمم توان یا همان MPPT توان بیشینه را از منبع ورودی دریافت می‌کند. سپس این توان را در خروجی خود به مبدل DC/AC تحویل می‌دهد. به منظور کاهش هارمونیک ولتاژ و جریان تزریقی به شبکه، در خروجی اینورتر از فیلتر LCL استفاده شده است. فیلتر LCL دارای امپدانس صفر در فرکانس تشدید است که سبب ناپایداری اینورتر می‌شود که جهت پایداری اینورتر، بایستی تشدید ناشی از فیلتر LCL میرا گردد.

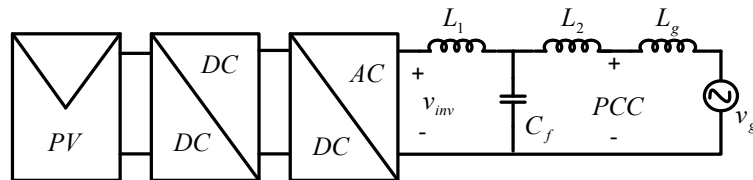
شکل (۲) شمای کلی سیستم بهساز توان آرایه خورشیدی متصل به شبکه با فیلتر LCL و سیستم کنترل آن مبتنی بر میرایی فیدبک جریان خازن فعال را نشان می‌دهد. در این شکل ولتاژ v_g ولتاژ AC شبکه، v_{inv} ولتاژ تولیدی توسط اینورتر، L_1 ، L_2 و C پارامترهای فیلتر LCL، i_c و i_2 به ترتیب جریان‌های سمت اینورتر، سمت شبکه و خازن، $Z_g(s)$ امپدانس شبکه شامل R_g و L_g و I^* و θ به ترتیب اندازه و فاز جریان مرجع تزریقی به شبکه، H_{i1} و H_{i2} به ترتیب ضرایب فیدبک جریان خازن و جریان سمت شبکه هستند که هر دو مقادیر مثبتی هستند، $G_i(s)$ تنظیم‌کننده جریان و $G_c(s)$ کنترل‌کننده پیشنهادی در مسیر فیدبک جریان خازن است. با در نظر گرفتن بدترین وضعیت برای ارزیابی پایداری اینورتر، $Z_g(s)$ در این مقاله یک سلف خالص فرض می‌شود که به صورت sL_g لحاظ شده است. هنگامی که سوئیچ S به نقطه S_1 متصل می‌شود، میرایی اصلی فیدبک جریان خازن بدست می‌آید که در آن جریان خازن نمونه‌برداری شده و به خروجی تنظیم‌کننده جریان اضافه می‌شود. با اتصال سوئیچ S به نقطه S_2 روش پیشنهادی مبتنی بر استفاده از جبران‌ساز پیش‌فاز در مسیر فیدبک

وسیع امپدانس شبکه، (۳) ارائه یک روش گام به گام برای طراحی پارامترهای کنترل حلقه بسته برای سیستم تحت مطالعه در حضور جبران‌ساز پیش‌فاز پیشنهادی.

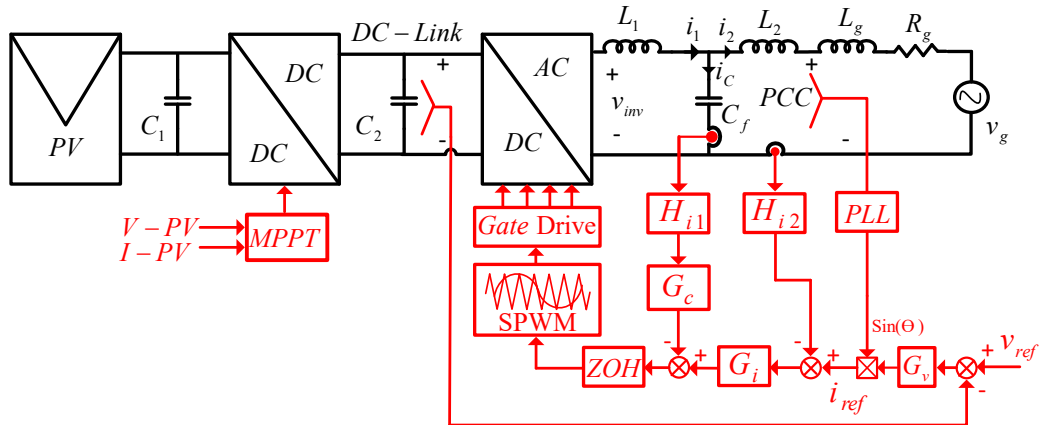
در ادامه این مقاله به شرح زیر تنظیم شده است. در بخش دوم ابتدا معرفی اجمالی آرایه خورشیدی انجام شده و سپس به طور مختصر تأثیر منفی تأخیر کنترل دیجیتال مرور شده است. بخش سوم از دیدگاه امپدانس، یک جبران‌ساز پیش‌فاز را پیشنهاد می‌کند و مزایای مرتبط برای بهبود پایداری و استحکام اینورتر متصل به شبکه LCL را نشان می‌دهد. در بخش چهارم، یک روش طراحی گام به گام برای جبران‌ساز پیش‌فاز و پارامترهای حلقه بسته ارائه شده است و از پایداری اینورتر متصل به شبکه در برابر تغییرات گسترده امپدانس شبکه اطمینان می‌دهد. در بخش پنجم، نتایج شبیه‌سازی برای تأیید اثربخشی جبران‌ساز پیش‌فاز پیشنهادی برای آرایه خورشیدی با اینورتر متصل به شبکه و همچنین روش طراحی پارامتر حلقه بسته ارائه شده نشان داده شده است. در نهایت، خلاصه مقاله در بخش ششم ارائه شده است.

۲- توصیف کلی سیستم و بررسی تأثیر تأخیر کنترل دیجیتالی بر روی اینورترهای متصل به شبکه با LCL

ساختار اتصال دو مرحله‌ای سلول فتوولتائیک متصل به شبکه در شکل (۱) نشان داده شده است. ولتاژ تولیدی سلول فتوولتائیک بعلت وابستگی به شرایط محیط، متغیر و همچنین پایین‌تر از نیاز شبکه است. بنابراین جهت تثبیت ولتاژ و همچنین افزایش دامنه ولتاژ



شکل (۱): شمای کلی سلول فتوولتائیک متصل به شبکه با فیلتر LCL



شکل (۲): شمای سیستم بهساز توان آرایه خورشیدی متصل به شبکه تک‌فاز با فیلتر LCL با میرایی فعال فیدبک جریان خازنی

با توجه به معیار پایداری ناپکوئیست، می‌توان معیار پایداری اینورتر متصل به شبکه با فیلتر LCL با کنترل دیجیتال را در جدول (۱) [۲۶] خلاصه کرد که در آن P تعداد قطب‌های سمت راست تابع تبدیل حلقه باز است، PM حاشیه فاز بوده و GM_{f1} و GM_{f2} به ترتیب حاشیه بهره در فرکانس‌های f_{r_LCL} و $f_s/6$ هستند. زیرنویس (-) بیانگر تقاطع منفی با فاز 180° درجه و کاهش بیشتر زاویه فاز پس از گذر از 180° درجه و زیرنویس (+) بیانگر تقاطع مثبت با فاز 180° درجه افزایش زاویه فاز پس از گذر از زاویه 180° درجه را نشان می‌دهد و H_{i1}^* با رابطه (۸) قابل بیان است.

$$H_{i1}^* = \frac{\omega_{r_LCL} L_1 (2 \cos(\omega_{r_LCL} T_s) - 1)}{K_{PWM} \sin(\omega_{r_LCL} T_s)} \quad (8)$$

که فرکانس ω_{r_LCL} فرکانس زاویه‌ای تشدید فیلتر LCL با در نظر گرفتن امپدانس شبکه است و به مطابق رابطه (۹) نوشته شده است:

$$\omega_{r_LCL} = 2\pi f_{r_LCL} = \sqrt{\frac{L_1 + L_2 + L_g}{L_1(L_2 + L_g)C}} \quad (9)$$

جدول (۱): معیار پایداری برای اینورتر متصل به شبکه با میرایی فعال

فیدبک جریان خازنی متداول				
مورد اول	مورد دوم	مورد سوم	مورد چهارم	
f_{r_LCL}	$(0, f_s/6)$	$f_{r_LCL} = f_s/6$	$(f_s/6, +\infty)$	
H_{i1}	$(0, H_{i1}^*]$	$(H_{i1}^*, +\infty)$	-	$(0, +\infty)$
تعداد قطب	0	2	2	2
فرکانس تقاطع زاویه 180°	$f_{r_LCL} (-)$	$f_{r_LCL} (-), f_s/6$	هیچ کدام	$f_{r_LCL} (+), f_s/6 (-)$
شرایط حد بهره	$GM_{f1} > 0\text{dB}$	$GM_{f1} > 0\text{dB}$	ناپایدار	$GM_{f1} > 0\text{dB}$ $GM_{f2} < 0\text{dB}$
شرایط حد فاز	$PM > 0$	$PM > 0$	ناپایدار	$PM > 0$

شایان ذکر است الزامات حاشیه بهره برای مورد دوم $f_{r_LCL} < f_s/6$ و $H_{i1}^* > H_{i1}$ با مورد چهارم $(f_{r_LCL} > f_s/6)$ در تضاد است. از آنجا که f_{r_LCL} با افزایش L_g کاهش می‌یابد، اگر تغییرات L_g محدوده f_{r_LCL} را از بازه $0 < f_{r_LCL} < f_s/6$ به بازه $f_{r_LCL} > f_s/6$ و بالعکس تغییر دهد، اینورتر ممکن است ناپایدار شود. علاوه بر این، برای $f_{r_LCL} = f_s/6$ اینورتر هرگز نمی‌تواند پایدار باشد. بنابراین، یک ناحیه ممنوعه برای فرکانس تشدید باید برای نزدیک شدن f_{r_LCL} به $f_s/6$ باید در نظر گرفته شود که در جدول (۱) مرجع [۳۴] به آن اشاره شده است.

۳- سیستم متصل به شبکه با فیلتر LCL با

حضور جبران کننده پیش فاز

۳-۱- جبران کننده پیش فاز پیشنهادی

همانطور که در بخش دوم ذکر شد، اگر L_g تغییرات گسترده‌ای داشته باشد، ممکن است f_{r_LCL} از بازه $0 < f_{r_LCL} < f_s/6$ به بازه $f_{r_LCL} > f_s/6$

جریان خازن فعال می‌شود که حاصل به خروجی تنظیم کننده جریان اضافه می‌شود.

نمودار بلوکی کنترل اینورتر متصل به شبکه با فیلتر LCL با میرایی فعال فیدبک جریان خازن در [۳۳] نشان داده شده است. همانطور که در [۳۴] و [۳۵] اشاره شده است، تأخیر کنترل دیجیتال شامل تأخیر محاسباتی و تأخیر مدولاسیون پهنای پالس است که از این میان، تأخیر محاسباتی، به صورت T_s^{-1} ، فاصله زمانی بین نمونه برداری لحظه‌ای سیگنال و به روزرسانی لحظه‌ای شکل موج مدولاسیون مدل شده است. تأخیر مدولاسیون پهنای پالس که به صورت $G_h(s) = (1 - e^{-sT_s})/s \approx T_s e^{-0.5sT_s}$ مدل شده است که در آن $T_s = 1/f_s$ دوره تناوب نمونه برداری و f_s فرکانس نمونه برداری است.

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

$$Z_{R_D}(s) = \frac{1}{Y_{R_D}(s)} = \frac{1}{H_{i1} K_{PWM}} \cdot \frac{L_1}{C} \cdot \frac{T_s}{G_h(s)} \cdot e^{sT_s} \triangleq R_d \cdot e^{1.5sT_s} \quad (5)$$

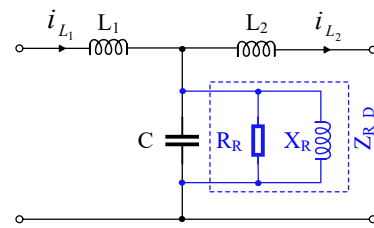
که $Y_{R_D}(s)$ ادmittانس مربوطه است و R_d مقاومت مجازی شبیه سازی شده بدون در نظر گرفتن تأخیر کنترل دیجیتال است. با جایگزینی $s = j\omega$ در رابطه (۵)، رابطه (۶) حاصل می‌شود:

$$Y_{R_D}(j\omega) = \frac{1}{R_d} (\cos(1.5\omega T_s) - j \sin(1.5\omega T_s)) \triangleq \frac{1}{R_R} + \frac{1}{jX_R} \quad (6)$$

که R_R و X_R به ترتیب مقاومت و راکتانس معادل هستند و به صورت زیر بیان می‌شوند:

$$R_R = R_d / (\cos(1.5\omega T_s)) \quad (7)$$

$$X_R = R_d / (\sin(1.5\omega T_s))$$



شکل (۳): امپدانس مجازی معادل میرایی فعال فیدبک جریان خازنی

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

مقاومت مثبت مجازی (VPRR) نیز می‌باشد. این نکته نشان می‌دهد که فرکانس مرزی در شرایطی قابل افزایش است که یک تاخیر فاز در $Z_{R_D}(s)$ ایجاد شود. در این شرایط زاویه فاز امپدانس مجازی اصلاح شده در فرکانسی بالاتر با زاویه ۹۰ درجه تقاطع ایجاد می‌کند. با در نظر گرفتن این نکته، یک خازن مجازی C_p برای اتصال موازی با R_d جهت ایجاد امپدانس اصلاح شده Z_{RC_A} مطابق شکل (۵-ب) معرفی می‌شود و $Z_{RC_A}(s)$ مطابق رابطه (۱۰) بیان می‌شود.

$$Z_{RC_A}(s) = R_d \parallel \frac{1}{sC_p} = \frac{R_d}{1 + sR_dC_p} \quad (10)$$

با توجه به تأخیر کنترل دیجیتال، معادل واقعی امپدانس مجازی مطابق رابطه (۱۱) قابل بیان است:

$$Z_{RC_D}(s) = Z_{RC_A}(s)e^{1.5sT_s} = \frac{R_d}{1 + sR_dC_p} e^{1.5sT_s} \quad (11)$$

نمودار فاز بر حسب فرکانس $Z_{RC_D}(s)$ در شکل (۴) با خط توپر نشان داده شده است که $\angle Z_{RC_D}(s)$ در فرکانس بالاتر از $f_s/6$ زاویه ۹۰ درجه را قطع می‌کند. بنابراین، فرکانس مرزی ناحیه مقاومت مثبت مجازی (VPRR) را می‌توان با $Z_{RC_D}(s)$ افزایش داد. ادیمیتانس $Z_{RC_D}(s)$ توسط رابطه (۱۲) قابل بیان است:

$$Y_{RC_D}(s) = \frac{1}{Z_{RC_D}(s)} = (1 + sR_dC_p) \cdot \frac{1}{R_d} \cdot e^{-1.5sT_s} \quad (12)$$

$$\triangleq G_{c_L}(s) \cdot \frac{1}{R_d} e^{-1.5sT_s}$$

که G_{c_L} تابع تبدیل جبران‌کننده مشتقی مرتبه اول است و به صورت زیر بیان می‌شود:

$$G_{c_L}(s) = 1 + sR_dC_p \quad (13)$$

با مقایسه معادله (۱۲) با (۵)، امپدانس مجازی اصلاح شده $Z_{RC_D}(s)$ به طور معادل $G_{c_L}(s)$ را در مسیر فیدبک جریان خازن وارد می‌کند. این نکته در شکل (۶) با فرض $G_c(s) = G_{c_L}(s)$ قابل رویت است. باید توجه داشت که جبران‌کننده مشتقی به راحتی نویز فرکانس بالا را در مسیر فیدبک جریان خازن تقویت می‌کند. برای حل این مشکل، سایر مقاومت‌های مجازی R معرفی می‌شوند که به صورت سری با $Z_{RC_A}(s)$ متصل شده و $Z_{RCR_A}(s)$ را مطابق شکل (۵-ج) تشکیل می‌دهند که با عبارت زیر بیان می‌شود:

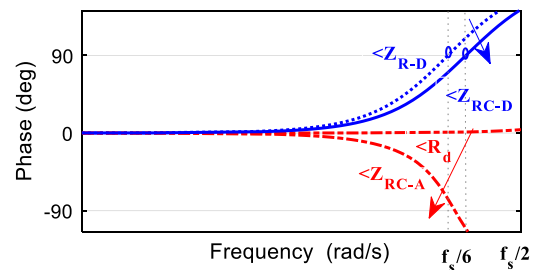
$$Z_{RCR_A}(s) = Z_{RC_A}(s) + R_s = \frac{(R_d + R_s) + sR_dR_sC_p}{1 + sR_dC_p} \quad (14)$$

با جایگزینی Z_{RC_A} با Z_{RCR_A} در رابطه (۷)، معادل واقعی امپدانس Z_{RCR_D} در حضور تأخیر کنترل دیجیتال مطابق رابطه (۱۵) حاصل می‌شود.

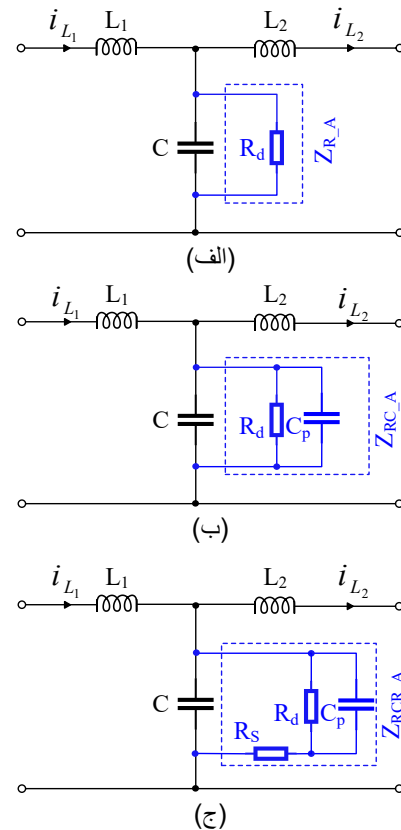
$$Z_{RCR_D}(s) = Z_{RCR_A}(s)e^{1.5sT_s} = \frac{(R_d + R_s) + sR_dR_sC_p}{1 + sR_dC_p} e^{1.5sT_s} \quad (15)$$

و بالعکس تغییر کند و منجر به ناپایداری سیستم شود. ساده‌ترین راه برای جلوگیری از این مشکل این است که f_{r_LCL} بدون در نظر گرفتن تغییرات L_g همیشه کمتر از $f_s/6$ نگه داشته شود. با این حال، این امر باعث افزایش اندازه و وزن فیلتر LCL می‌شود و در نتیجه چگالی توان کاهش می‌یابد. برای سازگاری بهتر سیستم متصل به شبکه با تغییرات امپدانس شبکه بدون افزایش حجم فیلتر LCL، رویکرد ترجیحی جبران تأخیر کنترل دیجیتال و افزایش فرکانس مرزی ناحیه مقاومت مثبت مجازی (VPRR) است.

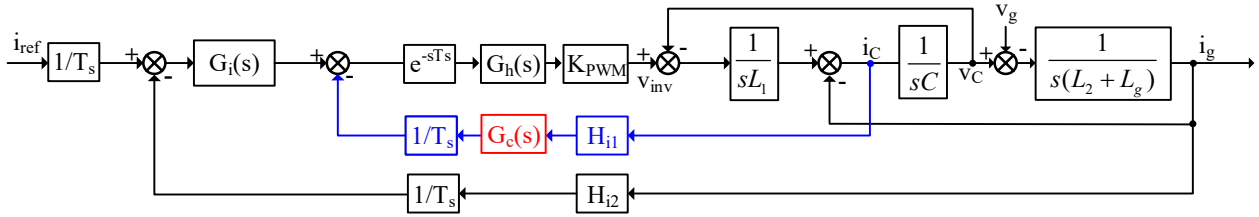
بر اساس رابطه (۵)، نمودار فاز بر حسب فرکانس $Z_{R_D}(s)$ و R_d را می‌توان مطابق شکل (۴) به تصویر کشید. در این شکل $\angle Z_{R_D}$ در فرکانس $f_s/6$ برابر با ۹۰ درجه است که برابر با فرکانس مرزی ناحیه



شکل (۴): نمودار فاز امپدانس‌های $Z_{R_D}(s)$, $Z_{RC_D}(s)$, R_d , $Z_{RC_A}(s)$



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



شکل (۶): شمای کنترل بلوکی اینورتر متصل به شبکه با فیلتر LCL در حضور جبران ساز پیش فاز

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

$$G_{com,LL}(z) = K_{LL} \cdot \frac{1 + (a-1)/a + 1}{1 + (a-1)/(a+1) \cdot z^{-1}} \quad (19)$$

$$\triangleq K_{LL} \cdot \frac{1+b}{1+b \cdot z^{-1}}$$

که پارامترهای a و b در رابطه فوق مطابق زیر قابل تعریف هستند:

$$b = (a-1)/(a+1), a \in (1, \infty). \quad (20)$$

به این ترتیب، عبارت جبران ساز پیش فاز پیشنهادی، یعنی $G_{com,LL}(z)$ حاصل می شود. بدیهی است که عبارت $G_{com,LL}(z)$ عبارتی ساده است و می توان آن را به راحتی در برنامه نویسی دیجیتال پیاده کرد.

۳-۲- معیار پایداری برای اینورتر متصل به شبکه با فیلتر LCL در حضور جبران ساز پیش فاز

افزودن جبران ساز پیش فاز بر پایداری اینورتر متصل به شبکه با LCL تأثیر می گذارد. در این بخش، معیار پایداری مورد بررسی قرار گرفته و مزایای جبران ساز پیش فاز پیشنهادی نشان داده می شود. با جایگزینی $z = e^{sT_s}$ در رابطه (۱۹)، جبران ساز پیش فاز پیشنهادی در حوزه s را می توان به صورت زیر بیان کرد:

$$G'_{com,LL}(s) = K_{LL} \cdot \frac{1+b}{1+b \cdot e^{-sT_s}}, \quad b \in (0,1). \quad (21)$$

جایگزینی $G_{com,LL}(s)$ در رابطه (۱۶) با $G'_{com,LL}(s)$ منجر به رابطه زیر می شود:

$$Y'_{RCR_D}(s) = K_{LL} \cdot \frac{1+b}{1+b \cdot e^{-sT_s}} \cdot \frac{1}{R_d} \cdot e^{-1.5sT_s} \quad (22)$$

$$Y'_{RCR_D}(j\omega) = \frac{K_{LL}}{R_d} \cdot \frac{1+b}{b^2 + 2b \cos(\omega T_s) + 1} \cdot ((\cos(1.5\omega T_s) + b \cos(0.5\omega T_s)) - j(\sin(1.5\omega T_s) + b \sin(0.5\omega T_s))) \quad (23)$$

$$\triangleq \frac{1}{R_{RCR}} + \frac{1}{jX_{RCR}}$$

$$R_{RCR} = \frac{R_d}{K_{LL}} \cdot \frac{b^2 + 2b \cos(\omega T_s) + 1}{(1+b)(\cos(1.5\omega T_s) + b \cos(0.5\omega T_s))} \quad (24)$$

$$X_{RCR} = \frac{R_d}{K_{LL}} \cdot \frac{b^2 + 2b \cos(\omega T_s) + 1}{(1+b)(\sin(1.5\omega T_s) + b \sin(0.5\omega T_s))} \quad (25)$$

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

$$Y_{RCR_D}(s) = \frac{1}{Z_{RCR_D}(s)} = \frac{1 + sR_d C_p}{(R_d + R_s) + sR_d R_s C_p} e^{-1.5sT_s} \quad (16)$$

$$\triangleq G_{com,LL}(s) \frac{1}{R_d} e^{-1.5sT_s}$$

که $G_{com,LL}$ تابع تبدیل جبران کننده پیش فاز-پس فاز است و به صورت زیر بیان می شود:

$$G_{com,LL}(s) = \frac{R_d}{R_d + R_s} \cdot \frac{1 + sR_d C_p}{1 + s \frac{R_s}{R_s + R_d} R_d C_p} \quad (17)$$

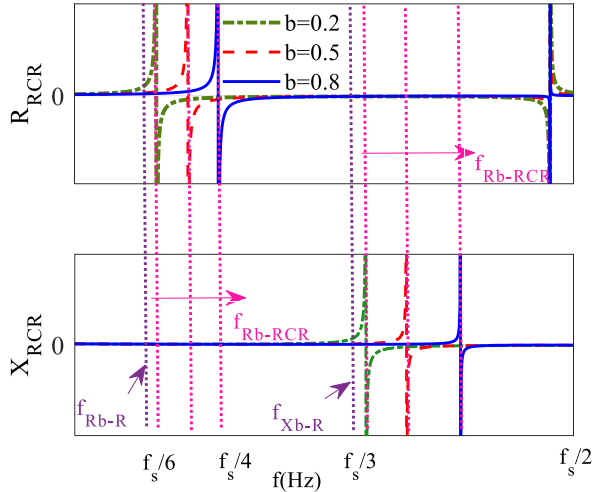
$$\triangleq K_{LL} \cdot \frac{1 + aT_s s}{1 + T_s s}$$

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

$$G_{com,LL}(s) = K_{LL} \cdot \frac{1 + 0.5T_s s}{1 + (0.5T_s/a)s} \quad (18)$$

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

با جایگزینی $s = j\omega$ در رابطه (۲۲)، رابطه (۲۳) حاصل می شود که در انتهای صفحه ارائه شده است. در این رابطه R_{RCR} و X_{RCR} به ترتیب مقاومت و راکتانس معادل هستند که به مطابق (۲۴) و (۲۵) تعریف می شوند:



شکل (۷): نمودار دامنه بر حسب فرکانس R_{RCR} و X_{RCR}

می‌شود. با توجه به شکل (۶)، $T_{D_RCR}(z)$ به صورت رابطه (۲۸) نوشته می‌شود. معادله مشخصه $T_{D_RCR}(z)$ مطابق (۲۹) قابل بیان است. تعداد قطب‌های حلقه بسته خارج از دایره واحد در $T_{D_RCR}(z)$ با تعداد ریشه‌های نیم صفحه سمت راست در معادل حوزه s رابطه (۲۹) تعیین می‌شود. برای سهولت تجزیه و تحلیل، رابطه (۲۹) با جایگزینی $z = \frac{1+\omega}{1-\omega}$ از حوزه z به حوزه ω نگاشت می‌شود که در نتیجه آن رابطه (۳۰) حاصل می‌شود.

$$T_{D_RCR}(z) = \frac{G_i(z)H_{i2}K_{PWM}}{\omega_{r_LCL}(L_1 + L_2 + L_g)(z-1)} \cdot \frac{\omega_{r_LCL}T_s(z^2 - 2z \cos(\omega_{r_LCL}T_s) + 1) - (z-1)^2 \sin(\omega_{r_LCL}T_s)}{z(z^2 - 2z \cos(\omega_{r_LCL}T_s) + 1) + (z-1) \cdot \frac{H_{i1}K_{PWM}}{\omega_{r_LCL}L_1} \cdot \sin(\omega_{r_LCL}T_s) \cdot G'_{c_LCL}(z)} \quad (28)$$

$$H'_{i1} \triangleq H_{i1}K_{LL} \quad (32)$$

آرایه راوت برای رابطه (۳۱) به شکل زیر قابل محاسبه است:

$$\begin{aligned} \omega^3: & \quad n_0 \quad n_2 \\ \omega^2: & \quad n_1 \quad n_3 \\ \omega^1: & \quad \frac{n_1n_2 - n_0n_3}{n_1} \quad 0 \\ \omega^0: & \quad n_3 \end{aligned} \quad (33)$$

با توجه به معیار پایداری راوت، تعداد ریشه‌های نیم صفحه سمت راست در رابطه (۲۹) برابر با تعداد تغییر علامت ستون اول در آرایه راوت است، یعنی $[n_0, n_1, (n_1n_2 - n_0n_3)/n_1, n_3]^T$. برای اطمینان از قابلیت کنترل‌پذیری سیستم، فرکانس f_{r_LCL} باید کمتر از $f_s/2$ باشد که منجر به عبارت $\omega_{r_LCL}T_s \leq \pi$ می‌شود. از آنجا که H_{i1} مثبت فرض شده است ($H_{i1} > 0$) و عبارت‌های $\sin(\omega_{r_LCL}T_s) > 0$ و $1 - \cos(\omega_{r_LCL}T_s) > 0$ نیز صادق هستند، بر اساس رابطه (۳۱)، برای درآیه‌های آرایه راوت $n_0 > 0$ ، $n_2 > 0$ و $n_3 > 0$ حاصل خواهد شد. به این ترتیب، در معادله (۲۹) اگر $n_1 \leq 0$ یا $(n_1n_2 - n_0n_3)/n_1 < 0$

$$\begin{cases} \cos(1.5\omega T_s) + b \cos(0.5\omega T_s) = 0 \\ \sin(1.5\omega T_s) + b \sin(0.5\omega T_s) = 0 \end{cases} \quad (26)$$

$$\begin{cases} f_{Rb_RCR} = (\arccos((1-b)/2))(f_s/2\pi) \\ f_{Xb_RCR} = (\pi - \arccos((1+b)/2))(f_s/2\pi) \end{cases} \quad (27)$$

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

از آنجایی که $0 < b < 1$ ، فرکانس مرزی مقاومت مجازی در محدوده $f_s/6 < f_{Rb_RCR} < f_s/4$ و فرکانس مرزی راکتانس مجازی در محدوده $f_s/3 < f_{Xb_RCR} < f_s/2$ می‌باشد. بر این اساس، هر دو فرکانس مرزی f_{Rb_RCR} و f_{Xb_RCR} از فرکانس‌های f_{Rb_R} و f_{Xb_R} بیشتر هستند که در نمودار دامنه بر حسب فرکانس مقاومت مجازی R_{RCR} و راکتانس مجازی X_{RCR} در شکل (۷) به وضوح قابل رویت است. بنابراین، جبران‌ساز پیش‌فاز پیشنهادی برای جبران تاخیر کنترل دیجیتال و افزایش فرکانس مرزی ناحیه مقاومت مثبت مجازی (VPRR) تاثیرگذار است.

عبارت $T_{D_RCR}(z)$ به عنوان تابع تبدیل حلقه باز یا بهره حلقه جریان اینورتر در حضور جبران‌ساز پیش‌فاز پیشنهادی در حوزه z تعریف

$$\begin{aligned} & (z-1)z(z^2 - 2z \cos(\omega_{r_LCL}T_s) + 1) + \\ & (z-1)^2 \frac{H_{i1}K_{PWM}}{\omega_{r_LCL}L_1} \cdot \sin(\omega_{r_LCL}T_s) \cdot G'_{c_LL}(z) = 0 \end{aligned} \quad (29)$$

$$n_0\omega^3 + n_1\omega^2 + n_2\omega + n_3 = 0 \quad (30)$$

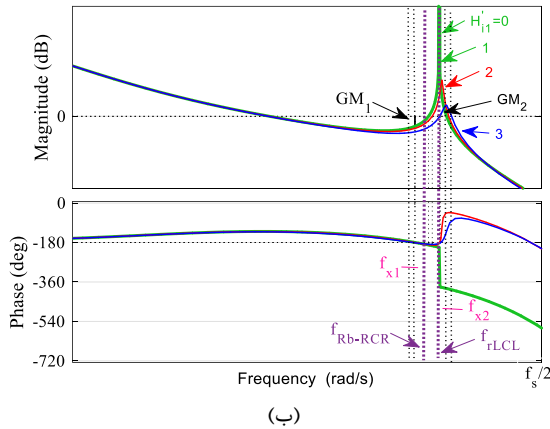
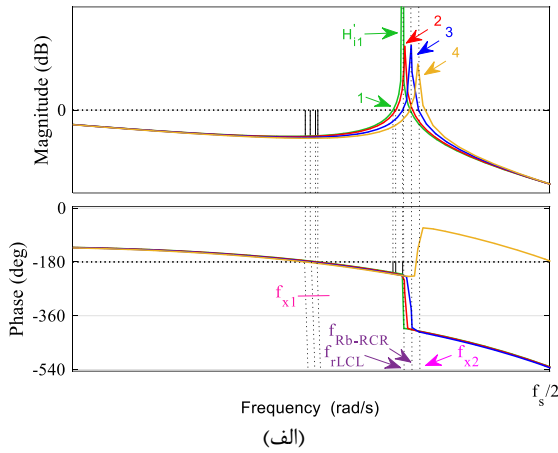
که

$$\begin{cases} n_0 = 2(1-b)(1 + \cos(\omega_{r_LCL}T_s)) \\ \quad + \frac{2(1-b)H'_{i1}K_{PWM}}{\omega_{r_LCL}L_1} \sin(\omega_{r_LCL}T_s) \\ n_1 = 2(1+b)(1 + \cos(\omega_{r_LCL}T_s)) \\ \quad - \frac{4(1+b)H'_{i1}K_{PWM}}{\omega_{r_LCL}L_1} \sin(\omega_{r_LCL}T_s) \\ n_2 = 2(1-b)(1 - \cos(\omega_{r_LCL}T_s)) \\ \quad + \frac{2(1+b)H'_{i1}K_{PWM}}{\omega_{r_LCL}L_1} \sin(\omega_{r_LCL}T_s) \\ n_3 = 2(1+b)(1 - \cos(\omega_{r_LCL}T_s)) \end{cases} \quad (31)$$

۸-الف، فقط یک تقاطع منفی با زاویه -180° در فرکانس f_{x1} دارد.

۲- به ازای $f_{r_LCL} < f_{Rb_RCR}$ و $H'_{i1} > H_{i1C}$ ، نمودار فاز بر حسب فرکانس $T_{D_RCR}(s)$ مطابق منحنی شماره ۴ شکل ۸-الف، دارای یک تقاطع منفی با زاویه -180° در فرکانس f_{x1} و یک تقاطع مثبت با زاویه -180° در فرکانس f_{x2} است.

۳- به ازای $f_{r_LCL} \geq f_{Rb_RCR}$ ، نمودار فاز بر حسب فرکانس $T_{D_RCR}(s)$ مطابق منحنی‌های شماره ۱، ۲ و ۳ در شکل ۸-ب، دارای یک تقاطع منفی با زاویه -180° در فرکانس f_{x1} و یک تقاطع مثبت با زاویه -180° در فرکانس f_{x2} است.



شکل (۸): دیاگرام بود تابع تبدیل حلقه باز $T_{D_RCR}(s)$

(الف) $f_{r_LCL} < f_{Rb_RCR}$ (ب) $f_{r_LCL} \geq f_{Rb_RCR}$

برقرار باشد، دو تغییر علامت در ستون اول آرایه راووت وجود خواهد داشت که بیانگر وجود دو ریشه در نیم صفحه سمت راست است. اگر $n_1 \leq 0$ ، داریم:

$$H'_{i1} \geq \frac{(1 + \cos(\omega_{r_LCL} T_s)) \omega_{r_LCL} L_1}{2K_{PWM} \sin(\omega_{r_LCL} T_s)} \quad (34)$$

حال اگر $(n_1 n_2 - n_0 n_3) / n_1 < 0$ ، داریم:

$$\begin{cases} H'_{i1} > \frac{(2 \cos(\omega_{r_LCL} T_s) + b - 1) \omega_{r_LCL} L_1}{(b+1) K_{PWM} \sin(\omega_{r_LCL} T_s)} \\ H'_{i1} < \frac{(1 + \cos(\omega_{r_LCL} T_s)) \omega_{r_LCL} L_1}{2K_{PWM} \sin(\omega_{r_LCL} T_s)} \end{cases} \quad (35)$$

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

$$H'_{i1} > \frac{(2 \cos(\omega_{r_LCL} T_s) + b - 1) \omega_{r_LCL} L_1}{(b+1) K_{PWM} \sin(\omega_{r_LCL} T_s)} \triangleq H_{i1C} \quad (36)$$

باید توجه شود که H_{i1C} در محدوده فرکانسی $f_{r_LCL} < f_{Rb_RCR}$ مثبت و در محدوده فرکانسی $f_{r_LCL} > f_{Rb_RCR}$ منفی است. نتایج حاصل از تجزیه و تحلیل فوق را در عبارات زیر می‌توان جمع‌بندی کرد:

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

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

۳- اگر $f_{r_LCL} \geq f_{Rb_RCR}$ ، رابطه (۳۶) همیشه معتبر است و $T_{D_RCR}(z)$ دارای دو قطب حلقه بسته خارج از دایره واحد است.

با جایگزینی $H'_{i1} = H_{i1C}$ در رابطه (۲۸)، عبارت $z_{1,2} = \cos(2\pi f_{Rb_RCR} T_s) \pm j \sin(2\pi f_{Rb_RCR} T_s)$ حاصل می‌شود که بیانگر فرکانس تشدید بهره حلقه جریانی (f_{r_T}) است. به عبارت دیگر به ازای $H'_{i1} = H_{i1C}$ ($H_{i1C} > 0$)، فرکانس تشدید بهره حلقه جریانی f_{r_T} دقیقاً برابر f_{Rb_RCR} است. با استفاده از رابطه (۲۸)، نمودار بود تابع تبدیل حلقه باز $T_{D_RCR}(s)$ را برای شرایط $f_{r_LCL} < f_{Rb_RCR}$ و $f_{r_LCL} \geq f_{Rb_RCR}$ به ترتیب در شکل‌های ۸-الف و ۸-ب، می‌توان رسم نمود. در این شکل‌ها، مقدار H'_{i1} در نمودارها با شماره بزرگ‌تر افزایش می‌یابد.

با توجه به شکل (۸) موارد زیر قابل بیان است:

۱- به ازای $f_{r_LCL} < f_{Rb_RCR}$ و $H'_{i1} \leq H_{i1C}$ ، نمودار فاز بر حسب فرکانس $T_{D_RCR}(s)$ مطابق منحنی‌های شماره ۱، ۲ و ۳ در شکل

$$T_{D_RCR}(e^{j\omega_{r_LCL} T_s}) = \frac{H_{i2} K_p}{H'_{i1}} \cdot \frac{L_1}{L_1 + L_2 + L_g} \cdot \frac{\sqrt{b^2 + 2b \cos(\omega_{r_LCL} T_s) + 1}}{(1+b)} \exp(-j(\pi + \angle G'_{c_LL}(j\omega_{r_LCL}))) \quad (37)$$

$$T_{D_RCR}(e^{j\omega_{Rb} T_s}) = \begin{cases} \frac{H_{i2} K_p}{|H'_{i1} - H_{i1C}|} \cdot \frac{L_1 - H_{i1C} K_{PWM} T_s}{L_1 + L_2 + L_g} \cdot \frac{1}{\sqrt{b+1}} \exp(-j(\pi + \angle G'_{c_LL}(j\omega_{Rb}))) & H'_{i1} > H_{i1C} \\ \frac{H_{i2} K_p}{|H'_{i1} - H_{i1C}|} \cdot \frac{L_1 - H_{i1C} K_{PWM} T_s}{L_1 + L_2 + L_g} \cdot \frac{1}{\sqrt{b+1}} \exp(-j(2\pi + \angle G'_{c_LL}(j\omega_{Rb}))) & H'_{i1} < H_{i1C} \end{cases} \quad (38)$$

$$\begin{cases} f_{x1} < \min(f_{r_LCL}, f_{Rb_RCR}) \\ f_{x2} > \max(f_{r_LCL}, f_{Rb_LCL}) \end{cases} \quad (39)$$

۴- طراحی اینورتر متصل به شبکه با فیلتر LCL در حضور جبران ساز پیش فاز

مدل ریاضی سیستم اینورتر متصل به شبکه با افزودن جبران ساز پیش فاز پیشنهادی تغییر می کند. برای اطمینان از پایداری و همچنین عملکرد مناسب سیستم کنترلی، این بخش با یک روش طراحی گام به گام برای جبران ساز پیش فاز، تنظیم کننده جریان و ضریب فیدبک جریان خازن شروع می شود. پس از آن، یک مثال طراحی برای تشریح روش طراحی ارائه می شود.

۴-۱- طراحی جبران ساز پیش فاز

هدف جبران ساز پیش فاز جبران تاخیر فاز ناشی از تاخیر کنترل دیجیتال است. با توجه به رابطه (۲۱)، K_{LL} و b دو پارامتر اصلی در جبران ساز پیش فاز هستند. مطابق رابطه (۳۲)، K_{LL} را می توان به نحوی در ضریب فیدبک جریان خازن ظاهر کرد که در بخش بعدی به آن اشاره خواهد شد. بنابراین تمرکز اصلی در این بخش عمدتاً بر روی طراحی مقدار b است.

زاویه فاز $G'_{com,LL}(j\omega)$ مطابق رابطه (۴۰) قابل بیان است

$$\angle G'_{com,LL}(j\omega) = \arccos \frac{1 + b \cos(\omega T_s)}{\sqrt{b^2 + 2b \cos(\omega T_s) + 1}} \quad (40)$$

با بازنویسی رابطه (۴۰)، رابطه زیر حاصل می شود:

$$\begin{aligned} \cos \angle G'_{com,LL}(j\omega) &= \frac{1 + b \cos(\omega T_s)}{\sqrt{b^2 + 2b \cos(\omega T_s) + 1}} \\ &= \frac{|(\cos(\omega T_s) + j \sin(\omega T_s)) - (-b)|^2 + |1|^2 - |-b|^2}{2|(\cos(\omega T_s) + j \sin(\omega T_s)) - (-b)| \cdot |1|}, \quad b \in (0,1) \end{aligned} \quad (41)$$

بر اساس رابطه (۴۱)، می توان نمودار $G'_{com,LL}(j\omega)$ را مطابق شکل (۹) در صفحه مختلط رسم کرد. مطابق این شکل، برای مقدار معینی از b ، زمانی که ωT_s نزدیک به صفر یا π است، $G'_{com,LL}(j\omega)$ تقریباً برابر با صفر است، اما به ازای $\omega T_s = \pi/2$ ، به حداکثر مقدار خود می رسد. در ضمن، حداکثر مقدار $G'_{com,LL}(j\omega)$ با افزایش b در بازه تغییرات مجاز، بزرگ تر می شود.

با جایگزینی $\omega = \omega_{Rb} = 2\pi f_{Rb_RCR}$ و $\omega = \omega_{r_LCL} = 2\pi f_{r_LCL}$ رابطه (۲۸)، روابط (۳۷) و (۳۸) به دست می آیند که در آن ها $\angle G'_{c_LL}(j\omega_{r_LCL})$ و $\angle G'_{c_LL}(j\omega_{Rb})$ زاویه فاز تابع تبدیل G'_{c_LL} (s) به ترتیب در فرکانس های f_{r_LCL} و f_{Rb_RCR} هستند. در بخش ۴-۱، نشان داده خواهد شد که $\angle G'_{c_LL}(j\omega)$ در محدوده $(0, \pi/4)$ قرار دارد. بنابراین، زاویه فاز $T_{D_RCR}(s)$ در فرکانس های f_{r_LCL} و f_{Rb_RCR} کمتر از 180° درجه است. به این ترتیب، رابطه (۳۹) به دست می آید. به همین دلیل، مطابق جدول (۲) معیار پایداری در شرایط $f_{r_LCL} < f_{Rb_RCR}$ و $H'_{11} > H_{11C}$ را می توان با معیار پایداری در شرایط $f_{r_LCL} \geq f_{Rb_RCR}$ یکپارچه در نظر گرفت. در مقایسه با جدول (۱)، ناحیه ممنوعه فرکانس تشدید فیلتر LCL حذف می شود. این ویژگی شاخص منجر به عملکرد مقاوم اینورتر در برابر تغییرات گسترده امپدانس شبکه می شود. به عنوان جمع بندی بحث فوق، جبران ساز فاز پیشنهادی از جنبه های مختلف زیر می تواند در بهبود عملکرد اینورتر متصل به شبکه با فیلتر LCL تاثیرگذار باشد:

۱- جبران ساز پیش فاز ساده است، به آسانی قابل فهم است و در برابر نویزهای فرکانس سوئیچینگ بدون اصلاح شاخص مدولاسیون مقاوم است.

۲- جبران ساز پیش فاز پیشنهادی فرکانس مرزی ناحیه مقاومت مثبت مجازی (VPRR) را افزایش می دهد و تأخیر کنترل دیجیتال را به طور موثری جبران می کند.

۳- جبران ساز پیش فاز پیشنهادی ناحیه ممنوعه فرکانس تشدید فیلتر LCL را حذف می کند و عملکرد مقاوم اینورتر در مقابل تغییرات گسترده امپدانس شبکه را بهبود می بخشد.

جدول (۱): معیار پایداری برای اینورتر متصل به شبکه با جبران ساز پیش فاز

مورد اول	مورد دوم	مورد سوم	
$f_{r_LCL} < f_{Rb_RCR}$	$f_{r_LCL} > f_{Rb_RCR}$	$f_{r_LCL} \geq f_{Rb_RCR}$	f_{r_LCL}
$(0, H_{11C}]$	$(H_{11C}, +\infty)$	$(0, +\infty)$	H'_{11}
0	2	2	تعداد قطب
$f_{x1}(-)$	$f_{x1}(-), f_{x2}(+)$	$f_{x1}(-), f_{x2}(+)$	فرکانس تقاطع زاویه 180°
$GM_1 > 0\text{dB}$	$GM_1 > 0\text{dB}$	$GM_1 > 0\text{dB}$	شرایط حد بهره
$PM > 0$	$PM > 0$	$PM > 0$	شرایط حد فاز
$f_{r_T} \leq f_{Rb_RCR}$	$f_{r_T} > f_{Rb_RCR}$	$f_{r_T} > f_{Rb_RCR}$	f_{r_T}
منحنی ۲ و ۳ در شکل ۸ (الف)	منحنی ۴ در شکل ۸ (الف)	منحنی ۲ و ۳ در شکل ۸ (ب)	منحنی های نمونه

جریان و ضریب فیدبک جریان خازن ارائه شده است. تابع تبدیل حلقه باز کنترل جریان سیستم تحت مطالعه در حوزه s بر اساس شکل (۶) مطابق رابطه (۴۳) قابل بیان است که در آن $G_i(s)$ تابع تبدیل تنظیم‌کننده جریان است که یک کنترل‌کننده از نوع تناسبی-انتگرالی در نظر گرفته شده است. نحوه محاسبه و استخراج روابط پارامترهای تنظیم‌کننده، فرکانس تقاطع f_c بهره حلقه در فرکانس مولفه اصلی T_{fo} و حاشیه فاز PM در مرجع [۳۶] آورده شده است. پس از جایگزینی K_i و K_p در عبارت اصلی، حاشیه فاز PM مطابق رابطه (۴۴) قابل بیان است که $A(\omega)$ و $B(\omega)$ به صورت زیر بیان می‌شوند:

$$\begin{cases} A(\omega) = \frac{b \cos(0.5\omega T_s) + \cos(1.5\omega T_s)}{b^2 + 2b \cos(\omega T_s) + 1} \\ B(\omega) = \frac{b \sin(0.5\omega T_s) + \sin(1.5\omega T_s)}{b^2 + 2b \cos(\omega T_s) + 1} \end{cases} \quad (45)$$

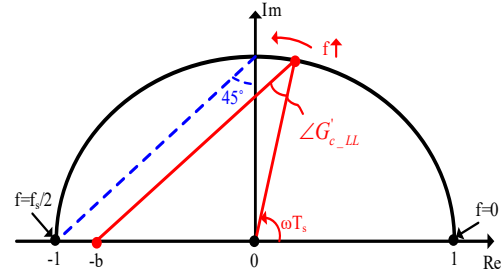
سپس می‌توان عبارت H'_{i1} را به مطابق رابطه (۴۶) به دست آورد. همانطور که در جدول ۲ اشاره گردید، بهره حلقه جریان باید حاشیه بهره کافی در فرکانس‌های f_{x1} و f_{x2} داشته باشد. بنابراین:

$$\begin{cases} \angle T_{A_RCR}(j2\pi f_{x1}) = -180^\circ \\ |GM_1| = -20 \lg |T_{A_RCR}(j2\pi f_{x1})| \end{cases} \quad (47)$$

$$\begin{cases} \angle T_{A_RCR}(j2\pi f_{x2}) = -180^\circ \\ |GM_2| = -20 \lg |T_{A_RCR}(j2\pi f_{x2})| \end{cases} \quad (48)$$

با جایگزینی رابطه (۴۳) به ترتیب در روابط (۴۷) و (۴۸)، روابط (۴۹) و (۵۰) به دست می‌آیند، جایی که $A_M(\omega_1)$ و $B_M(\omega_1)$ به ترتیب صورت عبارات کسری $A(\omega_1)$ و $B(\omega_1)$ هستند. شایان ذکر است که فرکانس f_{r_LCL} تابعی از L_g است. از آنجایی که روابط (۴۶)، (۴۹) و (۵۰) با فرکانس f_{r_LCL} مرتبط هستند، H'_{i1} طبیعتاً تابع L_g خواهد بود. کلید طراحی H'_{i1} یافتن محدوده مناسبی است که بتواند مشخصات PM ، GM_1 و GM_2 را در کل محدوده تغییرات L_g برآورده کند [۳۶].

شکل ۱۰ فلوچارت روش طراحی گام به گام برای تنظیم‌کننده جریان و ضریب فیدبک جریان خازن را نشان می‌دهد. مطابق این فلوچارت، سه گام طراحی وجود دارد که در ادامه توضیح داده شده است.



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

بنابراین در شرایطی که b نزدیک به مقدار واحد باشد، جبران‌ساز پیش‌فاز می‌تواند حداکثر جبران زاویه فاز در حدود ۴۵ درجه ایجاد کند. مطابق شکل (۹)، رابطه (۴۲) قابل بیان است:

$$\angle G'_{com,LL}(j\omega) \in (0, \pi/4) \quad (42)$$

همانطور که قبلاً در بخش ۳-۲ ذکر شد، جبران‌ساز پیش‌فاز پیشنهادی می‌تواند محدوده ممنوعه فرکانس تشدید فیلتر LCL را حذف کند. زیرا هر دو مقدار $\angle T_{D_RCR}(j\omega_{r_LCL})$ و $\angle T_{D_RCR}(j\omega_{rb})$ کمتر از ۱۸۰ درجه هستند، به طوری که حاشیه بهره موردنیاز برای بهره حلقه جریان در فرکانس‌های f_{x1} و f_{x2} به توالی f_{r_LCL} و f_{rb_RCR} ارتباطی ندارد. برای اینکه $\angle T_{D_RCR}(j\omega_{r_LCL})$ و $\angle T_{D_RCR}(j\omega_{rb})$ از حاشیه فاز کافی برخوردار بوده و از زاویه ۱۸۰ اختلاف زاویه فاز مناسب داشته باشند و همچنین به منظور مصالحه بین میزان تاخیر فاز با جلوگیری از انتقال نویز در سیستم کنترلی، مقدار $\angle G'_{com,LL}(j\omega)$ بیشتر از ۱۰ درجه توصیه می‌شود. به این ترتیب، محدوده $0.2 < b < 1$ مناسب خواهد بود. در این مقاله مقدار b روی ۰/۸ تنظیم شده است.

۲-۴- طراحی تنظیم‌کننده جریان و ضریب فیدبک جریان خازن

تغییرات گسترده امپدانس شبکه تأثیر زیادی بر مشخصه تابع تبدیل حلقه باز جریان دارد. تنظیم‌کننده جریان طراحی شده و ضریب فیدبک جریان خازن باید به نحوی طراحی شوند که پایداری اینورتر متصل به شبکه را در محدوده تغییرات امپدانس حفظ کنند. با در نظر گرفتن این نکته، یک روش گام به گام برای طراحی تنظیم‌کننده

$$T_{A_RCR}(s) = \frac{H_{i2} K_{PWM}}{L_1(L_2 + L_g)C} \times \frac{e^{-1.5sT_s}}{s \left(s^2 + s \times \frac{H'_{i1} K_{PWM}}{L_1} e^{-1.5sT_s} \times \frac{1+b}{1+be^{-sT_s}} + \omega_{res_LCL}^2 \right)} \times G_i(s) \quad (43)$$

$$PM = \frac{\pi}{2} - 3\pi f_c T_s - \arctan \frac{K_i}{2\pi f_c K_p} - \arctan \frac{2\pi f_c H'_{i1}(1+b)K_{PWM}A(\omega_c)}{4\pi^2(f_{res_LCL}^2 - f_c^2)L_1 + 2\pi f_c H'_{i1}(1+b)K_{PWM}B(\omega_c)} \quad (44)$$

$$H'_{i1_PM} = \frac{2\pi L_1}{(1+b)K_{PWM}f_c} \times \frac{(f_{r_LCL}^2 - f_c^2)[f_c^2 - f_o^2 \sqrt{10^{10} \times f_o^2 - f_c^2} \tan(3\pi f_c T_s + PM)]}{A(\omega_c) \left[f_c^2 \tan(3\pi f_c T_s + PM) + f_o \sqrt{10^{10} \times f_o^2 - f_c^2} \right] - B(\omega_c) \left[f_c^2 - f_o \sqrt{10^{10} \times f_o^2 - f_c^2} \tan(3\pi f_c T_s + PM) \right]} \quad (46)$$

$$\begin{cases} H'_{i1}(f_{x1}, GM_1, f_c) = \frac{2\pi(f_{res_LCL}^2 - f_{x1}^2)L_1}{(1+b)f_{x1}K_{PWM} [A(\omega_1) \tan(3\pi f_{x1} T_s) - B(\omega_1)]} \\ H'_{i1}(f_{x1}, GM_1, f_c) = \frac{2\pi L_1}{(1+b)f_{x1}K_{PWM}} \left[(f_{x1}^2 - f_{res_LCL}^2)B_N(\omega_1) + A \right] \end{cases} \quad (49)$$

$$\begin{cases} H'_{i1}(f_{x2}, GM_2, f_c) = \frac{2\pi(f_{res_LCL}^2 - f_{x2}^2)L_1}{(1+b)f_{x2}K_{PWM} [A(\omega_1) \tan(3\pi f_{x2} T_s) - B(\omega_1)]} \\ H'_{i1}(f_{x2}, GM_2, f_c) = \frac{2\pi L_1}{(1+b)f_{x2}K_{PWM}} \left[(f_{x2}^2 - f_{res_LCL}^2)B_N(\omega_1) + A \right] \end{cases} \quad (50)$$

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

تنظیم‌کننده تناسبی-انتگرالی که ضرایب آن در رابطه (۴۴) استفاده شد، به صورت زیر بیان می‌شود:

$$G_i(s) = K_p + K_i/s \quad (51)$$

اندازه تابع تبدیل حقه باز یا همان اندازه بهره حلقه جریان در فرکانس تقاطع بهره f_c برابر با یک است:

$$|T_{A_RCR}(j2\pi f_c)| = 1 \quad (52)$$

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

$$K_p \approx \frac{2\pi f_c (L_1 + L_2 + L_g)}{H_{i2}K_{PWM}} \quad (53)$$

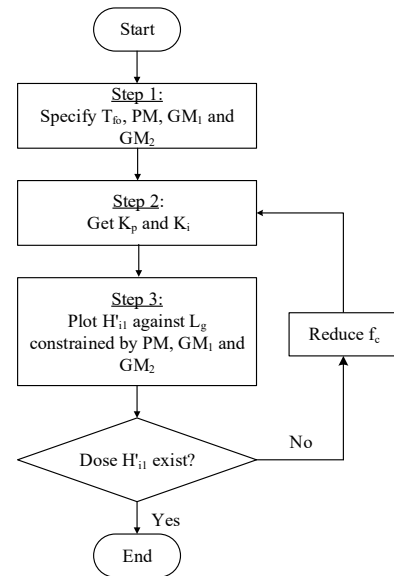
با تعریف T_{fo} به عنوان بهره حلقه در فرکانس مولفه اصلی f_o و جایگزینی $s = 2\pi f_o$ در رابطه (۴۳)، رابطه (۵۴) حاصل می‌شود:

$$T_{fo} = 20 \lg |T_{RCR}(j2\pi f_o)| = 20 \lg \left| \frac{H_{i2}K_{PWM}(K_p + K_i / j2\pi f_o)}{j2\pi f_o(L_1 + L_2 + L_g)} \right| \quad (54)$$

با جایگذاری (۵۳) در (۵۴)، مقدار K_i بر اساس رابطه (۵۵) حاصل می‌شود:

$$K_i \approx \frac{4\pi^2 f_o (L_1 + L_2 + L_g)}{H_{i2}K_{PWM}} \sqrt{(10^{20} \cdot f_o^2) - f_c^2} \quad (55)$$

حاشیه فاز PM در فرکانس تقاطع بهره f_c محاسبه می‌شود. لذا مطابق رابطه (۴۳)، حاشیه فاز PM به صورت رابطه زیر بیان می‌شود:



شکل (۱۰): فلوچارت روش طراحی پیشنهادی

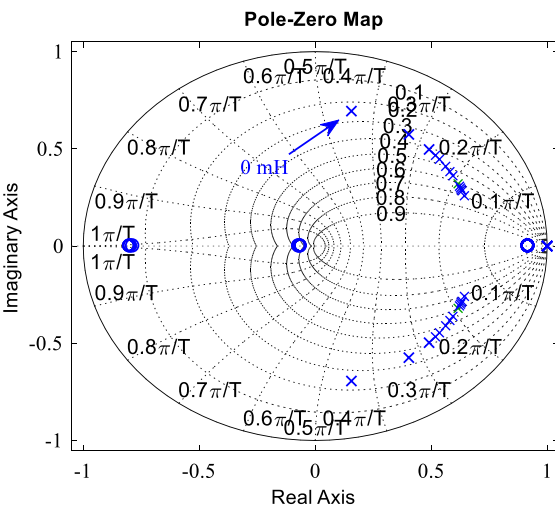
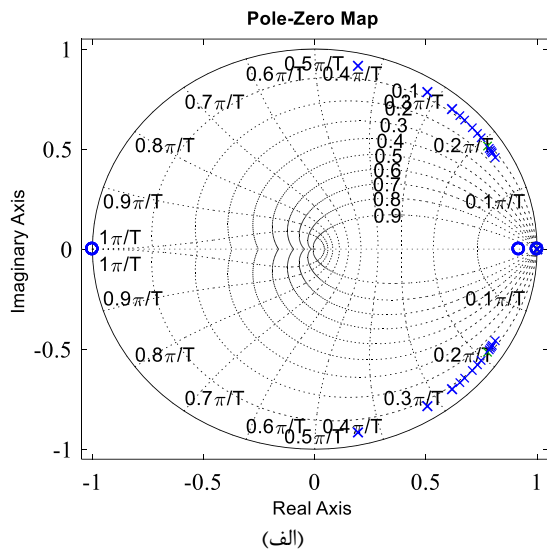
مرحله ۱: با در نظر گرفتن خطای حالت پایدار، عملکرد دینامیکی و حاشیه پایداری، الزامات و نیازمندی‌های T_{fo} ، PM ، GM_1 و GM_2 تامین می‌شود. مقدار f_c اولیه به ازای $L_g = 0$ تنظیم می‌شود.

مرحله ۲: K_p و K_i به دست می‌آید.

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

۱۱- (الف)، در نزدیکی مرز دایره واحد قرار دارند، در مقابل، با کمک جبران ساز پیش فاز، همه قطب های حلقه بسته مطابق شکل ۱۱- (ب)، در داخل دایره واحد و دورتر از مرز دایره واحد قرار دارند.

بنابراین، اینورتر متصل به شبکه در محدوده تغییرات شبکه امپدانس پایدار خواهد بود، که امکان اجرای روش طراحی پارامتر ارائه شده و همچنین اثربخشی جبران کننده پیش فاز ارائه شده را برای عملکرد پسیو و پایداری به ازای تغییرات گسترده امپدانس شبکه نشان می دهد. شکل (۱۲) نمودار بود را برای بهره حلقه جریان بر حسب L_g نشان می دهد. بدون جبران ساز پیش فاز پیشنهادی و به ازای $L_g = 255 \mu H$ ، فرکانس f_{rLCL} دقیقاً برابر با $f_s/6$ بوده و مقدار آن به ۵ کیلوهرتز کاهش می یابد. به این ترتیب، اینورتر هرگز نمی تواند پایدار باشد. هنگامی که L_g به $585 \mu H$ افزایش می یابد، فرکانس f_{rLCL} به $4/1$ کیلوهرتز کاهش می یابد. اگرچه فرکانس f_{rLCL} کمتر از $f_s/6$ است، اما هنوز در محدوده ممنوع فرکانس تشدید قرار دارد. به دلیل حاشیه پایداری نامناسب، اینورتر در عمل ناپایدار است. با اضافه کردن جبران ساز پیش فاز، منطقه ممنوع فرکانس تشدید حذف شده و در نتیجه، اینورتر به صورت پایدار عمل می کند.



$$PM = 180^\circ + \angle T_{A_RCR}(j2\pi f_c) \quad (56)$$

۳-۴- مثال طراحی

برای درک بهتر روش طراحی ارائه شده در بخش ۴- (ب)، روند طراحی با یک مثال تشریح شده است. پارامترهای اصلی اینورتر تکفاز متصل به شبکه با فیلتر LCL در جدول ۳ آورده شده است. به دنبال روش طراحی ارائه شده در بخش ۴- (ب)، ابتدا خطای حالت پایدار، حاشیه فاز و حاشیه بهره مطلوب را به صورت $PM > 35^\circ$ ، $T_{fo} > 50dB$ ، $GM_1 > 3dB$ و $GM_2 < -3$ در نظر گرفته می شود. با توجه به مقادیر مفروض جدول ۳، فرکانس $f_{rLCL} = 8.8 \text{ kHz}$ به ازای $L_g = 0$ است. بنابراین، فرکانس f_c اولیه ۲ کیلوهرتز تنظیم شده است. با توجه به روابط (۵۳) و (۵۵)، $K_p = 0.831$ و $K_i = 2050$ می باشد. به این ترتیب، $G_i(s) = 0.831 + 2050/s$ است. در مرحله بعد، می توان H'_{il} بر حسب L_g متغیر را با استفاده از روابط (۴۶)، (۴۹) و (۵۰)، به دست آورد. با توجه به مقدار محاسبه شده برای ضریب فیدبک جریان خازن می توان مشاهده کرد که H'_{il} در بازه 0.064 تا 0.64 متغیر است. در این مقاله مقدار ضریب فیدبک جریان خازن به صورت $H'_{il} = 0.061$ انتخاب شده است. باید توجه داشت که اگر محدوده قابل قبولی برای H'_{il} وجود نداشته باشد، باید فرکانس تقاطع بهره f_c را کاهش داده و مرحله ۲ و ۳ را تا زمانی که محدوده قابل قبولی پیدا نشود، تکرار کرد.

جدول (۳): پارامترهای اصلی اینورتر تکفاز متصل به شبکه با فیلتر

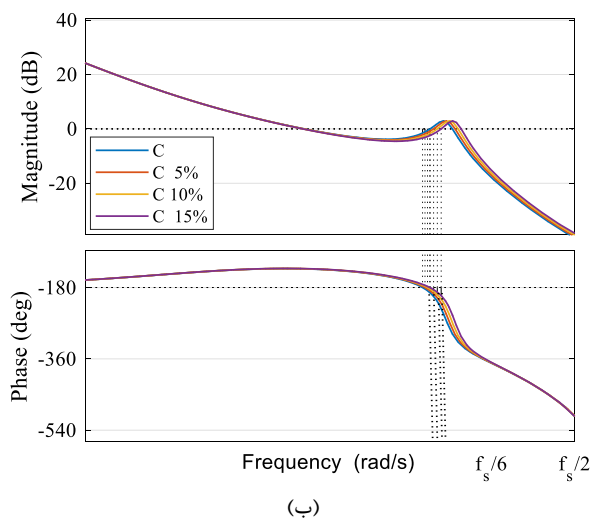
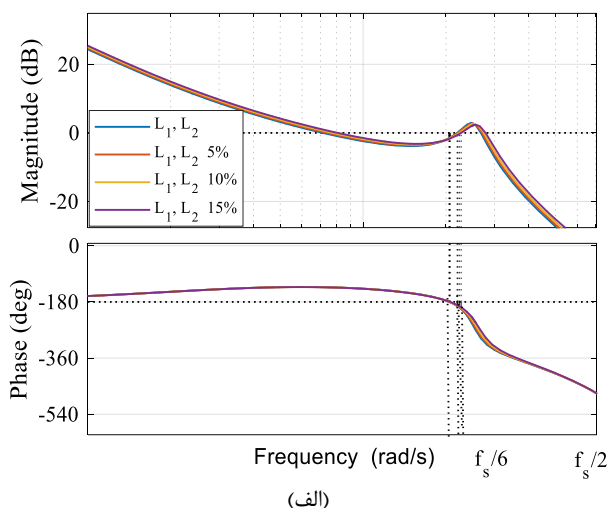
LCL			
پارامتر	مقدار	پارامتر	مقدار
سلف سمت اینورتر (L_1)	$860 \mu H$	ولتاژ شبکه (V_g)	$220 V$
سلف سمت شبکه (L_2)	$95 \mu H$	توان خروجی (P_o)	$9/2 \text{ kW}$
خازن فیلتر (C)	$7 \mu f$	فرکانس مولفه اصلی (f_o)	50 Hz
خازن لینک DC (C_{DC})	$6000 \mu f$	فرکانس کلیدزنی (f_{sw})	15 kHz
دامنه موج حامل مثلثی (V_{mi})	$3 V$	فرکانس تشدید سیستم (f_r)	5 kHz
ضریب جریان شبکه (H_{i2})	0.15	فرکانس نمونه برداری f_s	30 kHz
ضریب جریان خازن (H'_{il})	0.061	جبران ساز پیش فاز (b)	0.8

با استفاده از پارامترهای به دست آمده در جدول ۳، نمودار صفر-قطب تابع تبدیل حلقه بسته کنترل جریان با و بدون جبران ساز پیش فاز ترسیم به ترتیب در شکل ۱۱- (الف) و (ب) نشان داده شده است. بدون جبران ساز پیش فاز، به ازای $255 \mu H < L_g < 600 \mu H$ ، قطب های حلقه بسته اینورتر با میرایی فعال فیدبک جریان خازن مطابق شکل

تنهایی تاثیر چندانی بر مقدار THD ندارد و قابل صرف نظر کردن است. حال اگر مقدار سلف‌ها و خازن فیلتر بطور همزمان تغییر کنند، THD جریان شبکه به اندازه ۵/۶۸٪، ۸/۸٪ و ۱۴/۲۰٪ برای تغییرات ۵٪، ۱۰٪ و ۱۵٪ افزایش پیدا می‌کند.

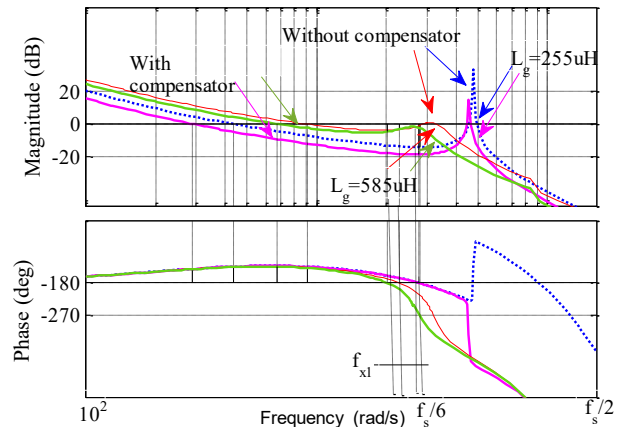
جدول (۴): مقدار THD جریان شبکه برای تغییرات پارامترهای فیلتر

پارامتر	درصد تغییرات پارامترها	% THD
L_1, L_2	۵٪	۱/۸۳
	۱۰٪	۱/۹۲
	۱۵٪	۲/۰۱
C	۵٪	۱/۷۴
	۱۰٪	۱/۷۳
	۱۵٪	۱/۷۸
L_1, L_2, C	۵٪	۱/۸۶
	۱۰٪	۱/۹۳
	۱۵٪	۲/۰۱



(ب)

شکل (۱۱): نمودار صفر-قطب حلقه بسته جریان در برابر تغییرات امپدانس شبکه، (الف) بدون جبران‌ساز پیش‌فاز، (ب) با جبران‌ساز پیش‌فاز



شکل (۱۲): دیاگرام بود حلقه جریان در برابر مقادیر مختلف امپدانس شبکه با و بدون جبران‌ساز پیش‌فاز

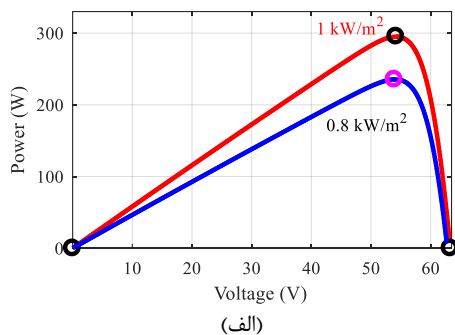
۴-۴-۴-۴ آنالیز حساسیت و پایداری سیستم در برابر تغییرات پارامترهای فیلتر LCL

بررسی پایداری و آنالیز حساسیت سیستم در برابر تغییرات المان‌های غیر فعال به‌کار رفته در فیلترهای LCL از اهمیت ویژه‌ای برخوردار است. برای تحلیل حساسیت سیستم به تغییرات پارامترهای فیلتر LCL که با $C + \Delta C$ ، $L_1 + \Delta L_1$ و $L_2 + \Delta L_2$ تعریف می‌شوند، همچنین با بررسی پایداری سیستم متصل به شبکه قدرت، مقادیر هر یک از پارامترهای فیلتر LCL به ترتیب به اندازه ۵٪، ۱۰٪ و ۱۵٪ کاهش پیدا کرده است.

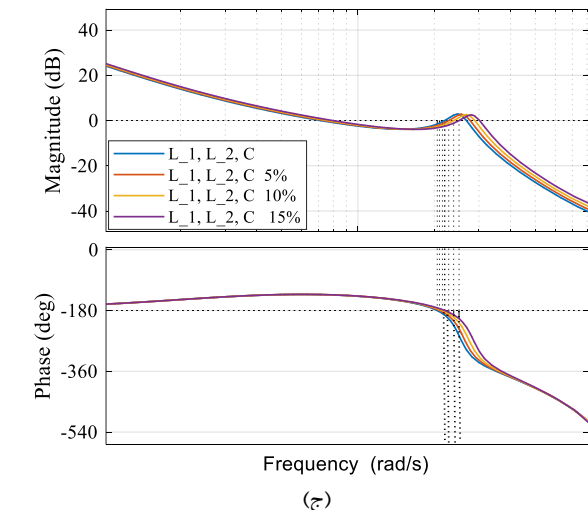
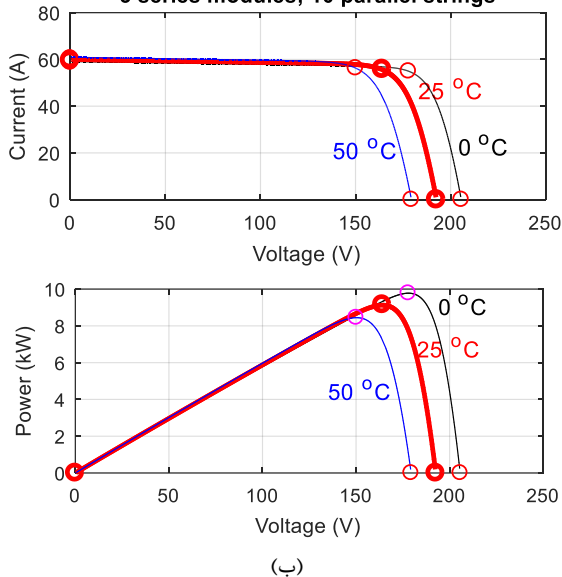
شکل ۱۳ تاثیر این تغییرات بر پایداری سیستم حلقه بسته با جبران‌ساز پیش‌فاز پیشنهادی را نشان می‌دهد. در شکل ۱۳-الف) حالتی که فقط سلف‌های فیلتر تغییر کرده‌اند، نشان داده شده است. واضح است که در این حالت سیستم پایدار بوده و به تغییرات مقدار سلف‌های فیلتر LCL حساس نیست. در شکل ۱۳-ب) فقط مقدار خازن فیلتر تغییر یافته و سایر پارامترها ثابت باقی می‌مانند. در این حالت نیز مشابه حالت قبلی سیستم پایداری خود را حفظ کرده است. شکل ۱۳-ج) حالتی را نشان می‌دهد که در آن سلف‌ها و خازن فیلتر بطور همزمان تغییر می‌کنند. در این مورد نیز سیستم پایدار بوده و به تغییرات همزمان سلف‌ها و خازن حساس نیست.

تغییر مقادیر پارامترهای فیلتر LCL علاوه بر پایداری بر THD جریان شبکه نیز تاثیر می‌گذارد. جدول ۴ نتایج مربوط به تغییر مقدار پارامترها و تاثیر آن‌ها بر THD جریان شبکه را نشان می‌دهد. با توجه به جدول ۴ می‌توان نتیجه گرفت که با افزایش تغییرات مقدار سلف‌ها THD جریان شبکه افزایش می‌یابد، در حالی که تغییر مقدار خازن به

خورشیدی به ازای دماهای مختلف و در شکل ۲۰-ج منحنی‌های I-V و P-V آرایه خورشیدی به ازای تابش‌های مختلف 800 W/m^2 و 1000 W/m^2 نمایش داده شده است. آرایه خورشیدی استفاده شده در این مطالعه که مطابق جدول (۵) شامل سه مجموعه سری و ۱۰ مجموعه موازی می‌باشد نشان داده شده است. مطابق شکل ۲۰-ج مجموعه آرایه خورشیدی استفاده شده قابلیت تولید حدود $9/2 \text{ kW}$ توان را در دمای 25°C درجه سانتیگراد دارا می‌باشد. کاهش شدت تابش از 1000 W/m^2 تا 800 W/m^2 در شکل ۱۵ نشان داده شده است. با توجه به این شکل، شدت تابش در مدت زمان $[0/5, 0/55]$ از 1000 W/m^2 تا 800 W/m^2 کاهش پیدا کرده است. در بازه زمانی $[0/55, 0/8]$ ثانیه شدت تابش در مقدار 800 W/m^2 ثابت مانده و در بازه زمانی $[0/8, 0/85]$ از مقدار 800 W/m^2 به 1000 W/m^2 افزایش پیدا کرده است. با بررسی خروجی‌های سیستم به‌ساز توان آرایه خورشیدی متصل به شبکه، نحوه عملکرد آن به ازای شرایط متغیر محیطی شامل تغییر شدت تابش نشان داده می‌شود و قابلیت انتقال توان به شبکه مورد ارزیابی قرار می‌گیرد.



Array type: SunPower SPR-305E-WHT-D;
3 series modules; 10 parallel strings



شکل (۱۳): دیاگرام بود سیستم حلقه بسته با جبران‌ساز پیش‌فاز،
(الف) تغییر مقدار سلف‌های فیلتر LCL، (ب) تغییر مقدار خازن فیلتر LCL، (ج) تغییر همزمان سلف‌ها و خازن فیلتر LCL

۵- نتایج شبیه‌سازی

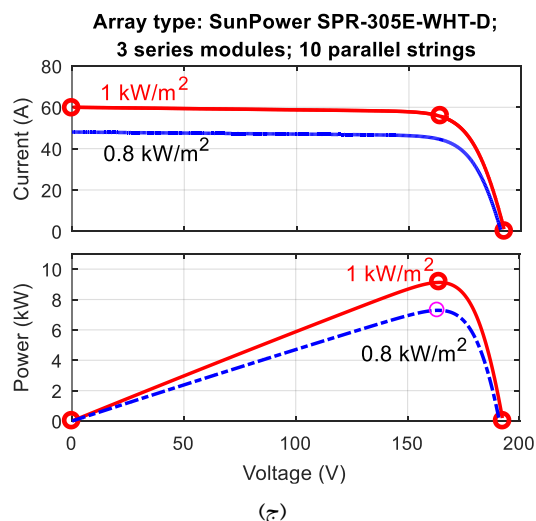
سیستم‌های تولید توان با استفاده از پنل‌های خورشیدی غالباً در شبکه‌های فشار ضعیف استفاده می‌شوند. همانطور که قبلاً بحث شد، در شبکه‌های فشار ضعیف تغییرات امپدانس شبکه زیاد است. علاوه بر آن، تغییرات مربوط به شرایط جوی نیز باید در طراحی مدنظر قرار گیرد. برای مدل‌سازی شرایط فوق و تایید صحت عملکرد سیستم کنترلی، 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 W/m^2 تا 800 W/m^2 نیز در این بررسی لحاظ شده است. مقادیر مربوط به پارامترهای بکار رفته در طراحی پنل خورشیدی در جدول (۵) بیان شده است.

جدول (۵): پارامترهای مربوط به پنل خورشیدی در دمای 25°C و شدت تابش 1000 W/m^2

پارامتر	مقدار
I_{mp}	$4/5 \text{ A}$
V_{mp}	$54/2 \text{ V}$
P_{max}	$259/39 \text{ W}$
I_{sc}	$5/83 \text{ A}$
V_{oc}	$63/3 \text{ V}$
N_s	۳
N_p	۱۰

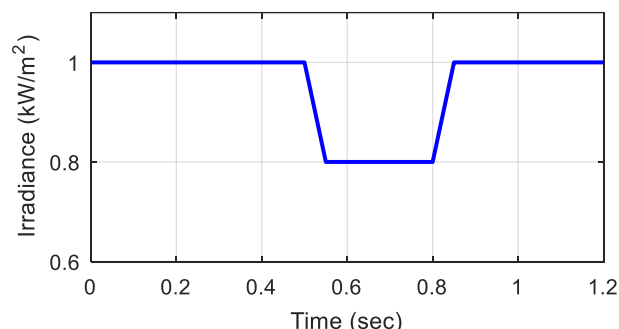
شکل ۱۴-الف منحنی P-V مربوط به یک سلول خورشیدی استفاده شده در این مطالعه را برای دو شدت تابش مختلف یعنی 1000 W/m^2 و 800 W/m^2 نشان می‌دهد. مقادیر جدول (۵) با نمودار ۲۰-الف تطابق کامل دارد. در شکل ۲۰-ب منحنی‌های I-V و P-V آرایه

ولتاژ تولید شده توسط پنل خورشیدی در شکل ۱۷-الف نشان داده شده است. رپل ولتاژ تولیدی توسط پنل خورشیدی به طور قابل ملاحظه‌ای کم است که نشانگر ردیابی موفق نقطه توان حداکثر با تغییرات شرایط جوی است. با توجه به اینکه مطابق جدول (۵) ولتاژ عملکرد در نقطه بیشینه توان هر سلول خورشیدی برابر با $54/2$ ولت است و آرایه خورشیدی تحت مطالعه دارای سه سلول سری است، ولتاژ آرایه خورشیدی در نقطه بیشینه توان حدود $162/6$ ولت بایستی باشد. توجه به شکل ۱۷-الف این نکته را تایید می‌کند و آرایه خورشیدی ولتاژ حدود 163 ولتی تولید کرده است. در ضمن کاهش شدت تابش تاثیر چندانی بر ولتاژ خروجی آرایه خورشیدی نگذاشته است. جریان تولیدی توسط آرایه خورشیدی در شکل ۱۷-ب نشان داده شده است. تغییرات جریان تولیدی آرایه خورشیدی متناسب با تغییرات شدت تابش می‌باشد. ولتاژ لینک DC خروجی مبدل بوست در شکل ۱۷-ب آورده شده است. با توجه به شکل ۱۷-ب واضح است که ولتاژ لینک DC خروجی مبدل بوست ولتاژ مرجع ($V_{dc,Ref}=360$) را به خوبی ردگیری کرده است. رپل حدود یک ولتی در لینک DC نشانگر عملکرد مناسب کنترل‌کننده PI لینک DC است. لینک DC به عنوان واسط بین بخش DC شامل سیستم تولید توان آرایه خورشیدی و مبدل DC-DC و بخش AC شامل اینورتر و شبکه عمل می‌کند. با کاهش توان تولیدی آرایه خورشیدی، توان تزریقی از آرایه خورشیدی به لینک DC کاهش می‌یابد. با توجه به اینکه تزریق توان به شبکه در

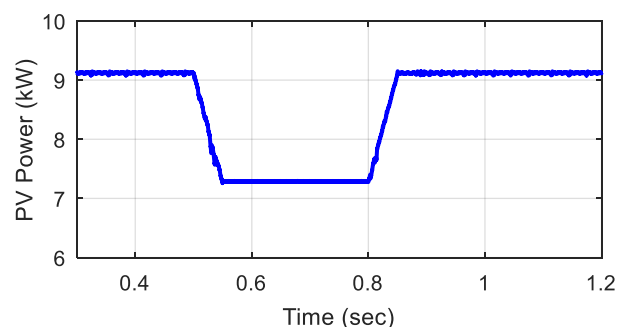
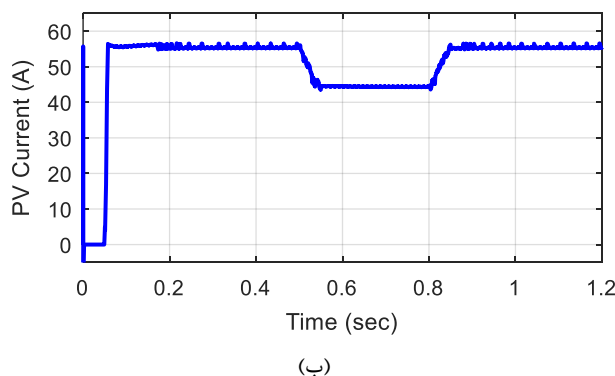
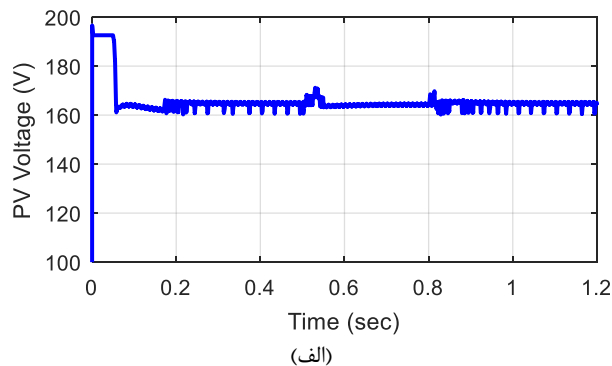


شکل (۱۴): (الف) منحنی P-V سلول خورشیدی مورد استفاده، (ب) منحنی‌های آرایه خورشیدی مورد استفاده در دماهای مختلف، (ج) منحنی‌های آرایه خورشیدی مورد استفاده در تابش‌های مختلف

شکل (۱۶) توان تولیدی توسط آرایه خورشیدی را نشان می‌دهد. مطابق این شکل، در بازه زمانی $[0/8, 0/5]$ با کاهش ۲۰ درصدی شدت تابش از 1000 W/m^2 تا 800 W/m^2 توان تولیدی توسط آرایه

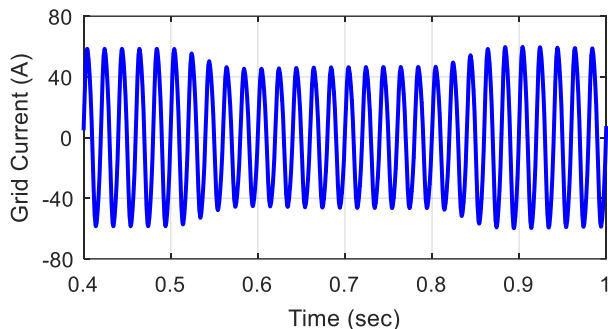


شکل (۱۵): (الف) منحنی تغییرات شدت تابش بر حسب زمان

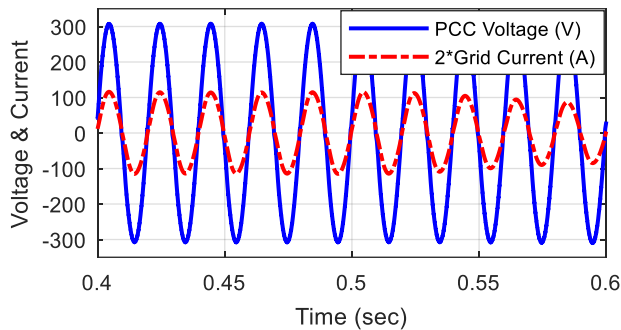


شکل (۱۶): توان تولیدی توسط آرایه خورشیدی

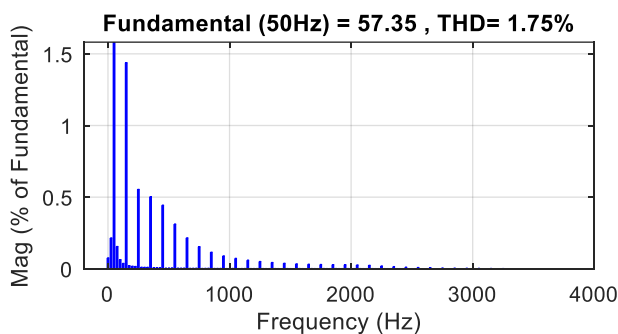
خورشیدی نیز پیرو آن از $9/1$ کیلووات به $7/3$ کیلووات معادل با ۲۰ درصد کاهش پیدا می‌کند.



شکل (۱۸): شکل موج جریان تزریقی به شبکه



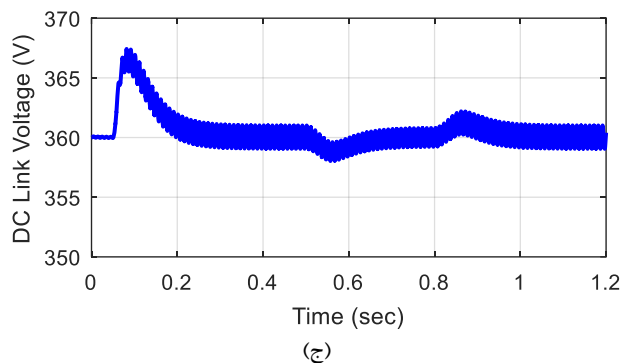
(الف)



(ب)

شکل (۱۹): (الف) شکل موج ولتاژ و جریان شبکه، (ب) THD جریان شبکه

بسیار مناسبی می‌باشد. پیک مولفه اصلی جریان تزریقی به شبکه در شرایط تابش 1000 W/m^2 برابر با $57/35$ آمپر است. توان تحویلی شبکه توسط سیستم به‌ساز توان خورشیدی در شکل ۲۰ نشان داده شده است. مشابه با توان تولیدی آرایه خورشیدی توان خروجی شبکه نیز تحت تاثیر کاهش شدت تابش در بازه زمانی $[0/8, 0/5]$ و کاهش پیدا می‌کند. با کاهش شدت تابش از 1000 W/m^2 تا 800 W/m^2 توان تحویلی به شبکه از $8/95$ کیلووات به $7/18$ کیلووات یعنی معادل ۲۰ درصد کاهش پیدا می‌کند. نمایش همزمان توان تولیدی توسط آرایه خورشیدی و توان تزریقی به شبکه در شکل ۲۱ نکات جالبی در زمینه عملکرد سیستم تحت مطالعه مشخص می‌کند. اختلاف حدود $1/5$ درصدی در توان تولیدی و توان تحویلی به شبکه ناشی از تلفات ادوات مبدل DC-DC و اینورتر سیستم تبدیل توان خورشیدی می‌باشد. تاخیر موجود در توان تحویلی به شبکه امری طبیعی بوده و ناشی از تاخیرهای محاسباتی و همچنین تاخیر ناشی از



(ج)

شکل (۱۷): (الف) شکل موج ولتاژ تولید شده توسط آرایه خورشیدی،

(ب) شکل موج جریان تولیدی توسط آرایه خورشیدی، (ج) ولتاژ لینک DC

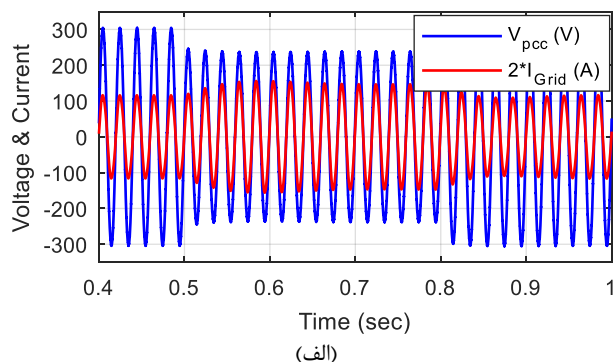
این لحظه بر اساس اطلاعات لحظات قبلی همچنان عمل می‌کند، برای لحظاتی، در لینک DC میزان توان تزریقی به شبکه از توان دریافتی از آرایه خورشیدی پیشی می‌گیرد و این امر منجر به کاهش ولتاژ لینک DC می‌شود. به محض کاهش ولتاژ، کنترل‌کننده PI لینک DC این نکته را متوجه شده و سیگنال مرجع جریان تزریقی به شبکه را کاهش می‌دهد تا از کاهش ولتاژ لینک DC جلوگیری کند. بدین ترتیب مجدداً ولتاژ لینک DC به تعادل می‌رسد که در شکل ۱۷-ب قابل مشاهده است. در لحظه $0/8$ ثانیه با افزایش شدت تابش و افزایش توان آرایه خورشیدی این بار ولتاژ لینک DC دچار افزایش می‌شود و از این طریق و به منظور تثبیت ولتاژ لینک DC، کنترل‌کننده PI اندازه جریان مرجع تزریقی به شبکه را افزایش می‌دهد و مجدداً منجر به تثبیت ولتاژ لینک DC می‌شود.

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 ۱۸ جریان تزریق شده به شبکه را نشان می‌دهد. مطابق این شکل، جریان تزریق شده به شبکه دارای شکل موج سینوسی است، همچنین با کاهش شدت تابش در بازه زمانی $[0/5, 0/8]$ شکل موج جریان شکل سینوسی خود را حفظ می‌کند که نشان دهنده پایداری سیستم در برابر تغییرات شدت تابش است.

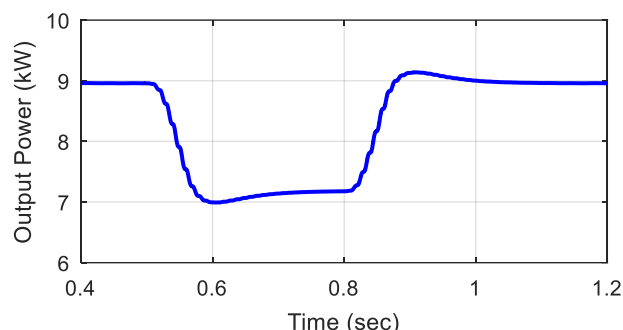
شکل موج ولتاژ و جریان شبکه در نقطه اتصال مشترک در شکل ۱۹-الف نشان داده شده است. با توجه شکل ۱۹-ب شکل موج ولتاژ و جریان سینوسی بوده و هیچ اختلاف فازی بین ولتاژ و جریان مشاهده نمی‌شود. این امر به مفهوم ضریب توان واحد در توان تزریقی به شبکه است که نشان‌دهنده عملکرد صحیح PLL و سیستم کنترل پیشنهادی می‌باشد. شکل ۱۹-ج THD جریان تزریقی به شبکه نشان داده شده است. مطابق این شکل میزان THD برابر با $1/75\%$ است که مقدار

بازه زمانی [۰/۸ و ۰/۵] ثانیه به اندازه ۲۰٪ کاهش پیدا کرده است. با توجه به شکل ۲۳-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. بنابراین در بازه افت ولتاژ شبکه، جریان تزریقی به شبکه افزایش می‌یابد. این نکته در شکل ۲۳-ج از طریق نمایش توان تولیدی آرایه خورشیدی و توان تزریقی به شبکه قابل رویت است. در لحظات وقوع افت ولتاژ و رفع افت ولتاژ، توان تزریقی به شبکه با نوساناتی مواجه می‌شود. ولی پس از رفع نوسانات، توان تزریقی به شبکه ثابت است. توان تزریقی به شبکه برابر با حاصلضرب ولتاژ در جریان است. با توجه به کاهش دامنه ولتاژ شبکه ناشی از وقوع یک خطا در بازه زمانی [۰/۸ و ۰/۵] ثانیه، اندازه جریان تزریقی به شبکه به منظور حفظ میزان توان تزریقی به شبکه افزایش یافته است. طبیعتاً پس از رفع خطای افت ولتاژ، اندازه جریان تزریقی به شبکه نیز به حالت اولیه بازمی‌گردد.

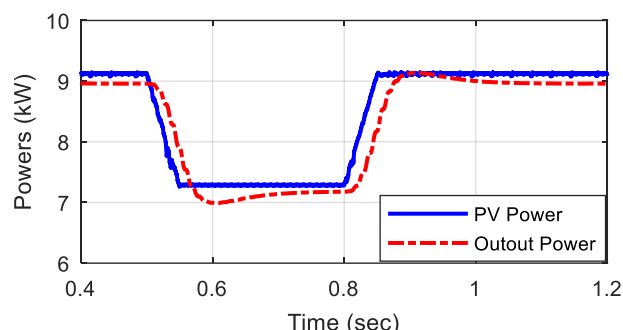
یکی از مشخصات بارز شبکه‌های ضعیف، تغییرات زیاد امپدانس شبکه و همچنین اغتشاش هارمونیک در شبکه می‌باشد. برای بررسی قابلیت سیستم به‌ساز توان آرایه خورشیدی مورد مطالعه تحت روش کنترل پیشنهادی در شبکه هارمونیک، ولتاژ شبکه حاوی درصد قابل توجهی هارمونیک مرتبه پایین در نظر گرفته شده و عملکرد سیستم تزریق توان در چنین شبکه‌ای مورد ارزیابی قرار گرفته است. شکل ۲۴-الف ولتاژ نقطه اتصال مشترک هارمونیک و جریان تزریقی به شبکه را نشان می‌دهد. مطابق شکل ۲۴-ب ولتاژ نقطه اتصال مشترک دارای درصد بالایی از هارمونیک‌های مرتبه ۵، ۷، ۹ و ۱۱ است و THD این ولتاژ ۲۰/۷۹٪ می‌باشد. در چنین شبکه‌ای، کیفیت جریان تزریقی به شبکه قابل قبول بوده و مطابق شکل ۲۴-ج، THD جریان تزریقی به شبکه برابر با ۳/۲۱٪ حاصل شده که مطابق با استاندارد IEEE-519 بوده و کمتر از ۵٪ می‌باشد. بنابراین سیستم کنترل پیشنهادی قابلیت عملکرد در شبکه آلوده هارمونیک را نیز به خوبی دارا می‌باشد.



کنترل‌کننده‌های موجود در سیستم کنترل تحت مطالعه می‌باشد. به طور کلی تطابق بسیار مناسبی بین توان توان تولیدی آرایه خورشیدی و توان تحویلی به شبکه وجود دارد که نشانگر دقت و کارایی سیستم کنترل پیشنهادی می‌باشد.

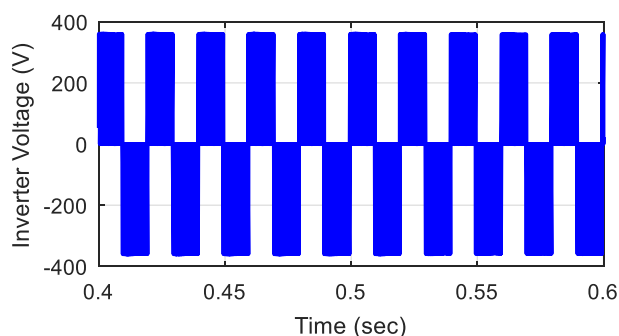


شکل (۲۰): توان تزریقی به شبکه



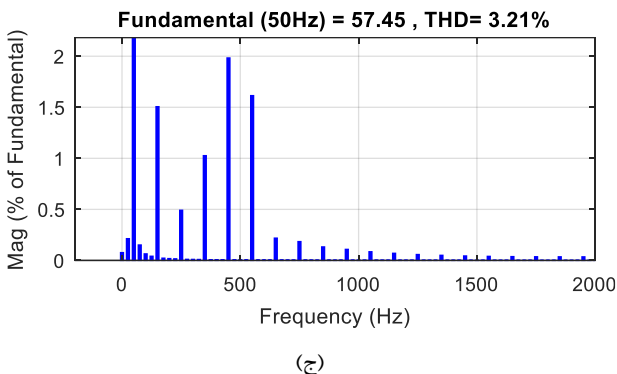
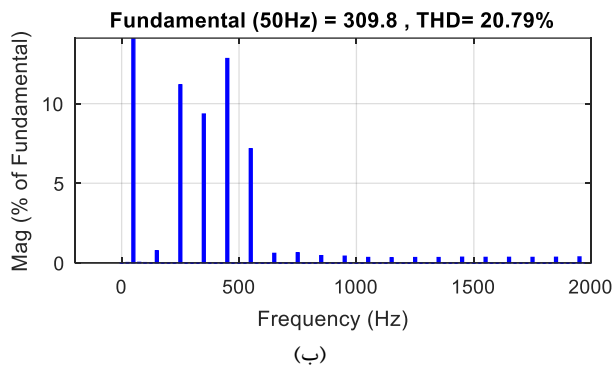
شکل (۲۱): توان تولیدی آرایه خورشیدی و توان تزریقی به شبکه

در شکل ۲۲ ولتاژ خروجی اینورتر نمایش داده شده است. با توجه به تثبیت مناسب ولتاژ لینک DC طبیعتاً ولتاژ خروجی اینورتر نیز صاف بود و رپیل خاصی در آن وجود نخواهد داشت. تکنیک کلیدزنی مدولاسیون پهنای پالس سینوسی تک قطبی برای اینورتر در نظر گرفته شده و ولتاژ خروجی تک قطبی برای اینورتر تحت مطالعه در شکل ۲۱ مشهود است.



شکل (۲۲): ولتاژ خروجی اینورتر در سیستم به‌ساز توان آرایه خورشیدی

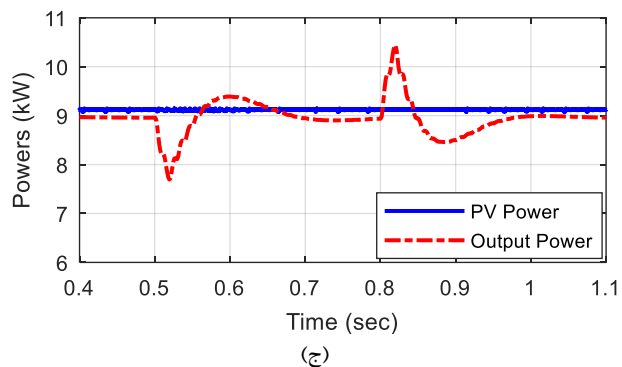
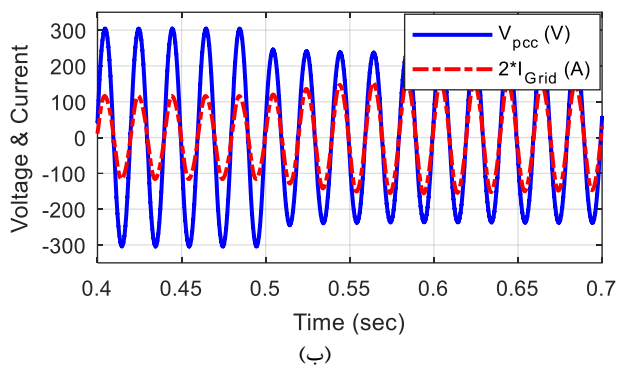
عواملی مانند کلیدزنی بارهای بزرگ، خطای اتصال کوتاه در سیستم، از مدار خارج شدن بارهای بزرگ و غیره باعث نوسان ولتاژ شبکه می‌شوند. شکل ۲۳ حالتی را نشان می‌دهد که در آن ولتاژ شبکه در



شکل (۲۴): (الف) شکل موج ولتاژ نقطه اتصال مشترک و جریان شبکه در شبکه هارمونیک، (ب) THD ولتاژ نقطه اتصال مشترک، (ج) THD جریان تزریقی به شبکه

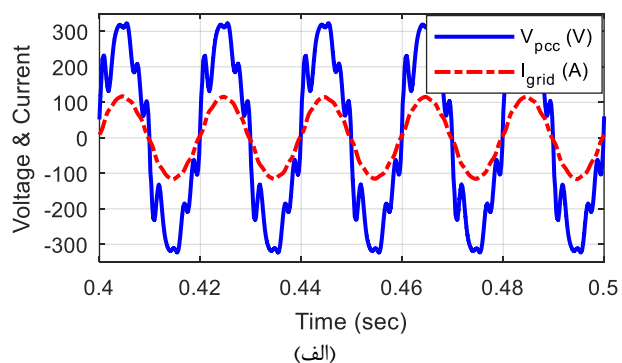
در روش پیشنهادی، تأثیر تأخیر در حلقه‌های کنترل در نظر گرفته شده و تعداد حسگرهای مورد نیاز کمتر یا برابر با سایر روش‌های مشابه است. در ضمن میزان THD جریان تزریقی به شبکه تحت شرایط فرض شده مرجع مدنظر نیز در جدول (۴) ارائه شده است. در خصوص اعتبارسنجی و مقایسه با سایر مراجع، بر اساس استاندارد IEEE-1547 کیفیت جریان تزریقی به شبکه فشار ضعیف باید به حدی باشد که میزان THD جریان کمتر از ۵ درصد و میزان هر کدام از مرتبه‌های هارمونیک کمتر از ۳ درصد باشد. با توجه به اینکه کیفیت جریان تزریقی به شبکه برابر با ۱/۷۵ درصد حاصل شده است، عملاً مدلسازی و کنترل ارائه شده در این تحقیق دارای صحت‌سنجی لازم است. شایان ذکر است، ارائه میزان THD صرفاً جهت تکمیل اطلاعات ارائه شده و مقایسه مقادیر THD با یکدیگر به دلیل تفاوت شرایط لحاظ شده در هر مرجع قابل استناد نیست.

روش پیشنهادی با توجه به حذف محدوده فرکانسی ممنوعه فیلتر LCL، توانسته پایداری بهتر و در محدوده فرکانسی بیشتر برای سیستم به‌ساز توان آرایه خورشیدی متصل به شبکه فراهم آورد. چالش اینورتر متصل به شبکه با فیلتر LCL احتمال قرارگیری فرکانس تشدید فیلتر LCL در محدوده ممنوعه فرکانسی ناشی از تغییرات پارامترهای فیلتر و یا تغییر امپدانس شبکه است که با طراحی انجام شده این چالش مرتفع شده است. محدودیت روش پیشنهادی احتمال عملکرد نامطلوب در شبکه با سطح هارمونیک بسیار زیاد و تغییرات بسیار زیاد امپدانس شبکه است. برای رفع این چالش می‌توان از



شکل (۲۳): (الف) شکل موج ولتاژ و جریان شبکه در حالت افت ۲۰٪ ولتاژ شبکه، (ب) شکل موج ولتاژ و جریان شبکه در بازه زمانی ۰/۷ و ۰/۴، (ج) توان تولیدی آرایه خورشیدی و توان تزریقی به شبکه در حین وقوع افت ولتاژ شبکه

در جدول (۴) مقایسه‌ای بین روش پیشنهادی با تحقیقاتی انجام شده اخیر در زمینه بهبود عملکرد سیستم کنترلی اینورتر متصل به شبکه ارائه شده است. در این جدول، مراجع مورد مقایسه از حیث استراتژی کنترلی، بررسی تأخیر در فرایند کنترلی، تعداد حسگر جریان و ولتاژ و میزان THD جریان تزریقی به شبکه در شرایط مقاله مذکور مورد ارزیابی قرار گرفته‌اند. مطابق این جدول، برخی از موارد مذکور در مراجع مورد مقایسه لحاظ شده و برخی مورد ارزیابی قرار نگرفته است.



جدول (۶): مقایسه روش پیشنهادی با تحقیقات مشابه

روش پیشنهادی	[۴۲]	[۴۱]	[۴۰]	[۳۹]	[۳۸]	[۳۷]	
جبران‌ساز پیش‌فاز برای فیدبک جریان خازن	امپدانس مجازی مثبت مبتنی بر فیدبک جریان خازن	کنترل جریان شبه پیش‌بین	فیدبک جریان سمت شبکه	ردیابی حداکثر توان مبتنی بر Jaya	کنترل جریان LMI-LQR	فیدبک ولتاژ خازن	استراتژی کنترلی
✓	✓	✓	×	×	✓	✓	تأثیر تأخیر
۲	۳	۳	۲	۳	۳	۲	تعداد حسگر جریان و ولتاژ
							THD جریان
٪ ۱/۷۵	٪ ۱/۷۶	٪ ۲/۱۵	٪ ۴/۸۲	۲/۱۸	٪ ۲/۴۳	٪ ۳/۴۷	سمت شبکه (گزارش شده)

[3] Hosseinpour M, Asad M, Mousavi-Aghdam S R. Stability Improvement of Grid-connected Converter with LCL Filter based on Capacitor Current Active Damping by Computational Delay Reduction. Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers 2023; 20 (1): 129-142

[4] M. Hosseinpour, M. Heydarvand, and M. Eskandarpour Azizkandi. "A new positive output DC-DC buck-boost converter based on modified boost and ZETA converters", Scientific Reports 14, no. 1 (2024): 20675.

[5] A. R. Jordehi, Jordehi, A. Rezaee. "Maximum power point tracking in photovoltaic (PV) systems: A review of different approaches", Renewable and Sustainable Energy Reviews 65 (2016): 1127-1138.

[6] B. Han, C. Bai, J. S. Lee, M. Kim, "Repetitive controller of capacitor-less current-fed dual-half-bridge converter for grid-connected fuel cell system", IEEE Transactions on Industrial Electronics 65, no. 10 (2018): 7841-7855.

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

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

[9] N. Rasekh, 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 45, no. 23 (2020): 13055-13067.

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

[11] F. Aalizadeh, M. Hosseinpour, A. Dejamkhooy, H. Shayeghi, "Two-stage control for small-signal modeling and power conditioning of grid-connected quasi-Z-Source inverter with LCL filter for photovoltaic generation", Journal of Operation and Automation in Power Engineering 9, no. 3 (2021): 242-255.

[12] M. Hosseinpour, T. Sabetfar, A. Dejamkhooy, 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 45, no. 1 (2025): 343-363.

پیشخور ولتاژ نقطه اتصال مشترک به عنوان کار آتی این تحقیق استفاده کرد. طبیعتاً حلقه‌های کنترلی در این شرایط افزایش می‌یابد و پیچیدگی کنترلی بیشتر می‌شود، ولی شانس عملکرد غیرفعال سیستم به ازای تغییرات بسیار شدید در شبکه افزایش می‌یابد.

۶- نتیجه‌گیری

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

مراجع

- [1] M. Hosseinpour, A. Dastgiri, M. Shahparasti, "Design and Analysis of a Power Quality Improvement System for Photovoltaic Generation Based on LCL-Type Grid Connected Inverter", International Journal of Engineering 37, no. 2 (2024): 252-267.
- [2] M. R. Mahmud, H. R. Pota, "Robust nonlinear controller design for DC-AC converter in grid-connected fuel cell system", IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics 3, no. 2 (2021): 342-351.

- inverter", IEEE Transactions on Power Electronics 29, no. 7 (2013): 3414-3427.
- [27] M. Hosseinpour, A. Kholousi, Alireza Poulad, "A robust controller design procedure for LCL-type grid-tied proton exchange membrane fuel cell system in harmonics-polluted network", Energy Science & Engineering 10, no. 10 (2022): 3798-3818.
- [28] Y. He, X. Wang, X. Ruan, D. Pan, X. Xu, F. Liu, "Capacitor-current proportional-integral positive feedback active damping for LCL-type grid-connected inverter to achieve high robustness against grid impedance variation", IEEE Transactions on Power Electronics 34, no. 12 (2019): 12423-12436.
- [29] C. Chen, J. Xiong, Z. Wan, J. Lei, and K. Zhang, "A time delay compensation method based on area equivalence for active damping of an LCL-type converter", IEEE Transactions on Power Electronics 32, no. 1 (2017): 762-772.
- [30] Li, Cheng, Chuan Xie, Guangda Ma, Chao Peng, and Jianxiao Zou. "Passivity and Injection Current Quality Enhancement for Single Inverter-Side Current Feedback LCL-Type Grid-Following Inverters", IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics (2025).
- [31] Khan, Danish, M. H. Qais, Hany Hasanien, Saad Alghuwainem, Irfan Sami, and Pengfei Hu. "Enhanced stability of grid-connected inverter using adaptive filtering damping of capacitive current feedback of LCL filter", Ain Shams Engineering Journal 16, no. 8 (2025): 103465.
- [32] Zeng, Chengbi, Yuxiang Zhao, Hong Miao, and Jihao Su. "Active damping strategy for two-stage grid-connected converters with PV output fluctuations under weak grid conditions", Journal of Power Electronics (2025): 1-12.
- [33] W. Chen, Y. Zhang, Y. Tu, Y. Guan, K. Shen, and J. Liu. "Unified active damping strategy based on generalized virtual impedance in LCL-type grid-connected inverter", IEEE Transactions on Industrial Electronics 70, no. 8 (2023): 8129-8139.
- [34] M. Inci, "Active/reactive energy control scheme for grid-connected fuel cell system with local inductive loads", Energy 197 (2020): 117191.
- [35] Y. Li, J. Gao, Z. Zhang, Q. Wang, "Model-Based and Model-Free Predictive Active Damping for LCL-Type Active-Front-End Rectifiers", IEEE Transactions on Industrial Electronics (2024).
- [36] L. Zhang, X. Ruan, and X. Ren, "Second-harmonic current reduction and dynamic performance improvement in the two-stage inverters: An output impedance perspective", IEEE Transactions on Industrial Electronics 62, no. 1 (2015): 394-404.
- [37] M. T. Faiz, M. Mansoor Khan, X. Jianming, M. Ali, S. Habib, K. Hashmi, and H. Tang, "Capacitor voltage damping based on parallel feedforward compensation method for LCL-filter grid-connected inverter", IEEE Transactions on Industry Applications 56, no. 1 pp. 837-849, 2020.
- [38] R. Bimarta, and K. Kim, "A robust frequency-adaptive current control of a grid-connected inverter based on LMI-LQR under polytopic uncertainties", IEEE Access 8, pp. 28756-28773, 2020.
- [39] S. Padmanaban, N. Priyadarshi, M. S. Bhaskar, J. B. Holm-Nielsen, E. Hossain, and F. Azam, "A hybrid photovoltaic-fuel cell for grid integration with jaya-based maximum power point tracking: experimental performance evaluation", IEEE Access 7, pp. 82978-82990, 2019.
- [40] Y. J. Kim, and H. Kim, "Optimal design of LCL filter in grid-connected inverters", IET Power Electronics 12, no. 7, pp. 1774-1782, 2019.
- [41] T. Dragičević, C. Zheng, J. Rodriguez, and F. Blaabjerg, "Robust quasi-predictive control of LCL-filtered grid
- [13] N. Rasekh, M. Hosseinpour, A. Dejamkhooy, A. Akbarimajd, "Robust power conditioning system based on LCL-type quasi-Y-source inverter for grid connection of photovoltaic arrays", International Journal of Automation and Control 15, no. 6 (2021): 692-709.
- [14] N. Rasekh, 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 3, no. 3 (2020): 365-378.
- [15] M. Hosseinpour, M. Asad, 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 45 (2021): 843-859.
- [16] 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 31, no. 1 (2015): 213-223.
- [17] 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 33, no. 1 (2017): 749-764.
- [18] N. Rasekh, M. M. Rahimian, M. Hosseinpour, A. Dejamkhooy, A. Akbarimajd, "A step by step design procedure of PR controller and capacitor current feedback active damping for a LCL-type grid-tied T-type inverter", In 2019 10th International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC), pp. 612-617. IEEE, 2019.
- [19] C. A. Busada, S. Gomez Jorge, and J. A. Solsona, "Full-state feedback equivalent controller for active damping in LCL-filtered grid-connected inverters using a reduced number of sensors", IEEE Transactions on Industrial Electronics 62, no. 10 (2015): 5993-6002.
- [20] M. Hosseinpour, 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 3, no. 3 (2019): 67-77.
- [21] Ni. F. Upadhyay, N. P. Padhy, P. Agarwal, "Grid-Current Control With Inverter-Current Feedback Active Damping for LCL Grid-Connected Inverter", IEEE Transactions on Industry Applications (2023).
- [22] B. Wang, Y. Xu, Z. Shen, J. Zou, C. Li, and H. Liu, "Current control of grid-connected inverter with LCL filter based on extended-state observer estimations using single sensor and achieving improved robust observation dynamics", IEEE Transactions on Industrial Electronics 64, no. 7 (2017): 5428-5439.
- [23] López-Alcolea, F. Javier, E. J. Molina-Martínez, A. P. Torres, J. Vázquez, P. Roncero-Sánchez, "2DOF-based current controller for single-phase grid-connected voltage source inverter applications", Applied Energy 342 (2023): 121179.
- [24] B. F. D. A. Campos, L. G. B. Rolim, L. F. Encarnação, T. C. Tricarico, "Delay Compensation on Optimal Switching Vector Model Predictive Control Applied to a Grid-Forming Inverter with an Output LC Filter in an Islanded Microgrid", In 2023 15th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON), pp. 1410-1417. IEEE, 2023.
- [25] M. Huang, X. Wang, P. C. Loh, F. Blaabjerg, "LLCL-filtered grid converter with improved stability and robustness", IEEE Transactions on Power Electronics 31, no. 5 (2016): 3958-3967.
- [26] 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

converters", IEEE Transactions on Power Electronics 35, no. 2, pp. 1934-1946, 2019.

[42] M. Hosseinpour, and A. Kholousi, "Design and Analysis of LCL-type Grid-Connected PV Power Conditioning System Based on Positive Virtual Impedance Capacitor-Current Feedback Active Damping", Journal of Solar Energy Research 8, no. 2, pp.1497-1515, 2023.

¹ Distributed Energy Resources

² Virtual positive resistance region