

## یک میکرواینورتر فتوولتاییک تک فاز متصل به شبکه با ظرفیت بسیار کم خازن باس DC، THD کم و پاسخ گذرای بهبود یافته

فرشاد بحرینی<sup>۱</sup>، ادیب ابریشمی فر<sup>۲</sup>، عبدالرضا رحمتی<sup>۳</sup>

f\_bahraini@elec.iust.ac.ir

- ۱- دانشجوی کارشناسی ارشد دانشکده مهندسی برق، دانشگاه علم و صنعت ایران
- ۲- دانشیار دانشکده مهندسی برق، دانشگاه علم و صنعت ایران
- ۳- دانشیار دانشکده مهندسی برق، دانشگاه علم و صنعت ایران

### چکیده

امروزه در برخی کاربردها به ویژه برای نیروگاه های خانگی طراحی سیستم های فتوولتاییک تک فاز متصل به شبکه به سمت استفاده از میکرواینورترها با محدوده توان ۱۵۰W تا ۳۰۰W متمایل شده است. هم چنین در صنایع دریایی می توان از میکرواینورترهای فتوولتاییک به منظور تولید بخشی از انرژی الکتریکی مورد نیاز در کشتی ها استفاده کرد. در میکرواینورترهای تک فاز ضریب توان دو برابر فرکانس شبکه روی ولتاژ باس DC وجود دارد که باعث ایجاد هارمونیک در جریان خروجی و کاهش ضریب توان می شود. برای کاهش این ضریب اغلب از خازن های الکترولیتی با ظرفیت زیاد در باس DC استفاده می شود که عیب آن کم بودن طول عمر این خازن هاست. برای برطرف کردن این مشکل لازم است خازن های الکترولیتی با خازن های فیلم نازک که طول عمر زیاد و ظرفیت کمی دارند جایگزین شوند. با کاهش ظرفیت خازن دامنه ضریب توان ولتاژ باس افزایش می یابد و با استفاده از کنترل کننده متداول باس (PI) بدهستان بین THD جریان خروجی و نوسانات (فراجهش و فروجهش) ولتاژ باس غیر قابل حل است. در این مقاله با به کار بردن روش های کنترلی پیشنهاد شده میکرواینورتری طراحی و شبیه سازی شده است که در آن بدون استفاده از عناصر اضافه این بدهستان حل شده است. این میکرواینورتر به شبکه ۲۲۰V و ۵۰Hz متصل است، در باس آن از خازن با ظرفیت بسیار کم ۲۰μF استفاده شده، در پاسخ به پله ۲۰۰W توان ورودی، ولتاژ باس آن فراجهش و فروجهش ناچیزی داشته و THD جریان تزریقی آن به شبکه در توان ۲۵۰W برابر ۰/۴۴٪ است. درستی روش پیشنهادی با شبیه سازی در محیط سیمولینک متلب تحقیق شده است.

واژگان کلیدی: طول عمر، میکرواینورتر، فتوولتاییک، باس DC، خازن الکترولیتی، خازن فیلم نازک.

تاریخ دریافت مقاله : ۹۷/۰۳/۱۹

تاریخ پذیرش مقاله : ۹۷/۰۹/۲۴

۱- مقدمه

از آن جایی که سیستم فتوولتاییک توان DC تولید می کند، به منظور اتصال به شبکه باید از یک طبقه تبدیل توان DC/AC (اینورتر) استفاده شود. اینورترهای فتوولتاییک متصل به شبکه به سه دسته اینورترهای مرکزی<sup>۱</sup>، اینورترهای رشته ای<sup>۲</sup> و میکرواینورترها<sup>۳</sup> تقسیم می شوند [۱ و ۲]. امروزه در بعضی کاربردها به ویژه برای نیروگاه های خانگی طراحی سیستم های فتوولتاییک متصل به شبکه به سمت استفاده از میکرواینورترها با محدوده توان ۱۵۰W تا ۳۰۰W، به دلیل مزایایی که دارند متمایل شده است. همچنین در صنایع دریایی می توان از میکرواینورترهای فتوولتاییک به منظور تولید بخشی از انرژی الکتریکی مورد نیاز در کشتی ها و کاهش تولید گازهای گلخانه ای استفاده کرد.

تفاوت میکرواینورتر با دیگر ساختارها در این است که میکرواینورتر تنها به یک صفحه خورشیدی متصل می شود. مهم ترین مزایای میکرواینورترها عبارت اند از: برداشت بیشینه توان قابل استخراج از تک تک صفحه های خورشیدی، بهبود بازدهی و قابلیت اطمینان سیستم، کاهش هزینه های نصب، عملکرد «اتصال به شبکه و استفاده<sup>۴</sup>» ماژولار بودن و انعطاف پذیری [۳]. از آن جایی که میکرواینورتر معمولاً در پشت صفحه خورشیدی نصب می شود و یا ممکن است در داخل بسته بندی آن قرار داده شود مطلوب است که طول عمر میکرواینورتر به طول عمر صفحه خورشیدی نزدیک باشد تا صرف هزینه بیش تر در استفاده از میکرواینورتر را توجیه نماید.

در میکرواینورتر تک فاز توان لحظه ای تزریق شده به شبکه متغیر با زمان است در حالی که توان دریافتی از صفحه خورشیدی به منظور استخراج توان بیشینه باید ثابت باشد که این موضوع باعث ایجاد اختلاف بین توان لحظه ای ورودی و خروجی می شود. برای جبران این اختلاف توان معمولاً از خازن استفاده می شود که ظرفیت آن طبق (۱) محاسبه می شود [۳].

$$C_D = \frac{P_{in}}{2\pi f_{grid} V_C (DC) \Delta V_C} \quad (1)$$

که  $V_C (DC)$  سطح ولتاژ DC و  $\Delta V_C$  ضربان ولتاژ خازن است.

طول عمر انواع خازن ها متفاوت است. به عنوان مثال خازن های الکتrolیتی معمولاً طول عمر محدودی دارند که حدود ۱۶۰۰۰ ساعت در دمای ۷۵°C است. با فرض عملکرد متوسط ۸ ساعت در روز برای سیستم فتوولتاییک، طول عمر خازن کم تر از ۶ سال می شود. این در حالی است که طول عمر خازن های فیلم در همان دما بیش از ۸۰,۰۰۰ ساعت است که با فرض عملکرد ۸ ساعت در روز طول عمر آن حداقل ۲۷ سال خواهد شد [۴].

به منظور جایگزین کردن خازن های الکتrolیتی با خازن های فیلم نازک که ظرفیت کمتری دارند، طبق (۱) نباید محدودیتی برای سطح ولتاژ DC و ضربان ولتاژ روی خازن وجود داشته باشد. بنابراین باید جایی در مبدل الکترونیک قدرت قرار گیرد که این ویژگی را داشته باشد. این موضوع اساس کار روش های جداسازی توان<sup>۵</sup> را تشکیل می دهد.

بر اساس مکان خازن جداساز و مدار مربوط به آن، روش های جداسازی توان به سه دسته جداسازی توان در سمت صفحه خورشیدی، در لینک DC با ولتاژ زیاد و در سمت AC خروجی تقسیم می شوند [۳].

معمولاً برای میکرواینورترهای تک طبقه (ساختار با شبه لینک DC) خازن جداساز توان موازی با پایانه های صفحه خورشیدی قرار می گیرد که در این حالت ظرفیت خازنی زیادی نیاز است. برای کاهش ظرفیت خازن مورد نظر می توان از مدارهای جداساز توان در سمت صفحه خورشیدی استفاده کرد [۵ - ۱۱] اما این مدارها به دلیل تلفاتی که دارند بازدهی کل میکرواینورتر را کاهش می دهند و همچنین با توجه به داشتن ساختار فلای بک با محدودیت توان روبه رو هستند.

برای میکرواینورترهای دو طبقه با لینک DC قرار دادن خازن در لینک DC با ولتاژ زیاد بهترین راه حل برای جداسازی توان است. در این حالت از روش های کنترلی مناسب نیز استفاده می شود تا امکان داشتن ضربان ولتاژ بیش تر روی لینک DC و در نتیجه کاهش ظرفیت خازن فراهم شود و در عین حال THD جریان تزریق شده به شبکه نیز کاهش یابد [۱۲ - ۱۵].

جداسازی توان در سمت AC خروجی شامل اضافه کردن شاخه سوم به همراه بار راکتیو به اینورتر خروجی است تا

<sup>4</sup> Plug and Play

<sup>5</sup> Power Decoupling

<sup>1</sup> Central Inverter

<sup>2</sup> String Inverter

<sup>3</sup> Microinverter

## ۲- بده‌بستان بین THD و نوسانات حالت گذرا در سیستم متداول کنترل باس

در این قسمت بده‌بستان بین THD جریان خروجی و دامنه نوسانات ولتاژ باس در حالت گذرا با استفاده از سیستم متداول کنترل باس بررسی و تحلیل می‌شود.

### ۲-۱- ساختار سیستم متداول کنترل باس

در شکل (۱) سیستم کنترل باس که معمولاً برای مبدل‌های تک‌فاز استفاده می‌شود نشان داده شده است. عملکرد این سیستم براساس عبور دادن خطای ولتاژ باس از طریق کنترل‌کننده باس می‌باشد. در حالت متداول از کنترل‌کننده PI به‌عنوان کنترل‌کننده باس استفاده می‌شود. خروجی این کنترل‌کننده پس از ضرب شدن در سیگنال سنکرون با ولتاژ شبکه (تولید شده توسط حلقه قفل فاز<sup>۱</sup> PLL) شکل موج مرجع برای جریان AC خروجی را تولید می‌کند که برای تولید جریان AC واقعی به حلقه کنترل جریان وارد می‌شود.

### ۲-۲- مدل‌سازی و تحلیل حلقه کنترل ولتاژ باس

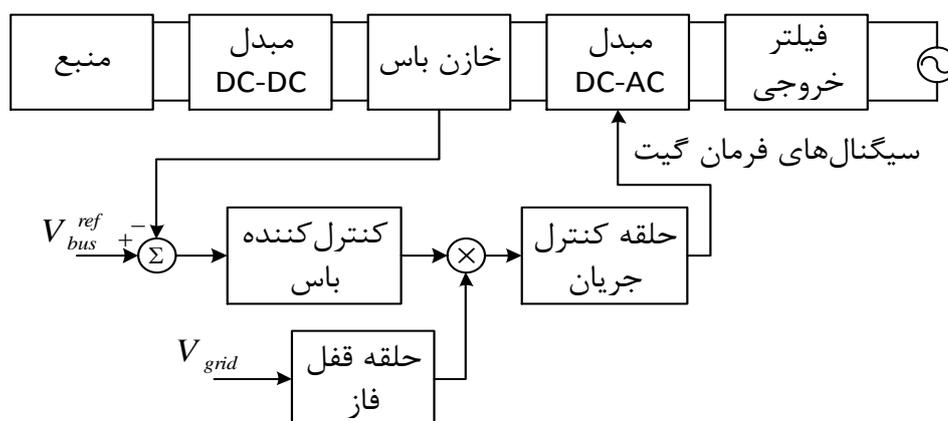
تحلیلی که معمولاً برای حلقه کنترل باس استفاده می‌شود براساس دو فرض است. در فرض نخست حلقه کنترل جریان سریع بوده و حالت‌های گذرای آن در مقایسه با حلقه کنترل ولتاژ باس قابل صرف‌نظر است. در فرض دوم نیز از اثرهای غیرخطی صرف‌نظر می‌شود [۱۴]. نمودار این مدل ساده شده در شکل (۲) نشان داده شده است.

جریان بار راکتیو به‌گونه‌ای تأمین شود که توان لحظه‌ای کل تقریباً ثابت بماند [۱۶-۱۹].

در این حالت به‌دلیل دامنه زیاد نوسان ولتاژ دو سر خازن خروجی ظرفیت خازنی کمی مورد نیاز خواهد بود. از جمله معایب این روش کنترل پیچیده و کاهش بازدهی به‌دلیل اضافه کردن کلید است.

از بین انواع روش‌های جداسازی، جداسازی توان در لینک DC با ولتاژ زیاد هزینه کم‌تر و بازدهی بیش‌تری دارد زیرا در آن از مدار اضافه استفاده نمی‌شود و تنها کنترل‌کننده مناسب باید به‌کار گرفته شود. بنابراین در این مقاله ساختار دوطبقه با لینک DC انتخاب شده است و با به‌کار بردن روش‌های کنترلی پیشنهاد شده طراحی میکرواینورتر به‌گونه‌ای انجام می‌شود که ضمن کاهش ظرفیت خازن باس، THD جریان تزریق شده به شبکه نیز کاهش و پاسخ حالت گذرا بهبود یابد.

در ادامه در بخش ۲ بده‌بستانی که با کنترل‌کننده متداول باس بین THD جریان خروجی و دامنه نوسانات ولتاژ باس در حالت گذرا وجود دارد توصیف و تحلیل می‌شود. در بخش ۳ ساختار میکرواینورتر پیشنهادی ارائه می‌شود و به‌منظور از بین بردن این بده‌بستان، کاهش ظرفیت خازن باس، بهبود پاسخ گذرا و کاهش THD جریان خروجی روش‌های کنترلی مناسب طراحی و پیشنهاد می‌شود. در بخش ۴ مقایسه نتایج شبیه‌سازی با مقاله مرجع و در بخش ۵ نیز نتیجه‌گیری ارائه خواهد شد.



شکل (۱) سیستم متداول کنترل باس [۱۴].

<sup>۱</sup> Phase Locked Loop



### ۳-۱- اینورتر

اینورتری که برای ساختار پیشنهادی استفاده شده از نوع تمام پل (پل H) می باشد. مدولاسیون انتخاب شده برای این ساختار مدولاسیون تک قطبی از نوع SPWM است. فرکانس سیگنال مثلثی ۲۰ kHz و فرکانس سیگنال مرجع ۵۰ Hz انتخاب شده است.

### ۳-۲- فیلتر خروجی

در اینورترهای فتوولتاییک متداول اغلب از فیلتر LCL با مقاومت میراکننده استفاده می شود. در این نوع فیلترها مقاومت میراکننده معمولاً مطابق شکل (۴) سری با خازن فیلتر قرار می گیرد. تابع تبدیل فیلتر LCL میرا شده به صورت (۱۵) به دست می آید.

$$G_F(s) = \frac{i_g(s)}{v_i(s)} = \frac{R_d Cs + 1}{L_1 L_2 Cs^3 + (L_1 + L_2) R_d Cs^2 + (L_1 + L_2) s} \quad (15)$$

امپدانس پایه و خازن پایه توسط (۱۶) تعیین می شود.

$$Z_b = \frac{V_{ph}^2}{P_n}, C_b = \frac{1}{\omega_g Z_b} \quad (16)$$

برای طراحی خازن فیلتر حداکثر تغییر ضریب توان که توسط شبکه دیده می شود ۵٪ در نظر گرفته می شود. بنابراین خازن فیلتر طبق (۱۷) تعیین می شود.

$$C = 0.05 C_b \quad (17)$$

حداکثر ضریب توان جریان در خروجی اینورتر مطابق (۱۸) محاسبه می شود [۲۰].

با استفاده از (۵) نسبت ضریب توان جریان نرمالیزه شده را می توان بر حسب  $\xi$  و  $\omega_n$  به صورت (۱۳) نوشت.

$$R_p = \frac{I_2}{I_g} = \frac{\omega_n^2}{4\omega^2} \sqrt{\frac{16\xi^2 \omega^2}{\omega_n^2} + 1} \quad (13)$$

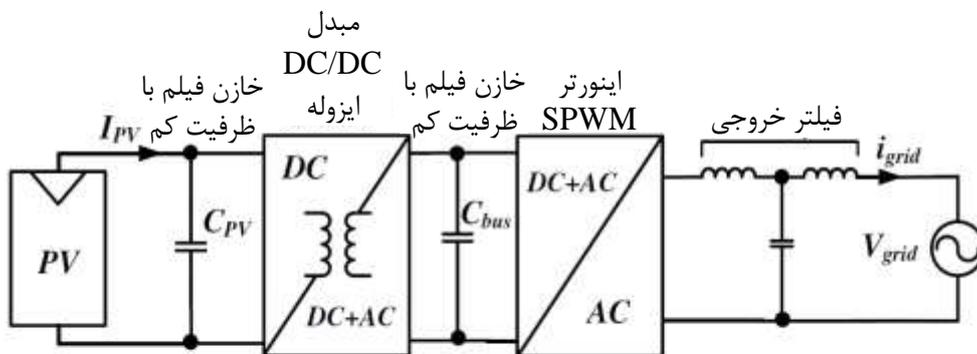
ضریب توان های روی دامنه جریان مرجع با فرکانس دو برابر فرکانس شبکه باعث ایجاد هارمونیک سوم با دامنه  $0.5R_p$  روی سیگنال مرجع کنترل کننده جریان می شود. با صرف نظر از بقیه هارمونیک ها و با فرض این که  $G_{cc}(s)$  تابع تبدیل حلقه بسته سیستم کنترل جریان باشد، درصد THD جریان خروجی به صورت (۱۴) تقریب زده می شود.

$$THD = 50R_p |G_{cc}(j3\omega)| \quad (14)$$

با توجه به (۹)،  $V_p$  با افزایش  $\omega_n$  کاهش می یابد در حالی که طبق (۱۳)،  $R_p$  با افزایش  $\omega_n$  افزایش می یابد بنابراین بین فراجش ولتاژ باس و THD جریان خروجی بدهستان وجود دارد و نمی توان هر دو را با هم کم کرد [۱۴].

### ۳- میکرواینورتر پیشنهادی

در این قسمت میکرواینورتر پیشنهادی با هدف کاهش ظرفیت خازن باس، THD جریان خروجی و دامنه نوسانات ولتاژ باس در حالت گذرا و از بین بردن بدهستان بین آن ها طراحی می شود. شکل (۳) بلوک دیاگرام کلی مدار قدرت میکرواینورتر پیشنهادی را نشان می دهد. در ادامه قسمت های مختلف این بلوک دیاگرام و بخش های کنترلی آن پیشنهاد، طراحی و شبیه سازی می شوند. در نهایت نتایج شبیه سازی با [۱۴] مقایسه خواهد شد.

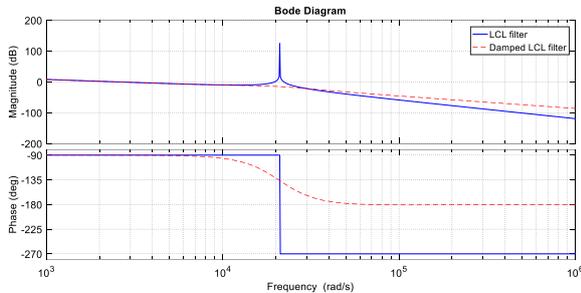


شکل (۳) بلوک دیاگرام مدار قدرت میکرواینورتر پیشنهادی.

<sup>1</sup> Sinusoidal Pulse Width Modulation

جدول (۱) مقادیر عناصر فیلتر طراحی شده.

$L_1$	۲۲ mH
$L_2$	۱۳/۲ mH
C	۸۲۲ nF
$R_d$	۳۳/۴ $\Omega$



شکل (۵) نمودار بود فیلتر LCL طراحی شده.

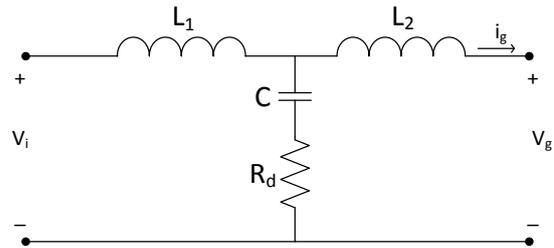
هارمونیک‌ها در جریان خروجی به دلیل آثار غیرخطی مبدل ایجاد می‌شوند. هارمونیک‌های جریان را می‌توان به صورت انتخابی (مانند هارمونیک سوم، پنجم، هفتم و ...) با استفاده از کنترل‌کننده‌های تشدیدی اضافی که در فرکانس هارمونیک مربوط کار می‌کنند کاهش داد [۲۲]. شکل (۶) حلقه کنترل جریان را با کنترل‌کننده PR نشان می‌دهد که بلوک جبران‌ساز هارمونیکی  $G_H(s)$  به آن اضافه شده است. تبدیل لاپلاس کنترل‌کننده PR بهبود یافته به صورت (۲۳) است.

$$G_{PR}(s) = K_p + \frac{2K_r \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_o^2} \quad (23)$$

که  $K_p$  بهره تناسبی،  $\omega_o$  فرکانس تشدید،  $K_r$  بهره تشدید و  $\omega_c$  پهنای باند -3dB کنترل‌کننده است و حساسیت تغییر فرکانس شبکه را کم می‌کند. رابطه (۲۴) نیز تابع تبدیل جبران‌ساز هارمونیکی بهبود یافته را نشان می‌دهد.

$$G_H(s) = \sum_{h=3,5,7,\dots} K_{th} \frac{2\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + (h\omega_o)^2} \quad (24)$$

که  $K_{th}$  ضریب جمله تشدید در یک هارمونیک ویژه،  $h\omega_o$  فرکانس هارمونیک و  $\omega_c$  پهنای باند -3dB کنترل‌کننده است. جبران‌سازهای هارمونیکی برای فرکانس هر هارمونیک به کنترل‌کننده PR اصلی اضافه می‌شوند تا حلقه کنترل جریان مطابق شکل (۶) کامل شود.



شکل (۴) فیلتر LCL با مقاومت میراکننده.

در این رابطه  $m$  ضریب مدولاسیون SPWM است. بیش‌ترین ضریب جریان در  $m = 0.5$  اتفاق می‌افتد. بنابراین داریم:

$$\Delta I_{L_{max}} = \frac{V_{DC}}{6f_{sw} L_1} \quad (19)$$

که در آن  $L_1$  سلف سمت اینورتر است. برای ضریب جریان مقدار ۱۰٪ در نظر گرفته می‌شود. نسبت بین سلف سمت شبکه و سلف سمت اینورتر نیز طبق [۲۱] برابر ۰/۶ انتخاب شده است.

مقدار مقاومت میراکننده طبق (۲۲) محاسبه می‌شود. فرکانس تشدید نیز که طبق (۲۰) محاسبه می‌شود باید در (۲۱) صدق کند [۲۰].

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C}} \quad (20)$$

$$10\omega_g < \omega_{res} < 0.5\omega_{sw} \quad (21)$$

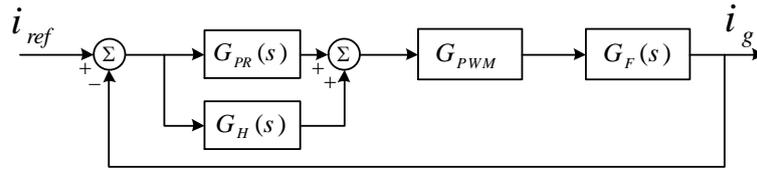
$$R_d = \frac{1}{3\omega_{res} C} \quad (22)$$

جدول (۱) مقادیر عناصر فیلتر طراحی شده را نشان می‌دهد. نمودار بود این فیلتر نیز در شکل (۵) رسم شده است که نشان می‌دهد مقاومت میراکننده به خوبی پاسخ فرکانسی دامنه را هموار کرده و تشدید را از بین برده است.

### ۳-۳- کنترل جریان خروجی

حلقه کنترل جریان تأثیر زیادی روی کیفیت جریان تزریقی اینورتر به شبکه دارد. کنترل‌کننده جریان متداول برای اینورترهای فتوولتاییک متصل به شبکه کنترل‌کننده تناسبی- تشدید (PR<sup>۱</sup>) است. گرچه کنترل‌کننده PR قابلیت زیادی برای دنبال کردن یک مرجع سینوسی مانند شکل موج جریان دارد اما جریان خروجی اینورتر متصل به شبکه هم‌چنان دارای هارمونیک است.

<sup>1</sup> Proportional Resonant



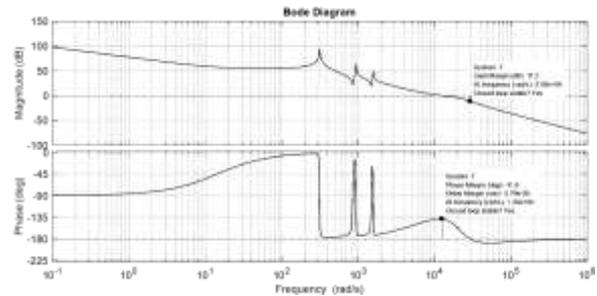
شکل (۶) حلقه کنترل جریان با کنترل کننده PR و جبران سازهای هارمونیک.

کلید به نرمی صورت می‌گیرد و تلفات کلیدزنی کاهش می‌یابد. برای این منظور از روش جریان ناپیوسته با فرکانس کلیدزنی متغیر و بیشینه جریان ثابت سلف بوست که در [۲۳] ارائه شده استفاده شده است. در این روش در توان‌های کم، فرکانس کلیدزنی کم شده و تلفات کم می‌شود در نتیجه می‌توان به بازدهی خوبی در تمام گستره توان خروجی دست یافت. شکل موج جریان سلف بوست مربوط به این روش در شکل (۹) نشان داده شده است.

فرکانس کلیدزنی در مبدل تمام پیل ۱۰۰ kHz انتخاب شده است. از آنجایی که در خروجی این مبدل ضریب ولتاژ با فرکانس دوبرابر فرکانس شبکه وجود ندارد بنابراین ظرفیت خازنی کمی مورد نیاز است و کافی است بتواند هارمونیک‌های ناشی از فرکانس کلیدزنی (۱۰۰ kHz) را فیلتر کند. برای این منظور در خروجی این مبدل خازن با ظرفیت ۲ μF استفاده شده است. روابطی که برای زمان شارژ و دشارژ سلف بوست برقرار است به صورت زیر است.

$$T_{on} = L \frac{I_{pk}}{V_i}, T_2 = L \frac{I_{pk}}{V_o - V_i} \quad (25)$$

برای محاسبه توان منتقل شده توسط مبدل بوست ابتدا باید جریان متوسط سلف بوست محاسبه گردد. این جریان متوسط در (۲۶) محاسبه شده است.



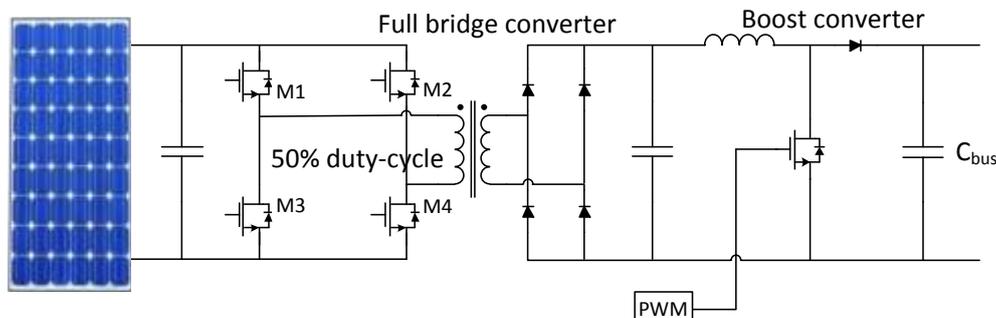
شکل (۷) نمودار بود تابع تبدیل حلقه کنترل جریان طراحی شده (PM=41.6°, GM = 11.2 dB).

این جبران‌سازها برای هارمونیک‌های سوم و پنجم طراحی شده‌اند که به ترتیب متناظر با فرکانس‌های ۱۵۰ Hz و ۲۵۰ Hz هستند. نمودار بود حلقه کنترل جریان طراحی شده در شکل (۷) رسم شده است.

### ۳-۴- مبدل DC-DC

برای پیاده‌سازی یک مبدل DC-DC پربازده با بهره متغیر مطابق شکل (۸) از دو مبدل به صورت سری استفاده شده است؛ یک مبدل تمام پیل و یک مبدل بوست. مبدل تمام پیل دارای بهره ثابت است که توسط نسبت دور ترانس تعیین می‌شود. تغییر در بهره افزایشده طبقه DC-DC با کنترل کردن سیگنال PWM مبدل بوست انجام می‌شود.

در مبدل بوست در حالت جریان ناپیوسته نسبت به جریان پیوسته هم اندازه سلف کوچک‌تر است و هم روشن شدن



شکل (۸) ترکیب سری مبدل‌های تمام پیل و بوست به عنوان مبدل DC-DC پیشنهادی.

ولتاژ باس در حالت گذرا و هارمونیک‌های کم جریان خروجی) را برآورده سازد. در [۱۴] از فیلتر ناچ در فرکانس دوبرابر فرکانس شبکه در حلقه کنترل باس استفاده شده است تا جلوی انتشار ضریان ولتاژ باس را بگیرد و سیگنال مرجع جریان آلوده نشود.

### ۳-۵-۱- فیلتر ناچ

استفاده از فیلتر ناچ در حلقه کنترلی در شکل (۱۰) نشان داده شده است. فرکانسی که فیلتر ناچ عبور نمی‌دهد در دو برابر فرکانس شبکه قرار داده می‌شود و تابع تبدیل آن به صورت (۲۸) است [۱۴].

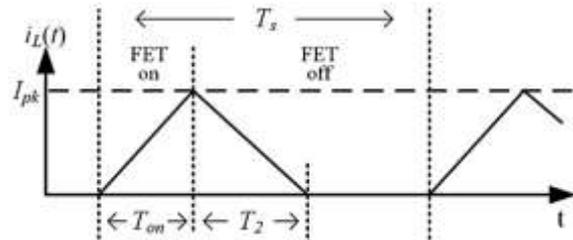
$$G_{NF}(s) = \frac{s^2 + 4\omega^2}{s^2 + 4\zeta\omega s + 4\omega^2} \quad (28)$$

در این رابطه  $\zeta$  نسبت میرایی این فیلتر است و پهنای باند یا تیزی فیلتر را تعیین می‌کند. به عبارت دیگر کنترل کننده پیشنهاد شده به صورت  $G(s) = G_{PI}(s)G_{NF}(s)$  می‌باشد و سه پارامتر طراحی  $\tau$ ،  $k$  و  $\zeta$  دارد. مطابق مدل ساده شده شکل (۱۰) معادله مشخصه سیستم کنترل باس به صورت (۲۹) به دست می‌آید.

$$1 + k\gamma \left(1 + \frac{1}{\tau s}\right) \frac{1}{s} \frac{s^2 + 4\omega^2}{s^2 + 4\zeta\omega s + 4\omega^2} = 0 \quad (29)$$

با انجام تحلیل پایداری پارامترها به صورت  $\tau = 10\text{ms}$  و  $\zeta = 0.5$  انتخاب شده‌اند [۱۴]. برای این که نسبت به طراحی دید لازم به دست آید نمودار مکان ریشه سیستم کنترلی با فیلتر ناچ به‌ازای،  $C_{bus} = 100\mu\text{F}$

در شکل (۱۱) رسم شده است. با فرض غالب بودن قطب‌های کنترل کننده PI مشابه سیستم کنترلی متداول فراجش طبق (۹) محاسبه می‌شود.



شکل (۹) شکل موج جریان سلف بوست در حالت جریان ناپیوسته با فرکانس کلیدزنی متغیر و بیشینه جریان ثابت [۲۳].

$$I_{avg} = \frac{1}{T} \int_0^T i_L dt = \frac{1}{T} \times \frac{1}{2} (T_{on} + T_2) I_{pk} \\ = \frac{1}{2} f L I_{pk}^2 \left( \frac{1}{V_i} + \frac{1}{V_o - V_i} \right) \quad (26)$$

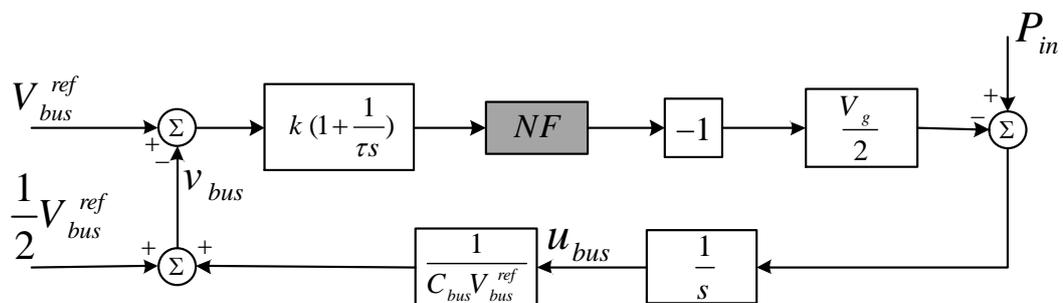
بنابراین توان منتقل شده توسط مبدل بوست طبق (۲۷) محاسبه می‌شود.

$$P = V_i I_{avg} = \frac{1}{2} V_i f L I_{pk}^2 \left( \frac{1}{V_i} + \frac{1}{V_o - V_i} \right) \quad (27)$$

طبق این رابطه توان ورودی با فرکانس کلیدزنی رابطه خطی دارد و فرکانس کلیدزنی توسط بخش MPPT کنترل می‌شود. حداکثر فرکانس که متناظر با توان نامی است برابر  $10\text{kHz}$  در نظر گرفته شده است. اندوکتانس سلف  $200\mu\text{H}$  و حداکثر جریان آن  $3/7\text{A}$  انتخاب شده است. ولتاژ ورودی مبدل بوست  $195\text{V}$  و ولتاژ خروجی آن  $425\text{V}$  در نظر گرفته شده است. با توجه به این مقادیر حداکثر توان طبق (۲۷) برابر  $253\text{W}$  محاسبه می‌شود.

### ۳-۵-۲ کنترل لینک DC

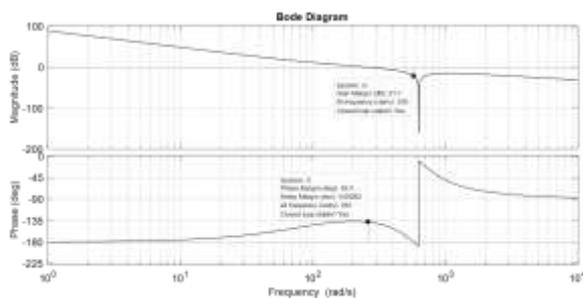
در ساختار پیشنهادی با کاهش ظرفیت خازن باس، دامنه ضریان ولتاژ باس با فرکانس دو برابر فرکانس شبکه افزایش می‌یابد و اگر ظرفیت خازن خیلی کم شود کنترل کننده PI متداول نمی‌تواند تمام اهداف طراحی (دامنه کم نوسانات



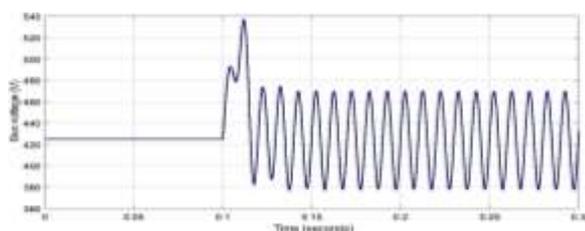
شکل (۱۰) مدل ساده شده سیستم کنترل باس با استفاده از فیلتر ناچ.

با این مقدار بهره نمودار بود تابع تبدیل حلقه کنترل باس طراحی شده در شکل (۱۳) رسم شده است. این نمودار حاشیه فاز ۴۲/۴ درجه و حاشیه بهره ۲۱/۷dB را نشان می دهد که پایداری حلقه کنترل باس را ثابت می کند. در این کنترل کننده فرکانس ۱۰۰Hz که دو برابر فرکانس شبکه و معادل با ۶۲۸/۳ rad/s است عبور نمی کند. در شکل (۱۴) پاسخ گذرای ولتاژ باس میکرواینورتر به پله ۲۵۰W توان ورودی شبیه سازی شده است. پله توان ورودی با تغییر پله ای فرکانس کلیدزنی مبدل بوست از صفر به ۱۰۰kHz ایجاد شده است.

ملاحظه می شود که فراجش ولتاژ باس ۱۱۲۷ می باشد. اما از آن جایی که در حالت ماندگار نوسانات با دامنه زیاد روی ولتاژ باس وجود دارد مفهوم فراجش به صورت تفاضل بیشینه ولتاژ باس در حالت گذرا و ولتاژ مرجع (متوسط حالت ماندگار) معیار خوبی برای مقایسه نیست و بهتر است برای مقایسه از تفاضل بیشینه ولتاژ باس در حالت گذرا و بیشینه ولتاژ باس در حالت ماندگار برای تعریف فراجش استفاده شود. برای فراجش نیز تفاضل کمینه ها بهتر است مورد استفاده قرار گیرد. براساس این تعریف برای شکل (۱۴) فراجش برابر ۶۷۷ می باشد. با توجه به این پاسخ ملاحظه می شود که با کم بودن ظرفیت خازن باس بیشینه ولتاژ باس در حالت گذرا زیاد است.

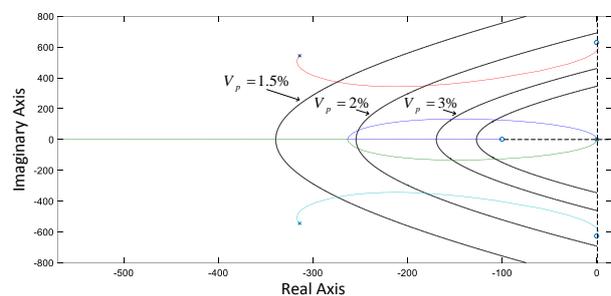


شکل (۱۳) نمودار بود تابع تبدیل حلقه کنترل باس طراحی شده برای میکرواینورتر پیشنهادی (PM=42.4°, GM=21.7dB).



شکل (۱۴) شبیه سازی ولتاژ باس میکرواینورتر با کنترل کننده PI به همراه فیلتر ناچ در پاسخ به پله ۲۵۰W توان ورودی.

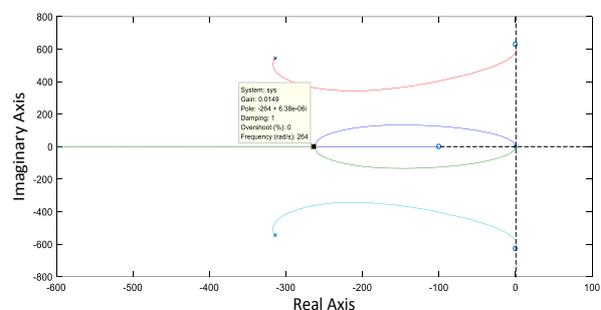
براساس این رابطه نمودارهای  $V_p = cte$  نیز با رنگ مشکی در شکل (۱۱) رسم شده اند. با توجه به شکل (۱۱) ملاحظه می شود که برای داشتن فراجش کم تر قطب های غالب سیستم حلقه بسته روی مکان ریشه باید به سمت چپ حرکت کنند. در ابتدا قطب های سیستم دو نقطه تلاقی با منحنی های  $V_p = cte$  دارند و با حرکت قطب ها به سمت چپ جایی وجود دارد که یک منحنی ویژه  $V_p = cte$  به نمودار مکان ریشه مماس می شود. این حالت در نقطه تقاطع نمودار مکان ریشه با محور حقیقی اتفاق می افتد که دورترین مکان ممکن از مبدأ برای قطب ها می باشد و بهره ای را به دست می دهد که با آن سیستم حلقه بسته سریع ترین پاسخ و کم ترین فراجش ولتاژ باس را ایجاد می کند. به منظور استفاده از خازن های فیلم نازک در باس DC و کاهش ظرفیت خازن باس نسبت به [۱۴] ظرفیت آن ۲۰μF انتخاب شده است. شکل (۱۲) نمودار مکان ریشه را در این حالت نشان می دهد. همان طور که مشاهده می شود در محل تلاقی نمودار مکان ریشه با محور حقیقی بهره k برابر ۰/۱۴۹ می باشد.



شکل (۱۱) نمودار مکان ریشه سیستم کنترلی با فیلتر ناچ به ازای

$$\tau = 10 \text{ ms}, V_g = 20 \sqrt{V}, V_{bus}^{ref} = 425 \text{ V}, C_{bus} = 100 \mu \text{F}$$

و  $\zeta = 0.5$  به همراه منحنی های  $V_p = cte$ .



شکل (۱۲) نمودار مکان ریشه سیستم کنترلی با فیلتر ناچ به ازای

$$C_{bus} = 20 \mu \text{F}$$

و مقدار بهره در محل تلاقی نمودار با محور حقیقی.

بهمنظور فیلتر کردن نوساناتی که توسط MPPT ایجاد می شود از فیلتر پایین گذر مرتبه اول با یک قطب در فرکانس  $100\text{ Hz}$  استفاده شده که تابع تبدیل آن در (۳۱) ارائه شده است.

$$H_{Lowpass} = \frac{1}{\frac{s}{2\pi \times 100} + 1} \quad (31)$$

بنابراین مسیر فیدفوروارد به کار برده شده در شبیه سازی به صورت شکل (۱۶) است.

#### ۴- شبیه سازی و مقایسه با مقاله مرجع

برای بررسی عملکرد میکرواینورتر پیشنهادی و مقایسه آن با مقاله مرجع سه حالت برای سیستم کنترل باس آن در نظر گرفته شده است. این سه حالت شامل کنترل کننده PI، کنترل کننده PI و فیلتر ناچ، کنترل کننده PI و فیلتر ناچ و فیدفوروارد توان ورودی است. جهت مقایسه، پاسخ پله توان ورودی از  $50\text{ W}$  به  $250\text{ W}$  و برعکس که در  $t = 0.15\text{ s}$  اعمال شده شبیه سازی شده است. مقدار فراجاهش و فراجاهش نیز مطابق تعریف ارائه شده در بخش (۳-۵-۱) بیان شده است.

#### ۴-۱- کنترل کننده PI

کنترل کننده PI در دو حالت با ظرفیت های  $560\ \mu\text{F}$  و  $20\ \mu\text{F}$  برای خازن باس شبیه سازی شده است. در حالت نخست که خازن  $560\ \mu\text{F}$  در لینک DC استفاده شده ضرایب به صورت  $k = 0.04$  و  $\tau = 30\text{ ms}$  انتخاب شده است. در شکل (۱۷) پاسخ ولتاژ باس و جریان تزریقی به شبکه به پله مثبت  $200\text{ W}$  توان ورودی رسم شده است. در این حالت فراجاهش ولتاژ باس  $15/5\text{ V}$  و THD جریان تزریقی شده به شبکه در توان  $250\text{ W}$  برابر  $2/10\%$  است.

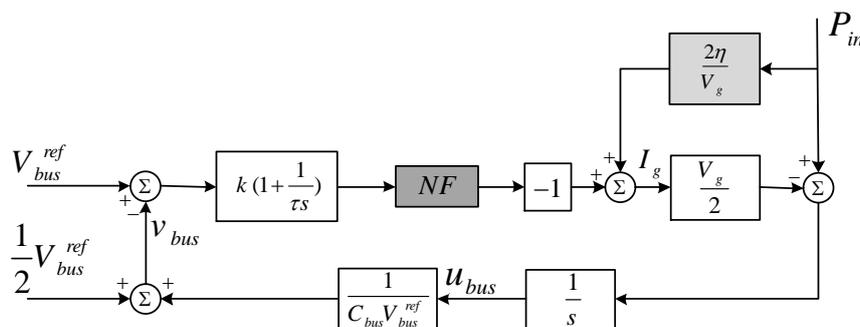
این مقدار بیشینه اگر از حد تعیین شده بیشتر شود ادوات حفاظتی فعال شده و باعث قطع شدن ورودی یا خروجی می شود در نتیجه میزان برداشت انرژی کاهش پیدا می کند. از طرفی در پاسخ به پله های منفی توان ورودی نیز ولتاژ باس نباید از حدی کم تر شود. برای برطرف کردن این مشکل و کاهش فراجاهش و فراجاهش ولتاژ باس در این مقاله روش پیش خور (فیدفوروارد) توان ورودی پیشنهاد شده است.

#### ۳-۵-۲- فیدفوروارد توان ورودی

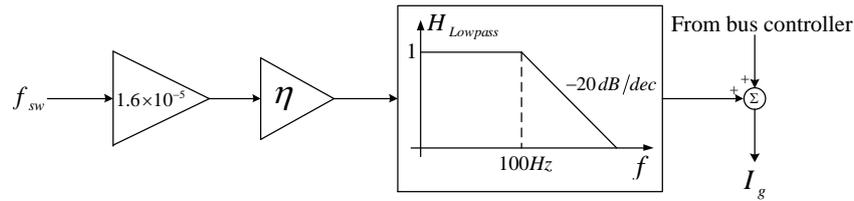
با تغییر ناگهانی توان ورودی کنترل کننده PI در تنظیم دامنه جریان خروجی کند عمل می کند و این کندی باعث تغییر ناگهانی در انرژی ذخیره شده در خازن باس در حالت گذرا می شود. فیدفوروارد مسیری سریع برای تنظیم دامنه جریان خروجی ایجاد می کند که مانع از تغییر ناگهانی انرژی ذخیره شده در خازن باس در حالت گذرا می شود. در شکل (۱۵) مدل ساده شده سیستم کنترل باس پیشنهادی با استفاده از فیلتر ناچ و فیدفوروارد توان ورودی نشان داده شده است. به منظور در نظر گرفتن تلفات، ضریب  $\eta$  (بین ۰ و ۱) برای تنظیم نسبت فیدفوروارد استفاده شده است. این فیدفوروارد در تولید شکل موج مرجع جریان نقش دارد به طوری که پاسخ گذرای جریان تزریق شده به شبکه را نیز بهبود می دهد. برای محاسبه توان ورودی از فرکانس کلیدزنی مبدل بوست طبق (۲۷) استفاده می شود. بنابراین با جایگذاری مقادیر دامنه، جریان طبق (۳۰) محاسبه می شود.

$$I_g = f \times \eta \times 1.6 \times 10^{-5} \quad (30)$$

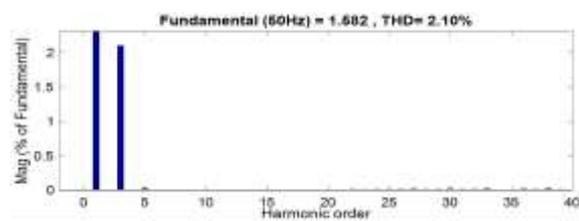
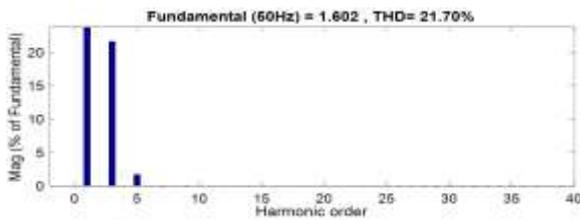
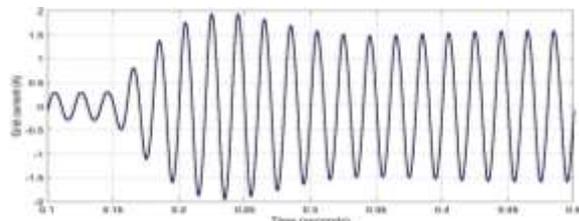
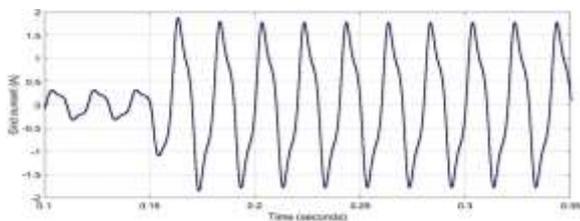
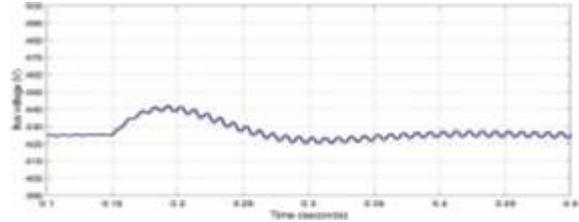
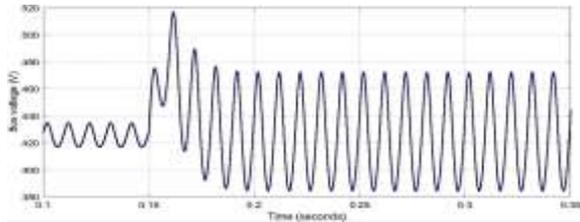
در این رابطه از دامنه ولتاژ نامی شبکه استفاده شده است که در صورت تغییر ولتاژ شبکه در عمل، کنترل کننده PI خطای ایجاد شده را صفر می کند. هر چند می توان در هر لحظه سیگنال دامنه ولتاژ شبکه را از PLL نیز به دست آورد.



شکل (۱۵) مدل ساده شده سیستم کنترل باس پیشنهادی با استفاده از فیلتر ناچ و فیدفوروارد توان ورودی

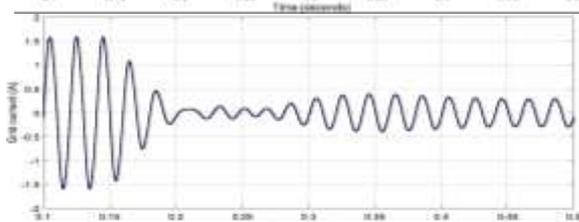
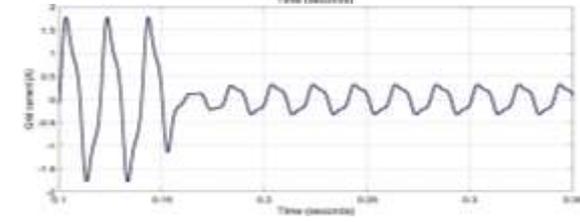
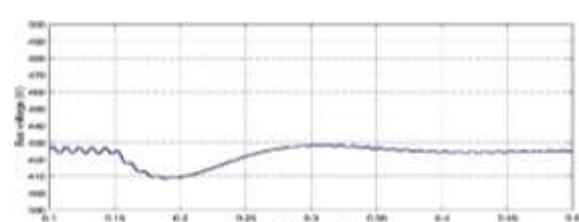
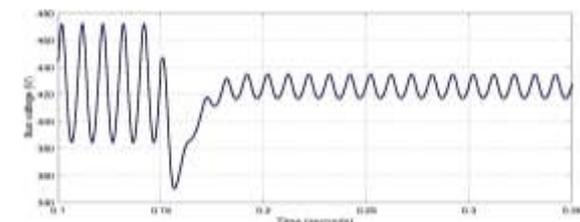


شکل (۱۶) مسیر فیدبک ورودی به کار برده شده در شبیه‌سازی.



شکل (۱۹) شبیه‌سازی میکرواینورتر با کنترل کننده PI در پاسخ به پله مثبت ۲۰۰W توان ورودی با خازن باس  $20 \mu F$

شکل (۱۷) شبیه‌سازی میکرواینورتر با کنترل کننده PI در پاسخ به پله مثبت ۲۰۰W توان ورودی با خازن باس  $560 \mu F$ .



شکل (۲۰) شبیه‌سازی میکرواینورتر با کنترل کننده PI در پاسخ به پله منفی ۲۰۰W توان ورودی با خازن باس  $20 \mu F$ .

شکل (۱۸) شبیه‌سازی میکرواینورتر با کنترل کننده PI در پاسخ به پله منفی ۲۰۰W توان ورودی با خازن باس  $560 \mu F$ .

در حالت دوم که خازن  $20 \mu F$  در لینک DC استفاده شده ضرایب به صورت  $k = 0.015$  و  $\tau = 10 ms$  انتخاب شده است. در شکل (۱۹) پاسخ ولتاژ باس و جریان تزریقی به

در همین حالت پاسخ پله منفی ۲۰۰W توان ورودی نیز شبیه‌سازی شده که نتایج آن در شکل (۱۸) نشان داده شده است. فروجهش ولتاژ باس ۱۶۷ می‌باشد.

خازن باس با ظرفیت  $20 \mu F$  استفاده شده و ضرایب به صورت  $\eta = 0.98$  و  $\zeta = 0.5$ ،  $\tau = 10 ms$ ،  $k = 0.015$  انتخاب شده است.

در شکل (۲۳) پاسخ ولتاژ باس و جریان تزریقی به شبکه به پله مثبت  $200W$  توان ورودی رسم شده است. در این حالت THD جریان تزریق شده به شبکه در توان  $250W$  برابر  $0/44\%$  می باشد. فراجش ولتاژ باس طبق تعریف ذکر شده بسیار ناچیز و در واقع پاسخ ولتاژ باس بدون فراجش می باشد. در همین حالت پاسخ پله منفی  $200W$  توان ورودی شبیه سازی شده که نتایج آن در شکل (۲۴) نشان داده شده است. ولتاژ باس در این حالت فراجش ندارد.

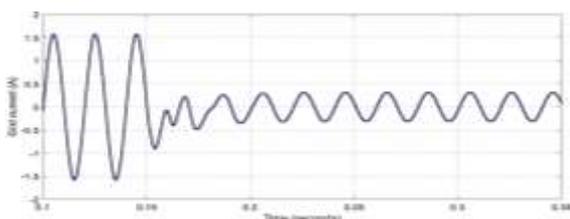
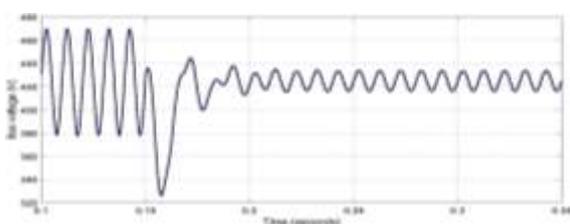
#### ۴-۳- کنترل کننده PI و فیلتر ناچ و فیدفوروارد توان

##### ورودی

شکل های (۲۲) و (۲۳) عملکرد این نوع کنترل کننده را نشان می دهند.

##### ۴-۴- مقایسه

در جدول (۲) نتایج شبیه سازی چهار روش کنترل باس برای میکرواینورتر پیشنهادی در پاسخ به پله  $200W$  توان ورودی به همراه نتایج مقاله مرجع ارائه شده است. در این جدول میزان THD در توان  $250W$  ذکر شده است. با مقایسه نتایج جدول (۲) ملاحظه می شود در حالتی که از سیستم متداول کنترل باس یعنی کنترل کننده PI استفاده شود با کاهش ظرفیت خازن باس فراجش و فروجش ولتاژ باس و THD جریان تزریق شده به شبکه افزایش می یابد.

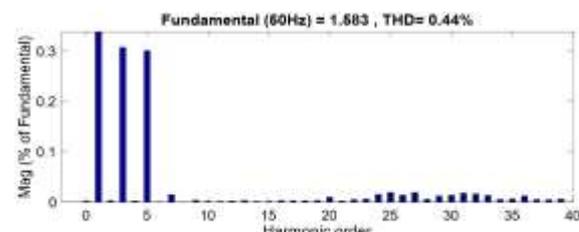
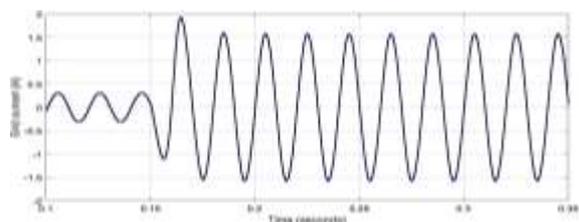
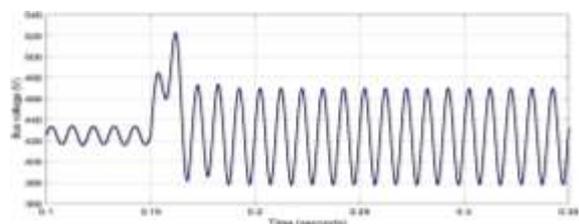


شکل (۲۲) شبیه سازی میکرواینورتر با کنترل کننده PI و فیلتر ناچ در پاسخ به پله منفی  $200W$  توان ورودی با خازن باس  $20 \mu F$ .

شبکه به پله مثبت  $200W$  توان ورودی رسم شده است. در این حالت فراجش ولتاژ باس  $44/5V$  و THD جریان تزریق شده به شبکه در توان  $250W$  برابر  $21/70\%$  است. در همین حالت پاسخ پله منفی  $200W$  توان ورودی نیز شبیه سازی شده که نتایج آن در شکل (۲۰) نشان داده شده است. فروجش ولتاژ باس  $67V$  می باشد.

#### ۴-۲- کنترل کننده PI و فیلتر ناچ

در این حالت فیلتر ناچ به صورت سری به کنترل کننده PI اضافه شده است. خازن باس با ظرفیت  $20 \mu F$  استفاده شده و ضرایب به صورت  $\eta = 0.98$  و  $\zeta = 0.5$ ،  $\tau = 10 ms$ ،  $k = 0.015$  انتخاب شده است. در شکل (۲۱) پاسخ ولتاژ باس و جریان تزریقی به شبکه به پله مثبت  $200W$  توان ورودی رسم شده است. در این حالت فراجش ولتاژ باس  $53V$  و THD جریان تزریق شده به شبکه در توان  $250W$  برابر  $0/44\%$  است. در همین حالت پاسخ پله منفی  $200W$  توان ورودی نیز شبیه سازی شده که نتایج آن در شکل (۲۲) نشان داده شده است. فروجش ولتاژ باس  $90V$  می باشد. در این حالت علاوه بر این که فیلتر ناچ به صورت سری به کنترل کننده PI اضافه شده، فیدفوروارد توان ورودی پیشنهادی نیز اعمال شده است.

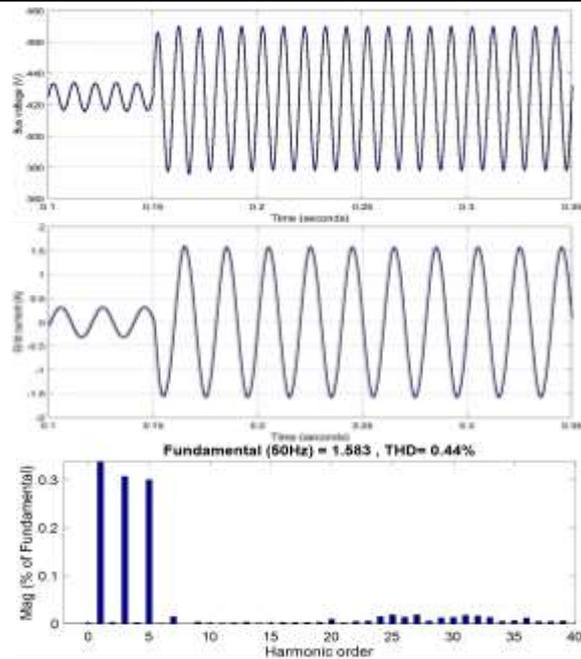


شکل (۲۱) شبیه سازی میکرواینورتر با کنترل کننده PI و فیلتر ناچ در پاسخ به پله مثبت  $200W$  توان ورودی با خازن باس  $20 \mu F$ .

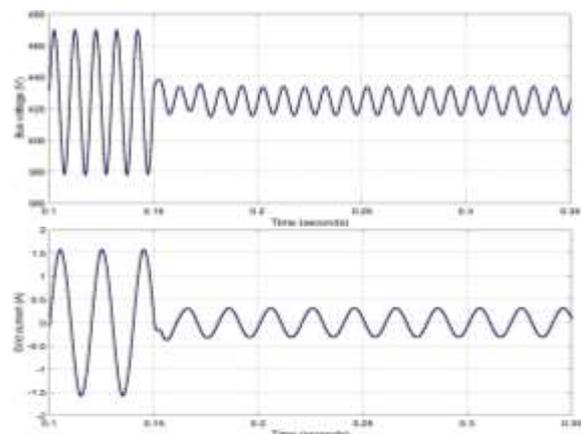
غیرغالب فیلتر ناچ فراجش و فروجهش ولتاژ باس افزایش یافته است. از طرف دیگر چون در فرکانس ناچ یک شیفت فاز بزرگ ایجاد شده است به دلیل مسائل پایداری نمی‌توان پهنای باند کنترل‌کننده را افزایش (فراجش و فروجهش را کاهش) داد. برای کاهش یا تقریباً حذف نمودن فراجش و فروجهش ولتاژ باس و بهبود پاسخ گذرای جریان تزریق شده به شبکه فیدفورارد توان ورودی پیشنهاد شده است. با وجود فیدفورارد توان ورودی فراجش و فروجهش ولتاژ باس بسیار ناچیز شده ضمن این‌که THD جریان خروجی تغییر نکرده است. این مقایسه نشان می‌دهد که اگر در حلقه کنترل باس در کنار کنترل‌کننده PI از فیلتر ناچ (در فرکانس دوبرابر فرکانس شبکه) و فیدفورارد توان ورودی استفاده شود می‌توان از خازن‌های فیلم نازک با ظرفیت کم در باس DC استفاده کرد و در عین حال فراجش و فروجهش ولتاژ باس ناچیز و THD جریان تزریق شده به شبکه نیز کم باشد. ملاحظه می‌شود که روش پیشنهادی (ردیف چهارم جدول) نسبت به روش ارائه شده در [۱۴] (ردیف پنجم جدول) در هر چهار ویژگی (ظرفیت خازن باس، فراجش، فروجهش و THD) بهبود ایجاد کرده است.

#### ۵- نتیجه‌گیری

از بین روش‌های جداسازی توان، جداسازی توان در لینک DC با ولتاژ زیاد بهترین روش برای کاهش ظرفیت خازن جداساز و استفاده از خازن‌های فیلم نازک با ظرفیت کم و طول عمر زیاد است. از این رو طراحی میکرواینورتر دوطبقه با لینک DC بدون استفاده از خازن‌های الکترولیتی و با پاسخ گذرای خوب و اعوجاج کم جریان خروجی یکی از مهم‌ترین مباحث تحقیق در زمینه کاربرد انرژی خورشیدی است. به دلیل وجود ضربان با فرکانس دوبرابر فرکانس شبکه روی ولتاژ باس DC، کنترل‌کننده PI که به‌طور متداول به‌عنوان تنظیم‌کننده ولتاژ باس استفاده می‌شود در حالت کم بودن ظرفیت خازن باس نمی‌تواند بده‌بستان بین اعوجاج جریان خروجی و دامنه نوسانات (فراجش و فروجهش) ولتاژ باس را حل کند. بنابراین هدف، طراحی روش‌های کنترلی مناسب جهت کم کردن THD جریان تزریق شده به شبکه، کاهش دامنه نوسانات ولتاژ باس در حالت گذرا و از بین بردن بده‌بستان بین آن‌ها است که در این مقاله در طراحی میکرواینورتر مدنظر قرار گرفتند.



شکل (۲۳) شبیه‌سازی میکرواینورتر با کنترل‌کننده PI و فیلتر ناچ و فیدفورارد توان ورودی در پاسخ به پله مثبت ۲۰۰W توان ورودی با خازن باس  $20 \mu F$



شکل (۲۴) شبیه‌سازی میکرواینورتر با کنترل‌کننده PI و فیلتر ناچ و فیدفورارد توان ورودی در پاسخ به پله منفی ۲۰۰W توان ورودی با خازن باس  $20 \mu F$

این حالت نشان می‌دهد که با کنترل‌کننده PI متداول نمی‌توان از خازن‌های فیلم نازک با ظرفیت کم در باس DC استفاده نمود. برای کاهش THD جریان تزریقی به شبکه از فیلتر ناچ در فرکانس دوبرابر فرکانس شبکه به‌صورت سری با کنترل‌کننده PI استفاده شده است. این فیلتر جلوی عبور ضربان ولتاژ باس و آلوده شدن جریان مرجع را می‌گیرد. ملاحظه می‌شود که THD جریان تزریقی به شبکه به مقدار قابل ملاحظه‌ای کاهش یافته است اما به دلیل تأثیر قطب‌های

جدول (۲) مقایسه نتایج شبیه سازی و مقاله مرجع (۱۴) در پاسخ میکرواینورتر به پله ۲۰۰W توان ورودی.

روش	ظرفیت خازن باس	فراجهش	فروجهش	THD (at 250W)
PI	۵۶۰ $\mu$ F	۱۵/۵ V	۱۶ V	۲/۱۰٪
PI	۲۰ $\mu$ F	۴۴/۵ V	۶۷ V	۲۱/۷۰٪
PI و فیلتر ناچ	۲۰ $\mu$ F	۵۳ V	۹۰ V	۰/۴۴٪
PI، فیلتر ناچ و فیدفوروارد توان ورودی (روش پیشنهادی)	۲۰ $\mu$ F	تقریباً صفر	تقریباً صفر	۰/۴۴٪
[۱۴] (PI و فیلتر ناچ)	۱۱۲ $\mu$ F	۱۵ V	ذکر نشده	۱/۲٪

Configurations,” in IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.23, No.3, pp.1320-1333, 2008.

- [3] S. B. Kjaer, J. K. Pedersen, and F. Blaabjerg, “A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules,” in IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.41, No.5, pp.1292-1306, 2005.
- [4] H. Wang and F. Blaabjerg, “Reliability of Capacitors for DC-Link Applications in Power Electronic Converters—An Overview,” in IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.50, No.5, pp.3569-3578, 2014.
- [5] A. C. Kyritsis, N. P. Papanikolaou, and E. C. Tatakis, “A Novel Parallel Active Filter for Current Pulsation Smoothing on Single Stage Grid-Connected AC-PV Modules,” European Conference on Power Electronics and Applications, pp.1-10, 2007.
- [6] T. Shimizu, K. Wada, and N. Nakamura, “Flyback-Type Single-Phase Utility Interactive Inverter With Power Pulsation Decoupling on the DC Input for an AC Photovoltaic Module System,” in IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.21, No.5, pp.1264-1272, 2006.
- [7] S. B. Kjaer and F. Blaabjerg, “Design Optimization of a Single Phase Inverter for Photovoltaic Applications,” Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. IEEE 34th Annual, Vol.3, pp.1183-1190. 2003
- [8] H. Hu, S. Harb, N. H. Kutkut, Z. J. Shen, and I. Batarseh, “A Single-Stage Microinverter Without Using Electrolytic Capacitors,” in IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.28, No.6, pp.2677-2687, 2013.
- [9] H. Hu et al., “A Three-port Flyback for PV Microinverter Applications With Power Pulsation Decoupling Capability,” in IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.27, No.9, pp.3953-3964, 2012.
- [10] Y. M. Chen and C. Y. Liao, “Three-Port Flyback-Type Single-Phase Micro-Inverter With Active Power Decoupling Circuit,” IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Phoenix, AZ, pp.501-506, 2011.
- [11] M. Hadi Zare, M. Mohamadian, and R. Beiranvand, “A Single-Phase Grid-Connected Photovoltaic Inverter Based on a Three-Switch Three-Port Flyback With Series Power Decoupling Circuit,” in IEEE Transactions on

برای کاهش THD جریان تزریق شده به شبکه در حلقه کنترل باس از فیلتر ناچ در فرکانس دوبرابر فرکانس شبکه استفاده شده است که مانع عبور ضربان ولتاژ باس DC و آلوده شدن سیگنال مرجع جریان می شود. برای تضعیف هارمونیک ها از فیلتر LCL با مقاومت میراکننده در اتصال میکرواینورتر به شبکه و همچنین در حلقه کنترل جریان علاوه بر کنترل کننده PR از جبران سازهای هارمونیک های سوم و پنجم نیز استفاده شده است.

برای کاهش فراجهش و فروجهش ولتاژ باس از فیدفوروارد توان ورودی استفاده شده است. در واقع با تغییر ناگهانی توان ورودی کنترل کننده PI در تنظیم دامنه جریان خروجی کند عمل می کند و این کندی باعث تغییر ناگهانی در انرژی ذخیره شده در خازن باس در حالت گذرا می شود. فیدفوروارد مسیری سریع برای تنظیم دامنه جریان خروجی ایجاد می کند که مانع از تغییر ناگهانی انرژی ذخیره شده در خازن باس در حالت گذرا می شود.

در نهایت میکرواینورتری طراحی شده است که با خازن باس بسیار کم  $20\mu\text{F}$  در پاسخ به پله  $200\text{W}$  توان ورودی فراجهش و فروجهش نداشته و THD جریان تزریقی آن به شبکه در توان  $250\text{W}$  برابر  $0.44\%$  است که در مقایسه با مقاله مرجع [۱۴] در هر چهار ویژگی (ظرفیت خازن باس، فراجهش و فروجهش ولتاژ باس و THD جریان تزریقی به شبکه) بهبود حاصل شده است.

## ۶- مراجع

- [1] H. Hu, S. Harb, N. Kutkut, I. Batarseh, and Z. J. Shen, “A Review of Power Decoupling Techniques for Microinverters With Three Different Decoupling Capacitor Locations in PV Systems,” in IEEE Transaction on Power Electronics, Vol.28, No.6, pp.2711-2726, 2013.
- [2] Q. Li and P. Wolfs, “A Review of the Single Phase Photovoltaic Module Integrated Converter Topologies With Three Different DC Link

- [22] D. Zammit, C. Spiteri Staines, M. Apap, and J. Licari, "Design of PR Current Control With Selective Harmonic Compensators Using Matlab," *Journal of Electrical Systems and Information Technology*, Vol.4, No.3, pp.347-358, 2017.
- [23] Y. Levron and R. W. Erickson, "High Weighted Efficiency in Single-Phase Solar Inverters by a Variable-Frequency Peak Current Controller," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.31, No.1, pp. 248-257, 2016.
- [24] SHARP Solar Electricity, "Multi-Purpose 250 Watt Module," NU-Q250W2 datasheet, 2011.
- [12] T. Brekken, N. Bhiwapurkar, M. Rathi, N. Mohan, C. Henze and L. R. Moumneh, "Utility-Connected Power Converter for Maximizing Power Transfer from a Photovoltaic Source while Drawing Ripple-Free Current," *IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings*, pp.1518-1522, Vol.3. 2002.
- [13] N. A. Ninad and L. A. C. Lopez, "A Low Power Single-Phase Utility Interactive Inverter for Residential PV Generation With Small DC Link Capacitor," *3rd Solar Building Research Network Conference*, 2008.
- [14] S. A. Khajehoddin, M. Karimi-Ghartemani, P. K. Jain, and A. Bakhshai, "DC-Bus Design and Control for a Single-Phase Grid-Connected Renewable Converter With a Small Energy Storage Component," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.28, No.7, pp.3245-3254, 2013.
- [15] Y. Levron, S. Canaday, and R. W. Erickson, "Bus Voltage Control With Zero Distortion and High Bandwidth for Single-Phase Solar Inverters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.31, No.1, pp.258-269, 2016.
- [16] Q. Li, P. J. Wolfs, and S. Senini, "A Hard Switched High Frequency Link Converter With Constant Power Output for Photovoltaic Applications," in *Proc. Australasian Univ. Power Eng. Conf.*, pp.1-6, 2002.
- [17] C. R. Bush and B. Wang, "A Single-Phase Current Source Solar Inverter With Reduced-Size DC Link," *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, San Jose, CA, pp. 54-59, 2009.
- [18] T. Shimizu, T. Fujita, G. Kimura, and J. Hirose, "A Unity Power Factor PWM Rectifier With DC Ripple Compensation," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.44, No.4, pp.447-455, 1997.
- [19] K. Tsuno, T. Shimizu, K. Wada, and K. Ishii, "Optimization of the DC Ripple Energy Compensating Circuit on a Single-Phase Voltage Source PWM Rectifier," *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference*, Vol.1, pp. 316-321, 2004.
- [20] A. Reznik, M. G. Simões, A. Al-Durra, and S. M. Muyeen, "LCL Filter Design and Performance Analysis for Grid-Interconnected Systems," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 2, pp.1225-1232, 2014.
- [21] Y. Tang, P. C. Loh, P. Wang, F. H. Choo, F. Gao, and F. Blaabjerg, "Generalized Design of High Performance Shunt Active Power Filter With Output LCL Filter," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.59, No.3, pp.1443-1452, 2012.