

# کنترل دوحلقه‌ای اینورتر ۴۰۰ هرتز برای کاربرد منابع تغذیه زمینی

محمود نوری و حسین ایمان عینی

حالت در الگوریتم کنترل استفاده شده است. مرجع [۱۵] یک کنترل ترکیبی در مختصات گردان و ساکن را پیشنهاد می‌کند که مرجع ولتاژ از روی مقدار مؤثر محاسبه می‌شود و به همین دلیل منجر به دینامیک نه چندان خوبی می‌شود. مرجع [۱۶] کنترل تک‌حلقه‌ای را پیشنهاد می‌کند اما علی‌رغم داشتن پاسخ گذرای سریع، بر روی جریان کنترل ندارد و این موضوع قابلیت اطمینان سیستم را کاهش می‌دهد.

در سیستم‌های با توان بیشتر به دلیل محدودیت فرکانس کلیدزنی، تأخیر نمونه‌برداری بیشتر است که باعث کاهش پهنای باند حلقه کنترلی و در نتیجه تضعیف عملکرد اینورتر ۴۰۰ هرتز می‌گردد. لذا در نظر گرفتن تأخیرهای موجود در سیستم و مدل‌سازی آن در حلقه کنترل در سیستم‌های دیجیتال ۴۰۰ هرتز امری ضروری است که باید به آن توجه نمود. نکات مهم دیگر در این سیستم‌ها طراحی در حوزه زمان گسسته و نیز انتخاب روش بهینه جهت تبدیل کنترل‌کننده‌های زمان پیوسته به کنترل‌کننده‌های معادل زمان گسسته است که به مورد اخیر در کاربرد اینورترهای ۴۰۰ هرتز تاکنون توجه نشده است.

در این مقاله قصد بر این است که با اعمال روش کنترل دوحلقه‌ای، قابلیت اطمینان سیستم کنترل افزایش داده شود و مقاومت سیستم در برابر تغییر پارامترهای مدل تا حدی افزایش یابد. با اعمال این روش امکان کار موازی اینورتر با سایر اینورترها فراهم می‌شود. با افزودن بلوک پیش‌خور به کنترل دوحلقه‌ای، اثر جریان بار به عنوان ورودی اغتشاش به سیستم کنترل حذف می‌گردد. برای پیاده‌سازی اینم در برابر نویز بلوک پیش‌خور، یک مشتق‌گیر نرم معرفی شده که به صورت بهینه برای فرکانس ۴۰۰ هرتز طراحی شده است. در نهایت شبیه‌سازی‌ها و آزمایش‌های عملی عملکرد مطلوب سیستم کنترل را نشان می‌دهند. مطالب این مقاله بدین صورت طبقه‌بندی شده که پس از معرفی اجزای اینورتر ۴۰۰ هرتز در بخش ۲، به طراحی کنترل‌کننده‌ها و مشتق‌گیر نرم در بخش ۳ پرداخته می‌شود. بخش ۴ به ارائه نتایج حاصل از شبیه‌سازی در محیط متلب/سیمولینک و بخش ۵ نتایج به دست آمده از آزمایش‌های عملی را ارائه می‌کند. نهایتاً بخش ۶ نتیجه‌گیری و جمع‌بندی از نتایج به دست آمده را بیان می‌کند.

## ۲- اجزای تشکیل‌دهنده منبع تغذیه ۴۰۰ هرتز

یک منبع تغذیه از بخش‌های مختلفی تشکیل شده است که اجزای اصلی آن عبارتند از یکسوساز شبکه، لینک DC، اینورتر، ترانسفورماتور، فیلتر طبقه خروجی و کنترل‌کننده.

عموماً در بخش ورودی منابع تغذیه سه‌فاز ۴۰۰ هرتز، یکسوساز دیودی عپالسه به کار می‌رود که در این مقاله نیز از این یکسوساز استفاده شده است. لینک یا باس DC در اینورتر منبع ولتاژ از نوع خازنی است. اندازه ولتاژ لینک از طریق روابط حاکم بر یکسوساز پل دیودی محاسبه می‌شود که در (۱) آورده شده است

$$V_{dc} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{line-to-line} \frac{V_{line-to-line} = \sqrt{3} \cdot \sqrt{3}}{\sqrt{3}} \rightarrow V_{dc} = 514V \quad (1)$$

چکیده: در این مقاله روش کنترل دوحلقه‌ای برای کنترل اینورتر ۴۰۰ هرتز معرفی می‌شود. در حلقه بیرونی از کنترل‌کننده‌های تشدید برای تنظیم دامنه هارمونیک اصلی و حذف هارمونیک‌های نامطلوب ولتاژ استفاده می‌شود. در حلقه داخلی برای پرهیز از ایجاد تأخیر فاز و کاهش پهنای باند از کنترل‌کننده تناسبی جریان بهره گرفته شده است. در این مقاله برای طراحی ضرایب کنترل‌کننده‌های حلقه‌های داخلی و خارجی، روش دیجیتال ترکیبی در حوزه زمان-گسسته و زمان-پیوسته پیشنهاد شده است. به منظور مجزاسازی سیستم کنترل از ورودی اغتشاش جریان بار و بهبود پاسخ دینامیکی سیستم، بلوک پیش‌خور به ساختار کنترل دوحلقه‌ای افزوده شده است. برای پیاده‌سازی اینم در برابر نویز بلوک پیش‌خور، یک مشتق‌گیر نرم معرفی شده است که به صورت بهینه برای فرکانس ۴۰۰ هرتز طراحی شده است. شبیه‌سازی‌های متعددی به منظور تأیید کارایی سیستم کنترل انجام شده که بیان‌گر عملکرد مطلوب حالت گذرا و ماندگار سیستم است. در انتها نتایج عملی به دست آمده از یک نمونه آزمایشگاهی-صنعتی ۲۰ kVA و مبتنی بر سیستم کنترل دوحلقه‌ای ارائه می‌شود.

کلیدواژه: اینورتر ۴۰۰ هرتز، طراحی دیجیتال ترکیبی، کنترل دوحلقه‌ای، کنترل دیجیتال.

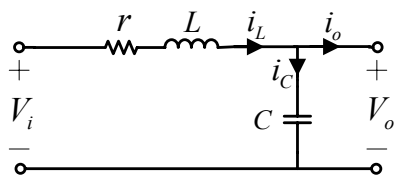
## ۱- مقدمه

اینورترهای ۴۰۰ هرتز برای تأمین برق هواپیماها در صنایع هوایی و همچنین در تجهیزات نظامی و صنایع کشتی‌رانی کاربرد فراوانی دارند. کنترل دامنه و فرکانس لحظه‌ای ولتاژ خروجی به ویژه در شرایط بارهای نامتقارن و غیر خطی، هدف اصلی سیستم کنترل در اینورتر محسوب می‌گردد. تاکنون روش‌ها و طرح‌های کنترلی بسیاری در زمینه اینورترهای ۶۰/۵۰ هرتز در مقالات گزارش شده‌اند که در این میان می‌توان به روش‌هایی مانند کنترل مد لغزان، کنترل تکراری، کنترل دت-پت، کنترل‌کننده‌های شبکه عصبی و غیره اشاره کرد [۱] تا [۱۲]. اما تعداد کمی از این روش‌ها را مستقیماً می‌توان برای اینورترهای ۴۰۰ هرتز به کار برد [۱۳] و [۱۴]. علت اصلی این امر کوچک بودن دوره تناوب اینورترهای ۴۰۰ هرتز نسبت به اینورترهای ۶۰/۵۰ هرتز می‌باشد. در سیستم‌های ۶۰/۵۰ هرتز ممکن است تأخیر نمونه‌برداری اثر نامطلوب زیادی بر روی عملکرد اینورتر نداشته باشد اما در اینورترهای ۴۰۰ هرتز از آثار این تأخیر نمی‌توان چشم‌پوشی کرد. برای نمونه تأخیر ناشی از یک دوره نمونه‌برداری با فرکانس ۶ کیلوهرتز در یک اینورتر ۴۰۰ هرتز برابر با ۲۴ درجه است در حالی که تحت همین شرایط تأخیر در اینورتر ۵۰ هرتز ۳ درجه است [۱۵] و [۱۶].

در [۱۴] برای جبران تأخیرهای موجود در اینورتر ۴۰۰ هرتز از رویت‌گر

این مقاله در تاریخ ۳۰ اردیبهشت ماه ۱۳۹۳ دریافت و در تاریخ ۱۷ فروردین ماه ۱۳۹۴ بازنگری شد.

محمود نوری، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، پردیس دانشکده‌های فنی، دانشگاه تهران، تهران، (email: mahmod.nori@gmail.com)  
حسین ایمان عینی، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، پردیس دانشکده‌های فنی، دانشگاه تهران، تهران، (email: imaneini@ut.ac.ir).



شکل ۳: مدار معادل فیلتر پایین‌گذر LC خروجی اینورتر.

یک حلقه کنترل ولتاژ است. داشتن کنترل روی جریان از مزایای مهم کنترل دولحله‌ای نسبت به تک‌حلقه‌ای به شمار می‌آید زیرا از منظر حفاظتی قابلیت اطمینان سیستم را افزایش می‌دهد. همچنین به هنگام موازی‌سازی اینورترها و متعادل‌سازی تقسیم جریان، داشتن حلقه کنترل جریان امری ضروری است. به علاوه در اینورترهای متصل به شبکه جریان تزریقی به شبکه باید تحت کنترل باشد که بیان‌گر اهمیت این روش است [۵] تا [۸].

برای کاهش تعداد کنترل‌کننده‌ها در سیستم سه‌فاز از نگاهت  $abc \rightarrow \alpha\beta$  استفاده شده است. لذا از مفهوم بردار فضایی در کنترل متغیرهای خروجی اینورتر استفاده شده که ارتباط آن با متغیرهای فاز-نوترال در (۳) تعریف می‌شود (به طور خاص در این رابطه متغیرها از نوع ولتاژ در نظر گرفته شده‌اند)

$$\bar{V} = \frac{2}{3}(V_{an} + aV_{bn} + a^2V_{cn}) = V_{\alpha} + jV_{\beta} \quad (3)$$

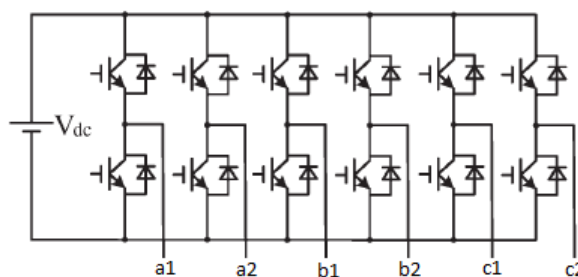
که در آن  $a = e^{j\pi/3}$ ،  $a^2 = e^{j2\pi/3}$  و  $j = \sqrt{-1}$  است. بدین ترتیب با اعمال تبدیل فوق که معروف به تبدیل  $abc \rightarrow \alpha\beta$  است، دو متغیر کنترل‌شونده حلقه ولتاژ  $V_{\alpha}$  و  $V_{\beta}$  به دست می‌آیند. به طور مشابه دو متغیر کنترل‌شونده حلقه داخلی  $i_{\alpha}$  و  $i_{\beta}$  مطابق (۴) از روی متغیرهای دستگاه ساکن  $abc$  ساخته می‌شوند

$$\bar{i} = \frac{2}{3}(i_a + ai_b + a^2i_c) = i_{\alpha} + ji_{\beta} \quad (4)$$

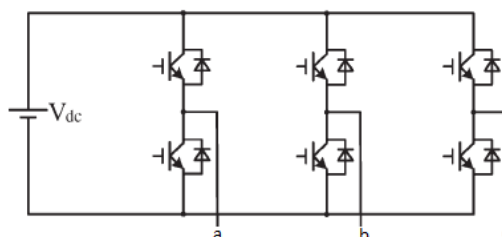
بدین ترتیب با استفاده از تبدیل  $abc \rightarrow \alpha\beta$  قانون کنترل در دستگاه دومحوری ساکن  $\alpha\beta$  پیاده‌سازی می‌شود. ساختار کلی سیستم شامل مدار قدرت اینورتر ۴۰۰ هرتز و مدار کنترل پیشنهادی در شکل ۴ نشان داده شده که در آن برای کاهش تنش وارد بر ترانسفورماتور، سلف فیلتر در سمت اولیه ترانسفورماتور قرار داده شده است. همچنین مشاهده می‌شود که از جریان قبل از ترانسفورماتور و ولتاژ بعد از آن جهت پیاده‌سازی الگوریتم کنترل نمونه‌برداری شده است. بایستی دقت داشت که متغیرهای کنترل‌شونده ولتاژ و جریان که در دو حلقه متوالی قرار می‌گیرند بایستی هم‌فاز باشند اما به دلیل استفاده از ترانسفورماتور مثلث-ستاره مطابق با شکل ۴ خواهیم داشت

$$\begin{aligned} \angle V_{A'B'} &= \angle V_{AB} = \angle V_{AN} + 30^\circ \\ \angle i_{A'B'} &= \angle V_{A'B'} = \angle V_{AB} = \angle V_{AN} + 30^\circ \rightarrow \\ \angle i_A &= \angle i_{A'B'} - 30^\circ = \angle V_{A'B'} - 30^\circ = \\ \angle V_{AN} + 30^\circ - 30^\circ &\rightarrow \angle i_A = \angle V_{AN} \end{aligned} \quad (5)$$

لذا مطابق (۵) متغیرهای کنترل‌شونده ولتاژ و جریان با یکدیگر هم‌فازند و با این آرایش نمونه‌برداری مشکلی در سیستم کنترل به وجود نخواهد آمد. از آنجا که کنترل در دستگاه ساکن  $abc$  صورت می‌گیرد، باید از کنترل‌کننده‌ای استفاده کرد که بتواند خطای حالت ماندگار را برای ورودی سینوسی صفر کند. به همین خاطر از کنترل‌کننده تشدیدی در ساختار کنترل‌کننده استفاده می‌شود. تابع تبدیل کنترل‌کننده تشدیدی در حوزه



شکل ۱: ساختار اینورتر سه‌فاز تشکیل شده از سه سلول تمام‌پل تک‌فاز-آرایش ۱.



شکل ۲: ساختار اینورتر سه‌ساق-آرایش ۲.

بخش اصلی منبع تغذیه زمینی که هسته مرکزی و کلیدی آن را تشکیل می‌دهد مبدل dc به ac یا اینورتر است. در اینورتر ۴۰۰ هرتز سه‌فاز، دو ساختار برای آرایش اینورتر بیشترین کاربرد را دارد که در شکل‌های ۱ و ۲ نشان داده شده‌اند. تعداد سویچ‌های به کار رفته در اینورتر سه‌ساق نصف تعداد سویچ‌های به کار رفته در اینورتر سه‌فاز شکل ۱ است که از مزایای مهم این آرایش محسوب می‌شود. لذا در این مقاله از ساختار شکل ۲ استفاده شده است.

در اینورترهای ۴۰۰ هرتز از ترانسفورماتور در طبقه خروجی به دو منظور کلی تنظیم سطح ولتاژ خروجی و ایجاد ایزولاسیون بین بار و منبع استفاده می‌شود. به علاوه هنگام استفاده از اینورتر سه‌ساق، پایانه نوترال برای تغذیه بارهای تک‌فاز به وسیله ترانسفورماتور فراهم می‌شود [۱۲] و [۱۳].

در اینورترهای ۴۰۰ هرتز جهت تضعیف هارمونیک‌های ناشی از کلیدزنی از فیلتر پایین‌گذر در خروجی استفاده می‌شود. مدار معادل تک‌فاز فیلتر LC خروجی با در نظر گرفتن مقاومت معادل سری سلف  $r$  در شکل ۳ نشان داده شده است.

مؤلفه‌های متعددی در تعیین مقدار مطلوب برای سلف و خازن فیلتر تأثیرگذارند که عبارتند از فرکانس قطع، میزان تضعیف هارمونیک، پهنای باند، ریپل جریان خروجی، اندازه و وزن، راندمان، توان راکتیو، امپدانس خروجی و هزینه. همواره هنگام طراحی در عمل باید بین موارد فوق مصالحه صورت گیرد [۱۰] و [۱۱].

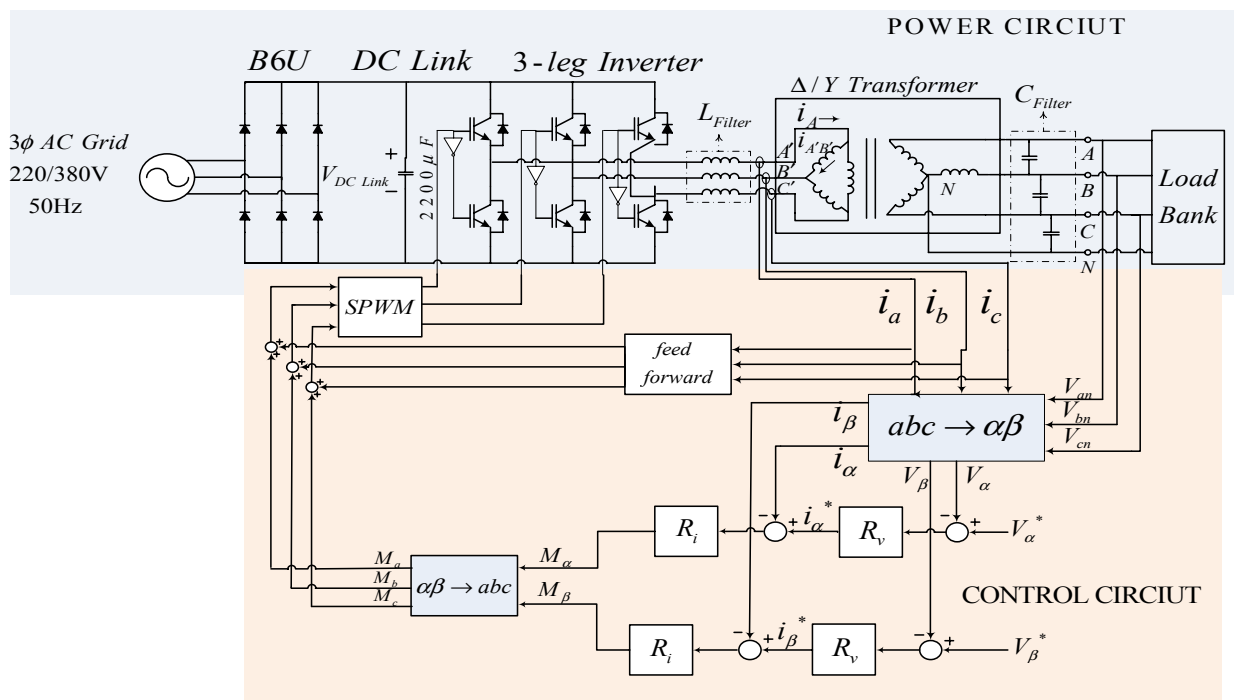
در این مقاله مصالحه بر اساس معیار طراحی نسبت فیلتر [۱۱] انجام شد و در نهایت مقادیر سلف و خازن فیلتر به صورت زیر محاسبه شدند

$$\begin{aligned} L &= 150 \mu\text{H} \\ C &= 40 \mu\text{F} \end{aligned} \quad (2)$$

### ۳- اجزای سیستم کنترل

#### ۳-۱ انتخاب کنترل‌کننده حلقه‌های خارجی و داخلی اینورتر

در روش کنترل دولحله‌ای، حلقه خارجی متغیر ولتاژ و حلقه داخلی متغیر جریان را کنترل می‌کند. در حالی که کنترل تک‌حلقه‌ای تنها شامل



شکل ۴: دیاگرام بلوکی سیستم شامل مدار کنترل و مدار قدرت.

$$G_{hv}(s) = \frac{K_{hv}s}{s^\gamma + \omega_{hv}^\gamma} \quad (۸)$$

از آنجا که کنترل کننده‌های فوق در ساختاری موازی با یکدیگر قرار می‌گیرند، تابع تبدیل کلی کنترل کننده از مجموع (۶)، (۷) و (۸) با باز نویسی  $G_{res}(s)$  و  $\omega_{res}$  به صورت  $\omega_{hv}$  و  $G_{res}$  به صورت زیر به دست می‌آید

$$G_{controller}(s) = G_{res\_hv} + G_{res\_hd} + G_{res\_hv} = \frac{K_{hv}s}{s^\gamma + \omega_{hv}^\gamma} + \frac{K_{hd}s}{s^\gamma + \omega_{hd}^\gamma} + \frac{K_{hv}s}{s^\gamma + \omega_{hv}^\gamma} \quad (۹)$$

که دیاگرام بود تابع تبدیل مجموع  $G_{controller}(s)$  در شکل ۵ قابل مشاهده است.

لازم به ذکر است در روش کنترل پیشنهادی برای افزایش حاشیه پایداری و جبران تأخیرهای ذاتی موجود در سیستم، از کنترل کننده تشدید با قابلیت جبران سازی تأخیر به صورت (۱۰) استفاده شده است

$$G_{res}(s) = \frac{K_{res}(as+b)}{s^\gamma + \omega_{res}^\gamma} \quad (۱۰)$$

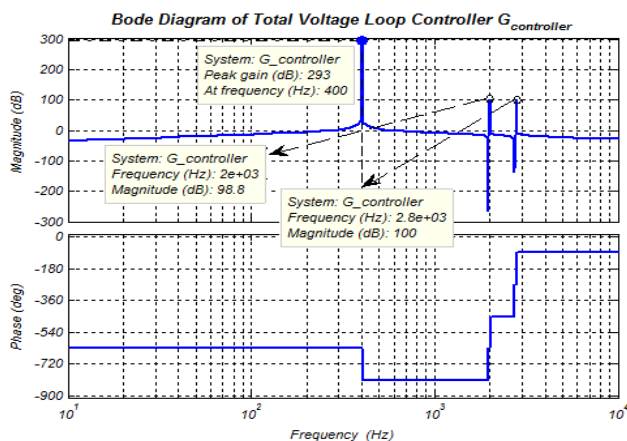
که در آن مقادیر  $a$  و  $b$  از روابط زیر به دست می‌آیند [۱۷]

$$a = \cos(\omega_{res} NT_s) \quad (۱۱)$$

$$b = -\omega_{res} \sin(\omega_{res} NT_s) \quad (۱۲)$$

در این روابط  $\omega_{res}$  فرکانس زاویه‌ای تشدید،  $T_s$  دوره تناوب نمونه برداری و  $N$  تعداد دوره‌های مورد نیاز جهت جبران سازی است. بر اساس مطالعات انجام شده توسط لیمنگی مقدار بهینه برای  $N$  برابر ۲ می‌باشد [۱۷].

برای حلقه داخلی می‌توان از کنترل کننده‌های مختلفی استفاده کرد اما از آنجا که کنترل کننده تناسبی قطب و صفری به سیستم اضافه نمی‌کند لذا در مقایسه با سایر کنترل کننده‌ها (در فرکانس‌های نمونه برداری محدود و به ویژه در توان بالا) منجر به کاهش پهنای باند نمی‌شود. همچنین



شکل ۵: دیاگرام بود کنترل کننده مجموع (رابطه (۹)) با فرض  $K_{ho} = ۷۵$  و  $K_{hv} = ۱۰۰$ .

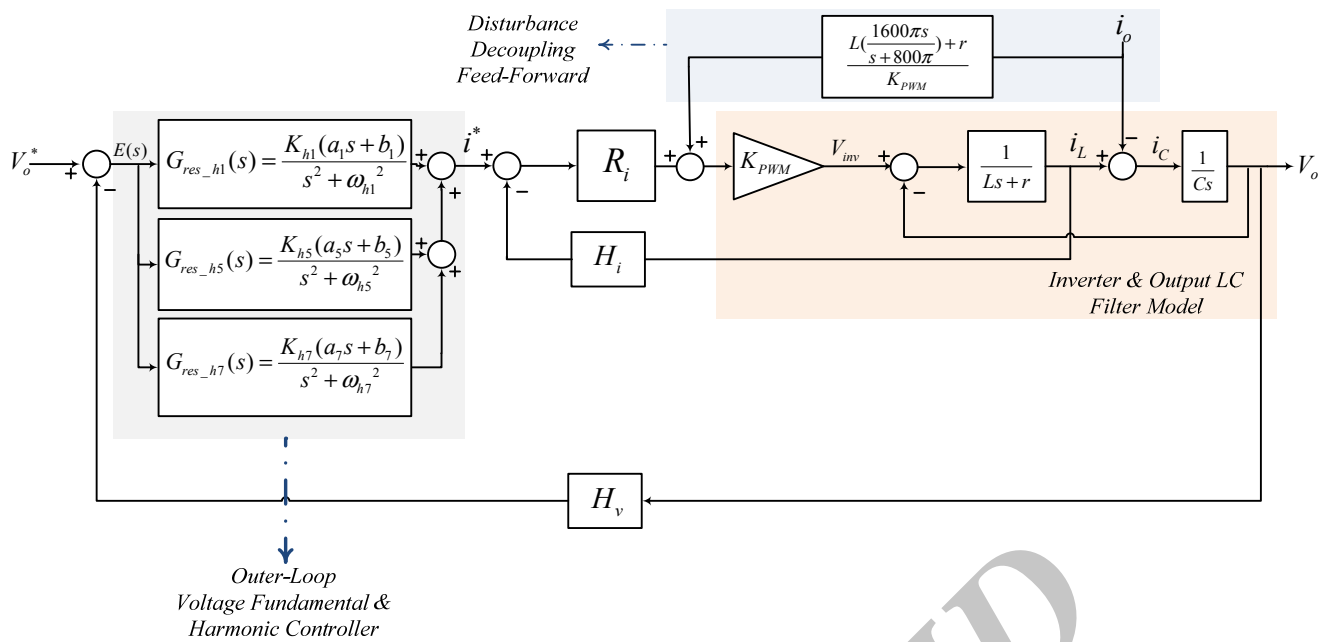
لاپلاس به شکل زیر است

$$G_{res}(s) = \frac{K_{res}s}{s^\gamma + \omega_{res}^\gamma} \quad (۶)$$

که در آن  $s$  متغیر لاپلاس،  $K_{res}$  بهره کنترل کننده و  $\omega_{res}$  فرکانس زاویه‌ای تشدید کنترل کننده هستند. مطابق (۶) اندازه تابع تبدیل  $G_{res}(s)$  در همسایگی فرکانس  $\omega_{res}$  به سمت بی نهایت میل می‌کند. این موضوع خطای حالت ماندگار را در فرکانس  $\omega_{res}$  به طور نظری صفر می‌کند.

با اضافه کردن مؤلفه‌های تشدید به ساختار کنترل کننده به شکل موازی، می‌توان سایر هارمونیک‌های فرکانس پایین را حذف نمود. هارمونیک‌های مضرب ۳ به دلیل وجود ترانسفورماتور سه فاز  $\Delta/Y$  در ولتاژ خروجی حذف خواهند شد. بنابراین تنها مؤلفه‌های تشدید هارمونیک‌های ۵ و ۷ به ساختار کنترل کننده اضافه می‌شود که تابع تبدیل آنها به شکل زیر است

$$G_{hd}(s) = \frac{K_{hd}s}{s^\gamma + \omega_{hd}^\gamma} \quad (۷)$$



شکل ۶: دیاگرام بلوکی سیستم کنترل اینورتر ۴۰۰ هرتز با روش دو حلقه‌ای با اعمال سیگنال پیش‌خور.

$$J' = \tau e e' = 0 \rightarrow e' = 1 - \frac{b}{(as+b)^\tau} \rightarrow$$

$$J' = \tau \left( s - \frac{s}{as+b} \right) \left( 1 - \frac{b}{(as+b)^\tau} \right)$$

$$= \tau s \left( \frac{as+b-1}{as+b} \right) \left( \frac{(as+b)^\tau - b}{(as+b)^\tau} \right) = 0 \rightarrow$$

$$\begin{cases} s = 0 \rightarrow N.A & \text{(الف)} \\ as+b = 1 & \text{(ب)} \\ (as+b)^\tau = b & \text{(ج)} \end{cases}$$

حال از آنجا که فرکانس اصلی سیستم ۴۰۰ هرتز است، مطلوب است که مقدار خطا در فرکانس زاویه‌ای  $s = 2\pi \times 400$  حداقل گردد. کافی است شرط (۱۶) - ب برقرار گردد تا مقدار  $J'$  صفر شود. با جایگذاری  $s = 2\pi \times 400$  در (۱۶) - ب به دست می‌آید

$$a(1600\pi) + b = 1 \xrightarrow{b=0.5} \begin{cases} a = \frac{1}{1600\pi} \\ b = 0.5 \end{cases} \quad (17)$$

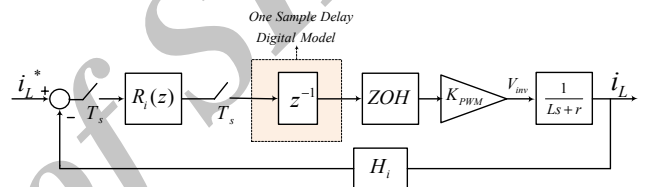
که در نتیجه آن رابطه مشتق‌گیر نرم به طور بهینه برابر خواهد بود با

$$s \sim \frac{s}{\frac{1}{1600\pi} s + 0.5} = \frac{1600\pi s}{s + 800\pi} \quad (18)$$

این مقدار در بلوک پیش‌خور شکل ۶ مشاهده می‌شود.

### ۳-۳ طراحی دیجیتال کنترل کننده حلقه داخلی

برای طراحی کنترل کننده حلقه داخلی در حوزه زمان گسسته ابتدا باید بلوک دیاگرام حوزه زمان گسسته سیستم را به دست آورد. بدین منظور چون سیگنال‌های ورودی به پایانه گیت کلیدهای IGBT در هر دوره تناوب نمونه‌برداری یک بار به روز می‌شوند و تا دوره تناوب بعدی ثابت باقی می‌مانند، باید از روش گسسته‌سازی نگهدار مرتبه صفر (ZOH) برای مدل‌سازی دیجیتال سیستم استفاده کرد. لذا مدل زمان گسسته سیستم برای طراحی کنترل کننده تناسبی حلقه داخلی به صورت شکل ۷



شکل ۷: مدل زمان گسسته حلقه داخلی جریان.

کنترل کننده تناسبی دارای این مزیت است که موجب ایجاد تأخیر در سیگنال سینوسی نمی‌شود. در نهایت دیاگرام بلوکی روش کنترل پیشنهادی شامل حلقه داخلی و خارجی و بلوک پیش‌خور و مدل اینورتر در شکل ۶ نشان داده شده که در ادامه به طراحی بخش‌های مختلف آن پرداخته می‌شود.

### ۳-۳ طراحی مدار پیش‌خور

در راستای بهبود رفتار سیستم و مجزاسازی سیستم کنترل از اغتشاش جریان بار، از پیش‌خور استفاده شده است. با اضافه کردن مؤلفه‌ای متناسب با افت ولتاژ روی امپدانس سری فیلتر به مقدار سیگنال مرجع مدولاسیون، سیستم کنترل از ورودی اغتشاش جریان بار مجزا می‌شود. ضمناً جهت پیاده‌سازی مشتق‌گیر به صورت نرم و افزایش ایمنی سیستم در برابر نویز، عملگر لاپلاس  $s$  را با معادل فیلترشده آن طبق (۱۳) جایگزین می‌کنیم

$$s \rightarrow \frac{s}{as+b} \quad (13)$$

که در این صورت خطای تقریب  $e$  به صورت زیر تعریف می‌شود

$$e = s - \frac{s}{as+b} \quad (14)$$

جهت تعیین مقادیری بهینه برای  $a$  و  $b$  تابع هزینه  $J$  به فرم (۱۵) تعریف می‌شود

$$J = e^\tau \quad (15)$$

با برابر قراردادن مشتق تابع هزینه با صفر ( $J' = 0$ ) مقدار کمینه برای مربع خطا و در نتیجه مقادیر بهینه برای  $a$  و  $b$  مطابق (۱۶) محاسبه می‌شوند

به کار گرفته شده و این در حالی است که مشخصه‌های مهم کنترل کننده دیجیتال محاسبه شده با این روش به خوبی بر مشخصه‌های کنترل کننده آنالوگ اصلی منطبق نمی‌شود. نکته مهم‌تر اینجاست که اختلاف مذکور با افزایش فرکانس تشدید کنترل کننده تشدید بیشتری می‌شود. لذا اهمیت به کارگیری روش تبدیل مناسب در کاربردهای ۴۰۰ هرتز بسیار بیشتر از کاربردهای ۶۰/۵۰ هرتز احساس می‌شود. حساسیت مسئله فوق هنگام جبران‌سازی هارمونیک‌های غالب که مضرب صحیحی از ۴۰۰ هستند، دوچندان می‌شود. گفتنی است به کارگیری روش تبدیل آنالوگ به دیجیتال بهینه برای کنترل کننده تشدید برای نخستین بار است که در زمینه اینورترهای ۴۰۰ هرتز در اینجا مورد مطالعه قرار می‌گیرد.

در [۱۷] روش‌های مختلف گسسته‌سازی به طور خاص برای کنترل کننده تشدید و کنترل کننده تناسبی-انترگالی-بردار برای مورد بررسی قرار گرفته‌اند و نهایتاً روش بهینه تبدیل با توجه به کاربرد برای هر یک معرفی شده است.

در این مقاله فرکانس تشدید کنترل کننده‌ها مقادیری ثابت هستند و با زمان تغییر نمی‌کنند، لذا بنا بر نتایج [۱۷] از روش بهینه تغییرناپذیری ضربه (imp) برای پیاده‌سازی دیجیتال کنترل کننده تشدید حلقه بیرونی ولتاژ استفاده می‌شود. برای یافتن تابع تبدیل زمان گسسته  $G_{res}(s)$  با روش imp باید تبدیل  $z$  لاپلاس وارون  $G_{res}(s)$  به دست آورد. این کار را می‌توان به راحتی با استفاده از دستور  $c2d()$  در محیط متلب انجام داد. به کمک دستور فوق کنترل کننده‌های تشدید آنالوگ (مربوط به هارمونیک‌های اصلی، پنجم و هفتم) به تابع دیجیتال بهینه تبدیل می‌شوند. همچنین برای تبدیل آنالوگ به دیجیتال بلوک پیش‌خور از روش صفر و قطب تطبیق‌یافته (ZPM) استفاده شده است. با این روش طراحی بهینه مشتق‌گیر نرم در تابع تبدیل معادل دیجیتال حفظ خواهد شد. بدین ترتیب توابع تبدیل دیجیتال برای استفاده در شبیه‌سازی و نیز پیاده‌سازی به صورت زیر به دست می‌آیند

$$H(s) = \frac{1600\pi s}{s + 800\pi} \xrightarrow{zpm} H(z) = \frac{4772 - 4772z^{-1}}{1 - 0.9006z^{-1}} \quad (19)$$

$$G_{res\_h1}(s) = \frac{1.9327 \times 10^4 s - 1.25 \times 10^7}{s^2 + 6.317 \times 10^6} \xrightarrow{imp} \quad (20)$$

$$G_{res\_h1}(z) = \frac{0.9686 - 0.9921z^{-1}}{1 - 1.984z^{-1} + z^{-2}}$$

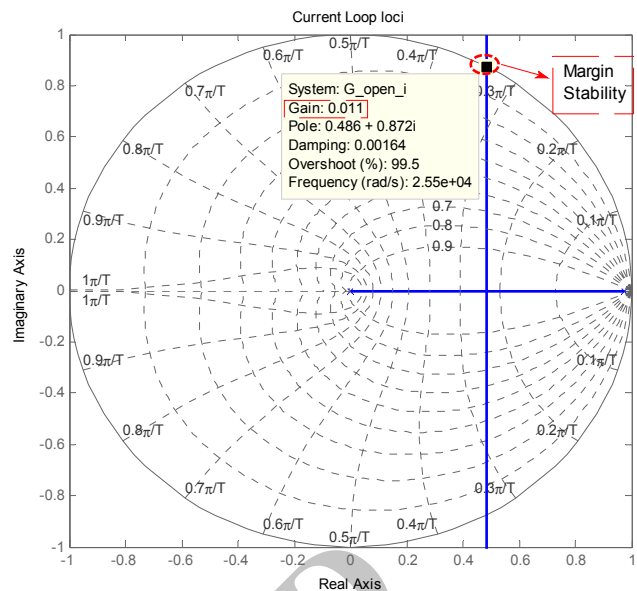
$$G_{res\_hd}(s) = \frac{23.18s - 8.963 \times 10^5}{s^2 + 1.579 \times 10^4} \xrightarrow{imp} \quad (21)$$

$$G_{res\_hd}(z) = \frac{0.01159 - 0.003034z^{-1}}{1 - 1.618z^{-1} + z^{-2}}$$

$$G_{res\_hv}(s) = \frac{-23.42s - 2.16 \times 10^6}{s^2 + 3.095 \times 10^4} \xrightarrow{imp} \quad (22)$$

$$G_{res\_hv}(z) = \frac{-0.01171 - 0.003984z^{-1}}{1 - 1.275z^{-1} + z^{-2}}$$

در تمامی روابط فوق فرکانس نمونه‌برداری هنگام تبدیل، ۲۰ کیلوهرتز در نظر گرفته شده و همچنین (۱۹) تبدیل آنالوگ به دیجیتال مشتق‌گیر نرم را نشان می‌دهد.



شکل ۸: دیاگرام حوزه زمان گسسته مکان ریشه حلقه داخلی جریان.

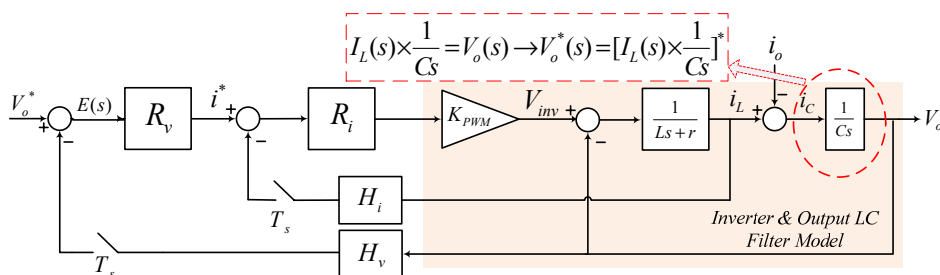
خواهد شد که در آن  $T_s$  دوره تناوب نمونه‌برداری و  $H_i$  ضریب فیدبک است. تأخیر نمونه‌برداری به صورت بلوک دیجیتال  $z^{-1}$  در سیستم کنترل حلقه بسته مدل‌سازی شده است. نمودار مکان ریشه حلقه فوق با در نظر گرفتن  $H_i = 1/180$  و  $R_i(z) = K_p$  به کمک کد نویسی در نرم‌افزار متلب به صورت شکل ۸ حاصل می‌گردد.

مطابق شکل ۸، سیستم کنترل به ازای بهره‌های تناسبی کمتر از ۰/۱۱۱ پایدار مطلق خواهد بود. لذا در شبیه‌سازی و پیاده‌سازی عملی بهره تناسبی حلقه داخلی ۰/۰۰۷ قرار داده می‌شود.

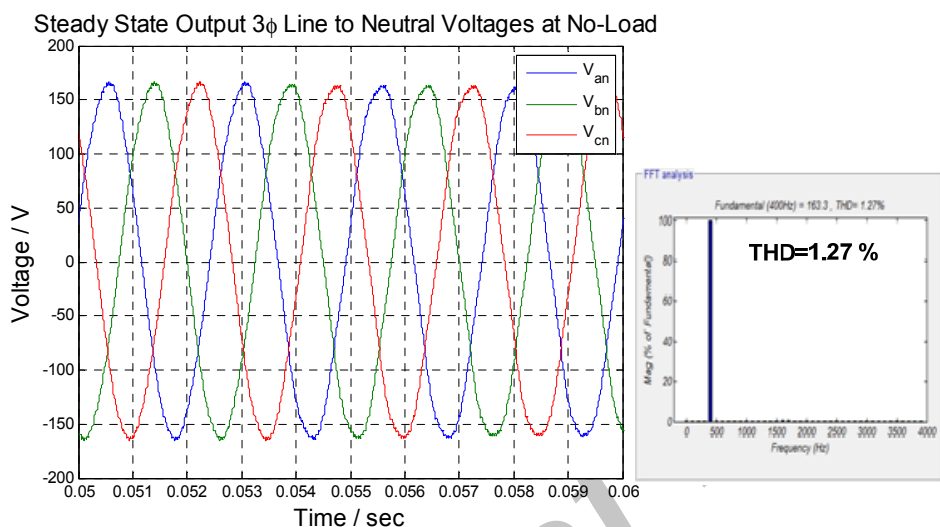
### ۳-۴ طراحی کنترل کننده‌های تشدید حلقه خارجی

در طراحی کنترل کننده‌های تشدید حلقه ولتاژ باید به نکته‌ای مهم در مورد ساختار نمونه‌برداری از سیگنال‌ها در روش‌های چندحلقه‌ای و اثر مسقیم آن بر بلوک دیاگرام زمان گسسته سیستم توجه کرد. در بلوک دیاگرام شکل ۷ از مقدار خطای جریان نمونه‌برداری شده است. اما در عمل و در کنترل دیجیتال، تنها از خود سیگنال کنترل شونده نمونه‌برداری می‌گردد. ساختار عملی نمونه‌برداری مذکور برای سیستم کنترل دو حلقه‌ای در شکل ۹ نشان داده شده است. مطابق این شکل تبدیل لاپلاس ستاره‌دار، حاصل ضرب دو تابع تبدیل غیر ستاره‌دار تفکیک‌پذیر نیست و لذا با چنین ساختاری در عمل نمی‌توان معادله مشخصه دیجیتال سیستم حلقه بسته را به طور صریح به دست آورد. به همین خاطر در این ساختار به دلیل سریع‌تر بودن دینامیک حلقه داخلی، سیستم حلقه بسته دیجیتال با حلقه داخلی تقریب زده می‌شود. لذا برای طراحی کنترل کننده‌های تشدید حلقه خارجی ولتاژ باید از روش طراحی غیر مستقیم دیجیتال استفاده کرد. در این روش، کنترل کننده‌ها ابتدا در حوزه زمان پیوسته طراحی می‌شوند و سپس با به کارگیری روش تبدیل بهینه، کنترل کننده‌های آنالوگ به دیجیتال تبدیل می‌گردند. روش پیشنهادی برای طراحی کنترل کننده‌های حلقه داخلی و خارجی روشی ترکیبی است و طراحی دیجیتال ترکیبی نام‌گذاری می‌شود.

روش‌های مختلفی برای تبدیل آنالوگ به دیجیتال کنترل کننده‌ها وجود دارد. این روش‌ها ویژگی‌های خاص خود را دارند و هر یک از آنها می‌تواند برای کاربرد خاصی مناسب باشد. در اکثر مقالات برای پیاده‌سازی زمان گسسته کنترل کننده تشدید آنالوگ، روش نگهدار مرتبه صفر (ZOH)



شکل ۹: بلوک دیاگرام کنترل دو حلقه‌ای با ساختار نمونه برداری واقعی.

شکل ۱۰: شکل موج ولتاژهای فاز به نوترال خروجی در حالت ماندگار در شرایط بی‌باری همراه با طیف فرکانسی ولتاژ فاز  $a$ ،  $(V_{an})$ .

بار نامتعادل و پله بار مقاومتی انجام شده است. نتایج شبیه‌سازی که بیانگر عملکرد موفق و مطلوب سیستم کنترل دو حلقه‌ای است، در شکل‌های ۱۰ تا ۱۳ نشان داده شده است.

از شکل‌های مذکور مشاهده می‌شود که سیستم پس از عبور از حالت گذرا و رسیدن به حالت ماندگار، ولتاژ سینوسی با مقدار مؤثر ۱۱۵ ولت و فرکانس ۴۰۰ هرتز و با محتوای هارمونیک (THD) بسیار کم (برابر با ۱/۲۷٪) در خروجی را تولید می‌کند.

مطابق شکل ۱۱، شکل موج‌های مربوط به اعمال پله بار مقاومتی (از مقدار صفر تا مقدار نامی) نشان می‌دهند که سیستم کنترل پس از گذشت تقریباً دو سیکل یعنی تقریباً ۵ میلی‌ثانیه، حالت گذرا را طی کرده و ولتاژ را در مقدار مؤثر ۱۱۵ ولت تثبیت نموده است. مقاومت بار اهمی اعمال شده در هر فاز ۴/۸۹ اهم می‌باشد.

عملکرد سیستم کنترل در شرایط بار غیر خطی با اتصال یک پل دیودی سه‌فاز به همراه بار خازنی- مقاومتی به اینورتر ۴۰۰ هرتز بررسی شده است. مقدار خازن ۵۰ میکروفاراد و مقدار مقاومت بار اهمی ۲۰ اهم در نظر گرفته شده است. نسبت مقدار قله به مؤثر موج  $(CF)$  برای این بار برابر با ۱/۸ می‌باشد. مطابق شکل ۱۲، عملکرد سیستم کنترل در تثبیت دامنه ولتاژ و تولید خروجی با THD کم (۲/۶۰٪) مطلوب و رضایت‌بخش است.

مطابق شکل ۱۳، تحت شرایط عدم تعادل شدید بار به دلیل استفاده از ترانسفورماتور  $\Delta/Y$ ، ولتاژهای هر سه‌فاز به طور مجزا در مقدار مؤثر ۱۱۵ ولت با THD کم (۱/۷۶٪) تثبیت شده است. در این بخش نتایج حاصل از شبیه‌سازی سیستم کنترل تک‌حلقه‌ای

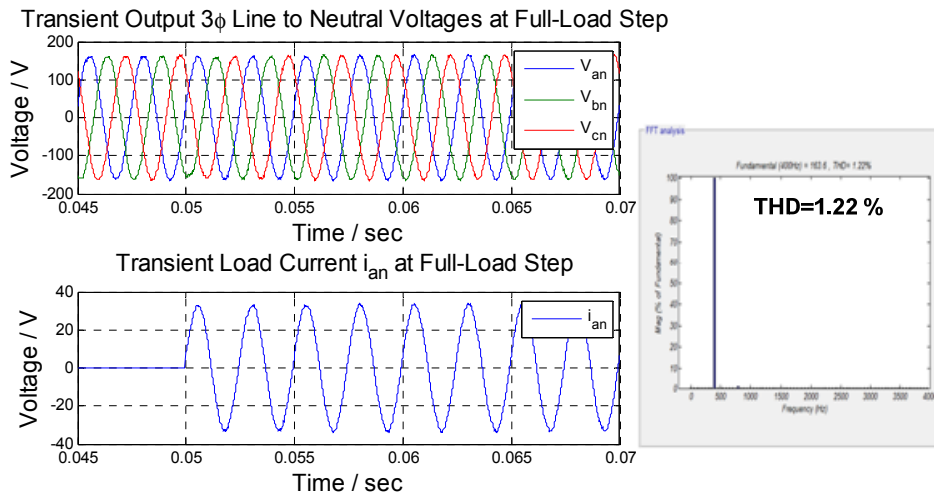
جدول ۱: پارامترهای اینورتر ۴۰۰ هرتز.

ولتاژ مؤثر فاز به نوترال خروجی	۱۱۵ ولت
فرکانس خروجی	۴۰۰ هرتز
توان نامی اینورتر	۲۰ کیلوولت‌آمپر
ولتاژ لینک DC	۵۱۴ ولت
سلف فیلتر	۱۵۰ میکروهارتری
خازن فیلتر	۴۰ میکروفاراد
فرکانس کلیدزنی	۱۰ کیلوهرتز
فرکانس نمونه‌برداری	۲۰ کیلوهرتز
نسبت تبدیل ترانسفورماتور	۱:۱
توان بار اهمی نامی	۸ کیلووات
توان بار غیر خطی- پل دیودی با بار RC، $C = 50 \mu F$ و $R = 20 \Omega$	۳ کیلووات
توان بار نامتعادل	۰/۵۴ کیلووات
فاز a	۱/۸۹ کیلووات
فاز b	۱/۳۵ کیلووات
فاز c	۲۱ درصد
فاکتور عدم تعادل	

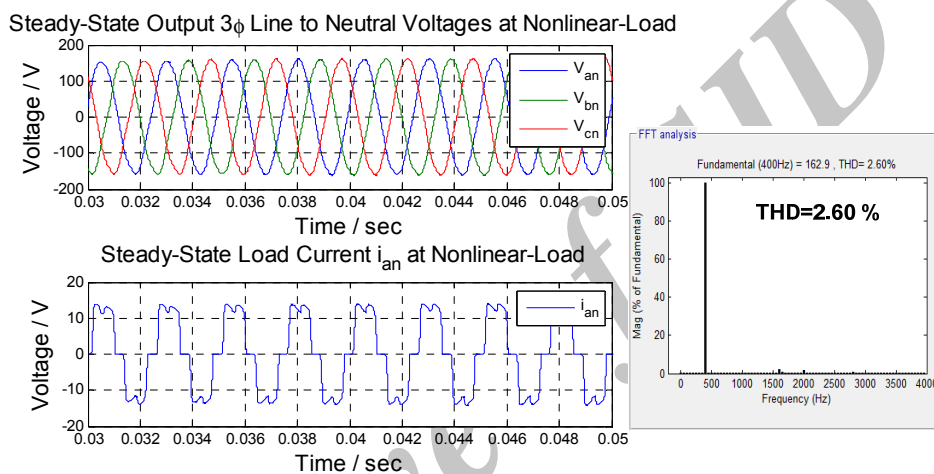
#### ۴- شبیه‌سازی سیستم کنترل

به کمک نرم‌افزار متلب و در محیط سیمولینک منبع تغذیه ۴۰۰ هرتز نشان داده شده در شکل ۴ شبیه‌سازی شده است. مشخصات کلی اینورتر در جدول ۱ آورده شده است.

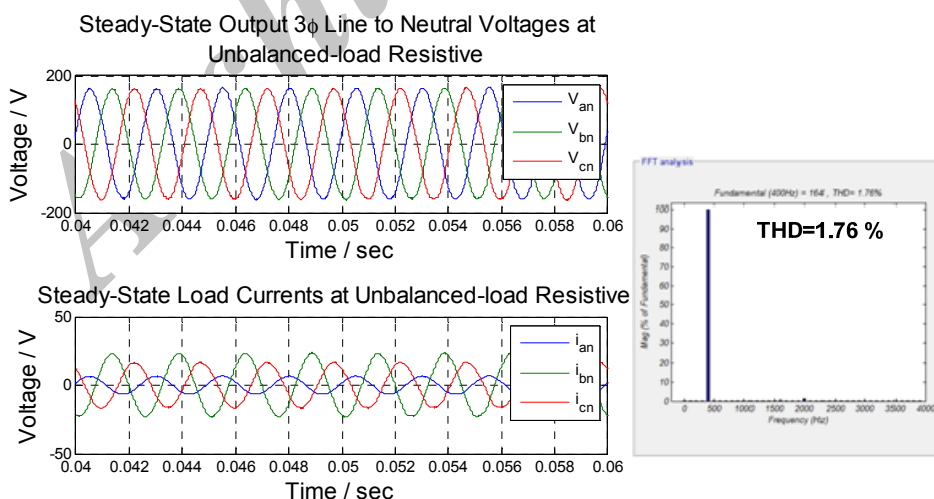
شبیه‌سازی به ازای شرایط مختلف بار صورت گرفته و تست‌های استاندارد از جمله آزمایش‌های بی‌باری، بار نامی مقاومتی، بار غیر خطی،



شکل ۱۱: شکل موج‌های ولتاژهای فاز به نوترال خروجی به همراه جریان خروجی فاز  $a$ ،  $i_{an}$  در حالت گذرای اعمال پله بار مقاومتی از مقدار صفر به مقدار نامی.



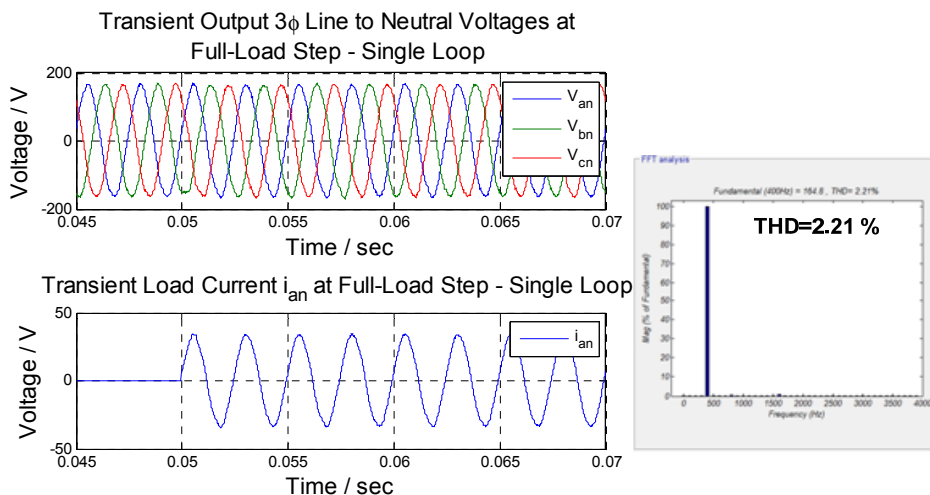
شکل ۱۲: شکل موج‌های ولتاژهای فاز به نوترال خروجی و جریان خروجی فاز  $a$ ،  $i_{an}$  در حالت ماندگار و در شرایط بار غیر خطی (اتصال پل دیودی سه‌فاز به همراه بار RC) و طیف فرکانسی ولتاژ فاز  $a$ ،  $(V_{an})$ .



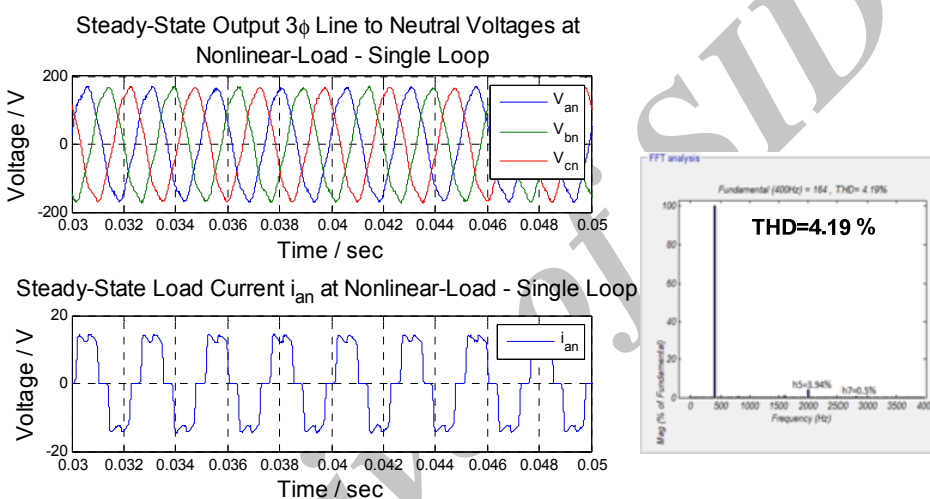
شکل ۱۳: شکل موج‌های ولتاژهای فاز به نوترال خروجی به همراه جریان خروجی فاز  $a$ ،  $b$  و  $c$  در حالت ماندگار در شرایط بار مقاومتی نامتعادل همراه طیف فرکانسی ولتاژ خروجی فاز  $a$ ،  $(V_{an})$ ،  $P_{load-a} = 0.54 \text{ kW}$ ،  $P_{load-b} = 1.89 \text{ kW}$ ،  $P_{load-c} = 1.35 \text{ kW}$ .

مطابق شکل‌های ۱۴ و ۱۵، مقدار THD ولتاژ خروجی با روش کنترل تک‌حلقه‌ای در حالت بار اهمی و بار غیر خطی به ترتیب ۲/۲۱٪ و ۴/۱۹٪ است. این در حالی است که مطابق اشکال ۱۱ و ۱۲، با اعمال روش کنترل پیشنهادی مقادیر فوق به ترتیب برابر با ۱/۲۷٪ و ۲/۶٪ می‌باشد که خود گواهی بر رفتار مطلوب‌تر روش پیشنهادی نسبت به روش

ارائه‌شده در [۱۶] به ازای شرایط کاری یکسان ارائه می‌شود تا خواننده بتواند مقایسه‌ای میان روش پیشنهادی در این مقاله و روش تک‌حلقه‌ای داشته باشد. شکل‌موج‌های مربوط به آزمایش‌های بی‌باری، بار مقاومتی و بار غیر خطی با اعمال روش تک‌حلقه‌ای در شکل‌های ۱۴ و ۱۵ آورده شده‌اند.



شکل ۱۴: شکل موج‌های ولتاژهای فاز به نوترال خروجی به همراه جریان خروجی فاز  $a$ ،  $(i_{an})$  در حالت گذرای پله بار مقاومتی از مقدار صفر به مقدار نامی- با روش کنترل تک‌حلقه‌ای.

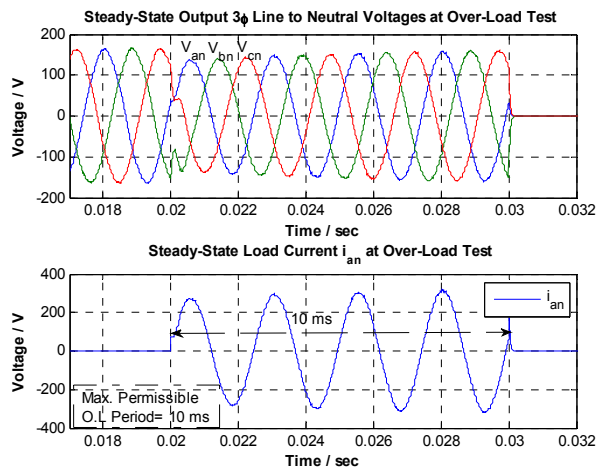


شکل ۱۵: شکل موج‌های ولتاژهای فاز به نوترال خروجی و جریان خروجی فاز  $a$ ،  $(i_{an})$  در حالت ماندگار در شرایط بار غیر خطی با روش کنترل تک‌حلقه‌ای همراه طیف فرکانسی ولتاژ خروجی فاز  $a$ ،  $(V_{an})$ .

در انتها آزمایش اضافه بار در اینورتر ۴۰۰ هرتز با روش کنترل دو حلقه‌ای انجام شده است. در این آزمایش با توجه به اندازه‌گیری لحظه‌ای جریان در کنترل دو حلقه‌ای، سیستم کنترل به گونه‌ای برنامه‌ریزی شده که در صورت رخداد حداکثر ۵۰٪ اضافه بار در خروجی و ادامه اضافه بار به مدت ۱۰ میلی‌ثانیه، اینورتر بتواند اضافه بار را تحمل کرده و بعد از آن خروجی را قطع کند. نتایج آزمایش اضافه بار در حالت اعمال کنترل دو حلقه‌ای در شکل ۱۶ آورده شده است. در این آزمایش بار نامی مقاومت ۱ اهم و مقاومت اضافه بار ۰٫۶ اهم در نظر گرفته شده است.

## ۵- نتایج پیاده‌سازی عملی

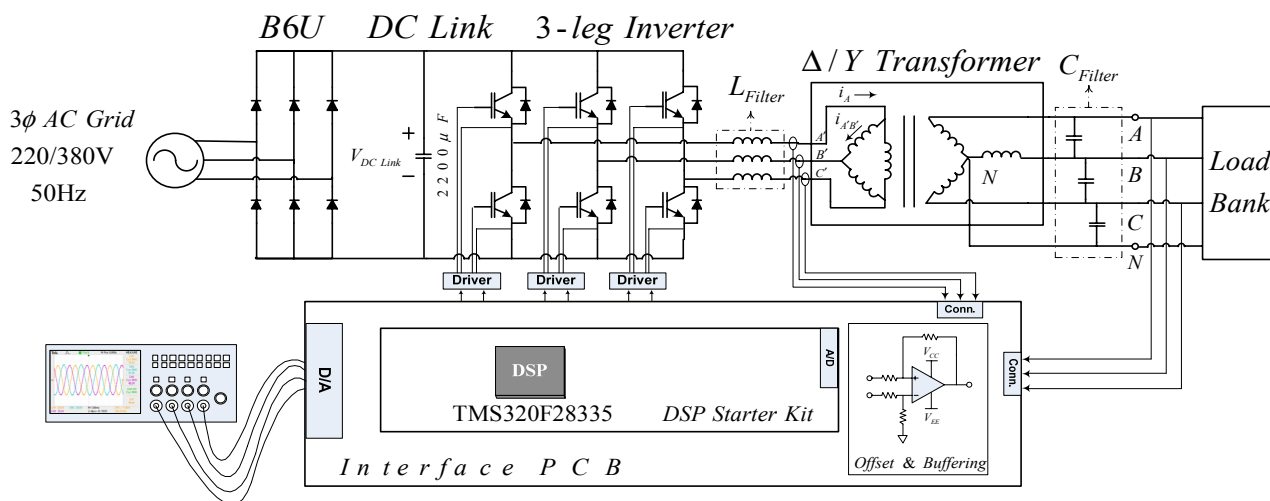
در این بخش عملکرد سیستم کنترل پیشنهادی با آزمایش‌های عملی بررسی می‌شود. دیاگرام بلوکی سیستم و تصویر سخت‌افزار اینورتر ۴۰۰ هرتز به ترتیب در شکل‌های ۱۷ و ۱۸ نشان داده شده‌اند. برای پیاده‌سازی مدار کنترل از پردازشگر ممیز شناور مدل TMS۳۲۰F۲۸۳۳۵ استفاده شده است. همچنین از FPGA به منظور پیاده‌سازی مدار حفاظت درایورها و کلیدها استفاده شده که می‌تواند در کاهش اجزای مدار و کوچک‌شدن اندازه و حجم مدار نیز مؤثر واقع شود. آزمایش‌های انجام‌شده در بخش شبیه‌سازی مجدداً به صورت عملی در سخت‌افزار آزمایشگاهی تکرار می‌شوند. در ادامه شکل موج‌های عملی



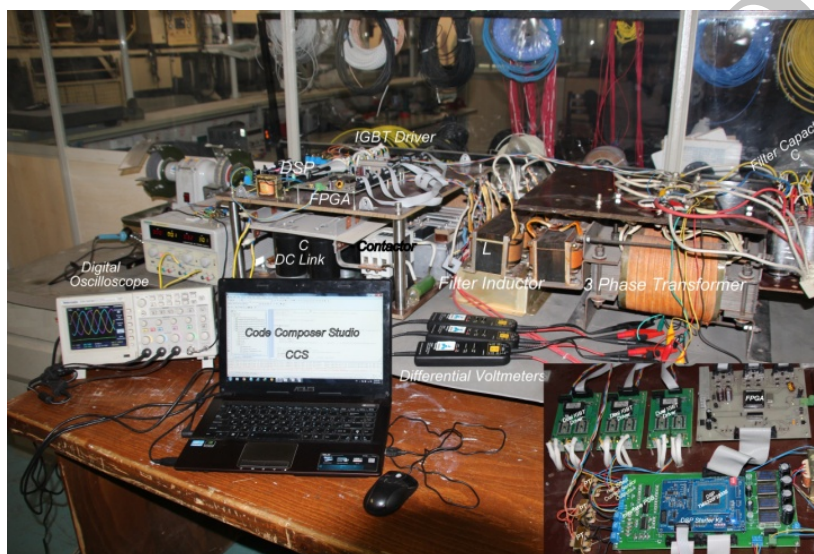
شکل ۱۶: شکل موج‌های ولتاژ و جریان خروجی اینورتر ۴۰۰ هرتز در شرایط اعمال باری برابر با ۱۵۰٪ نامی (۵۰٪ اضافه بار) به صورت پله از حالت بی‌باری به اضافه بار در لحظه  $t = ۰٫۰۲۵$ ، کنترل دو حلقه‌ای.

تک‌حلقه‌ای است. با مقایسه اشکال ۱۱ و ۱۴ می‌توان دید که رفتار حالت گذرای روش تک‌حلقه‌ای تا حدودی سریع‌تر از روش پیشنهادی است اما پاسخ سریع‌تر به قیمت عدم کنترل جریان و کاهش قابلیت اطمینان اینورتر بوده است.

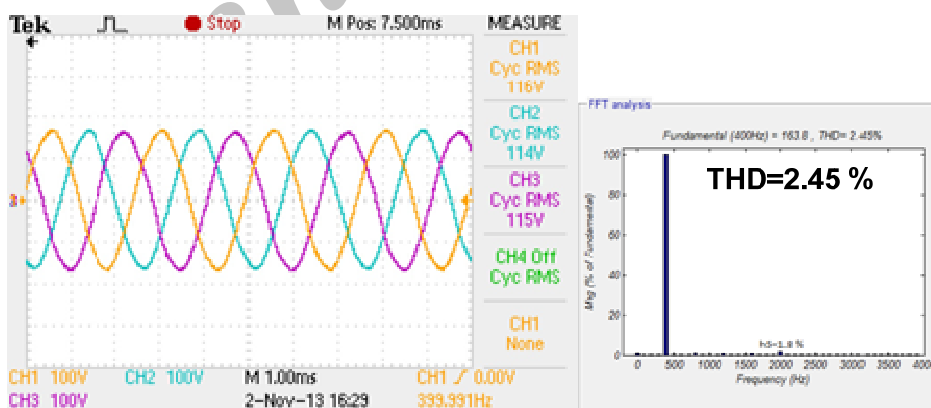




شکل ۱۷: دیاگرام بلوکی سخت‌افزار به کار رفته در اینورتر ۴۰۰ هرتز.



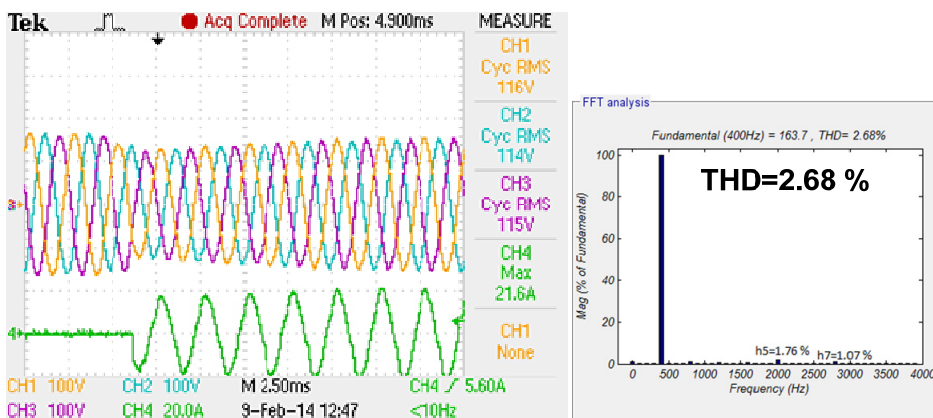
شکل ۱۸: تصویر کلی سیستم شامل مدار قدرت و مدار کنترل اینورتر ۴۰۰ هرتز.



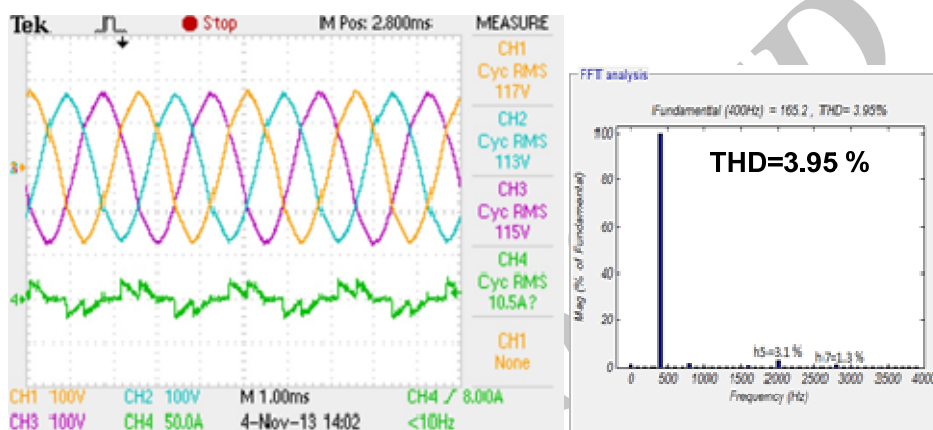
شکل ۱۹: شکل موج عملی ولتاژهای فاز به نوترال خروجی اینورتر در حالت بی‌باری همراه طیف فرکانسی ولتاژ فاز  $(V_{an})$ ،  $(V_{bn})$ ،  $(V_{cn})$ ،  $CH1=V_{an}$ ،  $CH2=V_{bn}$ ،  $CH3=V_{cn}$ .

طی مدت تقریباً ۴ سیکل (یعنی ۱۰ میلی‌ثانیه) ولتاژ خروجی را در مقدار مؤثر ۱۱۵ ولت و فرکانس ۴۰۰ هرتز تثبیت نماید. مطابق شکل ۲۱ علی‌رغم اعمال بار غیر خطی ۳ کیلووات به اینورتر (که مشخصات آن در جدول ۱ آورده شده است)، سیستم کنترل توانسته است دامنه و فرکانس ولتاژ خروجی را در مقادیر مطلوب و با THD کم (۳/۹۵٪) تثبیت کند. شکل ۲۲ نتایج آزمایشی را نشان می‌دهد که در آن بار غیر خطی

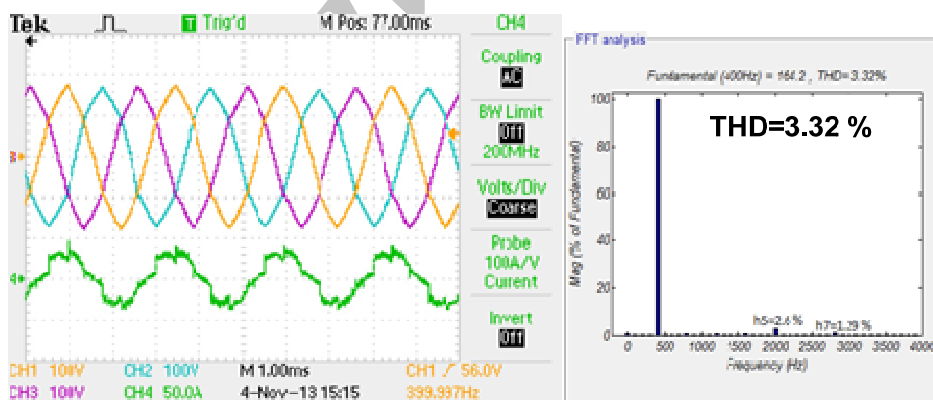
استخراج‌شده از اسیلوسکوپ دیجیتال در شرایط مختلف بی‌باری، بار مقاومتی، بار غیر خطی و غیره به ترتیب آورده می‌شوند. مطابق شکل ۱۹ با اعمال کنترل دو حلقه‌ای پیشنهادی به اینورتر در حالت بی‌باری، خروجی اینورتر ۴۰۰ هرتز در مقدار مؤثر ۱۱۵ ولت و فرکانس ۴۰۰ هرتز با THD کم برابر با ۲/۴۵٪ تثبیت و کنترل شده است. مطابق شکل ۲۰ پس از اعمال پله بار مقاومتی (از مقدار صفر به مقدار ۴ کیلووات) به اینورتر ۴۰۰ هرتز، سیستم کنترل دو حلقه‌ای توانسته است



شکل ۲۰: شکل موج عملی ولتاژهای فاز به نوترال خروجی و جریان بار فاز  $a$  اینورتر در حالت گذرای اعمال پله بار مقاومتی ۴ کیلوواتی،  $CH1 = V_{an}, CH2 = V_{bn}, CH3 = V_{cn}, CH4 = i_a$ .



شکل ۲۱: شکل موج عملی ولتاژهای فاز به نوترال خروجی و جریان بار فاز  $a$  اینورتر در حالت بار غیر خطی (پل دیودی) همراه طیف فرکانسی متناظر با ولتاژ خروجی اینورتر فاز  $a$ ،  $CH1 = V_{an}, CH2 = V_{bn}, CH3 = V_{cn}, CH4 = i_a, (V_{an})$ .



شکل ۲۲: شکل موج عملی ولتاژهای فاز به نوترال خروجی و جریان بار فاز  $a$  اینورتر در حالت بار ترکیبی (مقاومتی و پل دیودی) همراه طیف فرکانسی ولتاژ فاز  $a$ ،  $(V_{an})$ ،  $CH1 = V_{an}, CH2 = V_{bn}, CH3 = V_{cn}, CH4 = i_a$ .

کنترل توانسته ولتاژهای سه‌فاز خروجی را به طور مجزا در مقدار مؤثر ۱۱۵ ولت و فرکانس ۴۰۰ هرتز کنترل کند.

## ۶- نتیجه‌گیری

در این مقاله با شبیه‌سازی و مقایسه روش‌های کنترل تک‌حلقه‌ای و دو حلقه‌ای مشاهده شد که رفتار حالت ماندگار روش کنترل پیشنهادی مطلوب‌تر از روش تک‌حلقه‌ای است. با این وجود رفتار گذرای آن نسبت به روش تک‌حلقه‌ای دارای دینامیک لخت‌تری است. با افزودن سیگنال پیش‌خور به ساختار کنترل دو حلقه‌ای، سیستم کنترل از ورودی اغتشاش

۳ کیلووات با بار مقاومتی ۸ کیلووات موازی شده است. نتایج آزمایش و THD کم بیان‌گر عملکرد صحیح اینورتر می‌باشد.

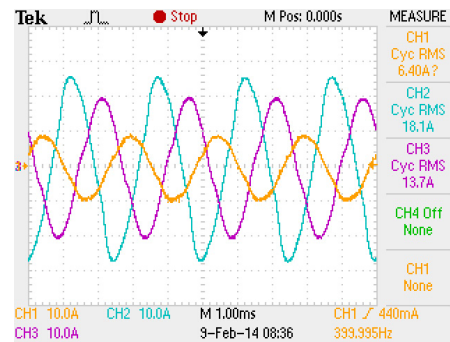
برای مشاهده عملکرد سیستم کنترل در شرایط بار نامتعادل آزمایشی انجام شده که در آن بارهایی که به سه‌فاز خروجی اعمال شده‌اند عبارتند از بار مقاومتی ۰٫۵۴ کیلووات به فاز A، بار مقاومتی ۱٫۸۹ کیلووات به فاز B و بار مقاومتی ۱٫۳۵ کیلووات به فاز C. شکل ۲۳ جریان‌های نامتعادل کشیده شده از هر فاز و شکل ۲۴ ولتاژهای سه‌فاز را در این حالت نشان می‌دهد. در نتیجه اعمال کنترل دو حلقه‌ای پیشنهادی و داشتن کنترل مستقل روی هر فاز به واسطه کنترل در دستگاه دوماحوری  $\alpha\beta$ ، سیستم

loads," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 14, no. 5, pp. 973-981, Sep. 1999.

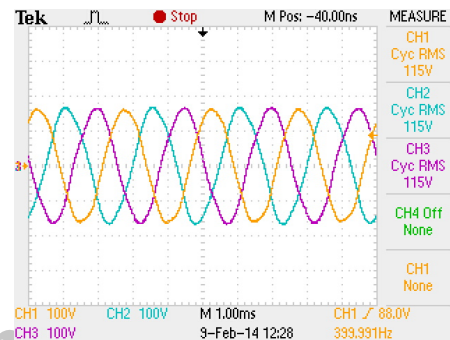
- [5] S. Buso, S. Fasolo, and P. Mattavelli, "Uninterruptible power supply multiloop control employing digital predictive voltage and current regulators," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 37, no. 6, pp. 1846-1854, Nov./Dec. 2001.
- [6] W. Shu-Hui, J. Wen-Yao, J. Zhong-Lu, and P. Li, "Study on dual-loop control for inverters based on state observer with repetitive compensation," in *Proc. IEEE 6th Int. Power Electronics and Motion Control Conf., IPEMC'09*, pp. 1550-1553, 17-20 May 2009.
- [7] X. Ma, H. Wu, S. Sun, and C. Huang, "Control method with digital PI dual close-loop for inverter," in *Proc. Int. Conf. on Electrical Machines and Systems, ICEMS'07*, pp. 102-105, Seoul, South Korea, 8-11 Oct. 2007.
- [8] L. Zhou, X. Jian, K. Zhang, and P. Shi, "Improved dual-loop control plus repetitive control for PWM inverters," in *Proc. IEEE Conf. on Industrial Electronics and Applications*, 5 pp., 24-26 May 2006.
- [9] A. V. Jouanne, P. Enjeti, and D. Lucas, "DSP control of high power UPS systems feeding nonlinear loads," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 43, no. 1, pp. 121-125, Feb. 1996.
- [10] A. Rahmati, A. Abrishamifar, and M. Arasteh, "Size reduction of UPS output filter by optimal PWM," in *Proc. Universities Power Engineering Conf.*, vol. 2, pp. 623-627, Sep. 2006.
- [11] H. Kim and S. Sul, "Analysis on output LC filters for PWM inverters," in *Proc. IEEE 6th Int. Power Electronics and Motion Control Conf., IPEMC'09*, pp. 384-389, 17-20 May 2009.
- [12] P. Loh, M. J. Newman, D. N. Zmood, and D. G. Holmes, "A comparative analysis of multiloop voltage regulation strategies for single and three-phase UPS systems," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 18, no. 5, pp. 1176-1185, Sep. 2003.
- [13] K. Kim, N. Park, and D. Hyun, "Advanced synchronous reference frame controller for three-phase UPS powering unbalanced and nonlinear loads," in *Proc. IEEE 36th Power Electronics Specialists Conf., PESC '05*, pp. 1699-1704, 16-16 Jun. 2005.
- [14] L. Mihalache, "Improved load disturbance rejection method for 400 Hz GPU inverters," in *Proc. 19th Annual IEEE Applied Power Electronics Conf. and Exposition, APEC '04*, vol. 1, pp. 95-101, 22-26 Feb. 2004.
- [15] G. L. Basile, et al., "A 400 Hz, 100 kVA, digitally controlled UPS for airport installations," in *Proc. IEEE Industry Applications Conf.*, vol. 4, pp. 2261-2268, Rome, Italy, 8-12 Oct. 2000.
- [16] Z. Li, et al., "Single-loop digital control of high-power 400 Hz ground power unit for airplanes," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 2, pp. 532-543, Feb. 2010.
- [17] A. G. Yepes, et al., "Effects of discretization methods on the performance of resonant controllers," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 7, pp. 1692-1712, Jul. 2010.

**محمود نوری** تحصیلات خود را در مقطع کارشناسی ارشد مهندسی برق، گرایش قدرت در سال ۱۳۹۲ در دانشکده فنی دانشگاه تهران به پایان رسانده است و اکنون دانشجوی دکتری مهندسی برق در دانشگاه کویینز کانادا می‌باشد. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه نامبرده عبارتند از: الکترونیک قدرت و کنترل دیجیتال.

**حسین ایمان‌عینی** تحصیلات خود را در مقاطع کارشناسی و کارشناسی ارشد مهندسی برق به ترتیب در سال‌های ۱۳۸۰ و ۱۳۸۲ در دانشکده فنی دانشگاه تهران به پایان رسانده و مدرک دکتری خود را به صورت دوره دکتری مشترک از دانشگاه پلی‌تکنیک-گرونوبل فرانسه و دانشگاه تهران در سال ۱۳۸۷ دریافت نمود. نامبرده از سال ۱۳۸۸ در دانشکده برق و کامپیوتر دانشگاه تهران مشغول به فعالیت گردید و اینک عضو هیأت علمی این دانشکده می‌باشد. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارتند از: مبدل‌های چندسطحی، کاربرد الکترونیک قدرت در سیستم‌های قدرت و انرژی‌های نو.



شکل ۲۳: شکل موج عملی جریان‌های فاز به نوترال خروجی اینورتر در حالت بار نامتعادل  $CH1 = i_{an}$ ,  $CH2 = i_{bn}$ ,  $CH3 = i_{cn}$ .



شکل ۲۴: شکل موج عملی ولتاژهای فاز به نوترال خروجی اینورتر در حالت بار نامتعادل  $CH1 = V_{an}$ ,  $CH2 = V_{bn}$ ,  $CH3 = V_{cn}$ .

جریان بار مجزا شد. با معرفی مشتق‌گیر نرم و طراحی بهینه آن برای فرکانس ۴۰۰ هرتز، ایمنی سیستم در برابر نویز افزایش داده شد. نتایج شبیه‌سازی و آزمایش‌های عملی بر روی سخت‌افزار ۲۰ کیلوولت‌آمپری، عملکرد مطلوب حالت ماندگار و گذرای سیستم را در شرایط مختلف بار تأیید می‌کند. سیستم کنترل پیشنهادی نسبت به روش تک‌حلقه‌ای، ولتاژ خروجی را با مقدار THD کمتری در حالت ماندگار تثبیت می‌کند. به علاوه داشتن کنترل بر روی جریان و قابلیت محدودسازی جریان، امکان کار در حالت موازی با دیگر اینورترها را فراهم نموده و قابلیت اطمینان اینورتر را افزایش می‌دهد.

## مراجع

- [1] L. Mihalache, "DSP control of 400 Hz inverters for aircraft applications," in *Proc. IEEE Industry Applications Conf.*, vol. 3, pp. 1564-1571, Pittsburgh, PA, USA, 13-18 Oct. 2002.
- [2] H. Deng, R. Oruganti, and D. Srinivasan, "Modeling and control of single-phase UPS inverters: A survey," in *Proc. Int. Conf. on Power Electronics and Drive Systems*, vol. 2, pp. 848-853, Kuala Lumpur, Malaysia, 28 Oct.-1 Nov. 2005.
- [3] T. Kawabata and T. Miyashita, "Deadbeat control of three phase PWM inverter," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 5, no. 1, pp. 21-28, Jan. 1990.
- [4] Y. Tzou, S. Jung, and H. Yeh, "Adaptive repetitive control of PWM inverters for very low THD AC-voltage regulation with unknown