

# آنالیز مقایسه‌ای استفاده از جریان‌های فیلتر LC در حلقه داخلی کنترل چندحلقه‌ای مبدل جدا از شبکه

رضا راضی، محمد منفرد

دانشکده مهندسی

دانشگاه فردوسی مشهد

مشهد، ایران

rezarazi91@yahoo.com, m.monfared@um.ac.ir

پراکنده در صنعت برق شده است. پیشرفت‌های اخیر در این زمینه، پتانسیل بالای این منابع را به عنوان جایگزینی مناسب برای سیستم‌های تأمین برق متعارف، خصوصاً جهت برق‌رسانی به مناطق دوردست یا بارهای حساس، نشان داده است. به طور عمده در این سیستم‌ها، برق به صورت DC تولید می‌شود و برای اتصال به بار، نیازمند یک رابط برای تبدیل برق تولیدی به برق AC با فرکانس مورد نظر می‌باشند. بدین منظور از مبدل‌های الکترونیک قدرت جدا از شبکه استفاده می‌شود که بر خلاف مبدل‌های متصل به شبکه، به صورت یک منبع ولتاژ کنترل شده عمل می‌کنند [۱]. همچنین به دلیل بهبود کیفیت شکل موج خروجی، در خروجی مبدل‌های جدا از شبکه از فیلتر LC استفاده می‌شود که از راندمان و کیفیت بیشتری نسبت به فیلترهای L برخوردار است.

تاکنون طرح‌های کنترلی مختلفی برای مبدل‌های جدا از شبکه در مقالات ارائه شده است که می‌توان آن‌ها را به صورت زیر دسته بندی نمود [۲]:

۱. کنترل‌های تکراری [۳-۵]

۲. کنترل‌های غیر خطی مانند مد لغزشی و شبکه عصبی [۶-۸]

۳. کنترل‌های پس‌خور لحظه‌ای بر اساس مدل مانند کنترل‌های چند حلقه‌ای [۹-۱۳]

در میان روش‌های گزارش شده در مقالات، کنترل‌های چندحلقه‌ای به دلیل پیاده‌سازی ساده و عملکرد فوق‌العاده توجه بیشتری را به خود جلب

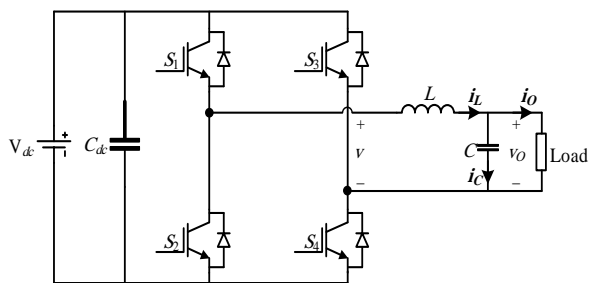
چکیده — این مقاله، به بررسی و آنالیز مقایسه‌ای استفاده از جریان‌های فیلتر LC (جریان خازن و جریان اندوکتانس) در حلقه داخلی کنترل چند حلقه‌ای مبدل جدا از شبکه (مبدل UPS) می‌پردازد. به طور کلی در تمامی روش‌های کنترل چندحلقه‌ای مبدل جدا از شبکه، از ولتاژ خروجی در حلقه خارجی به همراه کنترل تناسبی-انتگرالی یا تناسبی-رزونانسی برای تنظیم ولتاژ خروجی بار استفاده می‌شود. همچنین در این روش‌ها استفاده از یک کنترل تناسبی در حلقه داخلی به جهت میرایی فعال و بهبود عملکرد حالات پایدار و گذرا، نیاز ضروری می‌باشد. به طور عمده در حلقه داخلی مبدل جدا از شبکه از جریان اندوکتانس یا جریان خازن فیلتر خروجی استفاده می‌شود. در این مقاله با طراحی یک روش کنترل چندحلقه‌ای، عملکرد مبدل جدا از شبکه در حضور هر یک از این کمیات به عنوان متغیر حلقه داخلی بررسی و نتایج شبیه‌سازی ارائه شده است.

واژه‌های کلیدی — مبدل جدا از شبکه؛ کنترل چند حلقه‌ای؛ جریان

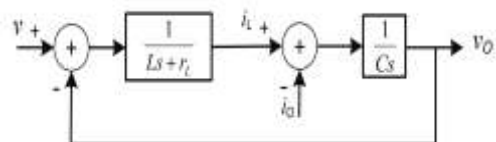
اندوکتانس؛ جریان خازن

## ۱. مقدمه

تنوع‌بخشی به منابع انرژی، توسعه پایدار و ایجاد امنیت انرژی از یک سو، و نداشتن آلودگی و تجدیدپذیر بودن منابع انرژی نو از سوی دیگر، سبب توجه روزافزون به گسترش استفاده از انرژی‌های تجدید پذیر و تولید



شکل ۱: بلوک دیاگرام مبدل جدا از شبکه تک فاز با فیلتر خروجی LC



شکل ۲: مدل مبدل جدا از شبکه

جدول ۱: مقادیر پارامترها

پارامتر	توصیف	مقدار
C	خازن فیلتر LC	25 $\mu$ F
L	اندوکتانس فیلتر LC	3.7 mH
$r_L$	مقاومت ناشی اندوکتانس فیلتر LC	0.2 Ohm
$V_{dc}$	ولتاژ لینک DC	250 V
$v_o$	ولتاژ خروجی (rms)	110 V
$f_s$	فرکانس کلیدزنی	20 kHz
f	فرکانس پایه	50 Hz

### ۳. کنترل چند حلقه‌ای مبدل جدا از شبکه

#### ۳.۱. ساختار کنترلی پیشنهادی

کنترل چند حلقه‌ای مبدل جدا از شبکه به طور کلی شامل حلقه تنظیم ولتاژ خروجی و حلقه تنظیم جریان داخلی می‌باشد. در این روش، حلقه خارجی، سیگنال مرجع را با خطای حالت پایدار صفر دنبال می‌نماید، در حالیکه حلقه داخلی، پایداری در یک محدوده وسیع و دینامیک سریع را تضمین می‌کند و بعلاوه احتمال رزونانس در فیلتر LC را نیز مرتفع می‌کند.

در واقع، فیلتر خروجی LC ایده‌آل، استعداد بالایی در ایجاد رزونانس با اجزای هارمونیک تولید شده ناشی از کلیدزنی را دارد. دو روش میرایی فعال و غیر فعال برای حل این مشکل وجود دارد. در روش غیر فعال از یک مقاومت میراکننده در مدار فیلتر استفاده می‌گردد که با توجه به افزایش تلفات ناشی از مقاومت، این روش کمتر استفاده می‌شود و در روش دیگر با استفاده از یک حلقه اضافی در کنترلر، یک مقاومت مجازی برای میرایی

کرده‌اند. به طور معمول این کنترلرها، یک حلقه داخلی تنظیم جریان را شامل می‌شود که جبران سریع اغتشاشات ورودی و میرایی فعال برای جلوگیری از رزونانس فیلتر LC را بر عهده دارد. مقدار مرجع حلقه داخلی جریان نیز با استفاده از یک حلقه خارجی تنظیم ولتاژ بدست می‌آید.

در مقالات گزارش شده در این موضوع، کنترلرهای چندحلقه‌ای اغلب از جریان خازن فیلتر خروجی [۹-۱۱] و یا جریان اندوکتانس فیلتر [۱۲] و [۱۳] به عنوان متغیر فیدبک حلقه داخلی استفاده می‌کنند. در این مقاله پس از طراحی گام به گام یک کنترلر چندحلقه‌ای، بررسی کاملی از عملکرد این کنترلر در حضور هر یک از این متغیرها ارائه می‌شود.

### ۲. مدلسازی سیستم

بلوک دیاگرام مبدل جدا از شبکه تک فاز با فیلتر خروجی LC در شکل

۱ نشان داده شده است.

مقادیر مورد نظر برای پارامترهای این مقاله، در جدول ۱ آورده شده است. با توجه به شکل ۱، معادلات توصیف کننده دینامیک مبدل جدا از شبکه را می‌توان به صورت زیر استخراج نمود:

$$v = r_L i_L + L \frac{di_L}{dt} + v_o \quad (1)$$

$$i_L = i_o + C \frac{dv_o}{dt} \quad (2)$$

معادلات فوق را می‌توان در سیستم فضای حالت به صورت زیر

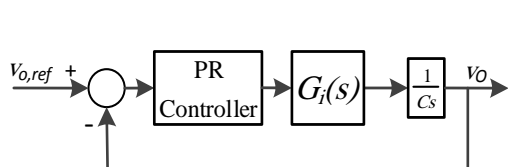
بازنویسی نمود:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_o \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} i_L \\ v_o \end{bmatrix} + B \begin{bmatrix} v \\ i_o \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{r_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix}$$

با توجه به معادلات (۱) و (۲) و با فرض فرکانس کلیدزنی بسیار بالا،

مدل مبدل جدا از شبکه مطابق با شکل ۲ بدست می‌آید.



شکل ۵: بلوک دیاگرام سیستم کنترل پیشنهادی

### ۳.۳. طراحی ضرایب کنترلر حلقه خارجی

در گام بعدی، بایستی ضرایب کنترلر مربوط به حلقه‌ی خارجی را تعیین نمود. شکل ۵، بلوک دیاگرام سیستم کنترل پیشنهادی را نشان می‌دهد که حلقه داخلی با تابع تبدیل  $G_i(s)$  جایگزین شده است.

در این مقاله، تابع تبدیل کنترلر تناسبی-رزونانسی به صورت زیر در نظر گرفته می‌شود [۱۴]:

$$G_{PR}(s) = K_p + \frac{2K_i \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + (2\pi f)^2} \quad (5)$$

که  $\omega_c$  پهنای باند فرکانس پیرامون فرکانس رزونانس می‌باشد و در این کار برابر با  $5 \text{ rad/s}$  انتخاب شده است.

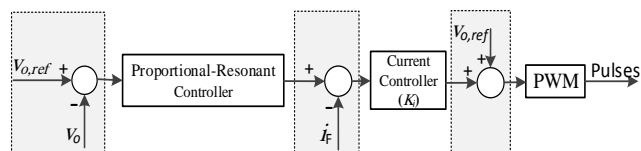
در انتخاب ضریب تناسبی کنترلر حلقه خارجی، بایستی مصالحه‌ای را بین پهنای باند و پایداری حلقه کنترل در نظر گرفت. همچنین عملکرد مقاوم و کمترین خطای حالت پایدار، با انتخاب صحیح ضریب انتگرالی کنترلر تناسبی-رزونانسی بدست می‌آید.

در این مقاله،  $K_p$  با این فرض تعیین می‌گردد که ضریب انتگرالی کنترلر تقریباً هیچ تاثیری بر عملکرد دینامیکی حلقه تنظیم ولتاژ ندارد. با این حال در هنگام محاسبات پایداری، تاثیر هر دو به طور همزمان در نظر گرفته خواهد شد.

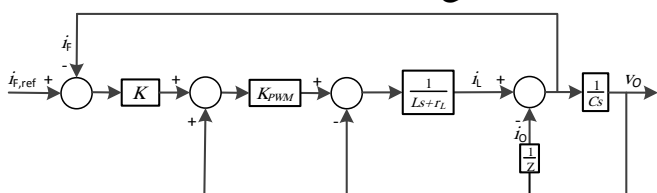
بنابراین تابع تبدیل سیستم حلقه بسته در شرایط بی‌باری در حوزه فرکانس به صورت زیر بدست می‌آید:

$$G(s) = \frac{v_o}{v_{o,ref}} = \frac{KK_p}{LCs^2 + C(r_L + K)s + KK_p} \quad (6)$$

در این مقاله، پهنای باند حلقه خارجی سیستم برای دینامیک سریع و همچنین در امان بودن از نویزهای کلیدزنی، مقداری بین ۱۰ برابر فرکانس نامی سیستم (۵۰۰ Hz) و یک دهم فرکانس کلیدزنی (۲ kHz) انتخاب می‌گردد. بدین منظور پهنای باند حلقه کنترل ولتاژ را



شکل ۳: طرح کنترل پیشنهادی برای مبدل جدا از شبکه



شکل ۴: مدل مبدل جدا از شبکه همراه با حلقه داخلی جریان

نوسانات شبیه‌سازی شده و پایداری و عملکرد دینامیکی سیستم را افزایش می‌دهد.

شکل ۳، طرح کنترل چندحلقه‌ای پیشنهادی برای مبدل جدا از شبکه را نشان می‌دهد. این طرح، یک حلقه‌ی خارجی پس خور با کنترلر تناسبی-رزونانسی را جهت تنظیم ولتاژ خروجی، یک حلقه‌ی ترکیبی داخلی با کنترلر تناسبی ساده جهت تنظیم جریان فیلتر و یک مسیر پیش‌خور ولتاژ خروجی به جهت افزایش عملکرد مقاوم سیستم را شامل می‌شود.

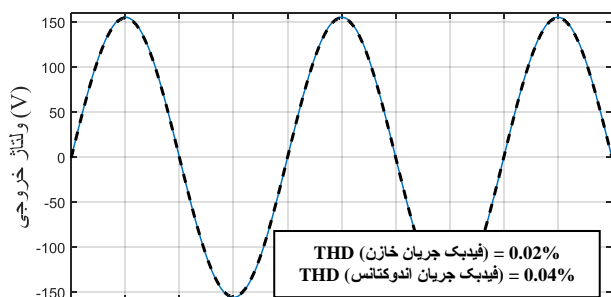
### ۳.۲. طراحی ضریب کنترلر تناسبی حلقه داخلی

تابع تبدیل حلقه بسته مدل مبدل همراه با حلقه داخلی جریان (شکل ۴) به صورت زیر بدست می‌آید:

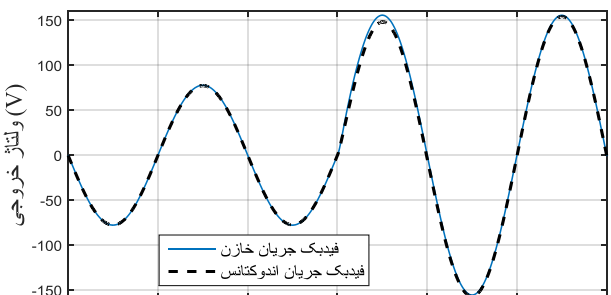
$$G_i(s) = \frac{ZCK_i K_{PWM} s}{ZCLs^2 + (ZC(r_L + K_i K_{PWM}) + L)s + Z - ZK_{PWM} + r_L} \quad (4)$$

که  $K_{PWM}$ ،  $K_i$ ،  $Z$  به ترتیب امپدانس بار، ضریب کنترلر تناسبی و ضریب مدولاتور PWM می‌باشد.

ضریب تناسبی  $K_i$  مطابق با پهنای باند موردنیاز برای حلقه داخلی تعیین می‌گردد. پهنای باند حلقه داخلی بایستی به اندازه کافی از فرکانس کلیدزنی کمتر باشد تا از اغتشاشات ناشی از کلیدزنی در امان باشد. بنابراین با در نظر گرفتن پهنای باند یک دهم فرکانس کلیدزنی  $|G_i(j\omega_{bi})|^2 = 1/2$  و با توجه به  $\omega_{bi} = 2\pi(0.1 \times f_s) \approx 12.5 \text{ krad/s}$ ، مقدار ضریب کنترلر تناسبی در حدود ۶۵ بدست می‌آید. لازم به ذکر است که این مقدار با توجه به بار نامی یا ماکزیمم بدست می‌آید زیرا که در این شرایط کمترین پهنای باند را در مقایسه با بارگیری‌های مختلف داریم و بدین صورت پهنای باند کنترلر داخلی هیچ‌گاه از مقدار مطلوب کمتر نخواهد شد.



شکل ۶: ولتاژ و جریان خروجی بار مقاومتی نامی در حالت دائم



شکل ۷: ولتاژ و جریان خروجی بار در هنگام تغییر دامنه ولتاژ مرجع

شکل‌های ۷ و ۸ نیز عملکرد سیستم را به صورت مشابه در حالات گذرا (تغییر ناگهانی دامنه ولتاژ مرجع و تغییر شرایط بارگیری) ارائه می‌دهند. در این شرایط، همان‌طور که مشاهده می‌شود حالت گذرا به سرعت از بین رفته و خطای ولتاژ در طول تغییرات بار یا تغییرات دامنه ولتاژ مرجع تقریباً ناچیز است. در واقع عملکرد فوق‌العاده حالت گذرا به دلیل انتخاب متغیر مطلوب در حلقه داخلی می‌باشد. با این حال عملکرد بهتر کنترلر چند حلقه‌ای با متغیر فیدبک جریان خازن در حالت گذرا مشهود است زیرا که با سرعت بیشتری حالت گذرا را مرتفع می‌نماید.

در نظر می‌گیریم. محاسبه معادله (۶) به صورت مشابه با حلقه داخلی، مقدار ضریب تناسبی کنترلر حلقه خارجی را در حدود ۰,۱۴۵ بدست می‌دهد.

همچنین معادله مشخصه سیستم با در نظر گرفتن تأثیر هر دو ضریب کنترلر، به صورت زیر بدست می‌آید:

$$G(s) = \frac{v_o}{v_{o,ref}} = \frac{KK_p}{LCs^2 + C(r_L + K)s + KK_p} s^4 + \frac{C(r_L + K) + 2\omega_c LC}{LC} s^3 + \frac{2\omega_c C(r_L + K) + KK_p + LC(2\pi f)^2}{LC} s^2 + \frac{(r_L + K)C(2\pi f)^2 + 2K\omega_c(K_p + K_i)}{LC} s + \frac{KK_p(2\pi f)^2}{LC} = 0.$$

با اعمال معیار پایداری روث هرویتز به معادله فوق، محدوده پایداری زیر بدست می‌آید:

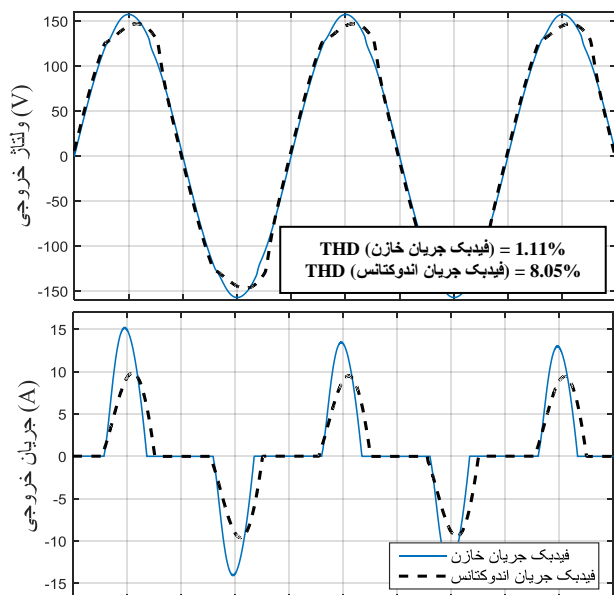
$$K_i \leq K_p \left[ \frac{K}{2L\omega_c} - 1 \right] \quad (۸)$$

رابطه فوق، یک حد بالا برابر با مقدار ۲۵۰ برای ضریب  $K_i$  در نظر می‌گیرد که به جهت فاصله مطمئن از این محدودیت،  $K_i$  برابر با یک‌دهم مقدار فوق (۲۵) انتخاب می‌شود.

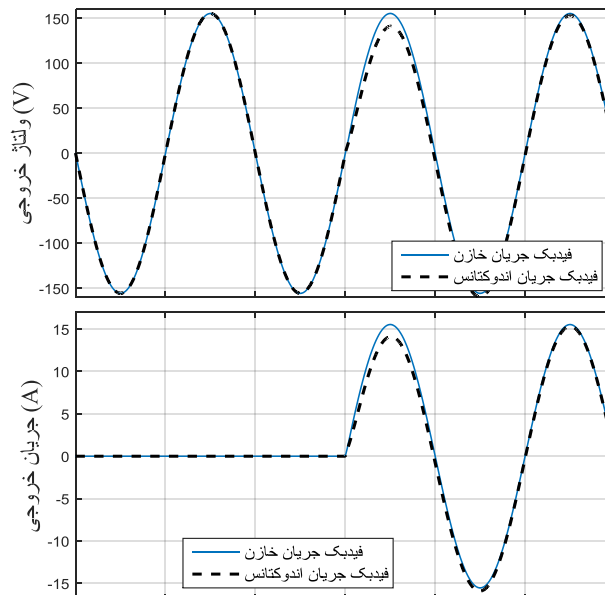
## ۴. نتایج شبیه‌سازی

در این بخش، عملکرد الگوریتم کنترل پیشنهادی با استفاده از جریان‌های فیلتر به عنوان متغیر حلقه داخلی در نرم افزار MATLAB/SIMULINK پیاده‌سازی و بررسی شده است. آزمایش‌های انجام شده در این بخش شامل بارگیری خطی و غیرخطی در حالت دائم و حالات گذرای تغییر پله بار و تغییر دامنه ولتاژ مرجع می‌باشد.

در حالت اول در شکل ۶، ولتاژ و جریان خروجی بار مقاومتی نامی در حالت دائم با استفاده از متغیرهای فیدبک مختلف جریان نشان داده شده است. در این حالت ولتاژ خروجی مبدل با هر دو متغیر فیدبک، یک سیگنال سینوسی مناسب و دنبال‌کننده سیگنال مرجع می‌باشد و عملکرد هر دو روش بسیار مشابه هم می‌باشد. با این حال اعوجاج هارمونیک کل در متغیر جریان اندوکتانس دو برابر متغیر جریان خازن می‌باشد.



شکل ۱۰: ولتاژ و جریان خروجی بار غیرخطی در حالت دائم



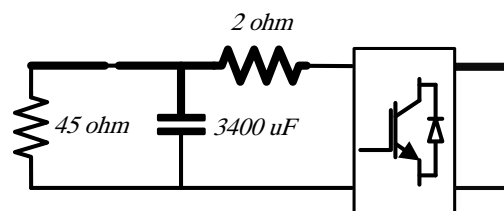
شکل ۸: ولتاژ و جریان خروجی بار در هنگام تغییر شرایط بارگیری

LC (جریان خازن و جریان اندوکتانس) در حلقه داخلی این کنترلر ارائه شده است.

همان‌طور که ملاحظه گردید، استفاده از جریان خازن به عنوان متغیر فیدبک حلقه داخلی، عملکرد پایدار و گذرای بهتری را به خصوص در بارگیری غیرخطی بدست می‌دهد. این عملکرد با استفاده از شبیه‌سازی در محیط نرم افزار MATLAB/SIMULINK بررسی و تایید گردید.

## منابع

- [1] M. Monfared, S. Golestan, and J. M. Guerrero, "Analysis, design, and experimental verification of a synchronous reference frame voltage control for single-phase inverters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 1, pp. 258–269, Jan. 2014.
- [2] D. Heng, R. Oruganti, and D. Srinivasan, "A simple control method for high-performance UPS inverters through output-impedance reduction," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 2, pp. 888–898, Feb. 2008.
- [3] K. Zhang, Y. Kang, J. Xiong, and J. Chen, "Direct repetitive control of SPWM inverter for UPS purpose," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 3, pp. 784–792, May. 2003.
- [4] R. Ortega, G. Garcera, E. Figueres, O. Caranza, and C. L. Trujillo, "Design and application of a two degrees of freedom control with a repetitive controller in a single phase inverter," in *Proc. IEEE ISIE*, Jun. 2011, pp. 1441–1446.
- [5] S. Jiang, D. Cao, Y. Li, J. Liu, and F. Z. Peng, "Low-THD, fast-transient, and cost-effective synchronous-frame repetitive controller for three-phase UPS inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 6, pp. 2994–3005, Jun. 2012.
- [6] H. Komurcugil, "Rotating-sliding-line-based sliding-mode control for single-phase UPS inverters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 10, pp. 3719–3726, Oct. 2012.
- [7] O. Kukrer, H. Komurcugil, and A. Doganalp, "A three-level hysteresis function approach to the sliding-mode control of single-phase UPS inverters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 9, pp. 3477–3486, Sep. 2009.



شکل ۹: ساختار بار غیرخطی

مقایسه عملکرد فیدبک جریان‌های مختلف تحت شرایط بار غیرخطی نیز بررسی شده است. بار غیرخطی، یک پل یکسوکننده دیودی همراه با یک مدار مقاومتی-سلفی سری یا مقاومتی-خازنی موازی می‌باشد که در این مقاله یک بار غیرخطی به صورت شکل ۹ مدنظر می‌باشد.

در این حالت نیز در حضور فیدبک جریان خازن با وجود ناهموازی زیاد در شکل موج جریان، شکل موج ولتاژ همچنان به صورت سینوسی باقی می‌ماند ولیکن عملکرد روش کنترل در حضور فیدبک جریان اندوکتانس غیرقابل قبول است. همان‌طور که در شکل ۱۰ مشاهده می‌شود در این حالت اعوجاج هارمونیک کل در حضور فیدبک جریان خازن در حدود یک هفتم روش کنترل دیگر می‌باشد.

## ۵. نتیجه گیری

به طور کلی در روش‌های کنترل چندحلقه‌ای استفاده از یک حلقه داخلی به جهت میرایی فعال و بهبود عملکرد حالات پایدار و گذرا، نیاز ضروری می‌باشد. در این مقاله با استفاده از طراحی یک روش کنترل چندحلقه‌ای، بررسی و آنالیز مقایسه‌ای استفاده از فیدبک جریان‌های فیلتر

- [8] H. Komurcugil, "Rotating-sliding-line-based sliding-mode control for single-phase UPS inverters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 10, pp. 3719–3726, Oct. 2012.
- [9] K. H. Ahmed, A. M. Massoud, S. J. Finney, and B. W. Williams, "Autonomous adaptive sensorless controller of inverter-based islanded-distributed generation system," *IET Power Electron.*, vol. 2, no. 3, pp. 256–266, May. 2009.
- [10] M. J. Ryan, W. E. Brumsickle, and R. D. Lorenz, "Control topology option for single-phase UPS inverters," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 33, no. 2, pp. 493–501, Mar./Apr. 1997.
- [11] N. M. Abdel-rahim, and J. E. Quicoe, "Analysis and design of a multiple feedback loop control strategy for single-phase voltage-source UPS inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 11, no. 4, pp. 532–541, Jul. 1996.
- [12] T. L. Vandoorn, C. M. Ionescu, J. D. M. De Kooking, R. De Keyser, and L. Vandeveld, "Theoretical analysis and experimental validation of single-phase direct vs. cascade voltage control in islanded microgrids," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 2, pp. 789–798, Feb. 2013.
- [13] S. Silva, P. F. Donoso-Garcia, P. C. Cortizo, and P. F. seixas, "A three-phase line-interactive UPS system implementation with series-parallel active power-line conditioning capabilities," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 38, no. 6, pp. 1581–1590, Nov./Dec. 2002.
- [14] D. N. Zmood, and D. G. Holmes, "Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 3, pp. 814–822, May. 2003.