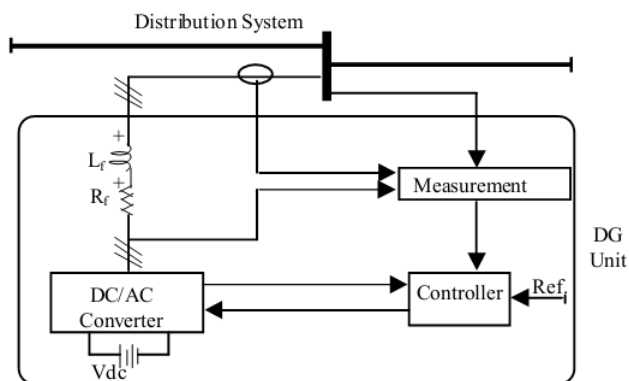


# طراحی کنترل توان منبع تولید پراکنده با واسط الکترونیک قدرتی با زمان پاسخ قابل کنترل در ریزشبهه

الیاس زارع آبدانکشی و مجید شهابی



شکل ۱: واحد تولید پراکنده مبتنی بر مبدل الکترونیک قدرتی.

یک ریزشبهه، تولیدکنندگان می‌توانند میکروتوربین‌ها، پیل‌های سوختی، سیستم‌های فتوولتاییک، موتورهای رفت و برگشتی یا هر کدام از منابع جریانی متناوب به همراه وسایل ذخیره‌ساز همچون چرخ طیار، خازن‌های انرژی و باتری‌ها باشند [۹] و [۱۰].

بیشتر توربین‌های بادی، فتوولتاییک و سلول‌های سوختی برای وصل مستقیم به شبکه برق مناسب نیستند و نیاز به یک اینورتر به عنوان یک رابط برای اتصال به شبکه خواهند داشت، بنابراین نیاز به مبدل DC/AC یا AC/DC/AC ضروری است [۱۱].

کنترل‌کننده‌های این واسط‌ها بر دو نوع می‌باشند که عبارتند از کنترل توان اکتیو و راکتیو و کنترل ولتاژ و فرکانس با توجه به فرکانس و ولتاژی که از قبل تعیین شده است. اگر ریزشبهه به شبکه سراسری متصل باشد همه مبدل‌های واسط را می‌توان در حالت کنترل توان اکتیو و راکتیو تنظیم کرد زیرا وظیفه کنترل فرکانس و ولتاژ به عهده شبکه سراسری می‌باشد اما اگر ریزشبهه مستقل از شبکه سراسری عمل نمایند، آن‌گاه مبدل واسط باید بتواند فرکانس و ولتاژ ریزشبهه را کنترل کند [۱۲] و [۱۳]. در این مقاله روش جدیدی برای کنترل توان اکتیو و راکتیو منبع تولید پراکنده با واسط الکترونیک قدرتی بر مبنای کنترل جریان با استفاده از روش کنترل مدل درونی ارائه خواهد شد. سرعت پاسخ منبع طراحی شده قابلیت استفاده از آن را در ریزشبهه فراهم می‌آورد.

## ۲- طراحی کنترل‌های منبع تولید پراکنده با واسط مبدل الکترونیک قدرتی

نحوه اتصال منابع تولید پراکنده [۱۴] و [۱۵]، نحوه تبادل اطلاعات، مانیتورینگ [۱۶] و چگونگی روند تست تجهیزات مرتبط به آنها بر اساس استانداردهای IEEE ارائه شده است [۱۷].

منبع تولید پراکنده با واسط الکترونیک قدرتی شامل دو بخش، یکی مدار قدرت مبدل و دیگری کنترل‌های مبدل می‌باشد. شکل ۱ دیاگرام شماتیک چنین منبع تولید پراکنده‌ای را که به قسمتی از شبکه توزیع متصل شده است، نشان می‌دهد.

چکیده: بیشتر توربین‌های بادی، فتوولتاییک و سلول‌های سوختی نیاز به یک مبدل DC/AC به عنوان یک رابط برای اتصال به شبکه خواهند داشت. منبع تولید پراکنده با واسط الکترونیک قدرتی شامل دو بخش، یکی مدار قدرت مبدل و دیگری کنترل‌های مبدل می‌باشد. در این مقاله روش جدیدی برای کنترل توان اکتیو و راکتیو منبع تولید پراکنده با واسط الکترونیک قدرتی بر مبنای کنترل جریان با استفاده از روش کنترل مدل درونی ارائه شده است. اصلی‌ترین مزیت استفاده از روش کنترل مدل درونی این است که مسأله تنظیم یک کنترل‌کننده PI که نیازمند تنظیم دو پارامتر می‌باشد را به انتخاب تنها یک پارامتر که آن پهنای باند مطلوب حلقه- بسته ( $\alpha$ ) می‌باشد، کاهش می‌دهد. انتخاب  $\alpha$  نیز با توجه به زمان صعود پاسخ قابل محاسبه خواهد بود، لذا با انتخاب زمان صعود پاسخ می‌توان مقادیر  $K_p$  و  $K_i$  را تعیین کرد. در نتیجه تنها با انتخاب یک پارامتر یعنی زمان صعود پاسخ ( $t_r$ ) می‌توان سیستم را با زمان پاسخ مورد نظر و قابل کنترل طراحی و تنظیم کرد. روش کنترلی پیشنهادی برای کنترل توان منابع تولید پراکنده مبتنی بر واسط الکترونیک قدرتی در یک ریزشبهه که دو مد عملکرد متصل به شبکه و جدا از آن قابل استفاده خواهد بود.

کلیدواژه: منبع تولید پراکنده، مبدل DC/AC، کنترل مدل درونی، زمان پاسخ.

## ۱- مقدمه

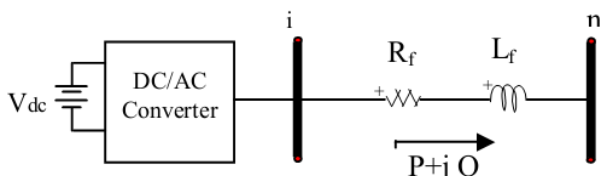
استفاده از مولدهای پراکنده در سیستم توزیع منافی را برای شرکت‌های تولیدکننده، مصرف‌کنندگان برق و به طور کلی جامعه به همراه دارد [۱] و [۲]. کاهش تلفات خطوط، بهبود پروفیل ولتاژ، کاهش انتشار گازهای آلاینده، آزادسازی ظرفیت سیستم‌های توزیع و انتقال، به تعویق افتادن سرمایه‌گذاری برای توسعه شبکه، ارتقای بهره‌وری و افزایش امنیت برای بارهای حساس و پراهمیت شبکه‌های توزیع از نتایج مثبت به کارگیری تولیدات پراکنده برای تولیدکنندگان و مصرف‌کنندگان انرژی و شبکه است [۳] و [۴].

استفاده از منابع تولید پراکنده، قابلیت بهره‌برداری از شبکه در حالت جزیره‌ای را فراهم نموده است. حالت جزیره‌ای زمانی اتفاق می‌افتد که یک بخشی از سیستم جدا شده و بتوان از آن بخش با منابع تولید پراکنده بهره‌برداری نمود [۵]. با توجه به نگرانی‌هایی که در مورد کیفیت توان و قابلیت اطمینان وجود دارد ساختار جدیدی از شبکه قدرت با مفهوم ریزشبهه ارائه شده است [۶] تا [۸].

مفهوم ریزشبهه توسط چند شرکت الکتریکی تجاری برای راه حل قابل اطمینان به صورت مدیریت بارها و منابع کوچک ارائه شده است. در

این مقاله در تاریخ ۳۰ شهریور ماه ۱۳۹۱ دریافت و در تاریخ ۳۱ شهریور ماه ۱۳۹۲ بازنگری شد.

الیاس زارع آبدانکشی، کارشناس ارشد، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی نوشیروانی بابل، (email: zare\_elyas@stu.nit.ac.ir).  
مجید شهابی، استادیار، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی نوشیروانی بابل، (email: shahabi.m@nit.ac.ir).



شکل ۴: نمایش تک خطی اتصال منبع تولید پراکنده.

$$V_{nj}(t) = V_{ij}(t) - R_f I_{fj}(t) - L_f \frac{dI_{fj}(t)}{dt}, \quad j = a, b, c \quad (1)$$

در (۱)  $a, b, c$  فازهای سیستم سه فاز هستند و با استفاده از تابع تبدیل پارک می‌توان معادلات را از حوزه  $abc$  به حوزه  $dq$  منتقل کرد. برای استفاده از قاب مرجع  $dq$  فرضیات زیر در نظر گرفته می‌شود:

$$F_{dq} = T_{dq} F_{abc} \quad \text{where } T_{dq} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{2}{3} \sin \theta & \frac{2}{3} \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{2}{3} \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2)$$

(۲) سیستم سه فاز متقارن فرض شده و لذا مؤلفه‌های صفر متغیرهای ولتاژ و جریان در این سیستم صفر شده و یکی از معادلات کم می‌شود.

(۳) یک حلقه قفل‌شونده فاز (PLL) جهت پیدا کردن زاویه فاز مرجع سیستم ( $\theta$ ) و استفاده در قاب  $dq$  مورد نیاز خواهد بود. معادلات ولتاژ و جریان و همچنین مقادیر توان اکتیو و راکتیو در حوزه  $dq$  به صورت زیر خواهد بود

$$\begin{bmatrix} V_q \\ V_d \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin \theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} I_q \\ I_d \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin \theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$P = V_d I_d + V_q I_q \quad (5)$$

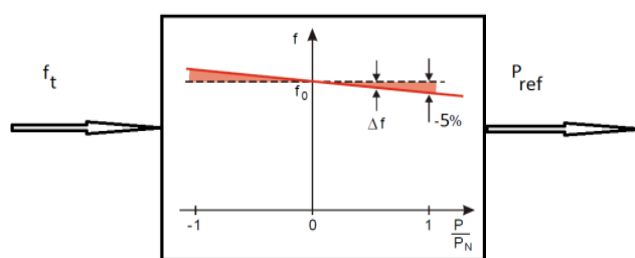
$$Q = V_q I_d - V_d I_q \quad (6)$$

اگر تبدیل  $dq$  را به (۱) اعمال کنیم، خواهیم داشت

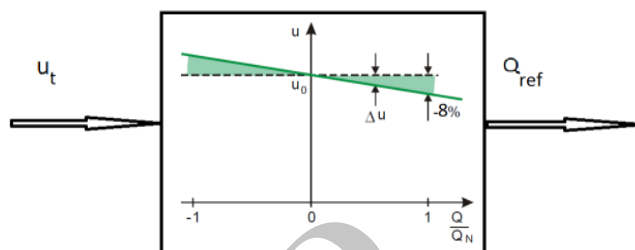
$$V_{nq} = V_{iq} - R_f I_{fq} - L_f \frac{dI_{fq}}{dt} - L_f \omega_n I_{fd} \quad (7)$$

$$V_{nd} = V_{id} - R_f I_{fd} - L_f \frac{dI_{fd}}{dt} + L_f \omega_n I_{fq} \quad (8)$$

در (۷) و (۸)،  $\omega_n = 2\pi f$  بوده که  $f$  فرکانس شین متصل به شبکه است. نکته قابل توجه آن که اگر قاب مرجع  $dq$  به گونه‌ای انتخاب شود که به طور سنکرون با ولتاژ شبکه بچرخد آن گاه  $V_{nq} = 0$  شده و لذا معادلات توان اکتیو و راکتیو را به صورت زیر می‌توان خلاصه نمود



شکل ۲: مشخصه افتی سرعت (فرکانس) - توان اکتیو.



شکل ۳: مشخصه افتی ولتاژ - توان راکتیو.

مقاومت معادل  $R_f$  می‌تواند شامل تلفات حالت هدایت کلیدها، مقاومت فیلتر سری و مقاومت ترانسفورمر واسط (در صورت استفاده) باشد. اندوکتانس معادل  $L_f$  نشانگر اندوکتانس فیلتر سری و اندوکتانس نشی ترانسفورمر واسط (در صورت استفاده) است و مقادیر  $R_f$  و  $L_f$  مقادیری مشخص و یا قابل به دست آوردن هستند.

## ۱-۲ حالت متصل به شبکه

در حالتی که ریزشبه متصل به شبکه اصلی است، مد کنترلی منبع تولید پراکنده با واسط مبدل الکترونیک قدرتی، تزریق توان اکتیو و در صورت نیاز توسط شبکه، تزریق توان راکتیو می‌باشد و وظیفه کنترل ولتاژ و فرکانس را ندارد که به این حالت، مد  $P, Q$  کنترل گفته می‌شود.

## ۲-۲ حالت مستقل از شبکه (بهره‌برداری در حالت مستقل از ریزشبه)

در حالتی که ریزشبه مستقل از شبکه اصلی است، مد کنترلی منبع تولید با واسط مبدل الکترونیک قدرتی، کنترل ولتاژ و فرکانس ریزشبه می‌باشد. در زمان وقوع پدیده جزیره‌ای و تشکیل ریزشبه، این منبع از مد  $P, Q$  کنترلر خارج شده و به مد کنترل ولتاژ و فرکانس تغییر می‌یابد. کنترل فرکانس بر اساس مشخصه افتی سرعت (فرکانس) - توان اکتیو و کنترل ولتاژ بر اساس مشخصه افتی ولتاژ - توان راکتیو عمل می‌کند. مشخصه‌های افتی این کنترل‌ها در شکل‌های ۲ و ۳ آمده است. در نتیجه با کنترل توان‌های اکتیو و راکتیو و با مشخصه‌های شیب افتی می‌توان ولتاژ بار و فرکانس ریزشبه را کنترل نمود.

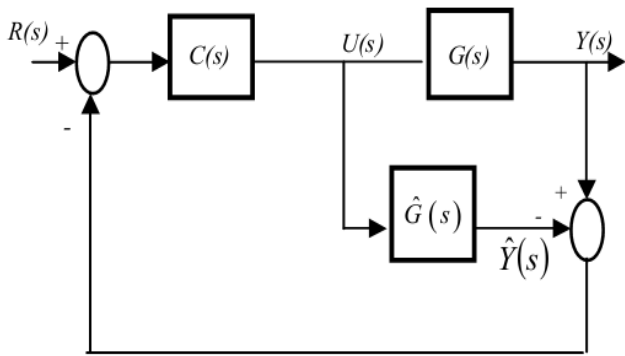
برای کنترل توان‌های اکتیو و راکتیو نیاز به استخراج معادلات حاکم بر منبع تولید پراکنده با واسط الکترونیک قدرتی می‌باشد.

## ۳-۲ استخراج معادلات حاکم و مدل دینامیکی

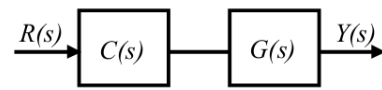
شکل ۴ دیگرام تک خطی اتصال یک منبع تولید با واسط مبدل الکترونیک قدرتی را به شبکه نشان می‌دهد که  $V_{dc}$  ولتاژ سمت  $dc$  و  $P$  و  $Q$  توان‌های اکتیو و راکتیو تولیدشده توسط واحد تولید پراکنده که به شین شبکه تحویل داده می‌شود، هستند.

با توجه به شکل ۴ برای به دست آوردن مدل دینامیکی می‌توان

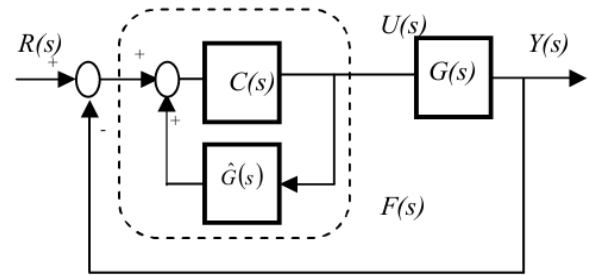
معادلات زیر را نوشت



شکل ۶: شماتیک روش کنترل مدل درونی.



شکل ۵: شماتیک بلوکی یک فرایند و کنترل کننده.



شکل ۷: نمایش کلاسیک شکل ۶

در شکل های ۶ و ۷ می توان به موارد زیر اشاره نمود:

(۱) در شکل ۶ در صورتی که  $G(s) = \hat{G}(s)$ ، فیدبکی در سیستم وجود ندارد و اگر  $C(s) = \hat{G}^{-1}(s)$  انتخاب گردد آن گاه  $R(s) = Y(s)$  خواهد بود. همچنین اگر  $G(s)$  و  $C(s)$  پایدار باشند کل سیستم پایدار خواهد بود.

(۲) در شکل ۷ برای داشتن خطای حالت ماندگار صفر لازم است تا شرط  $C(s)G(s) = I$  برقرار باشد.

با توجه به نکات مذکور،  $C(s) = \hat{G}^{-1}(s)$  بهترین انتخاب برای کنترل کننده است. این مسأله از لحاظ عملی امکان پذیر نبوده و به همین دلیل به جای  $C(s) = \hat{G}^{-1}(s)$ ،  $C(s)$  به صورت زیر انتخاب می شود

$$C(s) = G_M^{-1}(s)L(s) \quad (12)$$

فرض بر آن است که  $G(s)$  به دو قسمت زیر تقسیم بندی شده است  $G(s) = G_A(s)G_M(s)$  (۱۳)

در (۱۳)،  $G_A(s)$  شامل صفرهای سمت راست محور موهومی و به طور کلی بخش هایی است که معکوس آنها از لحاظ عملی قابل اجرا نباشد و  $G_M(s)$  بخشی از  $G(s)$  است که معکوس آن قابل اجرا می باشد.

$L(s)$  فیلتر پایین گذری است که به کنترل کننده اضافه می گردد تا درجه صورت  $C(s)$  از مخرج آن بزرگ تر نباشد که رابطه  $L(s)$  عموماً به شکل قطری و به صورت زیر است

$$L(s) = \begin{bmatrix} \frac{a_1^m}{(s+a_1)^m} & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \frac{a_2^m}{(s+a_2)^m} & \dots & \cdot \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \cdot & \cdot & \dots & \frac{a_m^m}{(s+a_m)^m} \end{bmatrix} \quad (14)$$

اگر سیستم تک ورودی و تک خروجی باشد،  $L(s) = a^m / (s+a)^m$  است و  $m$  به نحوی انتخاب می گردد تا درجه صورت  $C(s)$  از مخرج آن بیشتر نباشد. برای یک سیستم تک ورودی و تک خروجی مینیمم فاز داریم

$$C(s) = \hat{G}^{-1}(s) \frac{a^m}{(s+a)^m} \rightarrow F(s) = [I - C(s)\hat{G}(s)]^{-1} C(s) = \left[1 - \frac{a^m}{(s+a)^m}\right]^{-1} \hat{G}^{-1}(s) \frac{a^m}{(s+a)^m} = \frac{a^m}{(s+a)^m - a^m} \hat{G}^{-1}(s) \quad (15)$$

$$P = V_{nd} I_{fd} \quad (9)$$

$$Q = -V_{nd} I_{fq}$$

بنابراین با داشتن مقادیر مرجع توان اکتیو و راکتیو و با توجه به معادلات بالا و اندازه گیری ولتاژ شین اتصال مبدل به شبکه در هر لحظه می توان مقادیر مرجع جریان های محور  $d$  و  $q$  را به دست آورد

$$I_{fd,ref} = P_{ref} / V_{nd} \quad (10)$$

$$I_{fq,ref} = -Q_{ref} / V_{nd}$$

لذا با کنترل جریان های محور  $d$  و  $q$  می توان توان های اکتیو و راکتیو تولیدی را کنترل کرد. در این مقاله برای طراحی کنترلر جریان استفاده از روش کنترل مدل درونی پیشنهاد می شود. قبل از آن که به طراحی کنترل کننده جریان پرداخته شود مختصراً توضیحی در مورد روش کنترل مدل درونی ارائه خواهد شد.

## ۲-۴ روش کنترل مدل درونی

این روش در ابتدا در طراحی کنترل کننده فرایندهای شیمیایی مورد استفاده قرار گرفته و نوعی از روش کنترل مقاوم به حساب می آید [۱۸]. شکل ۵ را در نظر بگیرید که در آن  $G(s)$  فرایند مورد بررسی جهت کنترل،  $C(s)$  کنترل کننده مربوط و  $R(s)$  و  $Y(s)$  نیز ورودی و خروجی فرایند است. بهترین کنترل کننده ای که در وهله اول در اینجا می توان پیشنهاد نمود  $C(s) = G^{-1}(s)$  بوده و در این صورت  $R(s) = Y(s)$  یکسان می باشد [۱۹] اما مشکلی که در این صورت پیش می آید آن است که:

(۱) اگر  $G(s)$  مینیمم فاز نباشد و یا به عبارتی دارای صفرهای سمت راست محور موهومی باشد،  $C(s)$  ناپایدار می گردد.

(۲) درجه صورت  $C(s)$  از مخرج آن عموماً بیشتر می گردد که از لحاظ عملی به علت وجود مشتق گیر قابل اجرا نمی باشد.

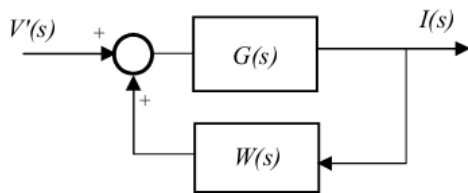
(۳) این روش وابستگی زیادی به مدل  $G(s)$  دارد.

(۴) در صورتی که اغتشاش در سیستم اتفاق بیفتد، سیستم توانایی رفع آن را ندارد.

برای رفع این نواقص، روش کنترل مدل درونی پیشنهاد می شود که در شکل ۶ آمده است. در این شکل  $\hat{G}(s)$  مدلی است که طرحی از فرایند  $G(s)$  در اختیار دارد که در حالت ایده آل  $G(s) = \hat{G}(s)$  می باشد.

شکل ۷ نمایش کلاسیک شکل ۶ می باشد که در آن کنترل کننده سیستم  $F(s)$  عبارتست از [۱۹]

$$F(s) = [I - C(s)\hat{G}(s)]^{-1} C(s) \quad (11)$$

شکل ۸: سیستم کنترل با فیدبک تابع  $W(s)$ .

$$F(s) = [I - C(s)\hat{G}(s)]^{-1}C(s) =$$

$$\left[ I - \frac{a}{s+a}I \right]^{-1}G^{-1}(s)\frac{a}{s+a} = \frac{a}{s}G^{-1}(s) =$$

$$\frac{a}{s} \begin{pmatrix} R_f + sL_f & L_f\omega_n \\ -L_f\omega_n & R_f + sL_f \end{pmatrix} = \quad (22)$$

$$a \begin{pmatrix} L_f + \frac{R_f}{s} & \frac{\omega_n L_f}{s} \\ \frac{\omega_n L_f}{s} & L_f + \frac{R_f}{s} \end{pmatrix}$$

رابطه (۲۲) نشان‌دهنده آن است که کنترل مدل درونی در حقیقت یک کنترل‌کننده PI معمولی با اضافه‌شدن عناصر غیر قطری برای حذف تزویج متقابل<sup>۲</sup> است.

برای حذف تزویج متقابل روش ساده‌تری برای طراحی و اعمال روش کنترل مدل درونی پیشنهاد می‌شود که به کنترل مدل درونی مجزا و قطری موسوم است. در این روش ابتدا دینامیک‌های سیستم را از هم جدا می‌کنند و این جداسازی را می‌توان به صورت یک حلقه فیدبک داخلی ملاحظه کرد. در روش مذکور اگر  $G(s)$  تابع تبدیلی بین جریان و ولتاژ مبدل الکترونیک قدرتی DC/AC در قاب  $dq$  باشد، داریم

$$I(s) = G(s)V'(s) \quad \text{و} \quad V'(s) = G^{-1}(s)I(s) \quad \text{که در آن}$$

$$G^{-1}(s) = \begin{pmatrix} R_f + sL_f & L_f\omega_n \\ -L_f\omega_n & R_f + sL_f \end{pmatrix} =$$

$$\underbrace{\begin{pmatrix} R_f + sL_f & \cdot \\ \cdot & R_f + sL_f \end{pmatrix}}_{D(s)} + \underbrace{\begin{pmatrix} \cdot & L_f\omega_n \\ -L_f\omega_n & \cdot \end{pmatrix}}_{W(s)} \quad (23)$$

و ماتریس  $W(s)$  در واقع ماتریس جداکننده خواهد بود. حال سیستم کنترل شکل ۸ را در نظر می‌گیریم. تابع تبدیل این شکل به صورت زیر محاسبه می‌گردد

$$I(s) = G(s)[V'(s) + W(s)I(s)] =$$

$$[D(s) + W(s)]^{-1}[V'(s) + W(s)I(s)] \quad (24)$$

$$[D(s) + W(s)]I(s) = [V'(s) + W(s)I(s)] \rightarrow$$

$$D(s)I(s) = V'(s) \quad (25)$$

بنابراین با اعمال فیدبک فوق می‌توان عناصری را که ایجاد تزویج متقابل می‌نمایند، حذف نمود [۱۹] و در نتیجه می‌توان سیستم کنترل را به صورت شکل ۹ ارائه نمود که در این شکل  $G_d(s)$  عبارت است از

$$G_d(s) = D^{-1}(s) = \begin{pmatrix} \frac{1}{R_f + sL_f} & \cdot \\ \cdot & \frac{1}{R_f + sL_f} \end{pmatrix} \quad (26)$$

تابع تبدیل مدار بسته سیستم در صورتی که  $G(s) = \hat{G}(s)$  باشد عبارت خواهد بود از

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{F(s)G(s)}{1 + F(s)G(s)} = \frac{a^m}{(s+a)^m} \quad (16)$$

و با فرض  $m=1$  خواهیم داشت

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{a}{s+a} \quad (17)$$

با توجه به (۱۷) اصلی‌ترین مزیت استفاده از روش کنترل مدل درونی این است که مسأله تنظیم یک کنترل‌کننده PI که نیازمند تنظیم دو پارامتر می‌باشد را به انتخاب تنها یک پارامتر که آن پهنای باند مطلوب حلقه- بسته ( $\alpha$ ) می‌باشد، کاهش می‌دهد.

در این حالت اگر ورودی پله را در نظر بگیریم، خروجی سیستم که خروجی یک سیستم مرتبه اول است به صورت زیر خواهد بود

$$Y(s) = \frac{a}{s(s+a)} = \frac{1}{s} - \frac{1}{s+a} \Rightarrow y(t) = 1 - e^{-at} \quad (18)$$

بنابراین با توجه به شکل پاسخ، زمان صعود<sup>۱</sup> یعنی فاصله ۱۰٪ تا ۹۰٪ آن از (۱۹) به دست می‌آید

$$t_r = \frac{\ln 9}{a} \quad (19)$$

بنابراین با انتخاب زمان صعود ( $t_r$ )، بلافاصله می‌توان پارامتر  $a$  (پهنای باند مطلوب) را به دست آورد. این یکی از مزیت‌های عمده روش کنترل درونی است که با انتخاب تنها یک پارامتر می‌توان سیستم را طراحی کرد.

## ۲-۵ طراحی کنترل‌کننده جریان

برای طراحی کنترل‌کننده جریان می‌توان از روش کنترل مدل درونی استفاده کرد. اگر (۷) و (۸) را به صورت زیر بازنویسی کنیم (با در نظر گرفتن  $V_{nq} = 0$ ) خواهیم داشت

$$V_{iq} = R_f I_{fq} + L_f \frac{dI_{fq}}{dt} + L_f \omega_n I_{fd}$$

$$V_{id} - V_{nd} = R_f I_{fd} + L_f \frac{dI_{fd}}{dt} - L_f \omega_n I_{fq}$$

$$\begin{bmatrix} V_{iq} \\ V_{id} - V_{nd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_f + sL_f & L_f \omega_n \\ -L_f \omega_n & R_f + sL_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{fq} \\ I_{fd} \end{bmatrix} \Rightarrow$$

$$\begin{bmatrix} V_{iq} \\ V_{id} - V_{nd} \end{bmatrix} = [V'] = G^{-1}(s)[I_{qd}] \quad (20)$$

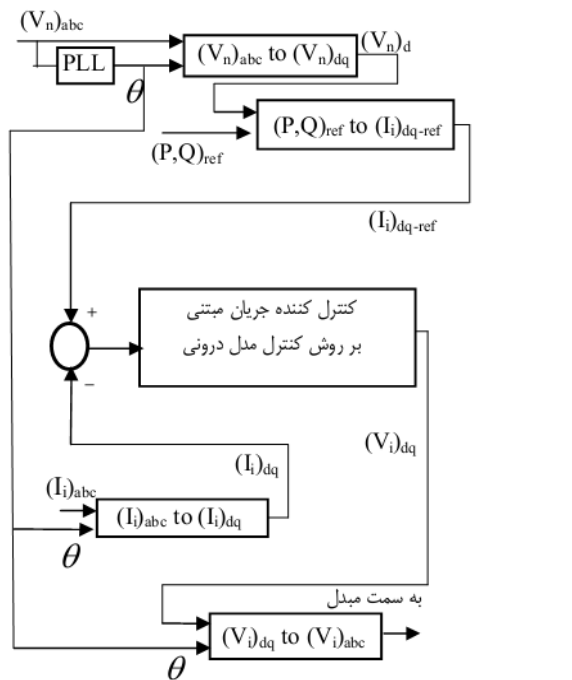
حال با توجه به (۲۰) داریم

$$G(s) = \begin{pmatrix} R_f + sL_f & L_f \omega_n \\ -L_f \omega_n & R_f + sL_f \end{pmatrix}^{-1} \quad (21)$$

با انتخاب

$$L(s) = \begin{pmatrix} \frac{a}{s+a} & \cdot \\ \cdot & \frac{a}{s+a} \end{pmatrix} = I \frac{a}{s+a}$$

و  $C(s) = G^{-1}(s)L(s)$  با فرض  $G(s) = \hat{G}(s)$  خواهیم داشت



شکل ۱۱: نمایش نحوه کنترل توان اکتیو و راکتیو منبع تولید پراکنده با مبدل الکترونیک قدرتی.

جدول ۱: مشخصات منبع تولید با واسط الکترونیک قدرتی.

پارامتر	مقدار
توان نامی	۱٫۲ مگاوات آمپر
ولتاژ نامی	۶۹۰ ولت
مقاومت $R_f$	۰٫۰۰۷ پرینیت
اندوکتانس $L_f$	۰٫۱۲ پرینیت
فرکانس نامی	۵۰ هرتز

در نتیجه با توجه به شکل ۴ شماتیک نحوه کنترل توان اکتیو و راکتیو منبع تولید پراکنده با واسط مبدل الکترونیک قدرتی، همانند شکل ۱۱ پیشنهاد می‌شود. کنترل کننده جریان مبتنی بر روش کنترل مدل درونی در شکل ۱۱ مطابق با شکل ۱۰ است.

### ۳- شبیه‌سازی منبع تولید پراکنده با واسط مبدل الکترونیک قدرتی

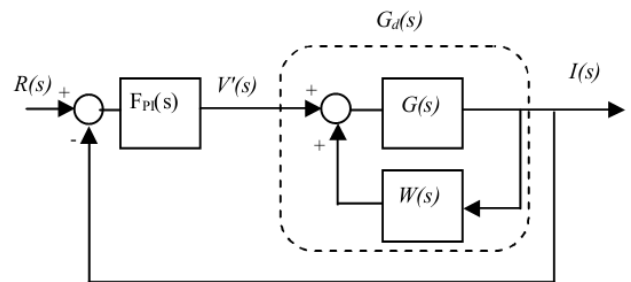
جهت بررسی و تأیید بلوک دیاگرام کنترلی ارائه شده، منبع تولید پراکنده با واسط الکترونیک قدرتی با پارامترهای مذکور در جدول ۱ با استفاده از نرم‌افزار EMTP-RV شبیه‌سازی شده است.

در این سیستم یک منبع تولید پراکنده با محرک اولیه ولتاژ  $dc$  و به همراه یک مبدل ضمن تغذیه بار محلی خود از طریق یک ترانسفورماتور به شبکه توزیع فشار متوسط متصل شده و هدف، بررسی نحوه کنترل جریان و توان خروجی آن می‌باشد. لازم به ذکر است که در این سیستم با در نظر گرفتن زمان صعود پاسخ جریان (محور  $d$  و  $q$ ) به اندازه ۱ میلی‌ثانیه مقدار پهنای باند  $\alpha$  و نهایتاً با توجه به مقادیر جدول ۱،  $K_p$  و  $K_f$  برای کنترل کننده  $PI$  به صورت زیر محاسبه می‌شود

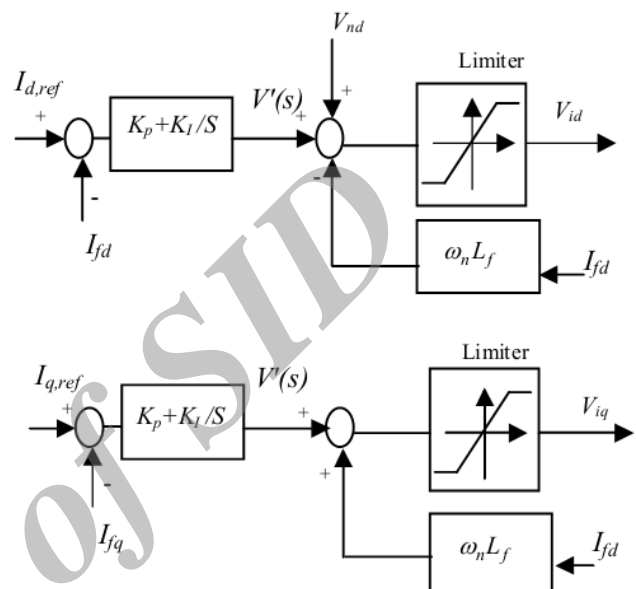
$$t_r = 1 \text{ ms} \Rightarrow \alpha = \frac{\ln 9}{t_r} = \frac{\ln 9}{1 \times 10^{-3} \times 314,159} = 7,0 \text{ pu}$$

$$K_p = \alpha L_f = 0,84 \text{ pu} \quad (28)$$

$$K_f = \alpha R_f = 0,05 \text{ pu}$$



شکل ۹: سیستم کنترل پیشنهادی برای حذف تزویج متقابل با روش کنترل درونی جریان.



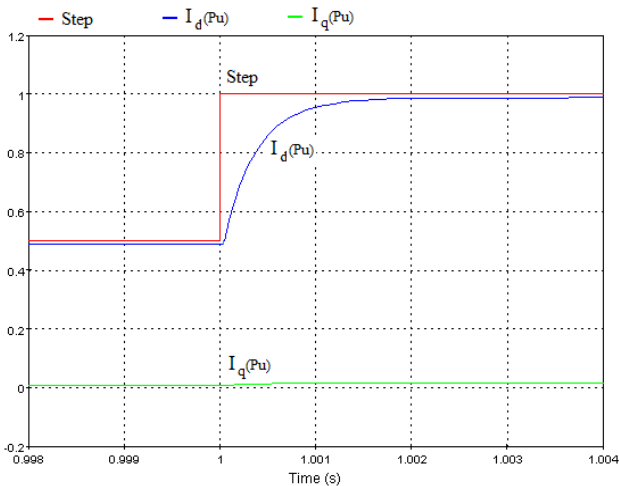
شکل ۱۰: کنترل کننده‌های جریان‌های محورهای  $d$  و  $q$ .

و با استفاده از روش کنترل مدل درونی و با فرض  $C(s) = G_d^{-1}(s)L(s)$  خواهیم داشت

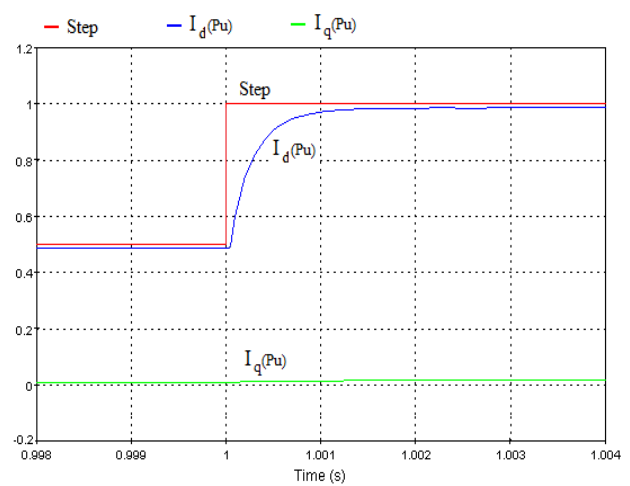
$$C(s) = G_d^{-1}(s) \frac{\alpha}{s + \alpha} I \rightarrow F(s) = F_{PI}(s) = \frac{\alpha}{s} G_d^{-1}(s) = \frac{\alpha}{s} \begin{pmatrix} R_f + sL_f & \cdot \\ \cdot & R_f + sL_f \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \alpha L_f + \frac{\alpha R_f}{s} & \cdot \\ \cdot & \alpha L_f + \frac{\alpha R_f}{s} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} K_p + \frac{K_f}{s} & \cdot \\ \cdot & K_p + \frac{K_f}{s} \end{pmatrix} \quad (27)$$

با داشتن (۲۷) و با انتخاب پهنای باند  $\alpha$  می‌توان مقادیر  $K_p = \alpha L_f$  و  $K_f = \alpha R_f$  را تعیین کرد. انتخاب  $\alpha$  نیز با توجه به زمان صعود پاسخ ( $t_r$ ) و از رابطه  $\alpha = \ln 9 / t_r$  قابل محاسبه خواهد بود. کنترل کننده جریان با توجه به (۲۰) را می‌توان به صورت شکل ۱۰ نمایش داد.

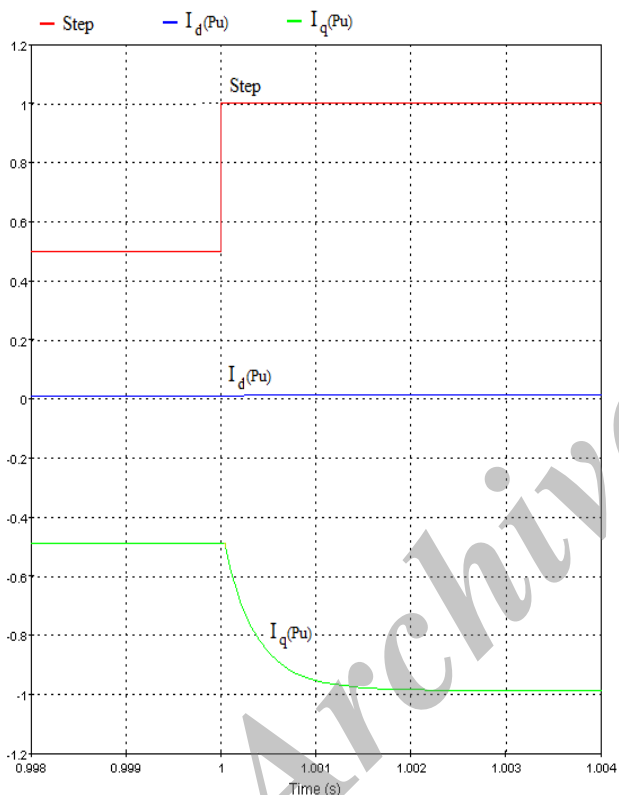
همان طور که در شکل ۱۰ نشان داده شده، با توجه به  $V_{id}$  و  $V_{iq}$  به دست آمده از مدار کنترلی و تبدیل معکوس  $T_{dq}$ ، مقادیر مربوط به موج مرجع (کنترل) مبدل به دست خواهد آمد. در شکل ۱۰، بلوک  $\omega_n L_f$  ضریبی است که از حاصل ضرب اندوکتانس  $L_f$  در سرعت زاویه‌ای قاب مرجع (سنکرون یا ولتاژ شبکه) به دست می‌آید.



شکل ۱۴: پاسخ جریان‌های  $I_d$  و  $I_q$  منبع تولید پراکنده مبتنی بر واسط الکترونیک قدرتی به ورودی پله  $P_{ref}$ .



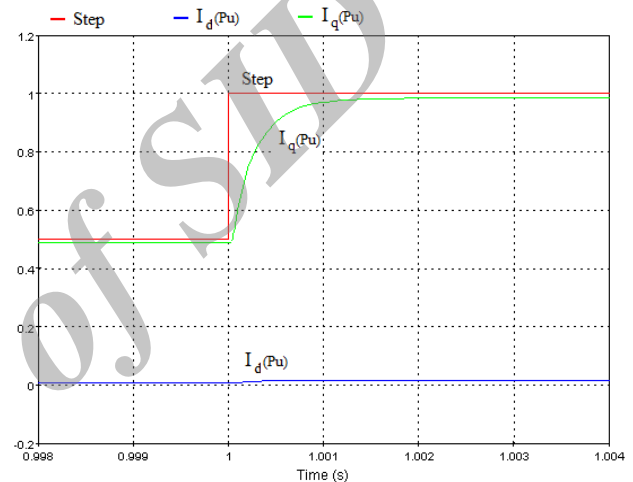
شکل ۱۲: پاسخ جریان‌های  $I_d$  و  $I_q$  منبع تولید پراکنده مبتنی بر واسط الکترونیک قدرتی به ورودی پله  $I_{d-ref}$ .



شکل ۱۵: پاسخ جریان‌های  $I_d$  و  $I_q$  منبع تولید پراکنده مبتنی بر واسط الکترونیک قدرتی به ورودی پله  $I_{q-ref}$ .

همان طور که در شکل‌های ۱۲ تا ۱۷ قابل مشاهده است، زمان صعود پاسخ ( $t_r$ ) منبع تولید پراکنده با واسط الکترونیک قدرتی، برابر یک میلی‌ثانیه است که مساوی با زمان صعود پاسخ ( $t_r$ ) انتخابی در طراحی منبع تولید پراکنده با واسط الکترونیک قدرتی می‌باشد. نتایج نشان می‌دهد با ارائه روش کنترلی پیشنهادی در منابع تولید پراکنده با واسط الکترونیک قدرتی می‌توان کنترل بسیار خوبی بر روی توان اکتیو و راکتیو خروجی منبع داشت.

همان طور که اشاره شد، اصلی‌ترین مزیت استفاده از روش کنترل مدل درونی این است که مسأله تنظیم یک کنترل‌کننده  $PI$  که نیازمند تنظیم دو پارامتر می‌باشد را به انتخاب تنها یک پارامتر که آن پهنای باند مطلوب حلقه- بسته ( $\alpha$ ) می‌باشد، کاهش می‌دهد. انتخاب  $\alpha$  نیز با توجه به زمان صعود پاسخ قابل محاسبه خواهد بود. لذا با انتخاب زمان صعود پاسخ

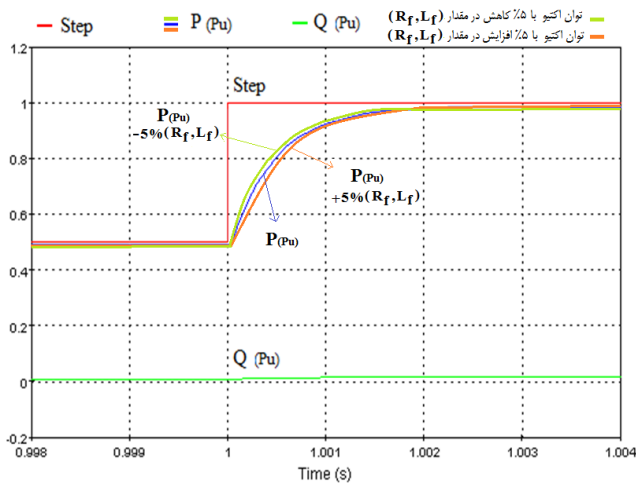


شکل ۱۳: پاسخ جریان‌های  $I_d$  و  $I_q$  منبع تولید پراکنده مبتنی بر واسط الکترونیک قدرتی به ورودی پله  $I_{q-ref}$ .

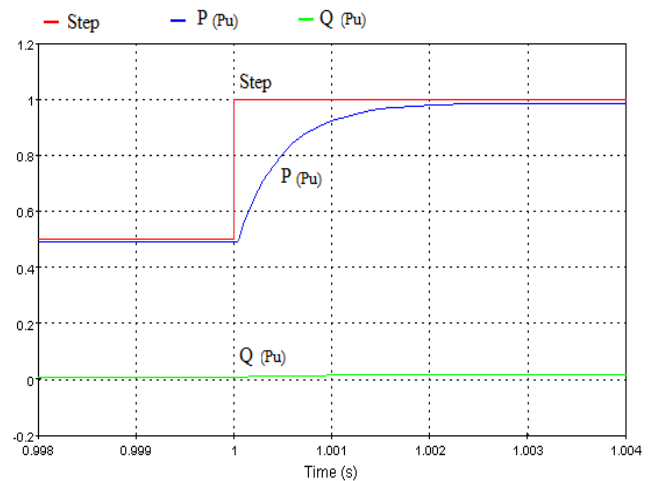
مبدل DC/AC در منبع تولید پراکنده با واسط الکترونیک قدرتی در این مقاله (شکل ۱۱) به صورت منبع ولتاژ وابسته با مدل متوسط<sup>۱</sup> در نظر گرفته شده است [۲۰].

جهت ارزیابی عملکرد روش پیشنهادی مبتنی بر کنترل مدل درونی، پاسخ پله سیستم مورد آزمایش قرار گرفته است. شکل‌های ۱۲ و ۱۳ پاسخ جریان‌های محور  $d$  و  $q$  ( $I_d$  و  $I_q$ ) منبع تولید پراکنده مبتنی بر واسط الکترونیک قدرتی به ورودی پله  $I_{d-ref}$  و  $I_{q-ref}$  از ۰٫۵ پریونیت به ۱ پریونیت در ثانیه  $t=1\text{sec}$  را نشان می‌دهد. همچنین شکل‌های ۱۴ و ۱۵ نیز پاسخ جریان محورهای  $d$  و  $q$  منبع تولید پراکنده با واسط الکترونیک قدرتی (که متناسب با توان اکتیو و راکتیو تولیدی توسط منبع می‌باشد) به ورودی پله توان  $P_{ref}$  و  $Q_{ref}$  (شکل ۱۱) از ۰٫۵ پریونیت به ۱ پریونیت در زمان  $t=1\text{sec}$  را نشان می‌دهد.

شکل‌های ۱۶ و ۱۷ توان اکتیو و راکتیو تولیدی توسط منبع تولید پراکنده با واسط الکترونیک قدرتی به ورودی پله توان  $P_{ref}$  و  $Q_{ref}$  (شکل ۱۱) از ۰٫۵ پریونیت به ۱ پریونیت در زمان مشخص  $t=1\text{sec}$  را نشان می‌دهد (ابتدا به  $P_{ref}$  ورودی پله داده می‌شود تا توان اکتیو و راکتیو تولیدی توسط منبع تولید پراکنده با واسط الکترونیک قدرتی بررسی شود، سپس همین شرایط برای  $Q_{ref}$  در نظر گرفته می‌شود).



شکل ۱۸: توان تولیدی توسط منبع تولید پراکنده مبتنی بر واسط الکترونیک قدرتی به ورودی پله  $P_{ref}$  با ازای ۵٪ تغییرات  $R_f$  و  $L_f$ .



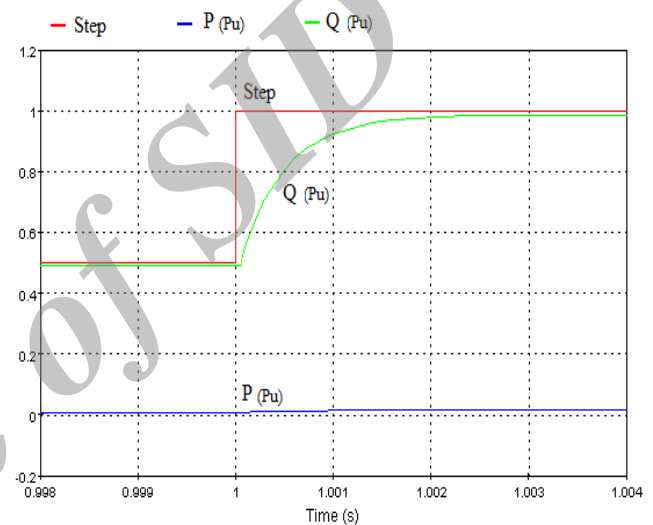
شکل ۱۶: توان تولیدی توسط منبع تولید پراکنده مبتنی بر واسط الکترونیک قدرتی به ورودی پله  $P_{ref}$ .

#### ۴- نتیجه گیری

در این مقاله برای طراحی کنترل کننده منبع تولید پراکنده با واسط الکترونیک قدرتی از روش کنترل مدل درونی استفاده شده و اصلی ترین مزیت استفاده از این روش آن است که مسأله تنظیم یک کنترل کننده  $PI$  که نیازمند تنظیم دو پارامتر می باشد را به انتخاب تنها یک پارامتر که آن پهنای باند مطلوب حلقه- بسته  $(\alpha)$  می باشد، کاهش داده است. انتخاب  $(\alpha)$  نیز با توجه به زمان صعود پاسخ  $(t_r)$  و از رابطه  $\alpha = \ln 9/t_r$  قابل محاسبه خواهد بود. همچنین با انتخاب پهنای باند  $\alpha$  می توان مقادیر  $K_p = \alpha L_f$  و  $K_I = \alpha R_f$  را تعیین کرد، در نتیجه تنها با انتخاب یک پارامتر  $(t_r)$  می توان سیستم را طراحی نمود. ضمن این که نتایج به دست آمده از شبیه سازی های انجام شده تأیید می نماید که زمان پاسخ منبع تولید پراکنده با واسط الکترونیک قدرتی، بر اساس زمان صعود پاسخ  $(t_r)$  انتخابی در طراحی کنترل کننده می باشد که سبب سادگی طراحی سیستم کنترل با کمترین پارامتر می شود و این عامل مشکل طراحی سیستم کنترل که تعیین ضرایب تناسبی  $(K_p)$  و انتگرال گیر  $(K_I)$  می باشد رفع می نماید. همچنین انتخاب مقادیر ضرایب  $K_p$  و  $K_I$  در کنترل کننده جریان منبع تولید پراکنده با روش کنترل مدل درونی به کنترل بسیار مناسب توان های اکتیو و راکتیو خروجی آن خواهد انجامید.

#### مراجع

- [1] Y. Robert, H. Lasseter, and P. Piagi, *Control and Design of Microgrid Components*, Power Systems Engineering Research Center, PSERC Publication 06-03, Jan. 2006.
- [2] J. A. P. Lopes, C. L. Moreira, and A. G. Madureira, "Defining control strategies for microgrids Islanded operation," *IEEE Trans. on Power Systems*, vol. 21, no. 1, pp. 916-924, May 2006.
- [3] R. C. Dugan, T. F. McDermott, and G. J. Ball, "Planning for Distributed Generation," *IEEE Industry Application Magazine*, vol. 7, no. 2, pp. 80-88, Mar./Apr. 2001.
- [4] T. Vandoorn, B. Renders, F. De Belie, B. Meersman, and L. Vandevelde, "A voltage-source inverter for microgrid applications with an inner current control loop and an outer voltage control loop," in *Proc. Int. Conf. on Renewable Energies and Power Quality, ICREPQ'09*, 6 pp., Valencia, Spain, 15-17 Apr. 2009.
- [5] M. W. Davis, "Distributed resource electric power systems offer significant advantages over central station generation and T&D power systems, part I," in *Proc. IEEE Transmiss. Distrib. Conf. Expo.*, vol. 1, pp. 54-61, Chicago, IL, US, 21-25 Jul. 2002.



شکل ۱۷: توان تولیدی توسط منبع تولید پراکنده مبتنی بر واسط الکترونیک قدرتی به ورودی پله  $Q_{ref}$ .

و مشخص بودن مقادیر  $R_f$  و  $L_f$  می توان مقادیر  $K_p$  و  $K_I$  را تعیین کرد. مقدار تغییرات  $R_f$  و  $L_f$  ناچیز می باشد و تأثیری بر سرعت پاسخ سیستم ندارد، بدین منظور بعد از تعیین  $K_p$  و  $K_I$  مقادیر  $R_f$  و  $L_f$  ۵٪ تغییر داده شده و تأثیر آن در سرعت پاسخ سیستم آمده است. شکل ۱۸ توان تولیدی توسط منبع تولید پراکنده مبتنی بر واسط الکترونیک قدرتی به ورودی پله  $P_{ref}$  را به ازای ۵٪ تغییرات  $R_f$  و  $L_f$  نشان می دهد.

در ریزشبه در حالت اتصال به شبکه سراسری میزان توان اکتیو و راکتیو مورد نیاز تولیدی توسط منبع تولید پراکنده مبتنی بر واسط الکترونیک قدرتی با توجه به نیاز شبکه سراسری تولید می گردد و در حالت مستقل از شبکه سراسری، هنگامی که افت فرکانس یا ولتاژی در ریزشبه اتفاق می افتد، طبق شکل ۳ میزان توان اکتیو و راکتیو تولیدی محاسبه گردیده و در پی آن منبع تولید پراکنده مبتنی بر واسط الکترونیک قدرتی به وسیله طرح کنترلی مذکور و با پاسخی قابل کنترل و مناسب قادر به تولید توان مورد نیاز خواهد بود. در نتیجه کنترل توان منبع تولید پراکنده با واسط الکترونیک قدرتی، طراحی شده در این مقاله، قابل کاربرد در ریزشبه هم به صورت متصل و هم به صورت مستقل از شبکه سراسری می باشد.

- Resources Interconnected with Electric Power Systems*, IEEE Std. 1547.3 2007.
- [17] IEEE Standards Coordinating Committee 21, *IEEE Standard Conformance Test Procedures for Equipment Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems*, IEEE Std. 1547.1 2005.
- [18] M. Morari and E. Zafiriou, *Robust Process Control*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1989.
- [19] L. Harnefors and H. Nee, "Model-based current control of AC machines using the internal model control method," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 34, no. 1, pp. 133-141, Jan./Feb. 1998.
- [20] Z. Ye, R. Walling, L. Garces, R. Zhou, L. Li, and T. Wang, *Study and Development of Anti-Islanding Control for Grid-Connected Inverters*, Report NREL/SR-560-36243, Golden, CO: National Renewable Energy Laboratory, May 2004.
- [6] N. D. Hatzigiargyriou and A. P. S. Meliopoulos, "Distributed energy sources: technical challenges," in *Proc. IEEE PES Winter Meeting*, vol. 2, pp. 1017-1022, New York, NY, US, Jan. 2002.
- [7] C. L. Smallwood, "Distributed generation in autonomous and nonautonomous microgrid," in *Proc. IEEE Rural Elect. Power Conf.*, 6 pp., 5-7 May 2002.
- [8] F. D. Li, M. Wu, Y. He, and X. Chen, "Optimal control in microgrid using multi-agent reinforcement learning," *ISA Trans.*, vol. 51, no. 6, pp. 743-751, Nov. 2012.
- [9] H. You, V. Vittal, and Z. Yang, "Self-healing in power systems: an approach using islanding and rate of frequency decline-based load shedding," *IEEE Trans. on Power System*, vol. 18, no. 1, pp. 174-181, Feb. 2002.
- [10] R. Fulton and C. Abbey, "Planned islanding of 8.6 MVA IPP for BC hydro system reliability," in *Proc. 1st Int. Conf. Integr.*, 9 pp., 1-3 Dec. 2004.
- [11] F. Katiraei, M. R. Iravani, and P. W. Lehn, "Micro-grid autonomous operation during and subsequent to islanding process," *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 20, no. 1, pp. 248-257, Jan. 2005.
- [12] F. Katiraei, M. R. Iravani, and P. W. Lehn, "Small-signal dynamic model of a microgrid including conventional and electronically interfaced distributed resources," *IET Gener. Transmiss. and Distribution*, vol. 1, no. 3, pp. 369-378, May 2007.
- [13] H. Jiayi, J. Chuanwen, and X. Rong, "A review on distributed energy resources and microgrid," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 12, no. 9, pp. 2472-2483, Dec. 2008.
- [14] IEEE Standards Coordinating Committee 21, *IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems*, IEEE Std. 1547, 2003.
- [15] IEEE Standards Coordinating Committee 21, IEEE Application Guide for IEEE Std. 1547, *IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems*, IEEE Std. 1547.2, 2008.
- [16] IEEE Standards Coordinating Committee 21, *IEEE Guide for Monitoring, Information Exchange, and Control of Distributed*

**الیاس زارع آبندانکشی** تحصیلات خود را در مقاطع کارشناسی و کارشناسی ارشد مهندسی برق گرایش قدرت به ترتیب در سال‌های ۱۳۸۸ و ۱۳۹۱ از دانشگاه صنعتی نوشیروانی بابل به پایان رسانده است. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارتند از: بررسی عملکرد ریزشبکه‌ها، بازیابی آنها و برنامه‌ریزی در شبکه‌های توزیع مجهز به منابع تولید پراکنده.

**مجید شهبابی** در سال ۱۳۷۷ مدرک کارشناسی مهندسی برق خود را از دانشگاه تبریز و مدارک کارشناسی ارشد و دکترای مهندسی برق (گرایش قدرت) خود را به ترتیب در سال‌های ۱۳۷۹ و ۱۳۸۸ از دانشگاه تربیت مدرس تهران دریافت نمود. دکتر شهبابی از سال ۱۳۸۸ در دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر دانشگاه صنعتی نوشیروانی بابل به عنوان عضو هیأت علمی این دانشکده مشغول به فعالیت می‌باشد. زمینه‌های علمی و تحقیقاتی مورد علاقه نام‌برده شامل موضوعاتی مانند دینامیک سیستم قدرت، بهره برداری از سیستم‌های قدرت مجهز به منابع تولید پراکنده، و بهره برداری و کنترل ریزشبکه‌ها می‌باشد.

Archive of SID