

بهبود فرآیند سنکرون سازی مبدل های منبع ولتاژ متصل به شبکه، توسط حلقه قفل فاز مبتنی بر کنترلر پیش بینی کننده

^۱ حمیدرضا مهدیان، ^۲ محمدرضا هاشمی و ^۳ علی اصغر قدیمی

^{۱و۲} دانشجوی کارشناسی ارشد مهندسی برق، دانشگاه آزاد اسلامی واحد علوم و تحقیقات استان مرکزی- اراک،

Hamidreza_mahdian@yahoo.com

Mohamadreza_hashemi@yahoo.com

^۳ استادیار دانشکده مهندسی برق، دانشگاه اراک، a-ghadimi@araku.ac.ir

چکیده

ساختارهای حلقه قفل فاز، کاربردهای زیادی در شاخه مهندسی قدرت دارند. در مواردی که نیاز به عملکرد سنکرون یک مبدل منبع ولتاژ با شبکه باشد، از جمله سیستم های تولید توان بادی و ادوات FACTS، متعارف ترین روش استفاده از PLL است. با این وجود، اغتشاشات شبکه ناشی از نویز، عدم تعادل، تغییرات فرکانس شبکه و هارمونیک ها می توانند عملکرد یک PLL و سیستم کنترلی متصل به آن را مخدوش نمایند. در این مقاله، یک روش کنترلی جدید که مبتنی بر استفاده از کنترلر Deadbeat در حلقه کنترل جریان مبدل و حلقه قفل فاز می باشد، به منظور تضمین عملکرد مطلوب PLL در شرایط گوناگون پیشنهاد شده است. شبیه سازی های انجام شده به منظور بررسی کارایی روش پیشنهادی، در نرم افزار PSIM انجام شده است.

واژه های کلیدی: مبدل های منبع ولتاژ (VSC)، حلقه قفل فاز (PLL)، کنترلر Deadbeat، سنکرون سازی

۱- مقدمه

همزمان با افزایش سطح تولید توان بادی در سیستم قدرت، بحث کنترل پذیری توان تولیدی توسط آنها بسیار مورد توجه قرار گرفته است. در سال های اخیر استفاده از ژنراتورهای القایی با توانایی کنترل توان تولیدی خود، در سیستم های بادی بسیار مورد توجه قرار گرفته است. مبدل های منبع ولتاژ (VSC) به کار رفته در ساختار این نوع ژنراتورها، امکان کنترل توان تولیدی توسط آنها را فراهم نموده است. استفاده از مبدل های منبع ولتاژ در سیستم های پیشرفته کنترل ولتاژ و به طور کلی ادوات FACTS نیز بر اهمیت مطالعه و ارزیابی کنترلی عملکرد آنها افزوده است.

موضوع بحث ما در این مقاله، مبدل های منبع ولتاژی است که از طریق یک ترانسفورماتور قدرت به شبکه ای با فرکانس ثابت متصل شده اند و فرکانس جریان تزریقی توسط آنها مستقیماً توسط این شبکه تعیین می گردد. کاربرد این نوع مبدل ها در سیستم های پیشرفته کنترل ولتاژ مانند STATCOM و به طور کلی ادوات FACTS و نیز خطوط انتقال HVDC می باشند. در این موارد به منظور کنترل ولتاژ شبکه و یا کنترل توان اکتیو و راکتیو مبادله شده بین مبدل و شبکه، موضوع سنکرون سازی ولتاژ و یا جریان مرجع تولیدی توسط سیستم

کنترلی مبدل با شبکه، اساسی ترین می بحث می باشد. لذا تخمین دقیق فرکانس و زاویه فاز ولتاژ شبکه و به عبارتی تعیین موقعیت بردار ولتاژ شبکه به صورت لحظه ای به منظور استفاده از آن در سیستم کنترل مبدل منبع ولتاژ، بسیار حیاتی می باشد. این وظیفه توسط یک حلقه قفل فاز (PLL) انجام می شود. PLL با تعیین دقیق موقعیت بردار ولتاژ شبکه، وظیفه سنکرون سازی را در این حالت بر عهده دارد.

متداول ترین نوع PLL های مورد استفاده در سنکرون سازی مبدل های منبع ولتاژ با شبکه، در ساختار خود از کنترل کننده های PI استفاده می کنند [۳-۱]. مرجع [۴] در ساختار کنترل PLL پیشنهادی خود، از یک جبران ساز مرتبه پنج استفاده کرده است و عملکرد مناسب ساختار پیشنهادی خود را در شرایط گوناگون بررسی نموده است. با این وجود، پاسخ حالت گذرای ساختار پیشنهادی در این شبکه بسیار کند بوده و پاسخ PLL بسیار دیر به عملکرد حالت ماندگار خود رسیده است.

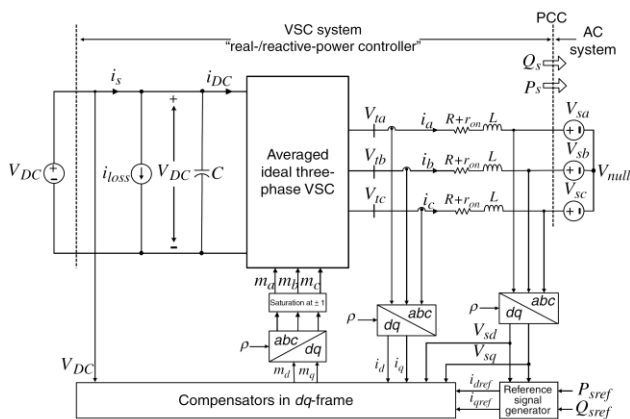
در این مقاله، هدف استفاده از جبران سازی است که علاوه بر داشتن عملکرد مناسب در شرایط مختلف (نویز، عدم تعادل، تغییر فرکانس و هارمونیک)، پاسخ حالت گذرای سیستم را نیز بهبود بخشد و PLL سریعتر به عملکرد حالت ماندگار خود برسد. این مقاله در بخش های زیر تنظیم شده است:

θ_0 باشد، به عنوان حلقه قفل فاز یا PLL شناخته می شود. در این حالت چون سرعت زاویه ای فریم dq همان فرکانس شبکه می باشد، از آن به عنوان دستگاه مرجع گردان سنکرون (SRF) یاد می شود. به این ترتیب امکان کنترل توان اکتیو توسط مولفه d جریان مبدل و توان راکتیو توسط مولفه q جریان مبدل فراهم می گردد.

$$P_s(t) = \frac{3}{2} V_{sd}(t) i_d(t) \quad (10)$$

$$Q_s(t) = -\frac{3}{2} V_{sd}(t) i_q(t) \quad (11)$$

پاسخ مناسب سیستم کنترلی مبدل فوق و یا به عبارت دیگر، دنبال کردن مقادیر مرجع توان اکتیو و راکتیو، تا حد زیادی به عملکرد مناسب حلقه قفل فاز در تخمین دقیق فرکانس و زاویه فاز ولتاژ شبکه وابسته می باشد و لذا طراحی مناسب بخش های مختلف این حلقه و بررسی عملکرد آن در شرایط گوناگون بسیار حیاتی می باشد.



شکل ۱: شماتیک دیاگرام کنترلر توان اکتیو / راکتیو توسط کنترل جریان در فریم dq [۴].

۳- ساختار مدار کنترل کننده پیشنهادی

۳-۱- کنترل کننده Deadbeat

امروزه در حلقه های کنترلی مبدل های منبع ولتاژ، از روش های پیش بینی کننده استفاده می شود. یکی از روش های پیش بینی که به صورت دیجیتالی به راحتی قابل پیاده سازی است، روش پیش بینی با کنترلر Deadbeat می باشد. این روش از مدل سیستم در گذشته استفاده کرده و رفتار آینده سیستم را پیش بینی می کند.

در حوزه لاپلاس برای افزایش پایداری سیستم بایستی قطبها به گونه ای طراحی شوند که در سمت چپ محور موهومی قرار گیرند. با توجه به اینکه می دانیم، در حوزه لاپلاس وجود قطب روی مبدأ سیستم را نوسانی می کند، لذا کنترلر سیستم در حوزه لاپلاس مطلوب نبوده و در نتیجه این کنترلر در حوزه دیجیتال پیاده سازی می شود. هنگامی که

در بخش ۲ در مورد سیستم کنترل مبدل های منبع ولتاژ متصل به شبکه توضیح داده شده است. در بخش ۳ در مورد ساختار کنترلی حلقه قفل فاز و جایگاه کنترل کننده پیشنهادی در سیستم کنترل آن بحث شده است. در بخش ۴ نتایج شبیه سازی های انجام شده به منظور بررسی کارایی مدل پیشنهادی ارائه شده است. بخش ۵ به ارائه نتیجه گیری های حاصل از شبیه سازی اختصاص یافته است.

۲- سیستم کنترل مبدل منبع ولتاژ متصل به شبکه

شکل (۱) یک مبدل منبع ولتاژ متصل به شبکه را به همراه نمای کلی از سیستم کنترل آن نشان می دهد. همانطور که مشاهده می شود کنترل این مبدل ها در یک دستگاه مرجع گردان (فریم dq) که با سرعت زاویه ای ω در حال چرخش بوده و داریم:

$$\omega = dp/dt \quad (1)$$

فرض کنید ولتاژ سیستم AC به صورت زیر تعریف شده است:

$$\begin{cases} V_{sa}(t) = \hat{V}_s \cos(\omega_0 t + \theta_0) \\ V_{sb}(t) = \hat{V}_s \cos(\omega_0 t + \theta_0 - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{sc}(t) = \hat{V}_s \cos(\omega_0 t + \theta_0 - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (2)$$

پس از بیان معادله دینامیکی بیانگر عملکرد سمت AC مبدل شکل (۱) در دستگاه مرجع مورد اشاره داریم:

$$L \frac{di_d}{dt} = L\omega(t)i_q - (R + r_{on})i_d + V_{td} - V_{sd} \quad (3)$$

$$L \frac{di_q}{dt} = -L\omega(t)i_d - (R + r_{on})i_q + V_{tq} - V_{sq} \quad (4)$$

$$\frac{d\rho}{dt} = \omega(t) \quad (5)$$

$$V_{sd} = \hat{V}_s \cos(\omega_0 t + \theta_0 - \rho) \quad (6)$$

$$V_{sq} = \hat{V}_s \sin(\omega_0 t + \theta_0 - \rho) \quad (7)$$

توان اکتیو و راکتیو مبادله شده با شبکه به صورت زیر تعریف می شود:

$$P_s(t) = \frac{3}{2} [V_{sd}(t)i_d(t) + V_{sq}(t)i_q(t)] \quad (8)$$

$$Q_s(t) = \frac{3}{2} [-V_{sd}(t)i_q(t) + V_{sq}(t)i_d(t)] \quad (9)$$

آشکار شدن مزیت های انتقال متغیرها به دستگاه مرجع گردان، به طور اساسی وابسته به نحوه انتخاب سرعت فریم dq می باشد. در صورتی که $\omega = \omega_0$ و $\rho(t) = \omega_0 t + \theta_0$ ، آنگاه $V_{sq} = 0$ و مقدار V_{sd} با دامنه ولتاژ شبکه برابر خواهد شد. در این حالت تمامی متغیرها در فریم dq (i_d ، i_q و ...) دارای مقادیر حالت ماندگار DC می باشند و برای دستیابی به پاسخ مطلوب، می توان از کنترل کننده های معمولی (PI) در ساختار کنترلی این مبدلها بهره جست. مکانیزم کنترلی که به طور لحظه ای تضمین می کند که $\rho(t) = \omega_0 t +$

۲-۳ - بررسی روابط حاکم بر عملکرد PLL و بررسی جایگاه Deadbeat پیشنهادی در سیستم کنترل با فرض عملکرد مناسب PLL داریم:

$$\rho = \omega_0 t + \theta_0 \quad (20)$$

تحت این شرایط و از معادله ی (۶) و (۷) داریم:

$$V_{sd} = \hat{V}_s \quad (21)$$

$$V_{sq} = 0 \quad (22)$$

بنابراین بایستی مکانیزمی طراحی شود تا V_{sq} بر روی صفر تنظیم شود. تحت این شرایط تضمین می گردد که فرآیند سنکرون سازی به درستی انجام شده است. این کار بر مبنای قانون کنترلی زیر به دست می آید:

$$\omega(t) = H(p)V_{sq}(t) \quad (23)$$

که در آن $H(p)$ یک تابع تبدیل خطی (جبران ساز) و $p = d(\cdot)/dt$ یک اپراتور تفاضلی می باشد. با جایگذاری برای V_{sq} از رابطه (۷) در رابطه (۲۳) و جایگذاری برای ω از رابطه (۲۳) در (۵) رابطه زیر استنباط می شود:

$$\frac{d\rho}{dt} = H(p)\hat{V}_s \sin(\omega_0 t + \theta_0 - \rho) \quad (24)$$

معادله (۲۴) یک سیستم دینامیکی غیر خطی را توصیف می کند، که به PLL ارجاع داده می شود. عملکرد PLL تنظیم p در $\omega_0 t + \theta_0$ می باشد. اگرچه، با توجه به خاصیت غیر خطی آن، PLL می تواند رفتار نامطلوبی تحت شرایط خاص داشته باشد. برای مثال، اگر PLL از یک شرط اولیه متناظر با $p(0) = 0$ و $\omega(0) = 0$ شروع کند، آنگاه ترم $\hat{V}_s H(p) \sin(\omega_0 t + \theta_0 - \rho)$ در رابطه (۲۴) یک تابع سینوسی از زمان با فرکانس ω_0 می باشد. سپس اگر $H(s)$ دارای پاسخ فرکانسی پایین گذر باشد، سمت راست رابطه (۲۴) و همچنین dp/dt انحراف سینوسی کوچکی در حوالی صفر از خود نشان می دهند و PLL در یک محدوده کوچک می افتد و ρ ، $\omega_0 t + \theta_0$ را دنبال نمی کند. برای جلوگیری از اتفاق افتادن این محدوده عملکردی، قانون کنترلی به صورت زیر اصلاح می شود:

$$\omega(t) = H(p)V_{sq}(t), \omega(0) = \omega_0 \text{ and } \omega_{min} \leq \omega \leq \omega_{max} \quad (25)$$

که در آن $\omega(t)$ دارای مقدار اولیه $\omega(0) = \omega_0$ بوده و به محدوده های بالا و پایین به ترتیب ω_{min} و ω_{max} محدود می شود. مقادیر ω_{min} و ω_{max} خیلی نزدیک به ω_0 انتخاب می شوند و بنابراین دامنه کمی از تغییرات برای $\omega(t)$ تعریف می شود. از طرف دیگر، دامنه تغییرات به منظور اجازه دادن به گردش $\omega(t)$ در حالت گذرا، بایستی

در حوزه دیجیتال دو قطب روی مبدا می باشد، به این معناست که در حوزه لاپلاس دو قطب ما سمت چپ محور موهومی است و سیستم پایدار می باشد.

معادله دیفرانسیل مدار تک فاز سیستم به صورت زیر بیان می گردد:

$$\frac{di(t)}{dt} = -\frac{R}{L}i(t) + \frac{1}{L}(v(t) - e(t)) \quad (12)$$

پس از حل معادله دیفرانسیل فوق، با توجه به شرط اولیه k و شرط نهایی $k+1$ با دوره نمونه برداری T_s ، پاسخ به صورت زیر خواهد بود:

$$i(k+1) = e^{-(R/L)T_s}i(k) - \frac{1}{R}(e^{-(R/L)T_s} - 1)(v(k) - e(k)) \quad (13)$$

با فرض:

$$a = e^{-(R/L)T_s} \quad (14)$$

$$b = -\frac{1}{R}(e^{-(R/L)T_s} - 1) \quad (15)$$

معادله پیش بینی کننده به صورت زیر حاصل می شود:

$$i(k+1) = ai(k) + bu(k) \quad (16)$$

تابع تبدیل طرح نشان داده شده در شکل (۲) به صورت زیر به دست می آید:

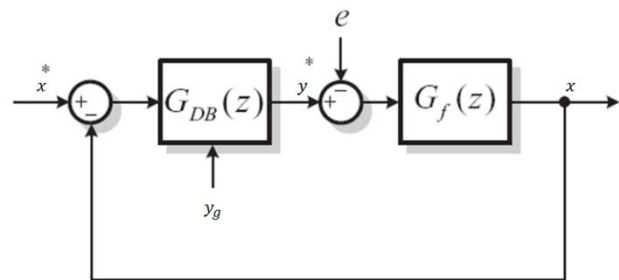
$$G_f(z) = \frac{bz^{-1}}{1-az^{-1}} \quad (17)$$

به منظور تضمین پایداری سیستم، وجود قطب های تابع تبدیل در مبدأ ضروری بوده و لذا تابع تبدیل حلقه بسته به صورت زیر تعریف می شود:

$$G_o(z) = \frac{1}{z^k} = z^{-k} \quad (18)$$

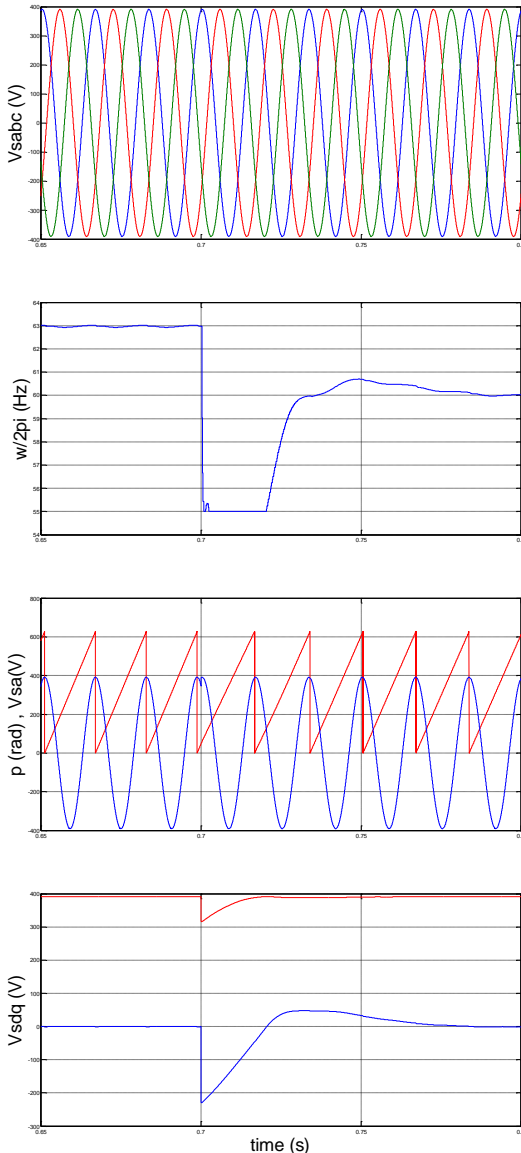
تحت این شرایط، تابع تبدیل کنترلر Deadbeat پیشنهادی به صورت زیر تعریف می شود:

$$G_{DB}(z) = \frac{1}{b} \frac{1-az^{-1}}{z-z^{-1}} \quad (19)$$



شکل ۲: شماتیک دیاگرام کنترلر پیشنهادی

تغییر فرکانس نشان می دهد. در مقایسه با شکل (۶) که پاسخ کنترلر پیشنهادی در این مقاله را نشان می دهد، مشاهده می شود که Dead beat پیشنهادی، در کمتر از ۱۰ میلی ثانیه فرکانس را در مقدار جدید خود تنظیم نموده است. این در حالی است که این زمان برای روش مرجع [۴] در حدود ۱۰۰ میلی ثانیه است.

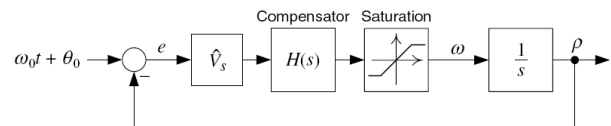


شکل ۵: نتایج شبیه سازی برای حلقه قفل فاز با ورودی سه فاز و تغییر فرکانس شبکه به میزان ۳ هرتز در لحظه $t=0.7s$ [۴]

به اندازه کافی وسیع انتخاب شود. اگر PLL، ترم $\omega_0 t + \theta_0$ را دنبال کند، ترم $\omega_0 t + \theta_0 - \rho$ نزدیک به صفر بوده و $\sin(\omega_0 t + \theta_0 - \rho) \approx (\omega_0 t + \theta_0 - \rho)$ بنابراین رابطه (۲۴) به صورت زیر ساده سازی می شود:

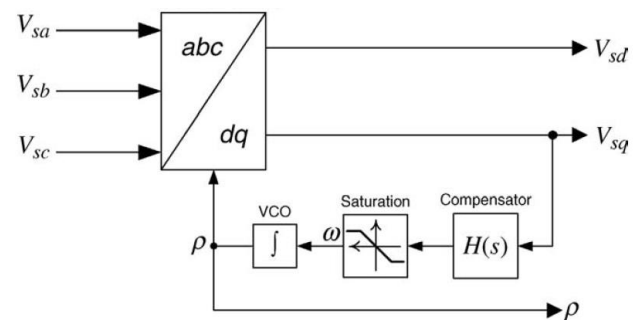
$$\frac{d\rho}{dt} = \hat{V}_s H(p)(\omega_0 t + \theta_0 - \rho) \quad (25)$$

معادله (۲۵) نشان دهنده یک حلقه کنترل فیدبک کلاسیک بوده که در آن $\omega_0 t + \theta_0$ ورودی مرجع، ρ خروجی و $\hat{V}_s H(p)$ تابع تبدیل جبران ساز موثر می باشد، همانطور که در بلوک دیاگرام شکل (۳) دیده می شود:



شکل ۳: بلوک دیاگرام کنترلی PLL [۴].

شکل (۴) دیاگرام شماتیک PLL را بر مبنای فرمول های (۵)، (۷) و (۲۳) نشان می دهد. همانطور که مشاهده می شود، سیستم کنترل PLL با تغییر دینامیک V_{sq} به منظور تنظیم آن در مقدار صفر، تعیین می کند که $\rho = \omega_0 t + \theta_0$ بوده و سنکرون سازی صورت گرفته است. VCO نشان داده شده در این شکل یک انتگرال گیر قابل ریست بوده که خروجی آن بین ۰ تا 2π می باشد.



شکل ۴: شماتیک دیاگرام PLL [۴].

حلقه Deadbeat پیشنهادی در شکل (۲)، به منظور بهبود عملکرد سیستم، در قسمت جبران ساز $H(s)$ به سیستم کنترل اضافه می شود.

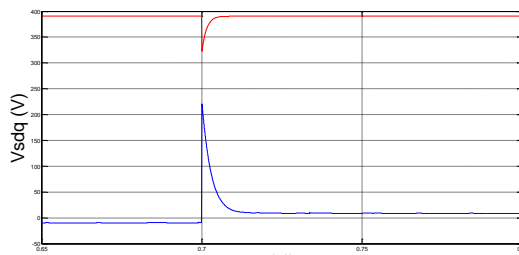
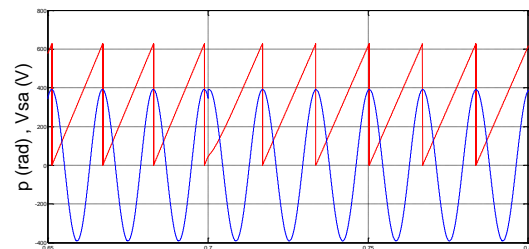
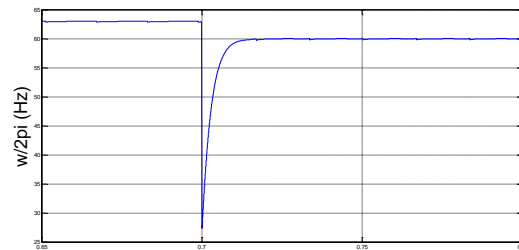
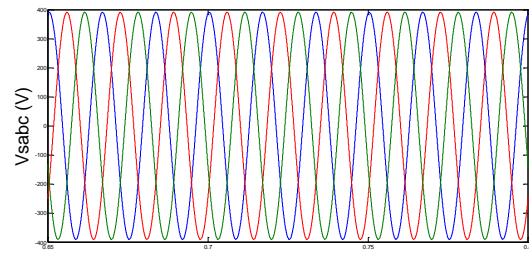
۴- نتایج شبیه سازی

در این بخش، به منظور بررسی پاسخ کنترلر پیشنهادی به تغییرات فرکانس شبکه، فرکانس شبکه در $t=0.7 \text{ sec}$ از مقدار 63 Hz به 60 Hz تغییر داده شده است. شکل (۵) پاسخ روش مرجع [۴] را به این

این افزایش سرعت عملکرد حلقه قفل فاز توسط کنترلر پیشنهادی، موجب بهبود عملکرد حلقه کنترل توان اکتیو مبدل منبع ولتاژ نیز می شود.

۶- مراجع

- [1] Se-kyo Chung, "A phase tracking system for three phase utility interface inverters". IEEE Trans. Power Electronics. Vol.15, No.3, pp. 431-438, 2000
- [2] Kaura Vikram, Blasko Vladimir, "Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions", IEEE Trans. Industry Applications, Vol. 33, No. 1, pp.58-63, 1997
- [3] S. M. Silva, B. M. Lopes, B. J. C. Filho , et al. "Performance evaluation of PLL algorithms for single phase grid connected systems", IAS 2004, pp. 2259-2263, 2004
- [4] Amirnaser Yazdani, Reza Iravani, "Voltage-Sourced Converters in Power Systems. Modeling, Control, and Applications", Wiley, IEEE Press, (2010)
- [5] Remus Teodorescu, Marco Liserre, Pedro Rodriguez, "Grid Converters For Photovoltaic And Wind Power Systems", Wiley, IEEE Press, 2011
- [6] Xiao-Qiang GUO, Wei-Yang WU, He-Rong GU , "Phase locked loop and synchronization methods for grid-interfaced converters: a review", IEEE , 2011
- [7] Yazdani, D. Bakshai, A. Joos. G and Mojiri. M, "A nonlinear adaptive synchronization technique for grid connected distributed energy sources", IEEE Trans. On Power Electronics, vol. 23, no. 4, pp. 2181-2186, July 2008
- [8] S. K. Chung, "A phase Tracking System for three phase utility interface inverters", IEEE Trans. On Power Electronics, vol. 15, no. 3, pp. 431-438, May 2000
- [9] M.Karimi-Ghartemani and M. R. Iravani, "A method for synchronization of power electronic converters in polluted and variable- Frequency Environments", IEEE Trans. On Power System, vol. 19, no.3, pp.1263-1270, August 2004
- [10] Frede Blaabjerg, Remus Teodorescu, Marco Liserre, Adrian V.Timbus, "Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.53, No.5, October 2006
- [11] J.Svensson , "Synchronisation methods for grid-connected voltage source converters" , IEE Proceedings: Generation, Transmission, and Distribution, Vol. 148, No. 3, pp. 229-235, May 2001.
- [12] Shinji Shinnaka , " A Robust Single-Phase PLL System With Stable and Fast Tracking " , IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. 44, NO. 2, MARCH/APRIL 2008



شکل ۶: نتایج شبیه سازی برای حلقه قفل فاز کنترل شده با کنترلر پیش‌بینی کننده پیشنهادی با ورودی سه فاز و تغییر فرکانس شبکه به میزان ۳ هرتز در لحظه $t=0.7s$

۵- نتیجه گیری

در این مقاله، عملکرد سیستم کنترل حلقه قفل فاز تحت شرایط تغییر فرکانس شبکه بررسی گردید. با استفاده از یک کنترلر پیش‌بینی کننده (Deadbeat) در حلقه کنترل PLL، نتایج پاسخ سیستم به این تغییرات نشان می دهد که فرکانس بسیار سریع تر شده و در کمتر از ۱۰ میلی ثانیه فرکانس در مقدار جدید خود تنظیم شده است. همچنین