طراحی کنترل‌کننده دو حلقه‌ای برای فیلتر فعال تک فاز موازی بدون سنسور با خروجی LCL با در نظر گرفتن تأخیر محاسبات و مدولاسیون

علی موحدی تبار [۱] محمد منفرد [۲]

۱- دانشکده مهندسی - دانشگاه فردوسی مشهد- مشهد- ایران

movahediali65@gmail.com

۲- دانشیار- دانشکده مهندسی – دانشگاه فردوسی مشهد- مشهد- ایران

m.monfared@um.ac.ir

چکیده: در این مقاله به کنترل فیلتر فعال تک فاز موازی با فیلتر LCL پرداخته‌شده است. برای حذف رزونانس از میرایی فعال با استفاده از روش کنترل دو حلقه‌ای استفاده‌شده است. طراحی کنترل‌کننده در این نوع سیستم کنترلی بسیار پیچیده است. برای روش طراحی کنترل‌کننده مراجع بسیار کمی وجود دارد.در این مراجع طراحی با روش‌های پیچیده و مبتنی بر سعی و خطا انجام‌شده است. در این مقاله نشان داده‌شده است در نظر نگرفتن تأخیر که تقریباً در تمامی روش‌های طراحی کنترل‌کننده دو حلقه‌ای در مبدل‌ها وجود دارد، می‌تواند در کنترل فیلتر فعال منجر به ناپایداری شود و حاشیه فاز زیاد در طراحی کنترل‌کننده در حلقه خارجی مانع این ناپایداری نمی‌شود. سپس با استفاده از اصل پایداری حلقه‌های داخلی دارای مفهوم فیزیکی در سیستم‌های چند حلقه‌ای پارامترهای کنترل‌کننده طراحی‌شده‌اند. تضمین پایداری در حضور تأخیر زمانی و سادگی طراحی از مزایای این روش می‌باشند. علاوه بر این در این مقاله از روش تخمین پارامترهای ولتاژ و جریان شبکه با استفاده از فیلتر کالمن استفاده‌شده است. در روش پیشنهادی با استفاده از ساده‌سازی‌های منطقی امکان تخمین پارامترهای ولتاژ و جریان خط با دقت مطلوب توسط فیلتر کالمن فراهم آمده است. کارایی روش با شبیه‌سازی توسط نرم‌افزار سیمولینک تأییدشده است.

کلمات کلیدی: فیلتر فعال تک فاز موازی، کنترل دو حلقه‌ای، میرایی فعال، فیلتر کالمن

تاریخ ارسال مقاله : ۱۳۹۳/۲/۱۰

تاریخ پذیرش مشروط مقاله: ۱۳۹۴/۰۸/۳۰

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۴/۱۲/۱۰

نام نویسنده‌ی مسئول: دکتر محمد منفرد

نشانی نویسنده‌ی مسئول: ایران – مشهد – میدان آزادی– دانشگاه فردوسی مشهد – دانشکده‌ی مهندسی

[Downloaded from jiaeee.com on 2024-10-12]

[DOR: 20.1001.1.26765810.1396.14.1.13.4]

Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers - Vol.14- No.1- Spring 2017

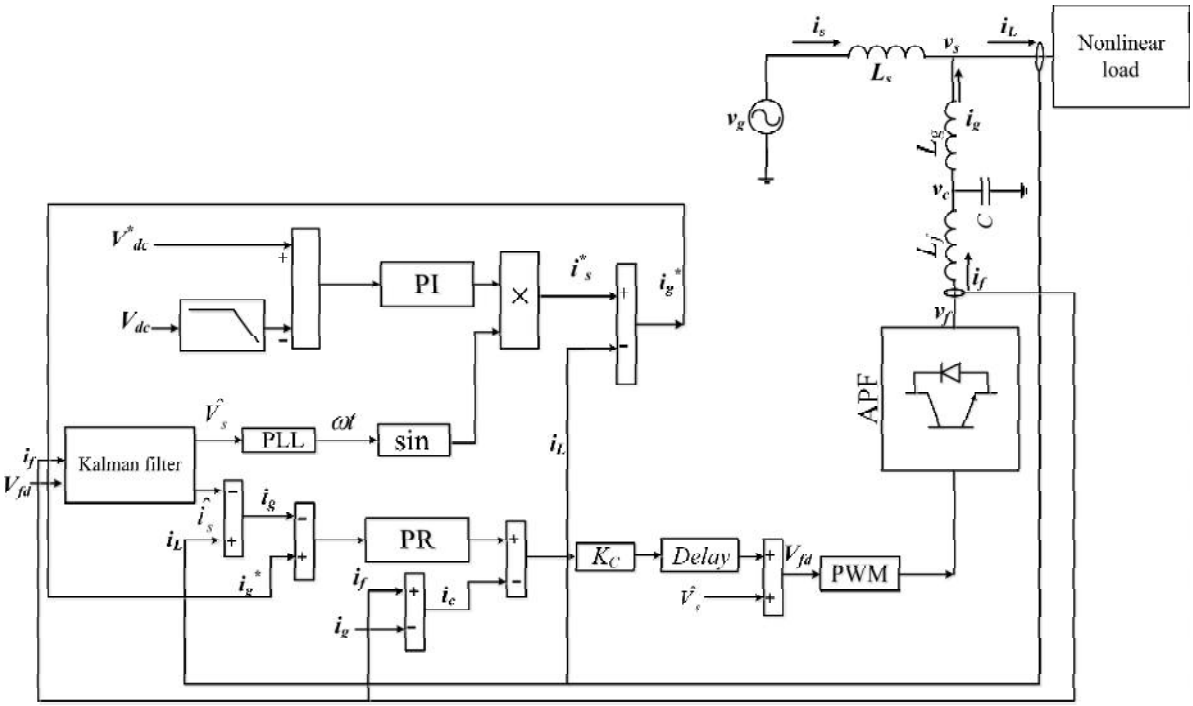
۱- مقدمه

امروزه الکترونیک قدرت، در اکثر ماشین‌های خانگی و صنعتی به‌عنوان ابزاری اجتناب‌ناپذیر برای کنترل سامانه‌ها یا ایجاد شکل موج مناسب برای ماشین‌ها به کار می‌رود. اگرچه الکترونیک قدرت مزایای بی شماری همچون کنترل بهینه سرعت و یا گشتاور را در موتورها به همراه دارد، اما هم‌زمان، در بسیاری موارد منجر به تزریق هارمونیک‌ها به شبکه می‌شود، که این موضوع برای تمام ماشین‌ها و سنسورهای متصل به خط و در موارد شدید، شبکه مضر است. علاوه بر این با توجه به رشد استفاده از بارهای غیرخطی تک فاز مانند LED و رایانه‌ها و درایو در ماشین‌های تک فاز، مباحث فیلترهای فعال تک فاز موردتوجه زیادی واقع‌شده‌اند. به همین دلیل در این مقاله بر روی این نوع از فیلتر تمرکز شده است.

در اکثر مراجع یک فیلتر سلفی L مبدل فیلتر فعال را به شبکه متصل می‌کند. این فیلتر سلفی مانند یک فیلتر پایین گذر عمل می‌کند. هرچقدر اندازه‌ی L بزرگ‌تر گردد منجر به کاهش بیشتر دامنه هارمونیک‌های مرتبه بالا می‌گردد، اما هم‌زمان منجر به کاهش دینامیک فیلتر فعال می‌شود. بنابراین اگرچه افزایش L ازنظر کنترل‌پذیری به سیستم کمک می‌کند [۱] اما باعث کاهش سرعت سیستم می‌گردد. علاوه بر این تلفات هم افزایش میابد و درنهایت باید اندازه‌ی ولتاژ خازن لینک DC را افزایش داد، که این خود تلفات را افزایش می‌دهد. بنابراین با استفاده از فیلتر سلفی ساده باید یک مصالحه بین حذف دقیق هارمونیک‌های مرتبه بالا ازیک‌طرف و تلفات و دینامیک سیستم از طرف دیگر برقرار کرد [۱]. در بسیاری از مقالات برای داشتن سرعت بالاتر از فیلتر سلفی کوچک‌تری استفاده می‌کنند که درنهایت هارمونیک‌های مرتبه بالا در جریان منبع ظاهر می‌شود و THD جریان را بدون در نظر گرفتن آن‌ها محاسبه می‌کنند، البته هم چنان مشکل EMI باقی است. یکی از راه‌های مقابله با این مشکل استفاده از فیلترهای مرتبه بالاتر است (شکل(۱)). استفاده از فیلتر LCL به‌جای فیلتر سلفی ساده منجر به عملکرد بهتر برای حذف هارمونیک‌های کلید زنی می‌گردد. مرجع [۲] نشان داده است که در میزان برابر اندوکتانس عملکرد فیلتر LCL بسیار بهتر است. بااین‌وجود هنوز زمان زیادی از شروع توجهات به استفاده از فیلتر LCL نمی‌گذرد و مقالات زیادی راجع به طراحی و استفاده از آن وجود ندارد.

اما علاوه بر مزایای بسیار، این فیلتر دارای معایبی نیز هست. که مهم‌ترین آن‌ها امپدانس صفر فیلتر LCL در فرکانس رزونانس است [۳]. برای رفع این مشکل دو راه‌حل استفاده از میرایی غیرفعال و میرایی فعال وجود دارد. میرایی غیرفعال شامل اضافه کردن یک مقاومت اهمی به فیلتر LCL است [۴]. این مقاومت می‌تواند به‌صورت سری یا موازی با خازن قرار بگیرد. مهم‌ترین ایراد استفاده از مقاومت، تلفات زیاد ناشی از آن هست. برای کنترل مبدل‌های متصل به شبکه با میرایی فعال روش‌های مختلفی پیشنهادشده است [۵-۱۰]. در این میان کنترل دو حلقه‌ای که در حلقه‌ی داخلی از ولتاژ یا جریان خازن فیدبک گرفته می‌شود، از کاربرد بیشتری برخوردار است. تنظیم کنترل‌کننده دو حلقه‌ای در اکثر روش‌ها بدون در نظر گرفتن تأخیر هست و یا از روش‌های تکرار و خطا استفاده می‌شود؛ زیرا تأخیر طراحی را بسیار پیچیده می‌کند [۵،۶ و ۸-۱۰]. علاوه بر این طراحی این کنترل‌کننده در بعضی روش‌ها به حل دستگاه معادلات غیرخطی منجر می‌شود که خود پیچیدگی‌های زیادی دارد و در بسیاری موارد واگرا می‌شود. به همین دلیل در این مقاله یک روش جدید برای تنظیم کنترل‌کننده دو حلقه‌ای معرفی می‌گردد که علاوه بر سادگی طراحی تأثیر تأخیر را در نظر می‌گیرد و پایداری را تضمین می‌کند. در میان روش‌های معرفی‌شده برای کنترل دو حلقه‌ای، حلقه داخلی به‌صورت فیدبک کامل یا فیدبک ناقص حالت پیشنهادشده است [۵-۶]. در فیدبک ناقص حالت یک گین ساده در داخل حلقه داخلی نقش کنترل‌کننده را دارد. این نوع از کنترل دست طراح را در تعیین پهنای باند حلقه‌ها بازتر می‌کند. به همین دلیل این روش برای استفاده در فیلتر فعال بهتر هست. یکی از معتبرترین مقالاتی که روشی منظم برای طراحی کنترل دو حلقه‌ای با فیدبک ناقص حالت پیشنهاد کرده است مرجع [۵] هست. در روش این مرجع برای راحتی محاسبات از تأخیر زمانی صرف‌نظر شده است، زیرا در نظر گرفتن این تأخیر شکل تابع تبدیل را بسیار پیچیده کرده و طراحی منظم را بسیار دشوار می کند. در این مقاله، در ابتدا نشان داده می‌شود که روش مرجع [۵] در بسیاری موارد منجر به ناپایداری می‌گردد. این در حالی است که به‌ظاهر حاشیه فاز کافی برای حلقه خارجی کنترل جریان فراهم‌شده است؛ لذا در این مقاله روشی منظم و دقیق و درعین‌حال ساده برای طراحی پارامترهای کنترل‌کننده دو حلقه‌ای با در نظر گرفتن تأخیرها سیستم دیجیتال و پایداری حلقه داخلی پیشنهاد شده است که پاسخ حالت دائم و گذرای مناسبی برای کاربرد فیلتر فعال نیز فراهم می‌کند. از معایب روش کنترل دو حلقه‌ای استفاده از تعداد بیشتر سنسور هست. برای حل این مشکل یک روش کنترل بدون سنسور با طراحی ساده و عملکرد خوب برای فیلتر فعال با خروجی LCL معرفی می گردد. در روش پیشنهادی با استفاده از فیلتر کالمن جریان خط و ولتاژ نقطه اتصال فیلتر فعال به شبکه تخمین زده می‌شوند.

[Downloaded from jiaeee.com on 2024-10-12]
[DOR: 20.1001.1.26765810.1396.14.1.13.4]



شکل (۱): دیاگرام کنترل یک فیلتر فعال با خروجی LCL با استفاده از فیلتر کالمن برای تخمین ولتاژ و جریان خط

۲- تخمین ولتاژ و جریان خط با استفاده از فیلتر کالمن

۲-۱- ضرورت استفاده از تخمین گر حلقه بسته

اگرچه به دست آوردن v_s و i_s از طریق معادلات مستقیم به‌صورت نظری امکان‌پذیر است اما این روش به دلایل ذیل در شرایط عملی امکان‌پذیر نیست.

الف) وجود مشتق گیر در معادلات موجب ایجاد نویز بالا و خطای محاسبه می‌شود.

ب) عدم قطعیت در روابط و خطاهای مدل‌سازی و پارامترها باعث ایجاد پاسخ نادرست در حل معادلات می‌شود.

به همین دلیل برای تخمین پارامترها باید از یک روش حلقه بسته استفاده کرد. در روش‌های حلقه بسته خطای مدل‌سازی به‌خودی‌خود تصحیح می‌گردد. در این روش‌ها مانند روش فیلتر کالمن پارامترخروجی به‌صورت هم‌زمان اندازه‌گیری و تخمین زده می‌شود. خطای این تخمین توسط گین سیستم کنترل حلقه بسته صفر می گردد. صفر شدن خطای تخمین این پارامتر، منجر به صفر شدن خطای تخمین سایر پارامترها نیز می‌گردد.

یکی از ابزارهای حلقه بسته‌ی استخراج اطلاعات ولتاژ و جریان، فیلتر کالمن است که مزایایی همچون مقاومت بالا در برابر نویز و تخمین دقیق را به همراه دارد[۱۱-۱۲].

۲-۲- معادلات تخمین گر

با توجه به شکل (۱) معادلات فیلتر فعال با خروجی LCL در معادلات (۱) -(۵) مشاهده می‌شود.

$$v_g - v_s = L_s \frac{di_s}{dt} \quad (۱)$$

$$v_c - v_s = L_g \frac{di_g}{dt} \quad (۲)$$

$$c\frac{dv_c}{dt} = i_f - i_g \quad (۳)$$

$$v_f - v_c = L_f \frac{di_f}{dt} \quad (۴)$$

درجایی که داریم:

$$i_g = i_L - i_s \quad (۵)$$

مشکلی که برای تخمین با استفاده از معادلات بالا وجود دارد نامشخص بودن مقادیر ولتاژ منبع v_g و اندوکتانس خط L_s هست. اما چون اندازه‌ی L_s مقدار بسیار کوچکی است و i_s نیز حاوی فرکانس‌های مرتبه بالا نیست می‌توان فرض کرد $L_s \frac{di_s}{dt} = 0$ است. از طرفی مقدار L_g را در اختیارداریم درحالی‌که معمولاً اندازه‌ی $L_g >> L_f$ هست و همچنین اکثر هارمونیک‌های مرتبه بالا در خازن و اندوکتانس L_f تضعیف می‌شوند. بنابراین برای نوشتن معادلات تخمین از $L_g \frac{di_g}{dt}$ نیز صرف‌نظر کرده و معادلات مشاهده‌گر را به شکل (۶) -(۸) می‌نویسیم. درواقع این معادلات فقط معادلات سیستم مشاهده‌گر است که بر

[Downloaded from jiaeee.com on 2024-10-12]
[DOR: 20.1001.1.26765810.1396.14.1.13.4]
Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers - Vol.14- No.1- Spring 2017

اساس یک سری فرضیات، مقادیر ولتاژ و جریان تخمین زده می‌شوند. درعین‌حال خروجی خود سیستم در دسترس است و این یعنی اگر از بعضی دینامیک‌ها صرف‌نظر می‌شود مشاهده‌گر با مقایسه خروجی سیستم و مقدار تخمین زده‌شده برای آن خروجی، مقادیر تخمین را اصلاح می‌کند. . البته در نظر نگرفتن اندوکتانس Lg موجب مقدار بسیار کمی (در حدود ۶ درجه) جابه‌جایی فاز در ولتاژ تخمین زده‌شده می‌شود که می‌توان از آن صرف‌نظر کرد یا آن را به فاز ولتاژ پس از تخمین اضافه نمود.

معادلات حالت برای این سیستم پس از ساده‌سازی به شکل زیر نوشته می‌شود. بالانویس نشان‌دهنده‌ی این است که متغیر در مشاهده‌گر کالمن تعریف‌شده است.

$$L_f \frac{d\hat{i}_f}{dt} = -\hat{v}_s + v_f \quad (۶)$$

$$L_s \frac{d\hat{i}_s}{dt} = 0 \quad (۷)$$

$$c\frac{d\hat{v}_c}{dt} = \hat{i}_f + \hat{i}_s - i_L \quad (۸)$$

درجایی که داریم:

$$v_c - v_s = L_g \frac{di_g}{dt} = 0 \quad (۹)$$

$$v_c = v_s \quad (۱۰)$$

علاوه بر این خروجی باید به نحوی انتخاب گردد تا معادلات حالت مشاهده‌پذیر کامل حالت باشند. به‌این‌ترتیب داریم:

$$y = i_f \quad (۱۱)$$

برای پیاده‌سازی کالمن فیلتر باید شکل معادلات حالت را به‌صورت گسسته تبدیل کرد. در پیوست معادلات حالت به‌صورت گسسته نوشته‌شده‌اند.

۲-۳- فیلتر کالمن

در این بخش به معرفی فیلتر کالمن گسسته و معرفی معادلات و روند کار تخمین در فیلتر کالمن می‌پردازیم.

از فیلتر کالمن برای تخمین حالت $x \in R^n$ یک فرآیند کنترلی زمان گسسته استفاده می‌شود. معادلات حالت و اندازه‌گیری‌های $Z \in R^n$ به‌صورت کلی زیر بیان می‌گردند.

$$x_{k+1} = A_d x_k + B_d u_k + w_k \quad (۱۲)$$

$$z_{k+1} = Hx_k + v_k \quad (۱۳)$$

متغیرهای تصادفی w_k و v_k به ترتیب نویز فرآیند و اندازه‌گیری را نشان می‌دهند.

در این مقاله داریم: $z_{k+1} = y_{k+1}$ و $H = c$

فرض می‌شود که این متغیرها مستقل از هم، سفید و دارای توزیع نرمال می‌باشند در فیلتر کالمن، حالت‌های فعلی با استفاده از مقادیر اندازه‌گیری شده که در این سیستم خروجی هست و هم‌چنین حالت قبلی تخمین زده می‌شوند. مفهوم اصلی مانند حالت تخمین زن لئون برگر است. یعنی همه‌ی حالت‌های تخمین زده‌شده با استفاده از اختلاف حالت‌های اندازه‌گیری شده و مقادیر تخمینی آن‌ها تصحیح می‌شوند.

از مزایای این روش تخمین نسبت به روش‌های دیگر، می‌توان به عدم ایجاد نویز در مقایسه با روش‌های مبتنی بر معادلات توان به سرعت بالا نسبت به روش‌های شار مجازی اشاره کرد. علاوه بر این، این روش در مقایسه با هر دو روش از مزیت تخمین جریان شبکه برخوردار است که می‌تواند باعث افزایش پایداری و حذف سنسور جریان گردد. از مزایای این روش نسبت به روش‌های دیگر مبتنی بر معادلات حالت، سادگی طراحی و پیاده‌سازی است.

در فیلتر کالمن دو مفهوم خطای تخمین اولیه و خطای تخمین واقعی داریم. کواریانس این دو مفهوم به ترتیب به‌صورت (۱۴) و (۱۵) هست.

$$P_k^- = E[e_k^- e_k^{-T}] \quad (۱۴)$$

$$P_k = E[e_k e_k^T] \quad (۱۵)$$

دقیقاً مانند حالت تخمین لئون برگر در اینجا هم به دنبال یافتن K هستیم تا اختلاف مقدار تخمین قطعی و مقدار واقعی در جهت دقیق کردن تخمین را حداقل کند. در این حالت داریم:

$$\hat{x}_k = \hat{x}_k^- + K(z_k - H\hat{x}_k) \quad (۱۶)$$

معادلات فیلتر کالمن به دو گروه تقسیم می‌شوند[۱۳].

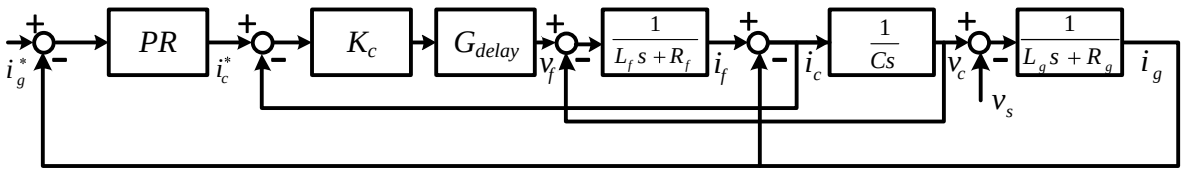
معادلات به‌روزرسانی زمان (۱۷-۱۸)

معادلات به‌روزرسانی اندازه‌گیری (۲۱-۱۹)

معادلات به‌روزرسانی زمان :

$$\hat{x}_{k+1}^- = A_d \hat{x}_k + B_d u_k \quad (۱۷)$$

$$P_k^- = A_d P_{k-1} A_d^T + Q \quad (۱۸)$$



شکل (۲): دیاگرام کنترل دو حلقه‌ای فیلتر فعال تک فاز

[Downloaded from jiaeee.com on 2024-10-12]

[DOR: 20.1001.1.26765810.1396.14.1.13.4]

معادلات به‌روزرسانی اندازه‌گیری:

$$K_k = P_k^- H^T (HP_k^- H^T + R)^{-1} \quad (۱۹)$$

$$\hat{x}_k = \hat{x}_k^- + K(z_k - H\hat{x}_k^-) \quad (۲۰)$$

$$P_k = (I - K_k H)P_k^- \quad (۲۱)$$

اولین وظیفه معادلات به‌روزرسانی اندازه‌گیری، محاسبه بهره کالمن K_k هست. سپس با استفاده از معادله (۲۰) تخمین قطعی حالات را به دست می‌آید. در گام آخر نیز با به‌کارگیری معادله (۲۱) کواریانس خطای تخمین قطعی محاسبه می‌شود. این روند همواره به‌صورت بازگشتی صورت می‌گیرد تا تخمین دقیق حالت‌ها در هر نمونه به دست بیاید.

۳- کنترل‌کننده دو حلقه‌ای

در شکل (۱) و (۲) دیاگرام سیستم کنترل دو حلقه‌ای با در نظر گرفتن تأخیر نشان داده‌شده است. در شکل (۱) دیاگرام کنترل با فیلتر کالمن ارائه‌شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود در حلقه داخلی، جریان خازن برای جلوگیری از رزونانس کنترل می‌شود و خروجی کنترل‌کننده حلقه خارجی، مقدار مرجع حلقه داخلی است. در حلقه خارجی جریان تزریقی به شبکه کنترل می‌شود. کنترل‌کننده دو حلقه‌ای شامل یک گین در حلقه داخلی و گین‌های PR در حلقه خارجی هست. مرجع [۵] برای طراحی کنترل‌کننده، تابع تبدیل سیستم را با کنترل‌کننده PI در حلقه‌ی خارجی به دست آورده است. سپس با حذف صفر و قطب، مخرج تابع تبدیل از درجه ۳ می‌شود. پس‌ازاین با استفاده از دور کردن یکی از قطب‌ها از مبدأ اثر آن قطب را خنثی می‌کند و سیستم فقط شامل یک زوج قطب مزدوج می‌شود و با پارامترهای حوزه زمان کنترل‌کننده را طراحی می‌کند. پیاده‌سازی این روش، مشکل و شامل حل یک دستگاه سه معادله سه مجهولی غیرخطی هست و انتخاب دو پارامتر آزاد در روش نیاز به تخصص تجربه و سعی و خطا دارد. در روش مرجع [۵] برای جبران تأخیر محاسبات، حاشیه فاز حلقه خارجی را به‌اندازه کافی بازمی‌گیرد تا تأخیر ناشی از محاسبات و مدولاسیون، سیستم را ناپایدار نکند. در ادامه ثابت می‌شود این روش طراحی در سیستم‌های دو حلقه‌ای ممکن است به ناپایداری منجر گردد.

در سیستم‌های تک حلقه‌ای برای جبران تأخیر، حاشیه فاز سیستم را به‌اندازه کافی و معمولاً در حدود ۶۰ درجه می‌گیرند تا فازی که در اثر تأخیر به سیستم اضافه می‌شود منجر به ناپایداری نشود. اگرچه این روش در سیستم‌های تک حلقه‌ای کارایی دارد اما در سیستم‌های دو حلقه‌ای که تأخیر دریکی از حلقه‌های داخلی اتفاق می‌افتد این روش درست نیست زیرا برعکس یک سیستم تک حلقه‌ای که تابع تبدیل سیستم در حضور تأخیر از ضرب تابع تبدیل بدون تأخیر در تابع تبدیل تأخیر ایجاد می‌شود، در سیستم‌های دو حلقه‌ای، تأخیر اثری بسیار پیچیده بر تابع تبدیل سیستم دارد.

جدول (۱): پارامترهای سیستم

۲ میلی هانری	L_f
۷ میکروفاراد	C
۰/۳ میلی هانری	L_g

جدول (۲): پارامترهای کنترل‌کننده با روش مرجع [۵]

K_p	K_c	K_i
۰/۲۲	۹۰	۵۱

در شکل (۳) جریان خط سیستم کنترل‌شده با روش مرجع [۵] نشان داده‌شده است که نیم سیکل تأخیر محاسبات که در پیاده‌سازی عملی ایجاد می‌شود لحاظ نشده است. پارامترهای فیلتر LCL و بهره‌های کنترل‌کننده در جداول (۱) و (۲) آمده‌اند که K_i و K_p و K_c به ترتیب ضریب بخش رزونانسی کنترل‌کننده تناسبی رزونانسی و ضریب بخش تناسبی همان کنترل‌کننده و گین کنترل‌کننده حلقه داخلی می‌باشند. مشاهده می‌شود سیستم پایدار است. اما در شکل (۴) جریان خط با استفاده از یک سیستم کنترل‌شده با همان گین‌ها اما با در نظر گرفتن نیم سیکل تأخیر پیاده‌سازی دیجیتالی نشان داده‌شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود سیستم ناپایدار است. علت این ناپایداری در نظر گرفتن نیم سیکل تأخیر محاسبات است که در شبیه‌سازی با یک بلوک تأخیر پیش از بلوک مدولاسیون مدل‌سازی شده است. بنابراین باوجود در نظر گرفتن یک حاشیه فاز مناسب در حلقه‌ی خارجی، بیش از نیم سیکل تأخیر منجر به ناپایداری می‌شود. شایان‌ذکر است که یک سیکل تأخیر در پیاده‌سازی عملی، اکثر موارد ایجاد می‌گردد. در بخش بعد علت این ناپایداری بررسی می‌گردد و یک روش جدید برای طراحی کنترل‌کننده پیشنهاد می‌شود که پایداری سیستم باوجود تأخیر به‌راحتی بررسی می‌گردد و با در نظر گرفتن تأثیرتأخیر، کنترل‌کننده دو حلقه‌ای طراحی می‌شود.

۳-۱- روش پیشنهادی طراحی کنترل‌کننده

در مراجع مختلف طراحی کنترل‌کننده با استفاده از روش‌های آزمون‌وخطا یا روش‌های پیچیده پیشنهادشده است. در این بخش از روش طراحی در حوزه فرکانس با در نظر گرفتن تأخیر با استفاده از اصل پایداری حلقه‌های داخلی برای طراحی کنترل‌کننده استفاده می کنیم.

برای طراحی روش گام‌به‌گام زیر را پیشنهاد می‌کنیم:

۱- طراحی گین حلقه داخلی: در یک سیستم چند حلقه‌ای همه‌ی حلقه‌های داخلی بامعنای فیزیکی باید پایدار باشند [۱۴-۱۵]. درصورتی‌که تأخیر یک حلقه‌ی داخلی را ناپایدار کند کل سیستم ناپایدار می‌شود؛ این اصل کنترلی می‌تواند طراحی کنترل‌کننده در سیستم‌های چند حلقه‌ای را در الکترونیک قدرت ساده‌تر کند.

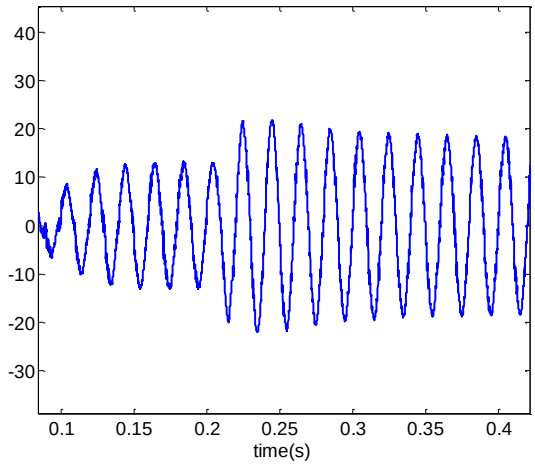
روش‌های کنترل کلاسیک حاشیه فاز بالا را مبنایی برای پایداری می دانند که در سیستم‌های دو حلقه‌ای باید برای تمام حلقه‌های داخلی

[Downloaded from jiaeee.com on 2024-10-12]
[DOR: 20.1001.1.26765810.1396.14.1.13.4]
Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers - Vol.14- No.1- Spring 2017

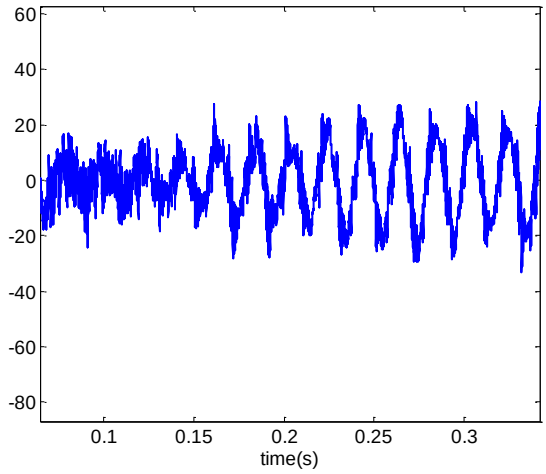
هم رعایت گردد درحالی‌که این موضوع تاکنون برای طراحی کنترل کننده در مبدل‌های با خروجی LCL موردتوجه قرار نگرفته است. علت این موضوع این است که اگر مبدل از نوع مبدل‌های ۵۰ هرتز باشد حلقه‌ی داخلی به دلیل کوچک بودن پهنای باند با تأخیر ناپایدار نمی‌گردد. زیرا طبق رابطه (۲۲) تغییر حاشیه فاز در اثر تأخیر با پهنای باند ارتباط مستقیم دارد. درحالی‌که در این مقاله برای یک فیلتر فعال که پهنای باند حلقه‌ی داخلی آن بسیار بزرگ‌تر از یک مبدل ۵۰ هرتز است کنترل‌کننده طراحی می‌گردد. به همین دلیل با یک تأخیر کوچک حاشیه فاز ممکن است حتی منفی گردد.

$$\Delta PM = T_d \times \omega_b \qquad (۲۲)$$

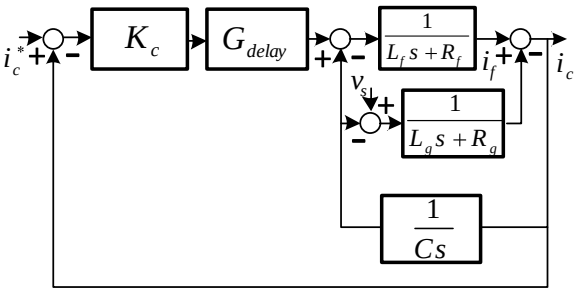
درجایی که T_d تأخیر زمانی و ω_b پهنای باند است و ΔPM تغییرات حاشیه فاز در اثر تأخیر به‌اندازه‌ی T_d است.



شکل (۳): جریان خط بدون لحاظ تأخیر محاسبات در شبیه‌سازی با گین‌های تنظیم‌شده به روش مرجع [۵] (در t=۰/۲ بار غیرخطی می‌شود)



شکل (۴): جریان خط در حالت در نظر گرفتن نیم سیکل تأخیر محاسبات در شبیه‌سازی با گین‌های تنظیم‌شده به روش [۵]

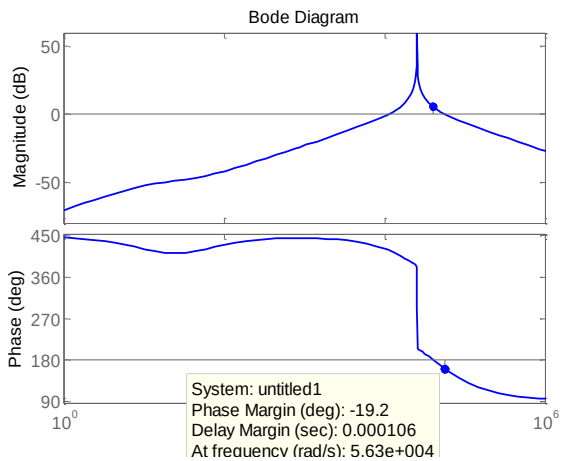


شکل (۵): دیاگرام حلقه داخلی کنترل فیلتر فعال در حالت حلقه بسته

در شکل (۵) دیاگرام حلقه‌ی داخلی رسم شده است تابع تبدیل حلقه باز حلقه‌ی داخلی با در نظر گرفتن تأخیر به شکل رابطه (۲۳) است. در شکل‌های (۶) و (۷) حاشیه فاز تابع تبدیل حلقه داخلی با در نظر گرفتن یک سیکل تأخیر و بدون در نظر گرفتن تأخیر مشاهده می‌شود. حلقه‌ی داخلی بدون در نظر گرفتن تأخیر همواره پایدار است. گین Kc مقدار تعیین‌شده با روش مرجع [۵] است و تابع تبدیل تأخیر به شکل رابطه (۲۴) هست. مشاهده می‌شود حاشیه فاز حلقه داخلی تأخیر در نظر گرفتن یک سیکل تأخیر و گین قبل منفی است.

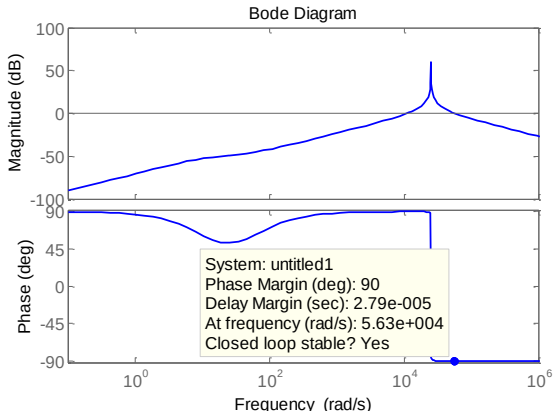
$$G_{ol-inside} = \frac{i_c}{i_c - i_c^*} \qquad (۲۳)$$

$$= K_c G_{delay} \frac{CL_g s^2 + R_g Cs}{L_f L_g Cs^3 + (R_g L_f C + R_f L_g C)s^2 + (R_g R_f C + L_g + L_f)s + (R_f + R_g)}$$



شکل (۶): دیاگرام بود حلقه داخلی با در نظر گرفتن یک سیکل تأخیر با گین‌های تعیین‌شده توسط روش مرجع [۵]

[Downloaded from jiaeee.com on 2024-10-12]
[DOR: 20.1001.1.26765810.1396.14.1.13.4]

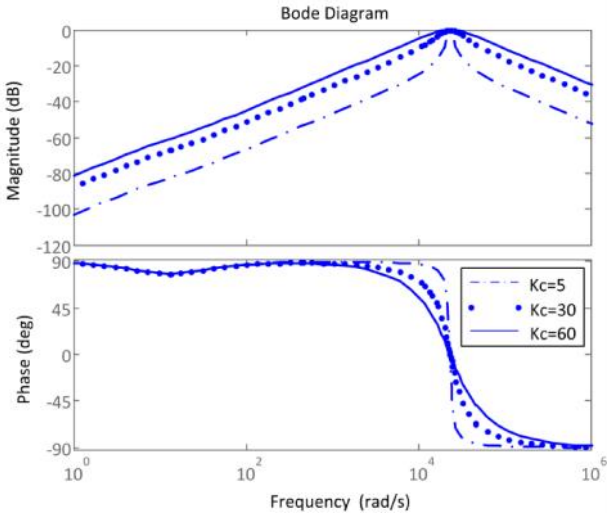


شکل (۷): دیاگرام بود حلقه داخلی بدون در نظر گرفتن تأخیر با گین‌های تعیین‌شده توسط روش مرجع [۵]

$$G_{delay} = K_{pwm}\frac{1-sTsamp/2}{1+sTsamp/2} \qquad (۲۴)$$

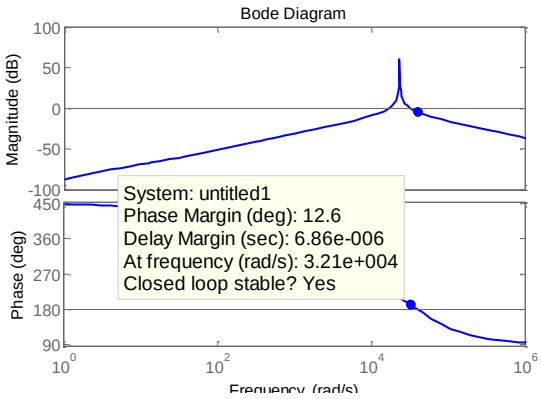
نقش گین حلقه‌ی داخلی علاوه بر دنبال کردن مقدار مرجع افزایش پهنای باند حلقه داخلی است تا حلقه داخلی بسیار سریع‌تر از حلقه خارجی باشد. درعین‌حال باید گین حلقه داخلی به‌اندازه کافی بزرگ باشد تا رزونانس ناشی از فیلتر LCL را از بین ببرد. در شکل (۸) تأثیر افزایش اندازه گین Kc در کاهش پیک رزونانس در تابع تبدیل حلقه بسته حلقه داخلی در شکل (۵) مشاهده می‌شود.

با افزایش گین Kc پهنای باند افزایش و تضعیف اثر رزونانس بیشتر می‌شود. درنتیجه سرعت حلقه داخلی بالاتر می‌رود و عملکرد بهتر می‌شود. زیرا هرقدر حلقه داخلی سریع‌تر باشد تغییرات مقدار مرجع را که توسط کنترل‌کننده حلقه خارجی تعیین می‌شود، سریع‌تر دنبال می‌کند. به‌صورت ایدئال باید حلقه‌ی داخلی آن‌چنان سریع باشد تا نسبت به حلقه خارجی به‌صورت آنی عمل کند

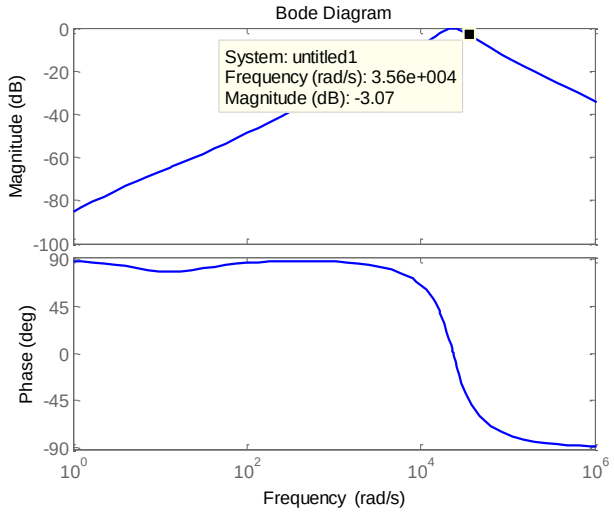


شکل(۸): تأثیر افزایش گین حلقه داخلی بر کاهش پیک رزونانس

. تعیین این گین نیاز به تکرار زیادی ندارد و تنها با دو یا سه تکرار می توان حداکثر گین حلقه داخلی که حداقل حاشیه فاز ۱۵ درجه را فراهم می‌کند را یافت. در شکل (۹) مشاهده می‌شود با تعیین گین $K_c = 30$ حاشیه فاز ۱۳ درجه فراهم می‌گردد.



شکل (۹): دیاگرام بود حلقه داخلی با گین‌های تعیین‌شده توسط روش پیشنهادی با در نظر گرفتن یک سیکل تأخیر محاسبات



شکل (۱۰): پهنای باند حلقه بسته حلقه داخلی با گین تعیین‌شده توسط روش پیشنهادی

در شکل (۱۰) دیاگرام بود تابع تبدیل حلقه بسته حلقه داخلی مشاهده می‌شود. همان‌طور که مشاهده می‌شود پهنای باند سیستم حلقه بسته در حلقه داخلی $\omega_{b-inside} = 3.58\times10^4 rad/s$ است که پهنای باند قابل قبولی است و اثری از رزونانس مشاهده نمی‌شود.

۲- تعیین پارامترهای کنترل‌کننده حلقه خارجی: در بخش بعد باید مقدار حاشیه فاز و پهنای باند حلقه خارجی را تعیین کنیم. همان‌طور که گفته شد سرعت حلقه خارجی باید نسبت به حلقه داخلی بسیار کندتر باشد. بنابراین باید پهنای باند حلقه خارجی از حلقه داخلی بسیار کوچک‌تر باشد و درعین‌حال در فرکانس مربوط به هارمونیک‌هایی که قرار است جبران گردند تضعیف صورت نگیرد. به همین دلیل پیشنهاد می‌شود با در نظر داشتن جبران حداقل ۲۰

[Downloaded from jiaeee.com on 2024-10-12]
[DOR: 20.1001.1.26765810.1396.14.1.13.4]
Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers - Vol.14- No.1- Spring 2017

هارمونیک در این نمونه پهنای باند حلقه خارجی حدود $\omega_{b-outside} = \frac{\omega_{b-inside}}{4}$ باشد.

لازم به ذکر است که در صورتیکه اغتشاشات فرکانس کلیدزنی که دامنه بزرگی دارند، وارد سیستم کنترل شوند، موجب بروز نوسانات و ناپایداری می شوند. لذا، همواره پهنای باند سیستم کنترل مبدل های الکترونیک قدرت به اندازه کافی کوچکتر از فرکانس کلیدزنی (یک دهه کوچکتر) انتخاب می شود تا این نوسانات در سیستم کنترل تقویت نگردند.

برای طراحی کنترل‌کننده حلقه خارجی از روش مرجع [۱۶] استفاده می‌کنیم. تابع تبدیل سیستم بدون تأخیر در (۲۵) به‌دست‌آمده است. با داشتن یک حاشیه فاز خوب کنترل‌کننده حلقه خارجی را تعیین می کنیم. به‌این‌ترتیب میدانیم حلقه داخلی پایدار است و تعیین حاشیه فاز مناسب برای حلقه‌ی خارجی می‌تواند پایداری را تضمین کند. برای تابع تبدیل سیستم با کنترل‌کننده رزونانسی داریم:

$$G_1 = \frac{i_g}{i_g - i_g^*} = \frac{A_0 s^2 + K_i K_c s + A_0\omega_0^2}{B_0 s^5 + B_1 s^4 + (B_2 + B_0\omega_0^2)s^3 + (B_3 + B_1\omega_0^2)s^2 + B_2\omega_0^2 s + B_3\omega_0^2} \quad (۲۵)$$

درجایی که داریم:

$$A_1 = K_i K_c \quad B_0 = L_f L_g c \quad A_0 = K_p K_c \quad (۲۶)$$

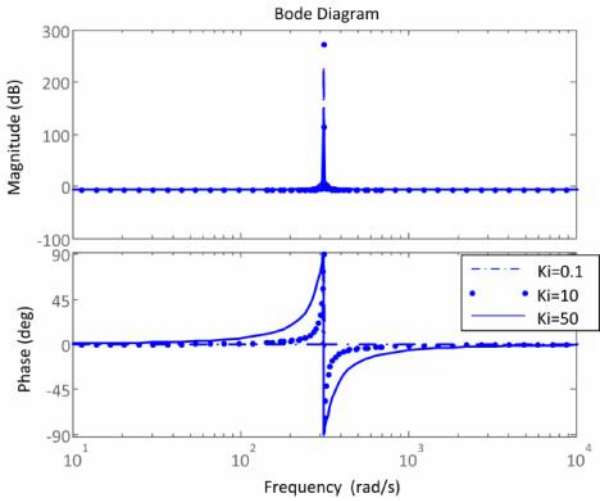
$$B_1 = R_f L_g c + R_g L_f c + L_g c K_c \quad (۲۷)$$

$$B_3 = R_1 + R_2 \quad (۲۸)$$

برای تعیین حاشیه فاز سیستم در حلقه خارجی باید اندازه تابع تبدیل در زاویه قطع فاز (ω_p) که در اینجا برابر پهنای باند حلقه خارجی در نظر گرفته‌شده است ($\omega_p = \omega_{b-outside}$) برابر یک باشد. همان‌طور که در رابطه (۲۵) مشاهده می‌شود در صورت تابع تبدیل حلقه باز می توان از اندازه $K_i K_c (j\omega_{b-outside})$ در مقابل $A_0 s^2 + A_0\omega_0^2 = K_p K_c(-\omega_{b-outside}^2 + \omega_0^2)$ صرف‌نظر کرد. زاویه $(j\omega_{b-outside})$ زاویه قطع فاز در نظر گرفته می‌شود و باید اندازه تابع تبدیل حلقه خارجی (رابطه(۲۵)) در زاویه $(j\omega_{b-outside})$ برابر یک باشد (رابطه(۲۹)). در این رابطه با ساده‌سازی‌های صورت گرفته تنها مجهول گین K_p است. بنابراین برای تعیین گین K_p کافی است رابطه (۲۹) را حل کرد.

$$\left|K_p K_c(-\omega_{b-outside}^2 + \omega_0^2)\right| = \left|\begin{array}{l} B_0(j\omega_{b-outside})^5 + B_1(j\omega_{b-outside})^4 \\ +(B_2 + B_0\omega_0^2)(j\omega_{b-outside})^3 + \\ (B_3 + B_1\omega_0^2)(j\omega_{b-outside})^2 \\ +B_2\omega_0^2 s + B_3\omega_0^2 \end{array}\right| \quad (۲۹)$$

برای تعیین اندازه‌ی گین K_i میدانیم در صورت استفاده از کنترل‌کننده PR در حلقه خارجی تغییرات اندازه‌ی این گین تأثیر چندانی در دامنه‌ی رزونانس در منحنی اندازه دیاگرام بود ندارد و بیشتر منحنی فاز را تحت تأثیر قرار می‌دهد. در شکل (۱۱) اثر افزایش گین K_i بر منحنی اندازه و فاز تابع تبدیل کنترل‌کننده PR نشان داده‌شده است. درصورتی‌که اندازه‌ی گین را بزرگ بگیریم فاز سیستم را در نقاط بعد از زاویه رزونانس کم می‌کند و سپس کم‌کم به فاز قبلی بازمی‌گردد. بنابراین باید زاویه رزونانس کنترل‌کننده را به حد کافی از زاویه گذر فاز دور بگیریم تا PR اثر منفی روی حاشیه فاز نداشته باشد و بعلاوه خطای فاز در فرکانس‌های پایین ایجاد نکند.



شکل (۱۱): دیاگرام بود کنترل‌کننده تناسبی رزونانسی با تغییر گین K_i

اگر فرکانس رزونانس PR نزدیک زاویه قطع فاز نباشد، تغییرات گین K_i تأثیری بر حاشیه فاز ندارد. بنابراین ابتدا با گین انتخابی که در اینجا پیشنهاد می‌شود $K_i = 50$ باشد. بررسی می‌کنیم که آیا حاشیه فاز لازم فراهم‌شده است یا خیر. در صورت فراهم بودن حاشیه فاز لازم طراحی کامل است. در غیر این صورت داریم:

$$-180^\circ + PM = \angle G_1(j\omega_{b-outside}) \quad (۳۰)$$

با حل رابطه‌ی بالا می‌توان مقدار K_i را برای مقدار مطلوب حاشیه فاز به دست آورد. البته با دانستن اینکه تأثیر افزایش گین برای زاویه‌های بعد از رزونانس، کاهش زاویه است و اگر نزدیک زاویه گذر فاز باشد حاشیه فاز را کاهش می‌دهد.

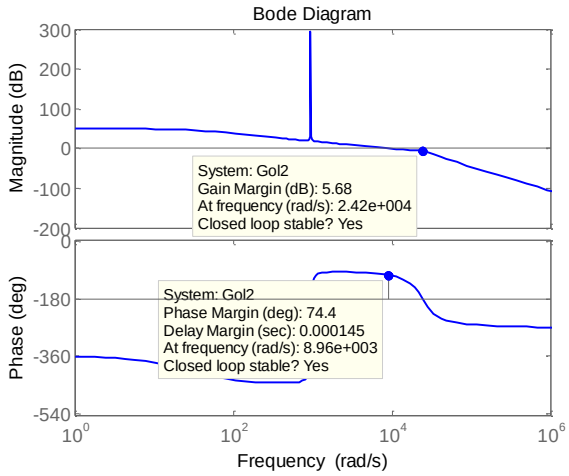
به علاوه کاهش K_p. نیز حاشیه فاز را افزایش می‌دهد. گین‌های تعیین‌شده در جدول(۳) نشان داده‌شده‌اند.

جدول (۳): گین‌های کنترل‌کننده دو حلقه‌ای با روش پیشنهادی

K_p	K_c	K_i
۰/۶	۳۰	۵۰

[Downloaded from jiaeee.com on 2024-10-12]
[DOR: 20.1001.1.26765810.1396.14.1.13.4]

در شکل (۱۲) حاشیه فاز سیستم با گین‌های تعیین‌شده مشاهده می‌شود.



شکل (۱۲): حاشیه فاز و گین سیستم (تابع تبدیل (۳)) با گین‌های تعیین‌شده توسط روش پیشنهادی

۴- نتایج شبیه‌سازی

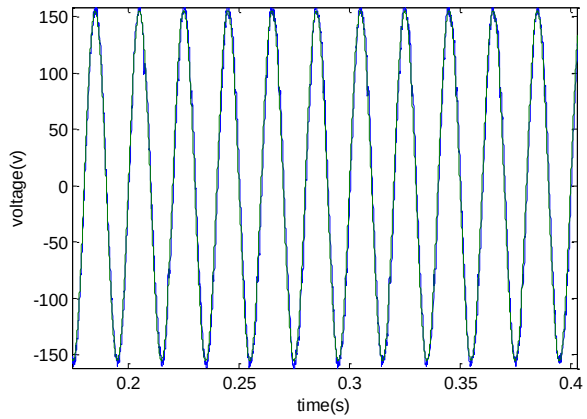
در این مقاله برای بررسی عملکرد کنترل‌کننده و تخمین‌گر طراحی شده از شبیه‌سازی با استفاده از نرم‌افزار سیمولینک استفاده‌شده است. در شبیه‌سازی از معادل واقعی قطعات استفاده‌شده است. در تمام نتایج علاوه بر تأخیر ذاتی ناشی از مدولاسیون، نیم سیکل تأخیر ناشی از پیاده‌سازی دیجیتالی نیز با یک بلوک تأخیر بعد از بلوک مدولاسیون در نظر گفته‌شده است. علاوه بر این در کنترل از سیگنال ولتاژ و جریان تخمین زن استفاده‌شده است.شایان‌ذکر است در کلید زنی با فنّاوری موجود، باند مرده بسیار کوچک و در حدود یک میکروثانیه است که اثر آن در مقابل سایر عناصر پارازیتی قابل صرف‌نظر کردن است.

شکل (۱۳) شکل موج‌های ولتاژ اندازه‌گیری شده و تخمینی به‌وسیله فیلتر کالمن را مقایسه می‌کند. ملاحظه می‌گردد که مقدار تخمینی، منطبق بر مقدار واقعی است. در شکل‌های (۱۴) و (۱۵) جریان خط در شرایط تغییر ناگهانی بار در لحظه‌ی t=۰/۲ نشان داده‌شده است.

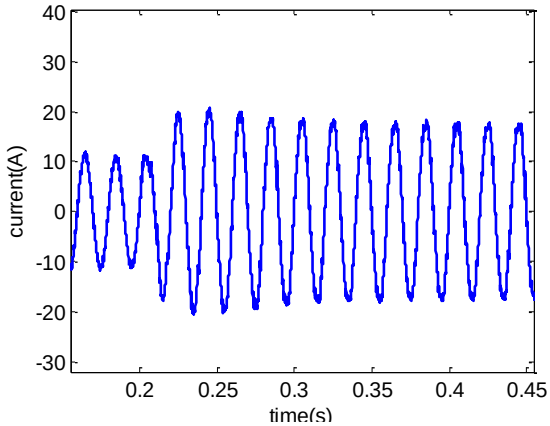
در شکل (۱۴) جریان خط خروجی سنسور جریان نشان داده‌شده است که نشان‌دهنده‌ی عملکرد بهینه روش کنترلی است. در شکل (۱۵) جریان خط که توسط فیلتر کالمن تخمین زده‌شده در شرایط حالت تغییر ناگهانی بار نشان داده‌شده است که با مقدار واقعی جریان انطباق دارد.

شکل (۱۶) رفتار جریان بار را نشان می‌دهد. بالاخره مقایسه جریان خط خروجی تخمین گر و اندازه‌گیری شده در شرایط حالت دائم در شکل (۱۷) انجام‌شده است.

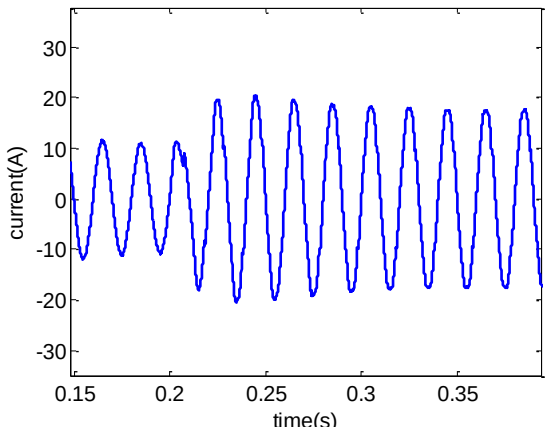
از شکلهای (۱۳-۱۷) ملاحظه می‌گردد که خطای تخمین بسیار ناچیز و قابل صرف‌نظر کردن است. شکل (۱۸) طیف هارمونیکی جریان خط جبران شده را نشان می‌دهد که عملکرد موفق سیستم کنترل را در حذف هارمونیک‌ها و حصول به THD قابل‌قبول برای استاندارد نشان می‌دهد



شکل (۱۳): ولتاژ اندازه‌گیری شده (رنگ سبز) و تخمین زده‌شده (رنگ آبی) در حالت دائمی

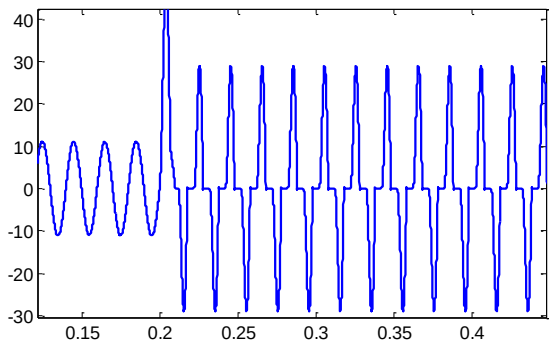


شکل (۱۴): جریان اندازه‌گیری شده خط: در لحظه‌ی t=۰/۲ بار از حالت خطی به غیرخطی تغییر میابد

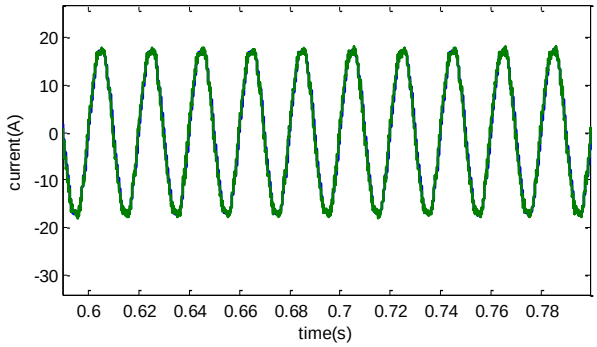


شکل (۱۵): تخمین جریان خط با تخمین زن کالمن: در لحظه‌ی t=۰/۲ بار از حالت خطی به غیرخطی تغییر میابد

[Downloaded from jiaeee.com on 2024-10-12]
[DOR: 20.1001.1.26765810.1396.14.1.13.4]
Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers - Vol.14- No.1- Spring 2017



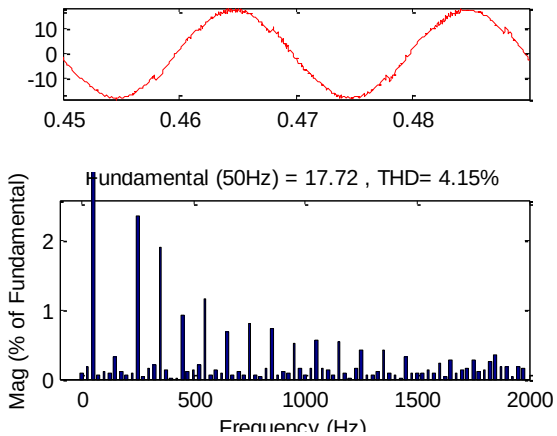
شکل (۱۶): جریان بار در t=۰/۲ غیرخطی می‌شود.



شکل (۱۷): جریان تخمین زده‌شده به رنگ آبی در مقایسه با جریان اندازه‌گیری شده به رنگ سبز در حالت دائمی

۴-۱- بررسی حساسیت فیلتر کالمن نسبت به تخمین غیردقیق پارامترهای فیلتر LCL

در این قسمت به بررسی تأثیر خطا در پارامترهای فیلتر LCL بر کیفیت تخمین فیلتر کالمن (ولتاژ و جریان) می‌پردازیم. ازآنجایی‌که تأثیر این خطا، هرچند فراوان، در شکل موج جریان بسیار اندک است، لذا، نتیجه را با بررسی افزایش THD در جریان خط زمانی که کنترل با اطلاعات ولتاژ و جریان تخمین زن کالمن انجام می‌شود بررسی می‌کنیم.



شکل (۱۸): طیف هارمونیکی جریان خط پس از جبران

با خطای ۵۰٪ از مقدار واقعی در اندازه‌ی اندوکتانس L_f و خازن C در اطلاعات فیلتر، تغییرات THD جریان خط در جدول (۴) نشان داده‌شده است. مشاهده می‌گردد که مقاومت مشاهده‌گر نسبت به تخمین غیردقیق پارامترها بسیار خوب است؛ به‌نحوی‌که این خطای فراوان، نه‌تنها سبب ناپایداری سیستم نشده است، بلکه تأثیر آن بر کمیات تخمینی و شکل موج جریان تصحیح‌شده، قابل صرف‌نظر کردن است.

جدول (۴): بررسی تأثیر خطا در پارامترها بر THD جریان شبکه

عدم قطعیت	THD
ΔL_f = ٪+۵۰	%۴/۰۹
ΔL_f = ٪-۵۰	%۴/۱
ΔC = ٪+۵۰	%۴
ΔC = ٪-۵۰	%۴/۱۳

۵- نتیجه‌گیری

در این مقاله یک روش جدید مبتنی بر اصل پایداری حلقه‌های داخلی برای طراحی کنترل‌کننده دو حلقه‌ای در کاربرد فیلتر فعال تک فاز موازی معرفی شد. در روش جدید، تأخیر ناشی از محاسبات و مدولاسیون در طراحی لحاظ شده است و نشان داده‌شده است عدم لحاظ تأخیر ممکن است منجر به ناپایداری حلقه‌های داخلی گردد. ازآنجایی‌که ناپایداری حلقه داخلی دارای معنای فیزیکی منجر به ناپایداری کل سیستم می‌گردد، با لحاظ پایداری حلقه داخلی در حضور تأخیر، حداکثر پهنای باند برای حلقه داخلی در نظر گرفته شد و سپس کنترل‌کننده حلقه خارجی با در نظر گرفتن پهنای باند و پایداری در حوزه فرکانس طراحی‌شده است. کارایی روش با استفاده از شبیه‌سازی اثبات‌شده است.

پیوست۱

در این قسمت، معادلات حالت سیستم استفاده‌شده در این مقاله به‌صورت دیجیتالی تبدیل‌شده‌اند؛ و در ادامه فلوچارت یک فیلتر کالمن برای تخمین پارامترها برای فهم دقیق مسئله ذکرشده است.

شکل گسسته معادلات حالت ذکرشده در رابطه‌های (۶) تا (۸) به‌صورت (۳۱) تا (۳۲) هست.

$$\hat{x}(k+1) = A_d \hat{x}(k) + B_d u(k) \quad (۳۱)$$

$$y(k) = c_d \hat{x}(\mathrm{k}) \quad (۳۲)$$

درجایی که داریم:

$$\hat{x}(k) = \begin{bmatrix} \hat{i}_f(k) \\ \hat{i}_s(k) \\ \hat{v}_s(k) \end{bmatrix} \quad (۳۳)$$

$$u(\mathrm{k}) = v_{fd} \quad (۳۴)$$

[Downloaded from jiaeee.com on 2024-10-12]
[DOR: 20.1001.1.26765810.1396.14.1.13.4]

برای تبدیل معادلات پیوسته به‌صورت دیجیتال از رابطه‌های (۳۵) تا (۳۷) استفاده‌شده است [۱۷].

$$A_d = e^{ATsamp} \tag{۳۵}$$

$$B_d = \left(\int_0^{Tsamp} e^{A\tau} d\tau\right) B \tag{۳۶}$$

$$c_d = c \tag{۳۷}$$

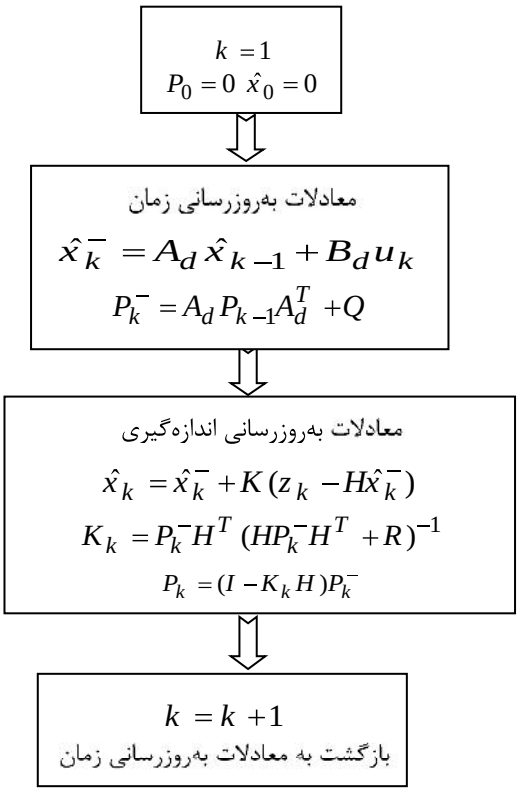
درجایی که $T_{samp} = 5\times10^{-5}$ دوره تناوب نمونه‌برداری سیستم است. به‌این‌ترتیب با توجه به روابط بالا و جدول (۱) داریم:

$$A_d = \begin{bmatrix} 0.912 & -0.088 & -0.0243 \\ 0 & 1 & 0 \\ 6.9322 & 6.9322 & 0.912 \end{bmatrix} \tag{۳۷}$$

$$B_d = \begin{bmatrix} 0.024 \\ 0 \\ 0.088 \end{bmatrix} \tag{۳۸}$$

$$c_d = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{۳۹}$$

برای درک بهتر عملکرد فیلتر کالمن در تخمین پارامترها مراحل تخمین به‌صورت فلوچارت زیر آماده‌شده‌اند. می‌توان ماتریس‌های R و Q را ابتدا به‌صورت واحد انتخاب کرد و سپس با توجه به مسئله آن‌ها را تغییر داد.



شکل (۱۹): فلوچارت تخمین گر کالمن

پیوست۲

در این بخش به تشریح روش محاسبه v_f، ولتاژ خروجی مبدل فیلتر فعال می‌پردازیم.

برای تخمین ولتاژ شبکه، ولتاژ خروجی مبدل فیلتر فعال به‌عنوان ورودی لازم است. ولتاژ خروجی مبدل فیلتر فعال از سه روش قابل‌دستیابی است.

الف) اندازه‌گیری مستقیم با سنسور

ب) بازسازی با استفاده از ولتاژ لینک DC و وضعیت کلیدها

ج) استفاده از ولتاژ مرجع مبدل به‌جای اندازه‌گیری ولتاژ خروجی

مورد اول نیاز به یک سنسور اضافه دارد و در هر دو مورد اول و دوم پاسخ دارای نویز زیادی است. با برابر فرض کردن دو پارامتر ولتاژ مرجع مبدل و ولتاژ خروجی مبدل دیگر نیاز به سنسور اندازه‌گیری v_f نیست و از مقدار خروجی سیستم کنترل v_{fd} به‌جای v_f استفاده می‌شود. در عمل این دو پارامتر باهم برابر می‌باشند و فقط به‌اندازه‌ی تأخیر بسیار کوچک و قابل‌اغماض اختلاف دارند[۱۸]. به همین دلیل از این روش برای دستیابی به مقدار ولتاژ v_f استفاده می‌شود.

مراجع

[1] S. Rahmani, K. Al-Haddad, and H. Y. Kanaan, "A comparative study of shunt hybrid and shunt active power filters for single-phase applications: Simulation and experimental validation," Math. Comput. Simul., vol. 71, no. 4–6, pp. 345–359, Jun. 2006

[2] M. Tavakoli Bina and E. Pashajavid, "An efficient procedure to design passive LCL-filters for active power filters," Electr. Power Syst. Res., vol. 79, no. 4, pp. 606–614, Apr. 2009

[3] M. Liserre, F. Blaabjerg, and S. Hansen, "Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier," IEEE Trans. Ind. Electron, vol. 41, no. 5, pp. 1281–1291, 2005

[4] G. Shen, D. Xu, L. Cao, and X. Zhu, "An improved control strategy for grid-connected voltage source inverters with an LCL filter," IEEE Trans. Power. Electron vol. 23, no. 4, pp. 1899–1906, 2008

[5] F. Liu, Y. Zhou, S. Duan, J. Yin, B. Liu, and F. Liu, "Parameter design of a two-current-loop controller used in a grid-connected inverter system with LCL filter," IEEE Trans. Ind. Electron, vol. 56, no. 11, pp. 4483–4491, 2009

[6] . J. Dannehl, F. W. Fuchs, P. B. Thøgersen, "PI state space current control of grid-connected PWM converters with LCL filters," IEEE Trans. Ind. Electron, vol. 25, no. 9, pp. 2320–2330, 2010

[7] W. Gullvik, L. Norum, and R. Nilsen, "Active damping of resonance oscillations in LCL-filters based on virtual flux and virtual Resistor," in conference of power electronics and application, Aalborg, 2007

[8] Y. W. Li, "Control and resonance damping of voltage-source and current-source converters with LC filters," IEEE Trans. Ind. Electron, vol. 56, no. 5, pp. 1511–1521, 2009

[9] M. Castilla, J. Miret, J. Matas, L. G. De Vicuña, J. M. Guerrero "Control design guidelines for single-phase

[Downloaded from jiaeee.com on 2024-10-12]

[DOR: 20.1001.1.26765810.1396.14.1.13.4]

grid-connected photovoltaic inverters with damped resonant harmonic compensators," IEEE Trans. Ind. Electron, vol. 56, no. 11, pp. 4492–4501, 2009.

[10] G. Zeng, T. W. Rasmussen, L. Ma, and R. Teodorescu, "Design and control of LCL-filter with active damping for active power Filter," IEEE international symposiom on industrial electronics, pp. 2557–2562, 2010

[11] V. M. Moreno, A. P. López, R. Ignacio, and D. Garcías, "Reference current estimation under distorted line voltage for control of shunt active power filters," IEEE Trans. power. Electron., vol. 19, no. 4, pp. 988–994, 2004.

[12] S. H. Hosseini, K. Mohammadi, "Desisgn and implementation of kalman filter-based time-varying harmonics analyzer," Journal of iranian association of electrical and electronics engineers, vol 3, no 2, fall and winter 2006

[13] M. S. Grewal and A. P. Andrews "Kalman filtering theory and practice using matlab," Second edit, John Wiley & Sons publication, 2001

[14] R. D. Middlebrook, "Topics in multiple-loop regulators and current- mode programning," IEEE Trans. Ind. Electron, no. 2, pp. 109–124, 1987

[15] N. Kondrath, "Inner current-loop in peak current-mode controlled PWM DC-DC converters," Ph. D dissertation, Wright state univ, 2010.

[16] C. Morgan, P. Mattaveli, Digital control in power electronic, First edit. Morgan & Claypool Publishers, 2006, p. 158

[17] C. Chi-Tsong, Linear System Theory_Design, Third edit. Oxford university press, 1999.

[18] Hosein Gholami-Khesht, Mohammad Monfared و "Novel grid voltage estimation by means of the Newton–Raphson optimisation for three-phase grid connected voltage source converter" IET Power Electronics Vol. 7, Iss. 12, pp. 2945–2953, 2014

[Downloaded from jiaeee.com on 2024-10-12]

[DOR: 20.1001.1.26765810.1396.14.1.13.4]