

طراحی کنترل کننده 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 پرداخته شده است. برای حذف رزونانس از میرایی فعال با استفاده از روش کنترل دو حلقه‌ای استفاده شده است. طراحی کنترل کننده در این نوع سیستم کنترلی بسیار پیچیده است. برای روش طراحی کنترل کننده مراجع بسیار کمی وجود دارد. در این مراجع طراحی با روش‌های پیچیده و مبتنی بر سعی و خطا انجام شده است. در این مقاله نشان داده شده است در نظر نگرفتن تأخیر که تقریباً در تمامی روش‌های طراحی کنترل کننده دو حلقه‌ای در مبدل‌ها وجود دارد، می‌تواند در کنترل فیلتر فعال منجر به ناپایداری شود و حاشیه فاز زیاد در طراحی کنترل کننده در حلقه خارجی مانع این ناپایداری نمی‌شود. سپس با استفاده از اصل پایداری حلقه‌های داخلی دارای مفهوم فیزیکی در سیستم‌های چند حلقه‌ای پارامترهای کنترل کننده طراحی شده‌اند. تضمین پایداری در حضور تأخیر زمانی و سادگی طراحی از مزایای این روش می‌باشد. علاوه بر این در این مقاله از روش تخمین پارامترهای ولتاژ و جریان شبکه با استفاده از فیلتر کالمن استفاده شده 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 تأیید شده 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



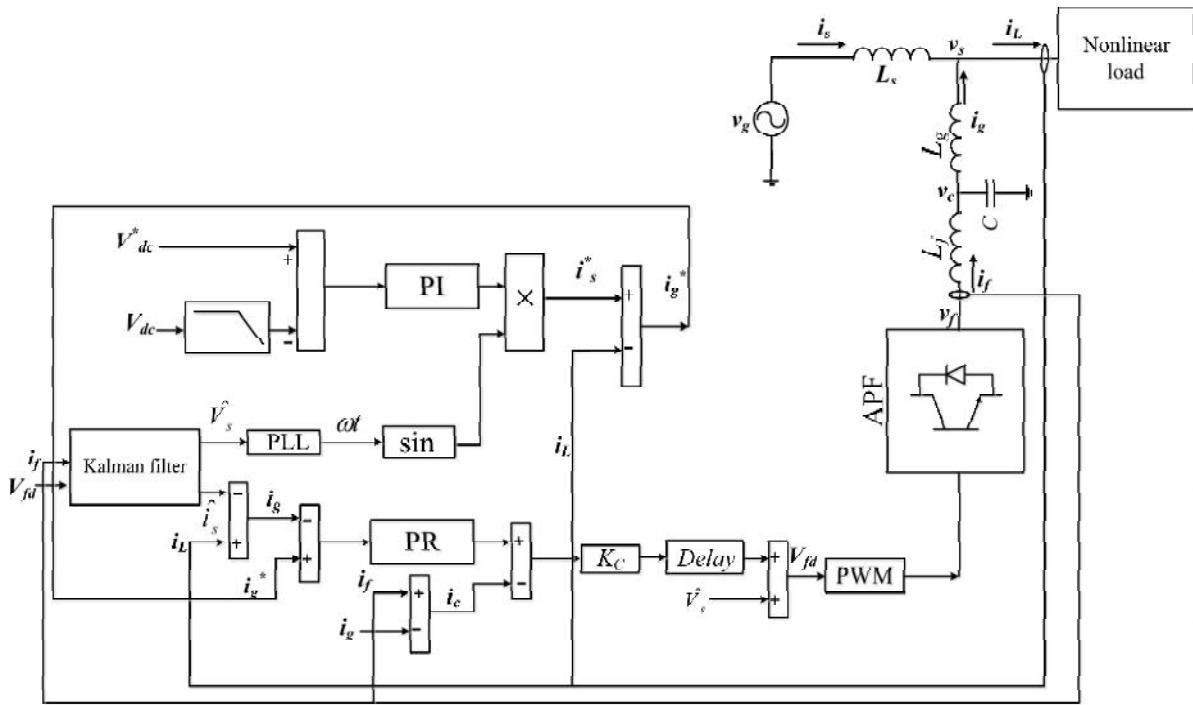
۱- مقدمه

میرایی فعال وجود دارد. میرایی غیرفعال شامل اضافه کردن یک مقاومت اهمی به فیلتر LCL است [۴]. این مقاومت می‌تواند به صورت سری یا موازی با خازن قرار بگیرد. مهم‌ترین ایجاد استفاده از مقاومت، تلفات زیاد ناشی از آن هست. برای کنترل مبدل‌های متصل به شبکه با میرایی فعال روش‌های مختلفی پیشنهاد شده 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 کنترل کننده دو حلقه‌ای در اکثر روش‌ها بدون در نظر گرفتن تأخیر هست و یا از روش‌های تکرار و خط استفاده می‌شود؛ زیرا تأخیر طراحی را بسیار پیچیده می‌کند [۶-۸]. علاوه بر این طراحی این کنترل کننده 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 کنترل کننده دو حلقه‌ای معرفی می‌گردد که علاوه بر سادگی طراحی تأثیر تأخیر را در نظر می‌گیرد و پایداری را تضمین می‌کند. در میان روش‌های معرفی شده برای کنترل دو حلقه‌ای، حلقه داخلی به صورت فیدبک کامل یا فیدبک ناقص حالت پیشنهاد شده است [۵-۶]. در فیدبک ناقص حالت یک گین ساده در داخل حلقه داخلی نقش کنترل کننده را دارد. این نوع از کنترل دست طراح را در تعیین پهنانی باند حلقه‌ها بازتر می‌کند. به همین دلیل این روش برای استفاده در فیلتر فعال بهتر است. یکی از معتبرترین مقالاتی که روشهای 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 می‌کند. در این مقاله، در ابتدا نشان داده می‌شود که روش مرجع [۵] در بسیاری موارد منجر به نایابداری می‌گردد. این در حالی است که به ظاهر حاشیه فاز کافی برای حلقه خارجی کنترل جریان فراهم شده است؛ لذا در این مقاله روشهای منظم و دقیق و در عین حال ساده برای طراحی پارامترهای کنترل کننده دو حلقه‌ای با در نظر گرفتن تأخیرها سیستم دیجیتال و پایداری حلقه داخلی پیشنهاد شده است که با ساده و عمکرد خوب برای فیلتر فعال بدون سنسور با طراحی از معایب روش کنترل دو حلقه‌ای استفاده از تعداد بیشتر سنسور است. برای حل این مشکل یک روش کنترل بدون سنسور با طراحی ساده و عمکرد خوب برای فیلتر فعال با خروجی LCL معرفی می‌گردد. در روش پیشنهادی با استفاده از فیلتر کالمون جریان خط و ولتاژ نقطه اتصال فیلتر فعال به شبکه تخمین زده می‌شوند.

امروزه الکترونیک قدرت، در اکثر ماشین‌های خانگی و صنعتی به عنوان ابزاری اجتناب‌ناپذیر برای کنترل سامانه‌ها یا ایجاد شکل موج مناسب برای ماشین‌ها به کار می‌رود. اگرچه الکترونیک قدرت مزایای بسیاری 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 مورد توجه زیادی واقع شده‌اند. 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 از نظر کنترل پذیری 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 از یک طرف 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 به جای 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. با این وجود 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 راه حل استفاده از میرایی غیرفعال و



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

۲-۲- معادلات تخمین گر

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

$$v_g - v_s = L_s \frac{di_s}{dt} \quad (1)$$

$$v_c - v_s = L_g \frac{di_g}{dt} \quad (2)$$

$$c \frac{dv_c}{dt} = i_f - i_g \quad (3)$$

$$v_f - v_c = L_f \frac{di_f}{dt} \quad (4)$$

در جایی که داریم:

$$i_g = i_L - i_s \quad (5)$$

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 اندازه L_s مقدار بسیار کوچکی است و آن نیز حاوی فرکانس‌های مرتبه بالا نیست می‌توان فرض کرد $\frac{di_s}{dt} = 0$. از طرفی مقدار L_g را در اختیار داریم در حالی که معمولاً اندازه $L_g \gg L_s$ هست و همچنین اکثر هارمونیک‌های مرتبه بالا در خازن و اندوکتانس L_f تضعیف می‌شوند. بنابراین برای نوشتن معادلات تخمین از L_g نیز $\frac{di_g}{dt}$ را صرف‌نظر کرده و معادلات مشاهده‌گر را به شکل (۶)-(۸) می‌نویسیم. در واقع این معادلات فقط معادلات سیستم مشاهده‌گر است که بر

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 به صورت 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 خطاهای مدل‌سازی به خودی خود تصحیح می‌گردند. در این روش‌ها مانند روش فیلتر کالمن پارامترخروجی به صورت همزمان اندازه‌گیری و تخمین زده می‌شود. خطاهای این تخمین توسط گین سیستم کنترل حلقه بسته صفر می‌گردد. صفر شدن خطاهای تخمین این پارامتر، منجر به صفر شدن خطاهای 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].



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

$$H = c \quad \text{در این مقاله داریم: } H = c$$

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 لثون برگر است. یعنی همه‌ی حالت‌های تخمین زده شده 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 به صورت (۱۴) و (۱۵) هست.

$$P_k^- = E[e_k^- e_k^{-T}] \quad (14)$$

$$P_k = E[e_k e_k^T] \quad (15)$$

دقیقاً مانند حالت تخمین لثون 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:

$$\hat{x}_k = \hat{x}_k^- + K(z_k - H\hat{x}_k) \quad (16)$$

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

معادلات به روزرسانی زمان (۱۸-۱۷)

معادلات به روزرسانی اندازه‌گیری (۱۹-۲۱)

معادلات به روزرسانی زمان:

$$\hat{x}_{k+1}^- = A_d \hat{x}_k + B_d u_k \quad (17)$$

$$P_{k+1}^- = A_d P_k A_d^T + Q \quad (18)$$

اساس یک سری فرضیات، مقادیر ولتاژ و جریان تخمین زده می‌شوند.

در عین حال خروجی خود سیستم در دسترس است و این یعنی اگر از بعضی دینامیک‌ها صرف‌نظر می‌شود مشاهده‌گر با مقایسه خروجی سیستم و مقدار تخمین زده شده 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 زده شده 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. بالنویس نشان‌دهنده‌ی این است که متغیر در مشاهده‌گر کالمن تعریف شده است.

$$L_f \frac{d\hat{i}_f}{dt} = -v_s + v_f \quad (6)$$

$$L_s \frac{d\hat{i}_s}{dt} = 0 \quad (7)$$

$$c \frac{dv_c}{dt} = \hat{i}_f + \hat{i}_s - i_L \quad (8)$$

درجایی که داریم:

$$v_c - v_s = L_g \frac{di_g}{dt} = 0 \quad (9)$$

$$v_c = v_s \quad (10)$$

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

$$y = i_f \quad (11)$$

برای پیاده‌سازی کالمن فیلتر باید شکل معادلات حالت را به صورت گسسته تبدیل کرد. در پیوست معادلات حالت به صورت گسسته نوشته شده‌اند.

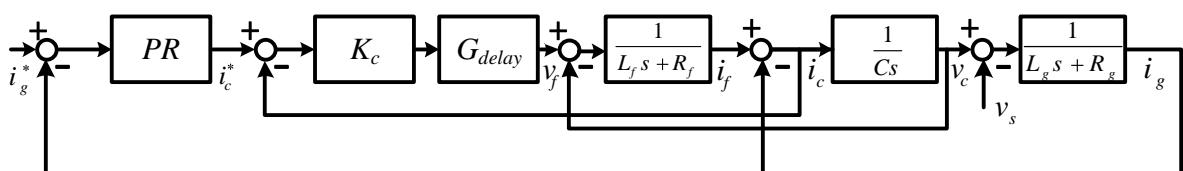
۳-۲- فیلتر کالمن

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 $Z \in R^m$ به صورت کلی زیر بیان می‌گردند.

$$x_{k+1} = A_d x_k + B_d u_k + w_k \quad (12)$$

$$z_{k+1} = H x_k + v_k \quad (13)$$



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

معادلات به روزرسانی اندازه‌گیری:

$$K_k = P_k^{-} H^T (H P_k^{-} H^T + R)^{-1} \quad (19)$$

$$\hat{x}_k = \hat{x}_k^- + K(z_k - H \hat{x}_k^-) \quad (20)$$

$$P_k = (I - K_k H) P_k^- \quad (21)$$

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

۳- کنترل کننده دو حلقه‌ای

در شکل (۱) و (۲) دیاگرام سیستم کنترل دو حلقه‌ای با در نظر گرفتن تأخیر نشان داده شده است. در شکل (۱) دیاگرام کنترل با فیلتر کالمن ارائه شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود در حلقه داخلی، جریان خازن برای جلوگیری از رزونانس کنترل می‌شود و خروجی کنترل کننده حلقه خارجی، مقدار مرجع حلقه داخلی است. در حلقه خارجی جریان تزریقی به شبکه کنترل می‌شود. کنترل کننده دو حلقه‌ای شامل یک گین در حلقه داخلی و گین‌های PR در حلقه خارجی هست. مرجع [۵] برای طراحی کنترل کننده،تابع تبدیل سیستم را با کنترل کننده PI در حلقه خارجی به دست آورده است. سپس با حذف صفر و قطب، مخرج تابع تبدیل از درجه ۳ می‌شود. پس از این 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 کنترل کننده را طراحی می‌کند. پیاده‌سازی این روش، مشکل و شامل حل یک دستگاه سه معادله سه مجہولی 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 محسبات، حاشیه فاز حلقه خارجی را به اندازه کافی بازمی‌گیرد تا تأخیر ناشی از محسبات 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 به اندازه 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 بر عکس یک سیستم تک حلقه‌ای که تابع تبدیل سیستم در حضور تأخیر از ضرب تابع تبدیل بدون تأخیر تابع تبدیل تأخیر ایجاد می‌شود، در سیستم‌های دو حلقه‌ای، تأخیر اثری بسیار پیچیده بر تابع تبدیل سیستم دارد.

جدول (۱): پارامترهای سیستم

L_f	۲ میلی هانتری
C	۷ میکروفواراد
L_g	۰/۳ میلی هانتری

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

K_i	K_c	K_p
۵۱	۹۰	۰/۲۲

در شکل (۳) جریان خط سیستم کنترل شده با روش مرجع [۵] نشان داده شده است که نیم سیکل تأخیر محاسبات که در پیاده‌سازی عملی ایجاد می‌شود لحاظ نشده است. پارامترهای فیلتر LCL و بهره‌های کنترل کننده در جداول (۱) و (۲) آمده‌اند که K_i و K_c و K_p به ترتیب ضریب بخش رزونانسی کنترل کننده تناسبی رزونانسی و ضریب بخش تناسبی همان کنترل کننده و گین کنترل کننده حلقه داخلی می‌باشند. مشاهده می‌شود سیستم پایدار است. اما در شکل (۴) جریان خط با استفاده از یک سیستم کنترل شده با همان گین‌ها اما با در نظر گرفتن نیم سیکل تأخیر پیاده‌سازی دیجیتالی نشان داده شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود سیستم ناپایداری در نظر گرفتن نیم سیکل تأخیر منجر به ناپایداری می‌شود. شایان ذکر است که یک بلوك تأخیر پیش از بلوك مدولاسیون مدل‌سازی شده است. بنابراین با وجود در نظر گرفتن یک حاشیه فاز مناسب در حلقه خارجی، بیش از نیم سیکل تأخیر منجر به ناپایداری می‌شود. شایان ذکر 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 کنترل کننده پیشنهاد می‌شود که پایداری سیستم با وجود تأخیر به راحتی بررسی می‌گردد و با در نظر گرفتن تأثیر تأخیر، کنترل کننده دو حلقه‌ای طراحی می‌شود.

۱-۳- روش پیشنهادی طراحی کنترل کننده

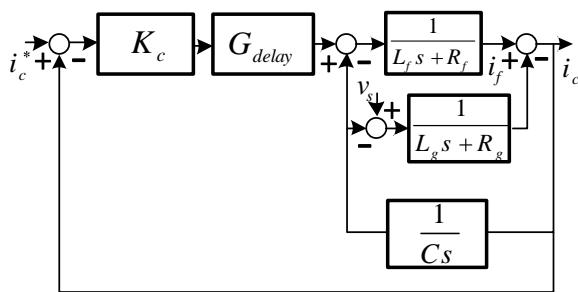
در مراجع مختلف طراحی کنترل کننده با استفاده از روش‌های آزمون و خطا یا روش‌های پیچیده پیشنهاد شده است. در این بخش از روش طراحی در حوزه فرکانس با در نظر گرفتن تأخیر با استفاده از اصل پایداری حلقه‌های داخلی برای طراحی کنترل کننده استفاده می‌کنیم.

برای طراحی روش گام به گام زیر را پیشنهاد می‌کنیم:

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

روش‌های کنترل کلاسیک حاشیه فاز بالا را مبنای برای پایداری می‌دانند که در سیستم‌های دو حلقه‌ای باید برای تمام حلقه‌های داخلی





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

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

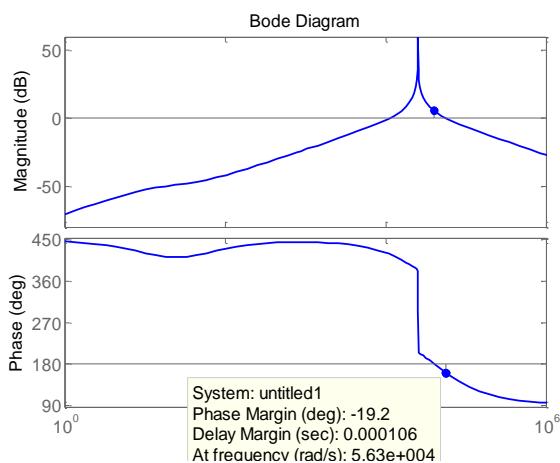
$$\Delta PM = T_d \times \omega_b \quad (۲۲)$$

در جایی که T_d تأخیر زمانی و ω_b پهنه‌ی باند است و ΔPM تغییرات حاشیه فاز در اثر تأخیر به اندازه T_d است.

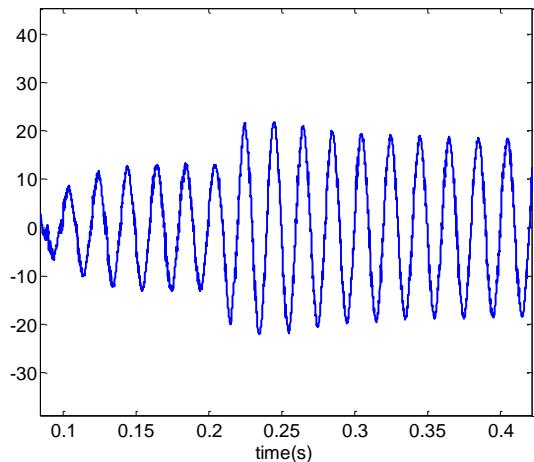
در شکل (۵) دیاگرام حلقه‌ی داخلی رسم شده است تابع تبدیل حلقه باز حلقه‌ی داخلی با در نظر گرفتن تأخیر به شکل رابطه (۲۳) است. در شکل‌های (۶) و (۷) حاشیه فاز تابع تبدیل حلقه داخلی با در نظر گرفتن یک سیکل تأخیر و بدون در نظر گرفتن تأخیر مشاهده می‌شود. حلقه‌ی داخلی بدون در نظر گرفتن تأخیر همواره پایدار است. گین K_c مقدار تعیین شده 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.

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

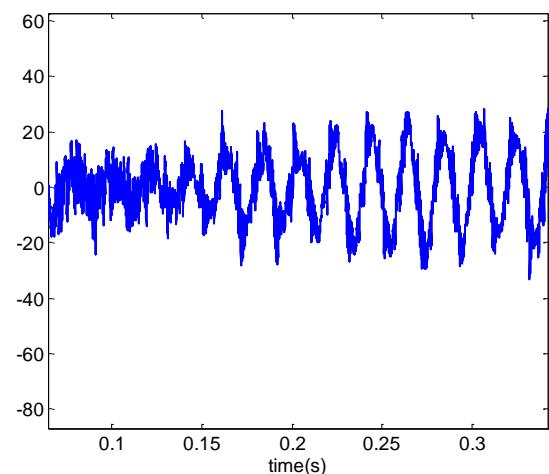
$$= K_c G_{delay} \frac{CL_g s^2 + R_g Cs}{L_f L_g Cs^3 + (R_g L_f C + R_f L_g C)s^2 + (R_g R_f C + L_g + L_f)s + (R_f + R_g)}$$



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

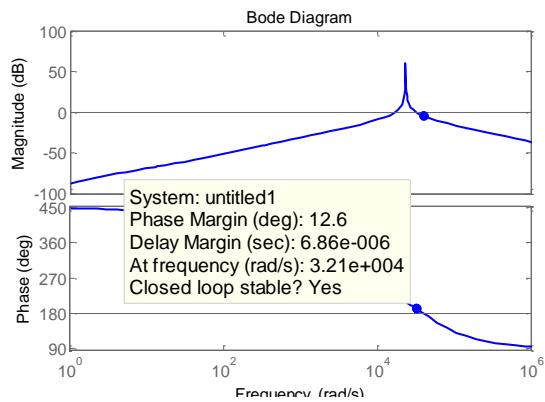


شکل (۳): جریان خط بدون لحاظ تأخیر محاسبات در شبیه‌سازی با
گین‌های تنظیم شده به روش مرجع [۵] (در t=۰/۲ بار غیرخطی
می‌شود)

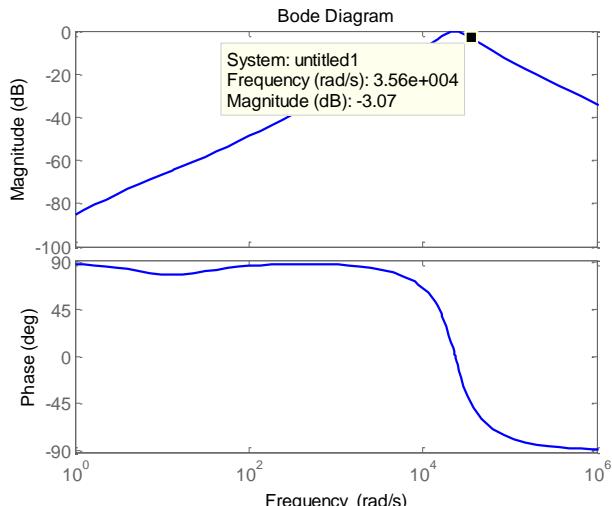


شکل (۴): جریان خط در حالت در نظر گرفتن نیم سیکل تأخیر
محاسبات در شبیه‌سازی با گین‌های تنظیم شده به روش [۵]

فراهم می کند را یافت. در شکل (۹) مشاهده می شود با تعیین گین حاشیه فاز ۱۳ درجه فراهم می گردد.



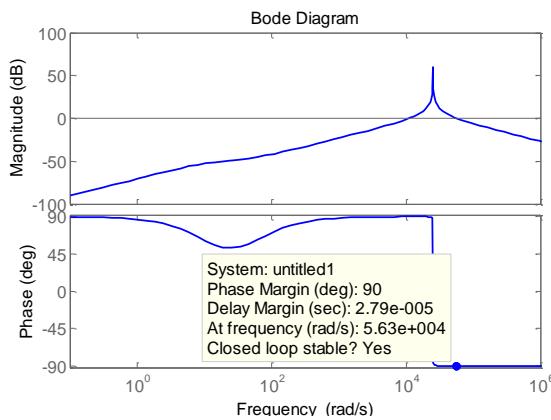
شکل (۹): دیاگرام بود حلقه داخلی با گین های تعیین شده توسط روش پیشنهادی با در نظر گرفتن یک سیکل تأخیر محاسبات



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

در شکل (۱۰) دیاگرام بود تابع تبدیل حلقه بسته حلقه داخلی مشاهده می شود. همان طور که مشاهده می شود پهنای باند سیستم حلقه بسته در حلقه داخلی $\omega_{b_inside} = 3.58 \times 10^4 \text{ rad/s}$ است که پهنای باند قابل قبولی است و اثری از رزونانس مشاهده نمی شود.

۲- تعیین پارامترهای کنترل کننده حلقه خارجی: در بخش بعد باید مقدار حاشیه فاز و پهنای باند حلقه خارجی را تعیین کنیم. همان طور که گفته شد سرعت حلقه خارجی باید نسبت به حلقه داخلی بسیار کنترل باشد. بنابراین باید پهنای باند حلقه خارجی از حلقه داخلی بسیار کوچکتر باشد و در عین حال در فرکانس مربوط به هارمونیک هایی که قرار است جبران گردد تضعیف صورت نگیرد. به همین دلیل پیشنهاد می شود با در نظر داشتن جبران حداقل ۲۰

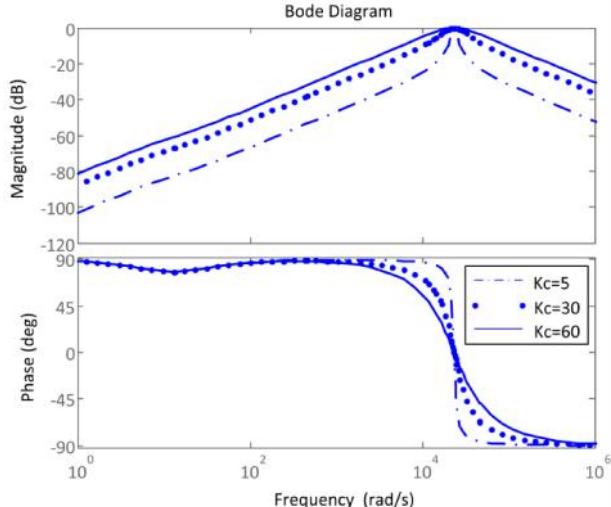


شکل (۷): دیاگرام بود حلقه داخلی بدون در نظر گرفتن تأخیر با گین های تعیین شده توسط روش مرجع [۵]

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

نقش گین حلقه داخلی علاوه بر دنبال کردن مقدار مرجع افزایش پهنای باند حلقه داخلی است تا حلقه داخلی بسیار سریع تر از حلقه خارجی باشد. در عین حال باید گین حلقه داخلی به اندازه کافی بزرگ باشد تا رزونانس ناشی از فیلتر LCL را از بین ببرد. در شکل (۸) تأثیر افزایش اندازه گین K_c در کاهش پیک رزونانس در تابع تبدیل حلقه بسته حلقه داخلی در شکل (۵) مشاهده می شود.

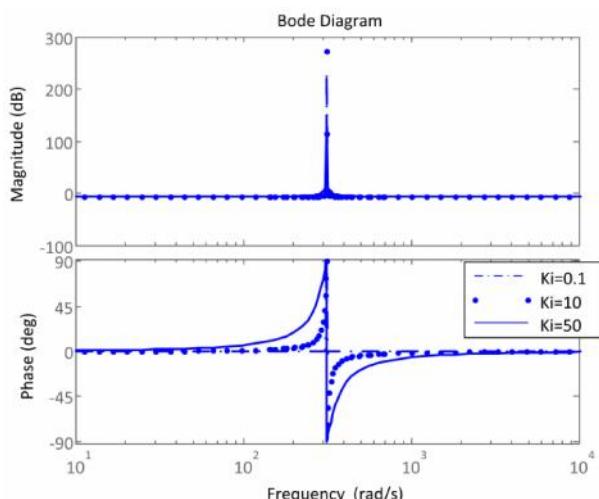
با افزایش گین K_c پهنای باند افزایش و تضعیف اثر رزونانس بیشتر می شود. درنتیجه سرعت حلقه داخلی بالاتر می رود و عملکرد بهتر می شود. زیرا هرقدر حلقه داخلی سریع تر باشد تغییرات مقدار مرجع را که توسط کنترل کننده حلقه خارجی تعیین می شود، سریع تر دنبال می کند. به صورت ایدئال باید حلقه داخلی آن چنان سریع باشد تا نسبت به حلقه خارجی به صورت 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

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 داده شده است. درصورتی که اندازه‌ی گین را بزرگ بگیریم فاز سیستم را در نقاط بعد از زاویه رزونانس کم می‌کند و سپس کم کم 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 تابعی 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 فراهم شده است یا خیر. در صورت فراهم بودن حاشیه فاز لازم طراحی کامل است. در غیر این صورت داریم:

$$(30) \quad -180^\circ + PM = \angle G_1(j\omega_{b-outside})$$

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 تعیین شده در جدول (۳) نشان داده شده‌اند.

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

K_i	K_c	K_p
۵۰	۳۰	۰.۶

هارمونیک در این نمونه پهنه‌ای باند حلقه خارجی حدود

$$\frac{\omega_{b-inside}}{\omega_{b-outside}} = 4$$

لازم به ذکر است که در صورتیکه اغتشاشات فرکانس کلیدزنی که دامنه بزرگی دارند، وارد سیستم کنترل شوند، موجب بروز نوسانات و ناپایداری می‌شوند. لذا، همواره پهنه‌ای باند سیستم کنترل مبدل‌های الکترونیک قدرت به اندازه کافی کوچکتر از فرکانس کلیدزنی (یک دهه کوچکتر) انتخاب می‌شود تا این نوسانات در سیستم کنترل تقویت نگردد.

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

$$(25) \quad G_1 = \frac{i_g}{i_g - i_g^*} = \frac{A_0 s^2 + K_i K_c s + A_0 \omega_0^2}{B_0 s^5 + B_1 s^4 + (B_2 + B_0 \omega_0^2) s^3 + (B_3 + B_1 \omega_0^2) s^2 + B_2 \omega_0^2 s + B_3 \omega_0^2}$$

درجایی که داریم:

$$(26) \quad A_1 = K_i K_c \quad B_0 = L_f L_g c \quad A_0 = K_p K_c$$

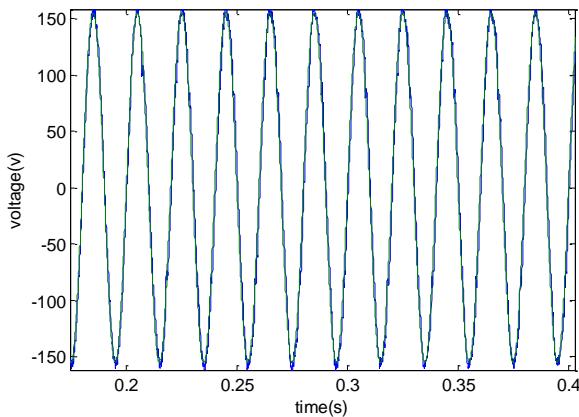
$$(27) \quad B_1 = R_f L_g c + R_g L_f c + L_g c K_c$$

$$(28) \quad B_3 = R_1 + R_2$$

برای تعیین حاشیه فاز سیستم در حلقه خارجی باید اندازه تابع تبدیل در زاویه قطع فاز (ω_p) که در اینجا برابر پهنه‌ای باند حلقه خارجی در نظر گرفته شده است ($\omega_p = \omega_{b-outside}$) را برابر یک باشد. همان‌طور که در رابطه (۲۵) مشاهده می‌شود در صورت تابع تبدیل حلقه باز می‌توان از اندازه ($j\omega_{b-outside}$) $K_i K_c (j\omega_{b-outside})$ در مقابل $K_p K_c (-\omega_{b-outside} + \omega_0^2)$ 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 مجھول گین K_p است. بنابراین برای تعیین گین K_p کافی است رابطه (۲۹) را حل کرد.

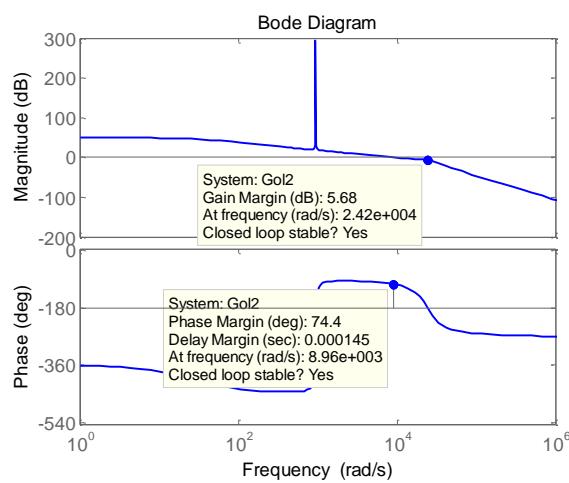
$$(29) \quad \begin{aligned} & |K_p K_c (-\omega_{b-outside} + \omega_0^2)| \\ &= \left| B_0 (j\omega_{b-outside})^5 + B_1 (j\omega_{b-outside})^4 \right. \\ &\quad \left. + (B_2 + B_0 \omega_0^2) (j\omega_{b-outside})^3 + \right. \\ &\quad \left. (B_3 + B_1 \omega_0^2) (j\omega_{b-outside})^2 \right. \\ &\quad \left. + B_2 \omega_0^2 s + B_3 \omega_0^2 \right| \end{aligned}$$

حذف هارمونیک‌ها و حصول به THD قابل قبول برای استاندارد نشان می‌دهد

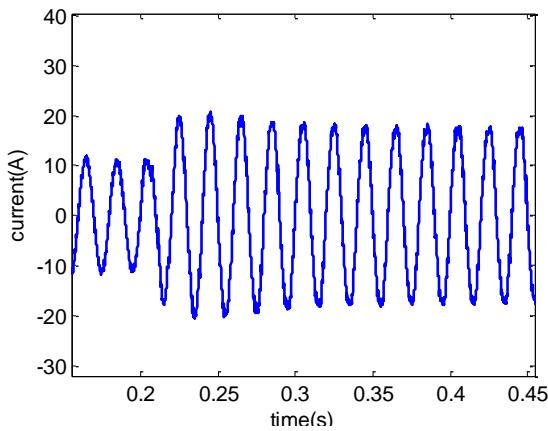


شکل (۱۳): ولتاژ اندازه‌گیری شده (رنگ سبز) و تخمین زده شده (رنگ آبی) در حالت دائمی

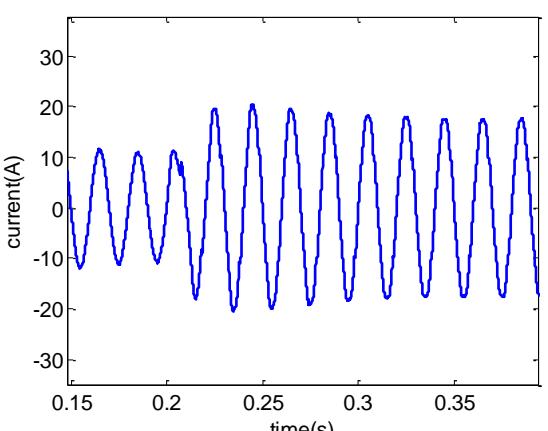
در شکل (۱۲) حاشیه فاز سیستم با گین‌های تعیین شده مشاهده می‌شود.



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



شکل (۱۴): جریان اندازه‌گیری شده خط: در لحظه $t=0/2$ بار از حالت خطی به غیرخطی تغییر می‌ابد



شکل (۱۵): تخمین جریان خط با تخمین زن کالمن: در لحظه $t=0/2$ بار از حالت خطی به غیرخطی تغییر می‌ابد

در این مقاله برای بررسی عملکرد کنترل کننده و تخمین گر طراحی شده از شبیه‌سازی با استفاده از نرم‌افزار سیمولینک استفاده شده است. در شبیه‌سازی از معادل واقعی قطعات استفاده شده 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 گرفته شده است. علاوه بر این در کنترل از سیگنال ولتاژ و جریان تخمین زن استفاده شده است. شایان ذکر است در کلید زنی با فناوری موجود، باند مرده بسیار کوچک و در حدود یک میکروثانیه است که اثر آن در مقابله سایر عناصر پارازیتی قابل صرف نظر کردن است.

شکل (۱۳) شکل موج‌های ولتاژ اندازه‌گیری شده و تخمینی به وسیله فیلتر کالمن را مقایسه می‌کند. ملاحظه می‌گردد که مقدار تخمینی، منطقی بر مقدار واقعی است. در شکل‌های (۱۴) و (۱۵) جریان خط در شرایط تغییر ناگهانی بار در لحظه $t=0/2$ نشان داده شده است.

در شکل (۱۴) جریان خط خروجی سنسور جریان نشان داده شده است که نشان‌دهنده‌ی عملکرد بهینه روش کنترلی است. در شکل (۱۵) جریان خط که توسط فیلتر کالمن تخمین زده شده در شرایط حالت تغییر ناگهانی بار نشان داده شده است که با مقدار واقعی جریان انتطبق 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) انجام شده است.

از شکل‌های (۱۷-۱۳) ملاحظه می‌گردد که خطای تخمین بسیار ناچیز و قابل صرف نظر کردن است. شکل (۱۸) طیف هارمونیکی جریان خط جبران شده را نشان می‌دهد که عملکرد موفق سیستم کنترل را در

۴- نتایج شبیه‌سازی

در این مقاله برای بررسی عملکرد کنترل کننده و تخمین گر طراحی شده از شبیه‌سازی با استفاده از نرم‌افزار سیمولینک استفاده شده است. در شبیه‌سازی از معادل واقعی قطعات استفاده شده 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 گرفته شده است. علاوه بر این در کنترل از سیگنال ولتاژ و جریان تخمین زن استفاده شده است. شایان ذکر است در کلید زنی با فناوری موجود، باند مرده بسیار کوچک و در حدود یک میکروثانیه است که اثر آن در مقابله سایر عناصر پارازیتی قابل صرف نظر کردن است.

شکل (۱۳) شکل موج‌های ولتاژ اندازه‌گیری شده و تخمینی به وسیله فیلتر کالمن را مقایسه می‌کند. ملاحظه می‌گردد که مقدار تخمینی، منطقی بر مقدار واقعی است. در شکل‌های (۱۴) و (۱۵) جریان خط در شرایط تغییر ناگهانی بار در لحظه $t=0/2$ نشان داده شده است.

در شکل (۱۴) جریان خط خروجی سنسور جریان نشان داده شده است که نشان‌دهنده‌ی عملکرد بهینه روش کنترلی است. در شکل (۱۵) جریان خط که توسط فیلتر کالمن تخمین زده شده در شرایط حالت تغییر ناگهانی بار نشان داده شده است که با مقدار واقعی جریان انتطبق 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) انجام شده است.

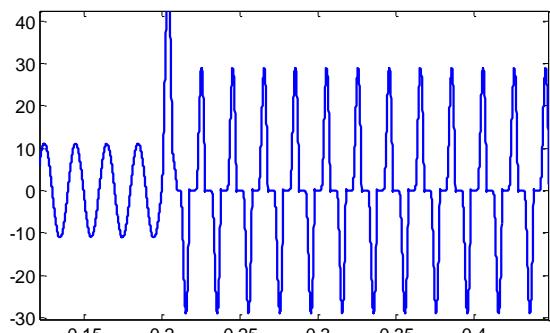
از شکل‌های (۱۷-۱۳) ملاحظه می‌گردد که خطای تخمین بسیار ناچیز و قابل صرف نظر کردن است. شکل (۱۸) طیف هارمونیکی جریان خط جبران شده را نشان می‌دهد که عملکرد موفق سیستم کنترل را در



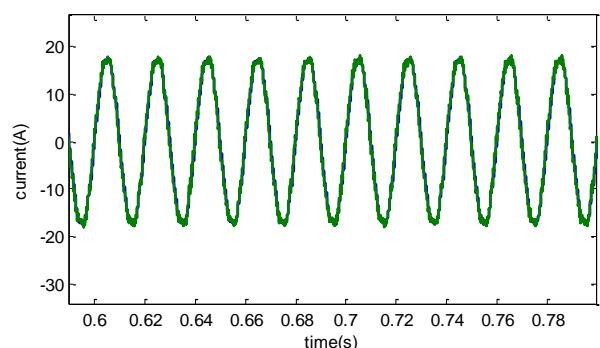
با خطای ۵٪ از مقدار واقعی در اندازه‌ی اندوکتانس L_f و خازن C در اطلاعات فیلتر، تغییرات THD جریان خط در جدول (۴) نشان داده شده است. مشاهده می‌گردد که مقاومت مشاهده‌گر نسبت به تخمین غیردقیق پارامترها بسیار خوب است؛ بهنحوی که این خطای فراوان، نه تنها سبب ناپایداری سیستم نشده است، بلکه تأثیر آن بر کمیات تخمینی و شکل موج جریان تصحیح شده، قابل صرفنظر کردن است.

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

THD	عدم قطعیت
% ۴/۰۹	$\Delta L_f = \pm ۵\%$
% ۴/۱	$\Delta L_f = \pm ۵\%$
% ۴	$\Delta C = \pm ۵\%$
% ۴/۱۳	$\Delta C = \pm ۵\%$



شکل (۱۶): جریان بار در $t=0.2$ غیرخطی می‌شود.



شکل (۱۷): جریان تخمین زده شده 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 خطای در پارامترهای فیلتر LCL بر کیفیت تخمین فیلتر کالمن (ولتاژ و جریان) می‌پردازیم. از آنجایی که تأثیر این خطای، 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.

در این مقاله یک روش جدید مبتنی بر اصل پایداری حلقه‌های داخلی برای طراحی کنترل کننده 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 داده شده است عدم لحاظ تأخیر ممکن است منجر به ناپایداری حلقه‌های داخلی گردد. از آنجایی که ناپایداری حلقه داخلی دارای معنای فیزیکی منجر به ناپایداری کل سیستم می‌گردد، با لحاظ پایداری حلقة داخلی در حضور تأخیر، حداکثر پهنای باند برای حلقة داخلی در نظر گرفته شد و سپس کنترل کننده حلقة خارجی با در نظر گرفتن پهنای باند و پایداری در حوزه فرکانس طراحی شده است. کارایی روش با استفاده از شبیه‌سازی اثبات شده است.

پیوست ۱

در این قسمت، معادلات حالت سیستم استفاده شده در این مقاله به صورت دیجیتالی تبدیل شده‌اند؛ و در ادامه فلوچارت یک فیلتر کالمن برای تخمین پارامترها برای فهم دقیق مسئله ذکر شده است.

شکل گستته معادلات حالت ذکر شده در رابطه‌های (۶) تا (۸) به صورت (۳۱) تا (۳۲) هست.

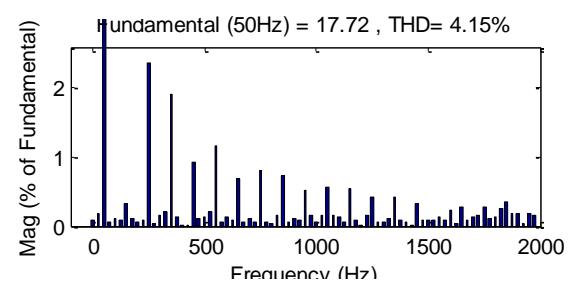
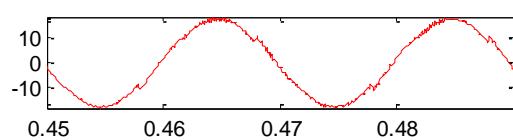
$$\hat{x}(k+1) = A_d \hat{x}(k) + B_d u(k) \quad (31)$$

$$y(k) = c_d \hat{x}(k) \quad (32)$$

در جایی که داریم:

$$\hat{x}(k) = \begin{bmatrix} \hat{i}_f(k) \\ \hat{i}_s(k) \\ \hat{v}_s(k) \end{bmatrix} \quad (33)$$

$$u(k) = v_{fd} \quad (34)$$



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

پیوست ۲

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

برای تخمین ولتاژ شبکه، ولتاژ خروجی مبدل فیلتر فعال به عنوان ورودی لازم است. ولتاژ خروجی مبدل فیلتر فعال از سه روش قابل دستیابی است.

(الف) اندازه‌گیری مستقیم با سنسور

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

(ج) استفاده از ولتاژ مرجع مبدل به جای 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} به جای v_f استفاده می‌شود. در عمل این دو پارامتر باهم برابر می‌باشند و فقط به اندازه‌ی تأخیر بسیار کوچک و قابل اغماض 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

برای تبدیل معادلات پیوسته به صورت دیجیتال از رابطه‌های (۳۵) تا (۳۷) استفاده شده است [۱۷].

$$A_d = e^{AT_{\text{samp}}} \quad (35)$$

$$B_d = \left(\int_0^{T_{\text{samp}}} e^{A\tau} d\tau \right) B \quad (36)$$

$$c_d = c \quad (37)$$

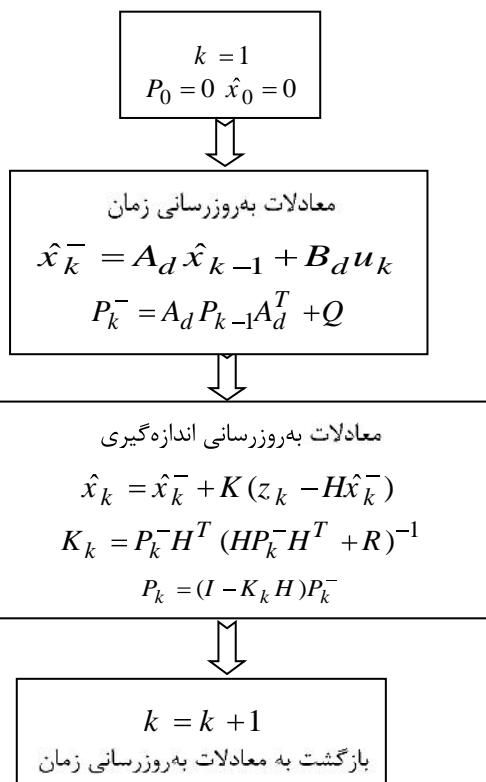
درجایی که $T_{\text{samp}} = 5 \times 10^{-5}$ دوره تناوب نمونه‌برداری سیستم است. به این ترتیب با توجه به روابط بالا و جدول (۱) داریم:

$$A_d = \begin{bmatrix} 0.912 & -0.088 & -0.0243 \\ 0 & 1 & 0 \\ 6.9322 & 6.9322 & 0.912 \end{bmatrix} \quad (37)$$

$$B_d = \begin{bmatrix} 0.024 \\ 0 \\ 0.088 \end{bmatrix} \quad (38)$$

$$c_d = [1 \ 0 \ 0] \quad (39)$$

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



شکل (۱۹): فلوچارت تخمین گر کالمون

- 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 symposium 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 programming,” 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. Mattavelli, 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, “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