

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 می‌باشند. 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



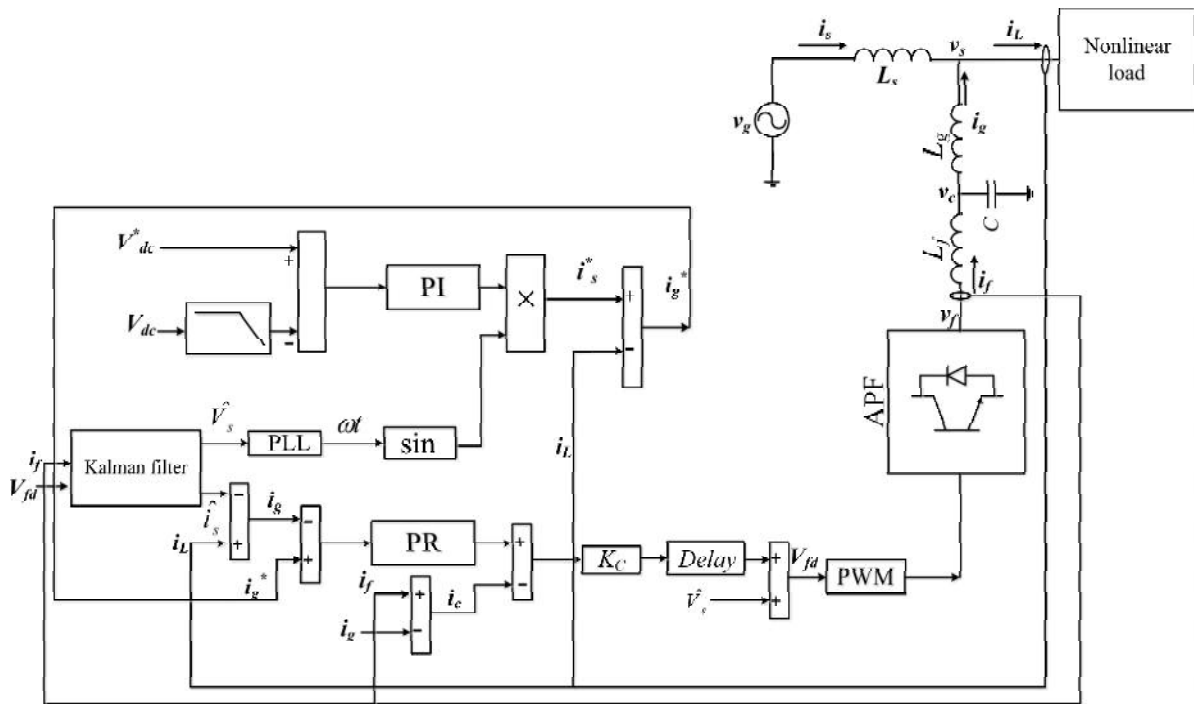
میرایی فعال وجود دارد. میرایی غیرفعال شامل اضافه کردن یک مقاومت اهمی به فیلتر LCL است [۴]. این مقاومت می‌تواند به صورت سری یا موازی با خازن قرار بگیرد. مهم‌ترین ایراد استفاده از مقاومت، تلفات زیاد ناشی از آن هست. برای کنترل مبدل‌های متصل به شبکه با میرایی فعال روش‌های مختلفی پیشنهاد شده است [۵-۱۰]. در این میان کنترل دو حلقه‌ای که در حلقه‌ی داخلی از ولتاژ یا جریان خازن فیدبک گرفته می‌شود، از کاربرد بیشتری برخوردار است. تنظیم کنترل‌کننده دو حلقه‌ای در اکثر روش‌ها بدون در نظر گرفتن تأخیر هست و با از روش‌های تکرار و خطا استفاده می‌شود؛ زیرا تأخیر طراحی را بسیار پیچیده می‌کند [۶، ۵ 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 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 کنترل‌کننده را دارد. این نوع از کنترل دست طراح را در تعیین پهنای باند حلقه‌ها بازر 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 صرف نظر 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 ناپایداری می‌گردد. این در حالی است که به‌ظاهر حاشیه فاز کافی برای حلقه خارجی کنترل جریان فراهم شده است؛ لذا در این مقاله روشی منظم و دقیق و درعین حال 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 می‌گردد. در روش پیشنهادی با استفاده از فیلتر کالمن جریان خط و ولتاژ نقطه اتصال فیلتر فعال به شبکه تخمین زده می‌شوند.

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 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 کنترل‌پذیری به سیستم کمک می‌کند [۱] اما باعث کاهش سرعت سیستم می‌گردد. علاوه بر این تلفات هم افزایش میابد و در نهایت 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 در نهایت 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 می شود.

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

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

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

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

درجایی 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 i_s نیز حاوی فرکانس های مرتبه بالا نیست می توان فرض کرد $L_s \frac{di_s}{dt} = 0$ است. از طرفی مقدار L_g را در اختیار داریم درحالی که معمولاً اندازه $L_f \gg L_g$ هست و همچنین اکثر هارمونیک های مرتبه بالا در خازن و اندوکتانس L_f تضعیف می شوند. بنابراین برای نوشتن معادلات تخمین از $L_g \frac{di_g}{dt}$ نیز صرف نظر کرده و معادلات مشاهده گر را به شکل (۶) - (۸) می نویسیم. درواقع این معادلات فقط معادلات سیستم مشاهده گر 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 امکان پذیر است اما این روش به دلایل ذیل در شرایط عملی امکان پذیر نیست.

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

ب) عدم قطعیت در روابط و خطاهای مدل سازی و پارامترها باعث ایجاد پاسخ نادرست در حل معادلات می شود.

به همین دلیل برای تخمین پارامترها باید از یک روش حلقه بسته استفاده کرد. در روش های حلقه بسته خطای مدل سازی به خودی خود تصحیح می گردد. در این روش ها مانند روش فیلتر کالمن پارامترخروجی به صورت هم زمان اندازه گیری و تخمین زده می شود. 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 می گردد.

یکی از ابزارهای حلقه بسته ای 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.

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

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 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 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:

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

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

معادلات به‌روزرسانی زمان (۱۷-۱۸)

معادلات به‌روزرسانی اندازه‌گیری (۲۱-۱۹)

معادلات به‌روزرسانی زمان :

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

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

اساس یک سری فرضیات، مقادیر ولتاژ و جریان تخمین زده می‌شوند. درعین حال 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 L_g 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 تعریف شده است.

$$L_f \frac{di_f}{dt} = -v_s + v_f \quad (6)$$

$$L_s \frac{di_s}{dt} = 0 \quad (7)$$

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

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 باشند. به‌این ترتیب داریم:

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

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

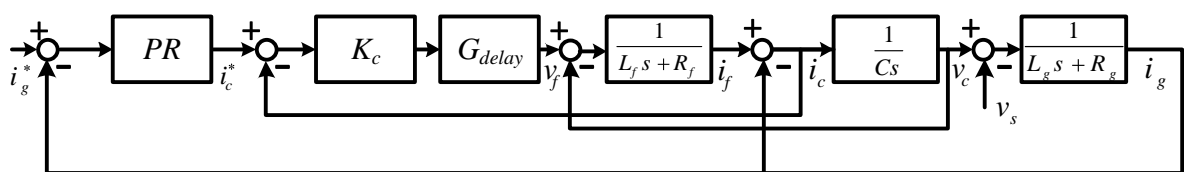
۲-۳- فیلتر کالمن

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 $Z \in R^n$ 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 فعال تک فاز



معادلات به روزرسانی اندازه گیری:

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

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

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

اولین وظیفه معادلات به روزرسانی اندازه گیری، محاسبه بهره کالمن K_k هست. سپس با استفاده از معادله (20) تخمین قطعی حالات را به دست می آید. در گام آخر نیز با به کارگیری معادله (21) کواریانس خطای تخمین قطعی محاسبه می شود. این روند همواره به صورت بازگشتی صورت می گیرد تا تخمین دقیق حالتها در هر نمونه به دست بیاید.

۳- کنترل کننده دو حلقه ای

در شکل (1) و (2) دیگرام سیستم کنترل دو حلقه ای با در نظر گرفتن تأخیر نشان داده شده است. در شکل (1) دیگرام کنترل با فیلتر کالمن ارائه شده است. همان طور که مشاهده می شود در حلقه داخلی، جریان خازن برای جلوگیری از رزونانس کنترل می شود و خروجی کنترل کننده حلقه خارجی، مقدار مرجع حلقه داخلی است. در حلقه خارجی جریان تزریقی به شبکه کنترل می شود. کنترل کننده دو حلقه ای شامل یک گین در حلقه داخلی و گین های PR در حلقه خارجی هست. مرجع [5] 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 3 می شود. پس از این با استفاده از دور کردن یکی از قطبها از مبدأ اثر آن قطب را خنثی می کند و سیستم فقط شامل یک زوج قطب مزدوج می شود و با پارامترهای حوزه زمان کنترل کننده را طراحی می کند. پیاده سازی 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 [5] برای جبران تأخیر محاسبات، حاشیه فاز حلقه خارجی را به اندازه کافی بازمی گیرد تا تأخیر ناشی از محاسبات و مدولاسیون، سیستم را ناپایدار نکند. در ادامه ثابت می شود این روش طراحی در سیستم های دو حلقه ای ممکن است به ناپایداری منجر گردد.

در سیستم های تک حلقه ای برای جبران تأخیر، حاشیه فاز سیستم را به اندازه کافی و معمولاً در حدود 60 درجه می گیرند تا فازی که در اثر تأخیر به سیستم اضافه می شود منجر به ناپایداری نشود. اگرچه این روش در سیستم های تک حلقه ای کارایی دارد اما در سیستم های دو حلقه ای که تأخیر در یکی از حلقه های داخلی اتفاق می افتد این روش درست نیست زیرا برعکس یک سیستم تک حلقه ای که تابع تبدیل سیستم در حضور تأخیر از ضرب تابع تبدیل بدون تأخیر در تابع تبدیل تأخیر ایجاد می شود، در سیستم های دو حلقه ای، تأخیر اثری بسیار پیچیده بر تابع تبدیل سیستم دارد.

جدول (1): پارامترهای سیستم

L_f	۲ میلی هانری
C	۷ میکروفاراد
L_g	۰.۳ میلی هانری

جدول (2): پارامترهای کنترل کننده با روش مرجع [5]

K_i	K_c	K_p
۵۱	۹۰	۰.۲۲

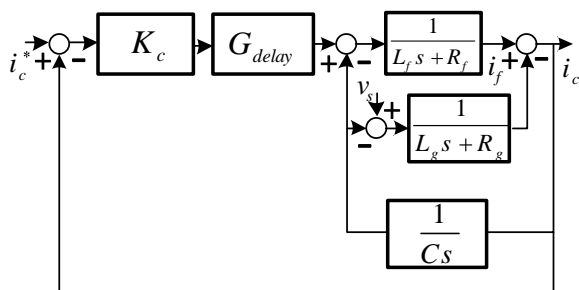
در شکل (3) جریان خط سیستم کنترل شده با روش مرجع [5] نشان داده شده است که نیم سیکل تأخیر محاسبات که در پیاده سازی عملی ایجاد می شود لحاظ نشده است. پارامترهای فیلتر LCL و بهره های کنترل کننده در جداول (1) و (2) آمده اند که K_i و K_p و K_c به ترتیب ضریب بخش رزونانسی کنترل کننده تناسبی رزونانسی و ضریب بخش تناسبی همان کنترل کننده و گین کنترل کننده حلقه داخلی می باشند. مشاهده می شود سیستم پایدار است. اما در شکل (4) جریان خط با استفاده از یک سیستم کنترل شده با همان گینها اما با در نظر گرفتن نیم سیکل تأخیر پیاده سازی دیجیتالی نشان داده شده است. همان طور که مشاهده می شود سیستم ناپایدار است. علت این ناپایداری در نظر گرفتن نیم سیکل تأخیر محاسبات است که در شبیه سازی با یک بلوک تأخیر پیش از بلوک مدولاسیون مدل سازی شده است. بنابراین با وجود در نظر گرفتن یک حاشیه فاز مناسب در حلقه خارجی، بیش از نیم سیکل تأخیر منجر به ناپایداری می شود. شایان ذکر است که یک سیکل تأخیر در پیاده سازی عملی، اکثر موارد ایجاد می گردد. در بخش بعد علت این ناپایداری بررسی می گردد و یک روش جدید برای طراحی کنترل کننده پیشنهاد می شود که پایداری سیستم با وجود تأخیر به راحتی بررسی می گردد و با در نظر گرفتن تأثیر تأخیر، کنترل کننده دو حلقه ای طراحی می شود.

۳-۱- روش پیشنهادی طراحی کنترل کننده

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

برای طراحی روش گام به گام زیر را پیشنهاد می کنیم:

۱- طراحی گین حلقه داخلی: در یک سیستم چند حلقه ای همه ی حلقه های داخلی با معنای فیزیکی باید پایدار باشند [14-15]. در صورتی که تأخیر یک حلقه ای داخلی را ناپایدار کند کل سیستم ناپایدار می شود؛ این اصل کنترلی می تواند طراحی کنترل کننده در سیستم های چند حلقه ای را در الکترونیک قدرت ساده تر کند. روش های کنترل کلاسیک حاشیه فاز بالا را مبنایی برای پایداری می دانند که در سیستم های دو حلقه ای باید برای تمام حلقه های داخلی

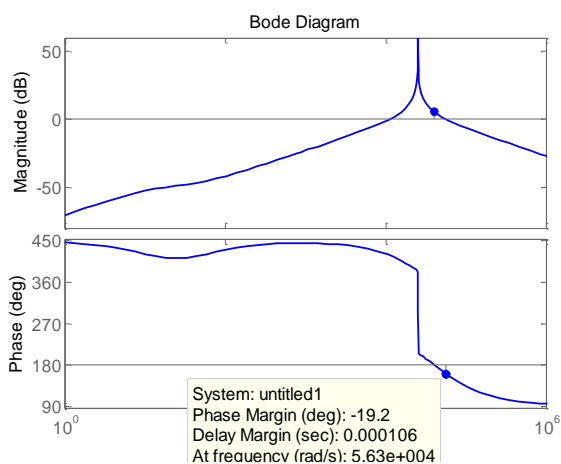


شکل (۵): دیاگرام حلقه داخلی کنترل فیلتر فعال در حالت حلقه بسته

در شکل (۵) دیاگرام حلقه داخلی رسم شده است تابع تبدیل حلقه باز حلقه 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. حلقه 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.

$$G_{ol-inside} = \frac{i_c}{i_c - i_c^*} \quad (23)$$

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

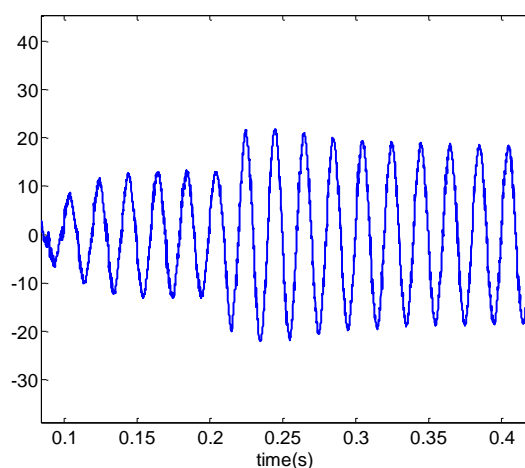


شکل (۶): دیاگرام بود حلقه داخلی با در نظر گرفتن یک سیکل تأخیر با گین‌های تعیین شده توسط روش مرجع [۵]

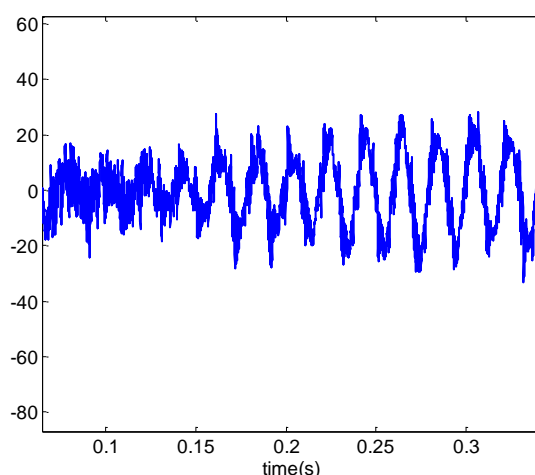
هم رعایت گردد درحالی که این موضوع تاکنون برای طراحی کنترل کننده در مبدل‌های با خروجی LCL مورد توجه قرار نگرفته است. علت این موضوع این است که اگر مبدل از نوع مبدل‌های ۵۰ هرتز باشد حلقه داخلی به دلیل کوچک بودن پهنای باند با تأخیر ناپایدار نمی‌گردد. زیرا طبق رابطه (۲۲) تغییر حاشیه فاز در اثر تأخیر با پهنای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

$$\Delta P M = T_d \times \omega_b \quad (22)$$

درجایی که T_d تأخیر زمانی و ω_b پهنای باند است و $\Delta P M$ تغییرات حاشیه فاز در اثر تأخیر به اندازه T_d است.

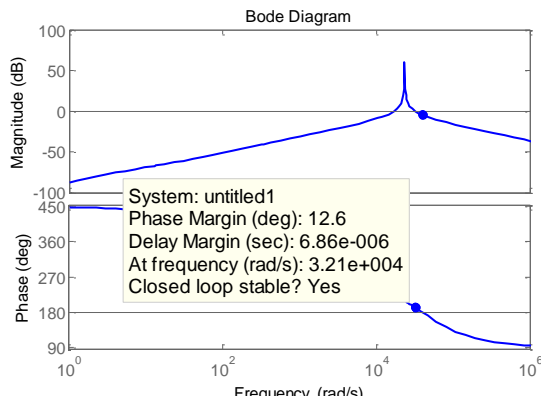


شکل (۳): جریان خط بدون لحاظ تأخیر محاسبات در شبیه‌سازی با گین‌های تنظیم شده به روش مرجع [۵] (در $t=0/2$ بار غیر خطی می‌شود)

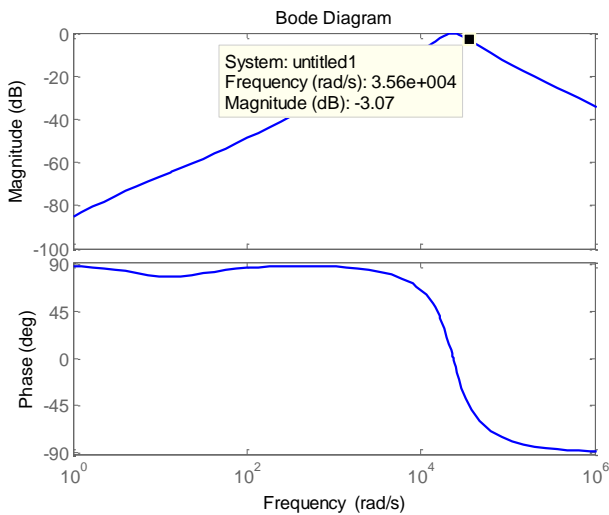


شکل (۴): جریان خط در حالت در نظر گرفتن نیم سیکل تأخیر محاسبات در شبیه‌سازی با گین‌های تنظیم شده به روش [۵]

فراهم می‌کند را یافت. در شکل (۹) مشاهده می‌شود با تعیین گین $K_c = 30$ حاشیه فاز ۱۳ درجه فراهم می‌گردد.



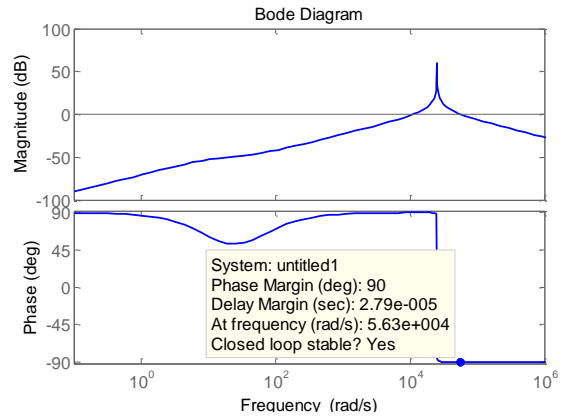
شکل (۹): دیاگرام بود حلقه داخلی با گین‌های تعیین شده توسط روش گین‌های تعیین شده توسط روش یک سیکل تأخیر محاسبات



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

در شکل (۱۰) دیاگرام بود تابع تبدیل حلقه بسته داخلی مشاهده می‌شود. همان‌طور که مشاهده می‌شود 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 نمی‌شود.

۲- تعیین پارامترهای کنترل کننده 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 درعین حال 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

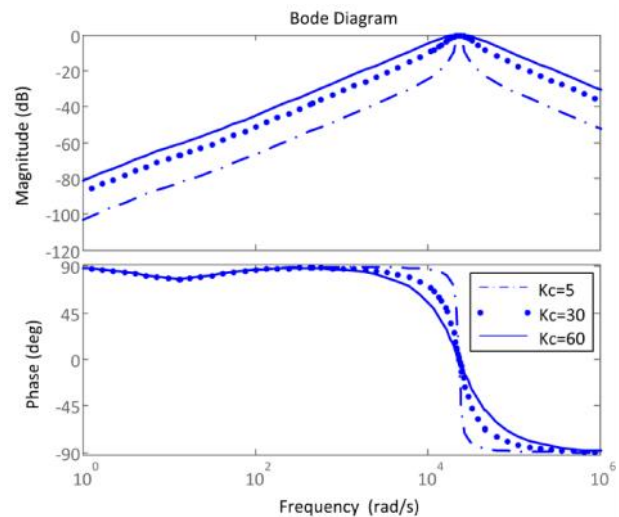


شکل (۷): دیاگرام بود حلقه داخلی بدون در نظر گرفتن تأخیر با گین‌های تعیین شده توسط روش مرجع [۵]

$$G_{delay} = K_{pwm} \frac{1 - sT_{samp}/2}{1 + sT_{samp}/2} \quad (24)$$

نقش گین حلقه داخلی علاوه بر دنبال کردن مقدار مرجع افزایش پهنای باند حلقه داخلی است تا حلقه داخلی بسیار سریع‌تر از حلقه خارجی باشد. درعین 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 داخلی در شکل (۵) مشاهده می‌شود.

با افزایش گین K_c پهنای باند افزایش و تضعیف اثر رزونانس بیشتر می‌شود. در نتیجه سرعت حلقه داخلی بالاتر می‌رود و عملکرد بهتر می‌شود. زیرا هر قدر حلقه داخلی سریع‌تر باشد تغییرات مقدار مرجع را که توسط کنترل کننده حلقه خارجی تعیین می‌شود، سریع‌تر دنبال می‌کند. به صورت ایده‌آل باید حلقه داخلی آن‌چنان 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 می‌توان حداکثر گین حلقه داخلی که حداقل حاشیه فاز ۱۵ درجه را

هارمونیک در این نمونه پهنای باند حلقه خارجی حدود

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

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 کنترل کننده حلقه خارجی از روش مرجع [۱۶] استفاده می کنیم. تابع تبدیل سیستم بدون تأخیر در (۲۵) به دست آمده است. با داشتن یک حاشیه فاز خوب کنترل کننده حلقه خارجی را تعیین می کنیم. به این ترتیب میدانییم حلقه داخلی پایدار است و تعیین حاشیه فاز مناسب برای حلقه خارجی می تواند پایداری را تضمین کند. برای تابع تبدیل سیستم با کنترل کننده رزونانسی داریم:

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

در جایی که داریم:

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

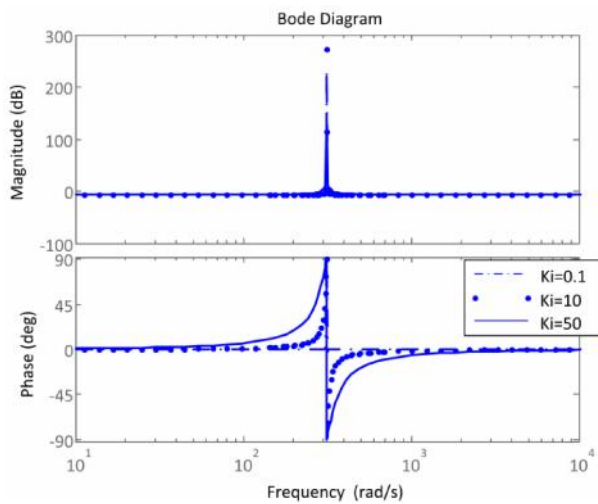
$$B_1 = R_f L_g c + R_g L_f c + L_g c K_c \quad (27)$$

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

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 گرفته شده است ($\omega_p = \omega_{b-outside}$) برابر یک باشد. همان طور که در رابطه (۲۵) مشاهده می شود در صورت تابع تبدیل حلقه باز می توان از اندازه $(K_i K_c (j \omega_{b-outside}))$ در مقابل $(A_0 s^2 + A_0 \omega_0^2 = K_p K_c (-\omega_{b-outside}^2 + \omega_0^2))$ زاویه $(j \omega_{b-outside})$ زاویه قطع فاز در نظر گرفته می شود و باید اندازه تابع تبدیل حلقه خارجی (رابطه (۲۵)) در زاویه $(j \omega_{b-outside})$ برابر یک باشد (رابطه (۲۹)). در این رابطه با ساده سازی های صورت گرفته تنها مجهول گین K_p است. بنابراین برای تعیین گین K_p کافی است رابطه (۲۹) را حل کرد.

$$\left| \frac{K_p K_c (-\omega_{b-outside}^2 + \omega_0^2)}{B_0 (j \omega_{b-outside})^5 + B_1 (j \omega_{b-outside})^4 + (B_2 + B_0 \omega_0^2) (j \omega_{b-outside})^3 + (B_3 + B_1 \omega_0^2) (j \omega_{b-outside})^2 + B_2 \omega_0^2 s + B_3 \omega_0^2} \right| = 1 \quad (29)$$

برای تعیین اندازهی گین K_i میدانییم در صورت استفاده از کنترل کننده PR در حلقه خارجی تغییرات اندازهی این گین تأثیر چندانی در دامنهی رزونانس در منحنی اندازه دیگرام بود ندارد و بیشتر منحنی فاز را تحت تأثیر قرار می دهد. در شکل (۱۱) اثر افزایش گین K_i بر منحنی اندازه و فاز تابع تبدیل کنترل کننده PR نشان داده شده است. در صورتی که اندازهی گین را بزرگ بگیریم فاز سیستم را در نقاط بعد از زاویه رزونانس کم می کند و سپس کم کم به فاز قبلی بازمی گردد. بنابراین باید زاویه رزونانس کنترل کننده را به حد کافی از زاویه گذر فاز دور بگیریم تا PR اثر منفی روی حاشیه فاز نداشته باشد و بعلاوه خطای فاز در فرکانس های پایین ایجاد نکند.



شکل (۱۱): دیگرام بود کنترل کننده 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 می شود $K_i = 50$ باشد. بررسی می کنیم 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:

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

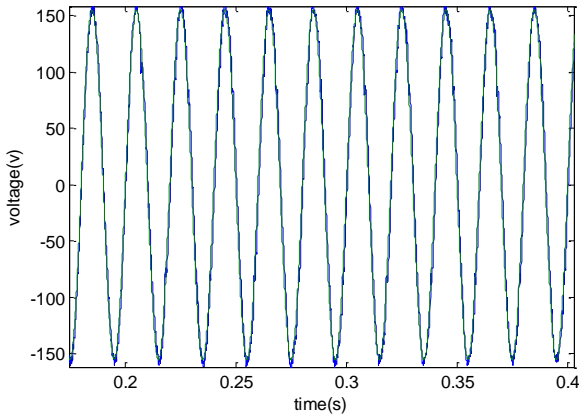
با حل رابطه ی بالا می توان مقدار K_i را برای مقدار مطلوب حاشیه فاز به دست آورد. البته با دانستن اینکه تأثیر افزایش گین برای زاویه های بعد از رزونانس، کاهش زاویه است و اگر نزدیک زاویه گذر فاز باشد حاشیه فاز را کاهش می دهد.

به علاوه کاهش K_p . نیز حاشیه فاز را افزایش می دهد. گین های تعیین شده در جدول (۳) نشان داده شده اند.

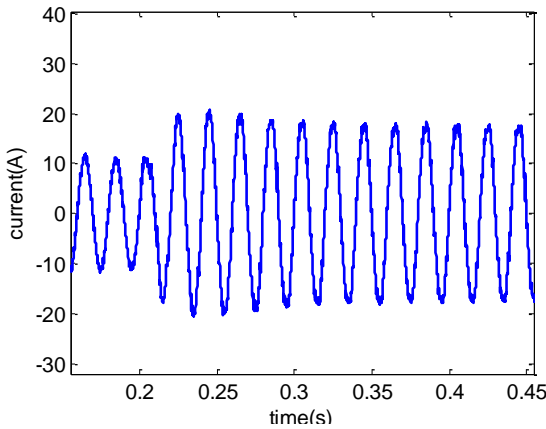
جدول (۳): گین های کنترل کننده دو حلقه ای با روش پیشنهادی

K_i	K_c	K_p
۵۰	۳۰	۰/۶

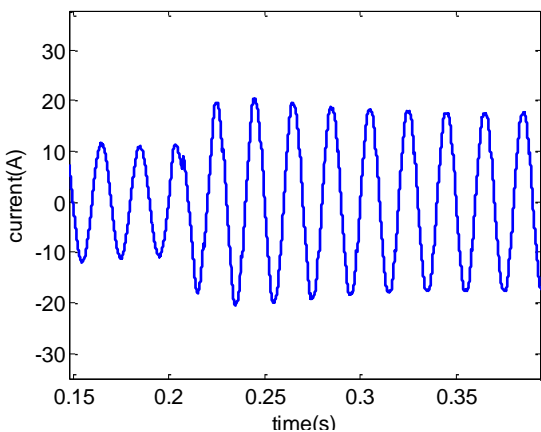
حذف هارمونیک‌ها و حصول به THD قابل قبول برای استاندارد نشان می‌دهد



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

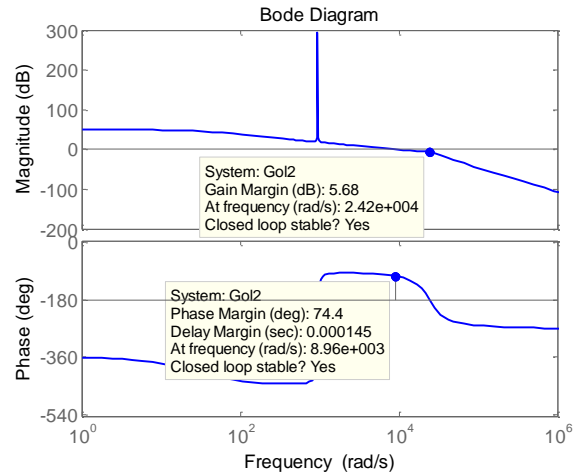


شکل (۱۴): جریان اندازه‌گیری شده خط: در لحظه‌ی $t=0/2$ بار از حالت خطی به غیر خطی تغییر می‌یابد



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

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



شکل (۱۲): حاشیه فاز و گین سیستم (تابع تبدیل (۲)) با گین‌های تعیین شده توسط روش پیشنهادی

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 تمام نتایج علاوه بر تأخیر ذاتی ناشی از مدولاسیون، نیم سیکل تأخیر ناشی از پیاده‌سازی دیجیتال 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 مقابل سایر عناصر پارازیتی قابل صرف نظر کردن است.

شکل (۱۳) موج‌های ولتاژ اندازه‌گیری شده و تخمینی به وسیله 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 $t=0/2$ نشان داده شده است. در شکل (۱۴) جریان خط خروجی سنسور جریان نشان داده شده است که نشان‌دهنده عملکرد بهینه روش کنترلی است. در شکل (۱۵) جریان خط که توسط فیلتر کالمن تخمین زده شده در شرایط تغییر ناگهانی بار نشان داده شده 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 دائم در شکل (۱۷) انجام شده است.

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

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 داده شده است. مشاهده می‌گردد که مقاومت مشاهده‌گر نسبت به تخمین غیردقیق پارامترها بسیار خوب است؛ به نحوی که این خطای فراوان، نه تنها سبب ناپایداری سیستم نشده است، بلکه تأثیر آن بر کمیات تخمینی و شکل موج جریان تصحیح شده، قابل صرف نظر کردن است.

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

THD	عدم قطعیت
% ۴/۰۹	$\Delta L_f = \pm 50\%$
% ۴/۱	$\Delta L_f = \pm 50\%$
% ۴	$\Delta C = \pm 50\%$
% ۴/۱۳	$\Delta C = \pm 50\%$

۵- نتیجه گیری

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 حلقه داخلی در حضور تأخیر، حداکثر پهنای باند برای حلقه داخلی در نظر گرفته شد و سپس کنترل کننده حلقه 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 گسسته معادلات حالت ذکر شده در رابطه‌های (۶) تا (۸) به صورت (۳۱) تا (۳۲) هست.

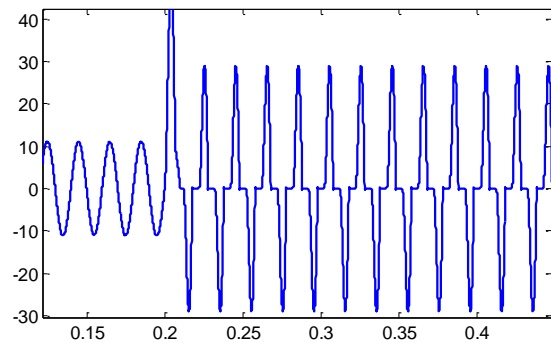
$$\hat{x}(k+1) = A_d \hat{x}(k) + B_d u(k) \quad (31)$$

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

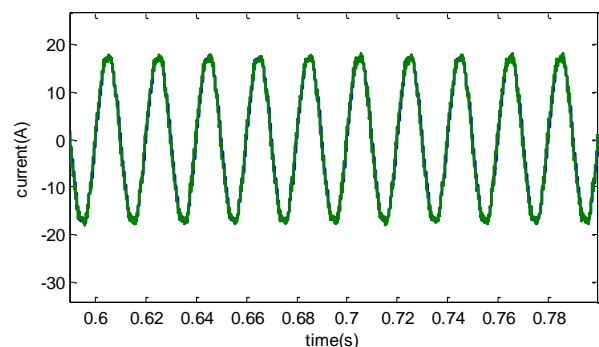
در جایی که داریم:

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

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



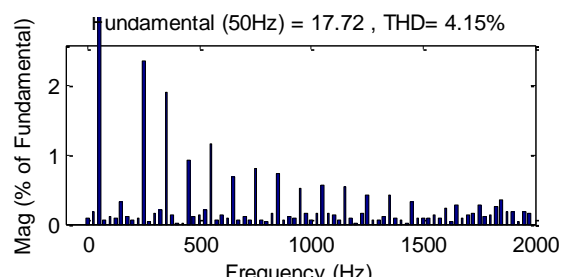
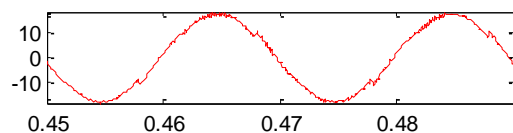
شکل (۱۶): جریان بار در $2/\pi$ غیر خطی می‌شود.



شکل (۱۷): جریان تخمین زده شده به رنگ آبی در مقایسه با جریان اندازه گیری 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. از آنجایی که 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 هارمونیک 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 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

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

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

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

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

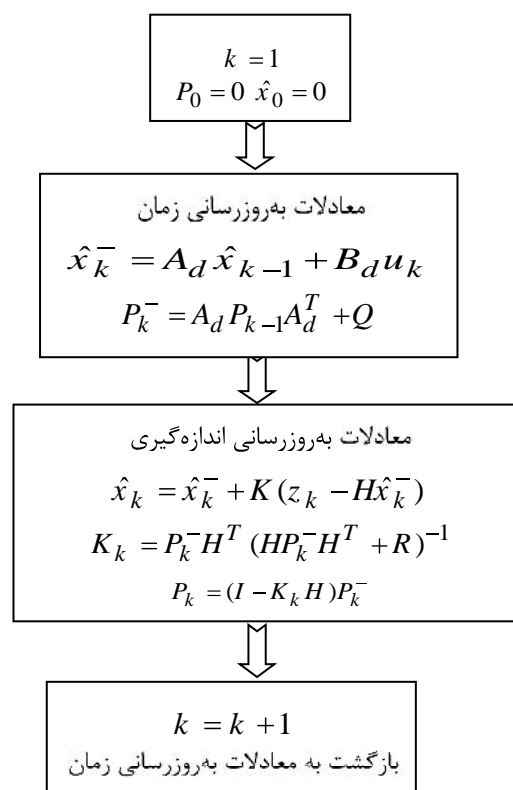
درجایی که $T_{samp} = 5 \times 10^{-5}$ دوره تناوب نمونه‌برداری سیستم است. به‌این ترتیب با توجه به روابط بالا و جدول (۱) داریم:

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

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

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

برای درک بهتر عملکرد فیلتر 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

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 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. 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

