استفاده از روش حذف هارمونی انتخابی همراه با میراگر RC سری در قاب مرجع α-β برای بهبود عملکرد فیلترهای اکتیو منبع‌جریانی ماژولار

محبوبه سرپرست رزمجو[۱] سید مسعود برکاتی[۲] محمدعلی ازقندی[۳]

۱-کارشناسی ارشد- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر- دانشگاه سیستان و بلوچستان- زاهدان- ایران
mahbubeh.srazmju@gmail.com
۲- استاد- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر- دانشگاه سیستان و بلوچستان- زاهدان- ایران
smbaraka@ece.usb.ac.ir
۳- دکتری- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر- دانشگاه سیستان و بلوچستان- زاهدان- ایران
m.aliazghandi@yahoo.com

چکیده: مبدل منبع‌جریانی چند ویژگی برتر از قبیل افزایندگی ذاتی ولتاژ و کنترل مستقیم جریان ارائه می‌دهد که آن را در فیلترهای اکتیو به عنوان مبدل واسط بین منبع تغذیه و بار غیرخطی جذاب می‌کند. از چالش‌های فیلترهای اکتیو منبع‌جریانی می‌توان به تعیین سیگنال مرجع مناسب، طراحی کنترل‌کننده جریان، مشکل تشدید ذاتی فیلتر پسیو استفاده شده در خروجی فیلتر اکتیو و بالا بردن توان نامی فیلتر اکتیو اشاره کرد. در این مقاله، برای محاسبه سیگنال جبرانی تولیدشده توسط فیلتر اکتیو یک روش ساده و کارآمد به‌نام روش حذف هارمونی انتخابی در قاب مرجع $\alpha-\beta$ پیشنهاد شده و با توجه به این که سیگنال‌های جریان و ولتاژ در قاب مرجع $\alpha-\beta$ از نوع AC هستند از کنترل‌کننده تشدیدی با قابلیت حذف هارمونی انتخابی استفاده می‌شود. برای حذف تشدید ذاتی فیلتر پسیو نیز ادمیتانس مجازی مبتنی بر میراکننده مقاومتی- خازنی (RC) سری پیشنهاد شده که عملکرد بهتر و محدوده پایداری وسیع‌تری دارد. برای تحلیل پایداری و تنظیم مشخصه‌های میراگر از روش کنش‌پذیری استفاده می‌شود. علاوه بر این، برای بالا بردن توان نامی فیلتر از ساختار ماژولار فیلتر اکتیو منبع‌جریانی استفاده می‌شود. در انتها، برای نشان دادن اثربخشی روش پیشنهادی، شبیه‌سازی در محیط سیمولینک متلب برای چهار ماژول فیلتر اکتیو منبع‌جریانی انجام شده است.

واژه‌های کلیدی: ساختار ماژولار، فیلتر اکتیو منبع جریانی، کیفیت توان، میرایی فعال، میراگر RC مجازی سری

نوع مقاله: پژوهشی

DOI: 10.61186/jiaeee.21.2.75

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۱/۱۲/۱۴

تاریخ پذیرش مشروط مقاله:۱۴۰۲/۰۱/۲۳

تاریخ پذیرش مقاله : ۱۴۰۲/۰۵/۱۱

نام نویسنده‌ی مسئول: سید مسعود برکاتی

نشانی نویسنده‌ی مسئول: ایران – زاهدان – خیابان دانشگاه – دانشگاه سیستان و بلوچستان – دانشکده‌ی برق و کامپیوتر

L_{dc}	سلف سمت DC	v_g	ولتاژ منبع تغذیه
L_f	سلف فیلتر پسیو	$G_{1,1}(s)$	تابع انتقال جریان سلف فیلتر۱ به جریان خروجی فیلتر۱
C_f	خازن فیلتر پسیو	$G_{k,1}(s)$	تابع انتقال جریان سلف فیلتر۱ به جریان خروجی سایر فیلترها
$G_R(s)$	تابع انتقال کنترل‌کننده تشدیدی	$G_{v,1}(s)$	تابع انتقال جریان سلف فیلتر۱ به ولتاژ شبکه
k_{rh}	بهره تشدیدی کنترل‌کننده تشدیدی	$w_{n,h}$	فرکانس تشدید خودی فیلتر
hw	فرکانس زاویه‌ای هارمونی hام	$w_{n,l}$	فرکانس تشدید متقابل فیلتر
i_f	جریان سلف فیلتر پسیو	$G_{wN}(s)$	تابع انتقال جریان سلف به جریان خروجی فیلتر برای N فیلتر اکتیو
i_w	جریان خروجی فیلتر اکتیو	$Y_{fN}(s)$	تابع انتقال جریان سلف به ولتاژ شبکه برای N فیلتر اکتیو
v_{pcc}	ولتاژ نقطه اتصال مشترک	G_d	تابع انتقال تاخیر کنترل دیجیتال و محاسبات
R_f	مقاومت سلف فیلتر	C_V	خازن مجازی
$G_w(s)$	تابع انتقال جریان سلف به جریان خروجی فیلتر	R_V	مقاومت مجازی
$Y_f(s)$	تابع انتقال جریان سلف به ولتاژ نقطه اتصال مشترک	Y_V	ادمیتانس مجازی موازی
ξ	نسبت میرایی سیستم	i_s	جریان شبکه
w_n	فرکانس تشدید سیستم	w_c	فرکانس بحرانی
Z_g	امپدانس منبع تغذیه	w_s	فرکانس نمونه برداری

۱- مقدمه

مبدل منبع‌جریانی چند ویژگی برتر ارائه می‌دهد که آن را در بسیاری از کاربردهای صنعتی به ویژه در فیلترهای اکتیو به عنوان مبدل واسط بین منبع تغذیه و بار غیرخطی جذاب می‌سازد. این ویژگی‌ها شامل قابلیت بازسازی آسان، حفاظت از اتصال کوتاه ذاتی، کاهش اعوجاج جریان خط و ضریب توان قابل تنظیم در سمت خط است.

در فیلتر اکتیو منبع‌جریانی، مبدل به نحوی کنترل می‌شود تا جریان جبران‌سازی تولید کند که برابر ولی مخالف جریان‌های هارمونیکی و راکتیو تولید شده توسط بار غیرخطی است. در این شرایط، جریان اصلی منبع سینوسی و هم‌فاز با ولتاژ اصلی منبع خواهد بود. روش‌های مختلفی برای جریان جبران‌سازی تولیدشده توسط فیلترهای اکتیو وجود دارد که طبق شکل۱ شامل روش‌های سنتی و روش‌های مدرن است [۱]. روش‌های سنتی را می‌توان به دو حوزه فرکانس و زمان تقسیم‌بندی کرد. از روش‌های پایه حوزه فرکانس می‌توان روش تبدیل فوریه [۲] و تبدیل موجک [۳] را نام برد. از مهم‌ترین روش‌های سنتی استفاده شده در حوزه زمان می‌توان به نظریه توان راکتیو لحظه‌ای [۴] و روش قاب مرجع سنکرون [۵] اشاره کرد. روش‌های مدرن نیز شامل روش فیلترتطبیقی [۶] و روش شبکه عصبی [۷] است.

از معایب روش‌های تبدیل فوریه و تبدیل موجک [۸] می‌توان به محاسبات طولانی آن و نویز ناشی از تخمین نمونه‌های جریان اشاره کرد. در روش نظریه توان راکتیو لحظه‌ای و قاب مرجع سنکرون نمی‌توان هارمونی‌ها را به صورت انتخابی حذف کرد. روش فیلتر تطبیقی متناسب با پهنای باند فیلتر، نسبت به نویز ایمن است و نمی‌توان هارمونی‌های خاص در جریان بار را حذف کرد. از معایب شبکه عصبی هم می‌توان به موارد پیچیدگی زیاد و دقت بالا، داده‌های ورودی و خروجی زیاد در مرحله تعلیم و حساسیت نسبت به تغییر فرکانس اشاره کرد.

شکل (۱): روش‌های محاسبه هارمونی‌ها

در فیلترهای اکتیو منبع‌جریانی برای کاهش هارمونی‌های اطراف فرکانس کلیدزنی از فیلتر سلفی یا فیلتر خازنی- سلفی برای اتصال به شبکه استفاده می‌شود. فیلتر سلفی مانند یک فیلتر پایین‌گذر عمل می‌کند و افزایش اندازه سلف منجر به کاهش بیشتر دامنه هارمونی‌های مرتبه بالا می‌گردد. فیلتر خازنی- سلفی به دلیل حجم کمتر و تضعیف بیشتر هارمونی‌های اطراف فرکانس کلیدزنی در مقایسه با فیلتر سلفی در سیستم کنترل فیلترهای اکتیو استفاده می‌شود. تشدید ذاتی فیلتر

خازنی- سلفی از چالش‌هایی است که پایداری سیستم را محدود می‌کند [۹].

روش‌های رایج حذف تشدید به دو دسته تقسیم می‌شود: روش‌های میرایی غیرفعال و روش‌های میرایی فعال[۱۰] (مبتنی بر امپدانس مجازی). روش میرایی غیرفعال درواقع افزودن مقاومت‌های فیزیکی به صورت سری یا موازی با عناصر سلفی- خازنی فیلتر پسیو برای تضعیف دامنه تشدید است. پیاده‌سازی این ساختار ساده است ولی به دلیل تلفات و تولید گرمای شدید درمقاومت، کاربرد عملی آن محدود است. برای حل این مشکل، یک رویکرد ارجح استفاده از روش میرایی فعال یعنی همانندسازی یک مقاومت مجازی با پسخور از متغیرها به عنوان شرایط میرایی است [۱۱]. مقاومت مجازی به صورت سری یا موازی با عناصر سلفی- خازنی فیلتر پسیو قرار گرفته و باعث میرایی تشدید فیلتر پسیو می‌گردد [۱۲]. تاخیر کنترل دیجیتال و مدولاسیون پهنای پالس، مقاومت مجازی را به امپدانس مجازی تغییر شکل می‌دهد [۱۳]. تأخیر باعث ایجاد چالش‌های بزرگی مانند مقاومت مجازی منفی، مشکل نمونه‌برداری و همخوانی سیگنال و کاهش محدوده پایداری می‌گردد [۱۴].

در جدول ۱ انواع روش‌های میراسازی فعال مورد استفاده در مراجع مختلف بیان شده است. طبق جدول ۱، پسخور جریان سلف یا جریان خازن بر فرکانس تشدید و پسخور ولتاژ سلف یا ولتاژ خازن بر نسبت میرایی تاثیر می‌گذارد. باتوجه به‌این‌که برای پایداری سیستم هردو مولفه فرکانس تشدید و نسبت میرایی باید همزمان تنظیم شود، می‌توان از ترکیب پسخور جریان سلف یا خازن با ولتاژ سلف یا خازن استفاده شود [۹]. این روش نیازمند حسگرهای اضافی است و در نتیجه باعث افزایش هزینه و کاهش قابلیت اطمینان سیستم می‌شود. با توجه به این که پسخور مشتق‌گیر از جریان سلف متناسب با ولتاژ سلف و پسخور مشتق‌گیر از ولتاژ خازن متناسب با جریان خازن است، پسخور تناسبی- مشتقی از جریان سلف یا ولتاژ خازن به‌تنهایی قادر است نسبت میرایی و فرکانس تشدید فیلتر خازنی- سلفی را بدون نیاز به حسگر اضافی بهبود بخشد[۱۵], [۱۶]. با این وجود، کنترل‌کننده مشتق‌گیر به دلیل تقویت نویزهای اندازه‌گیری در عمل به ندرت استفاده می‌شود. روش پیشنهادی مقاله، یعنی میراگر RC سری موازی با خازن فیلتر، معایب روش‌های بیان شده را نداشته و محدوده پایداری وسیع‌تری دارد.

عامل دیگری که معمولاً پایداری سیستم را به چالش می‌کشد، تغییر امپدانس شبکه است. تغییر امپدانس شبکه در شبکه‌های ضعیف، یعنی شبکه‌هایی با نسبت اتصال کوتاه کم و ثابت اینرسی پایین، بسیار زیاد است. علاوه‌براین، برای یک سیستم حاوی چندین فیلتر موازی متصل به نقطه اتصال مشترک (PCC)، امپدانس شبکه معادل که توسط هر فیلتر مشاهده می‌شود به دلیل اثر تزویج مشترک بزرگ‌تر از امپدانس واقعی شبکه است که احتمالاً منجر به ناپایداری می‌شود[۱۷], [۱۸]. از این رو، یک ابزار کاربردی برای تجزیه و تحلیل پایداری سیستم موردنیاز است.

روش مبتنی‌بر امپدانس برای اولین بار در طراحی مبدل‌های DC-DC استفاده شد و امروزه برای طراحی سیستم‌های DC-AC نیز گسترش یافته است. در روش مبتنی‌بر امپدانس، مبدل و شبکه به‌عنوان زیرسیستم مدل‌سازی می‌شوند و پایداری سیستم توسط نسبت امپدانس زیرسیستم‌ها تعیین می‌شود [۱۹]–[۲۱].

جدول (۱): انواع روش‌های میرایی فعال

روش های میرایی فعال	نسبت میرایی	فرکانس تشدید	ویژگی پسخور کنترلی
پسخور تناسبی جریان سلف و جریان خازن	تاثیر ندارد	تاثیر دارد	فقط روی فرکانس تشدید اثر می‌گذارد
پسخور تناسبی ولتاژ سلف و ولتاژ خازن	تاثیر دارد	تاثیر ندارد	فقط روی نسبت میرایی اثر می‌گذارد
ترکیب پسخور تناسبی جریان سلف و خازن با ولتاژ سلف و خازن	تاثیر دارد	تاثیر دارد	نیاز به حسگر اضافی دارد و باعث کاهش قابلیت اطمینان و افزایش هزینه می‌شود
پسخور تناسبی- مشتقی از جریان سلف یا ولتاژ خازن	تاثیر دارد	تاثیر دارد	کنترل‌کننده مشتق‌گیر به دلیل تقویت نویز اندازه‌گیری در عمل به ندرت استفاده می‌شود.
میراگر RC سری موازی با خازن فیلتر	تاثیر دارد	تاثیر دارد	معایب روش‌های دیگر را ندارد و محدوده پایداری آن وسیع‌تر است.

با توجه به روش مبتنی‌بر امپدانس، کنش‌پذیری حوزه فرکانس نیز می‌تواند برای تحلیل پایداری و طراحی پارامترهای میرایی فعال مورد استفاده قرار گیرد. براساس تحلیل کنش‌پذیری، با توجه به این‌که امپدانس شبکه همیشه یک بخش حقیقی غیرمنفی دارد، اگر ادمیتانس خروجی فیلتر دارای بخش حقیقی غیرمنفی باشد مبدل متصل به شبکه غیرفعال است؛ به این معنی که فاز ادمیتانس به [۹۰+ ، ۹۰-°] محدود شده و حاشیه فاز مثبت ایجاد می‌شود. در نتیجه، نسبت امپدانس معیار پایداری نایکوئیست را برآورده می‌کند و سیستم پایدار خواهد بود. در واقع، کنش‌پذیری شرط کافی و نه لازم برای ثبات و پایداری سیستم است [۲۲].

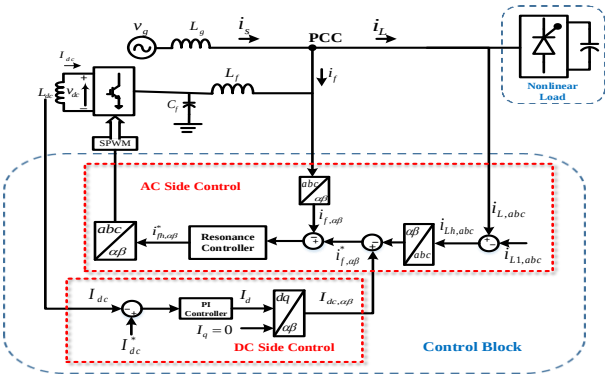
این مقاله، برای تولید سیگنال مرجع فیلتر اکتیو یک روش ساده و کارآمد پیشنهاد می‌کند که قابلیت تشخیص هارمونی انتخابی را دارد. برای میرایی تشدید فیلتر پسیو استفاده شده در خروجی فیلتر اکتیو از روش پیشنهادی ادمیتانس مجازی مبتنی‌بر میراکننده RC سری استفاده کرده که با استفاده از فیلتر بالاگذر تاخیر فاز کنترل دیجیتال

را جبران می‌کند و روی هر دو مولفه فرکانس تشدید و نسبت میرایی کنترل دارد. با استفاده از روش کنش‌پذیری، پایداری سیستم نیز بررسی شده و پارامترهای ادمیتانس مجازی مبتنی‌بر میراکننده RCسری تنظیم می‌شود. برای افزایش ظرفیت نامی فیلتر، از ساختار ماژولار فیلتراکتیو استفاده می‌شود. از این‌رو، مدل‌سازی و چالش‌های کنترل ساختارهای ماژولار مطالعه شده و راه‌حل‌هایی برای رفع چالش‌ها پیشنهاد می‌شود.

بخش‌های مختلف این مقاله به شرح زیر است: در بخش دوم، کنترل فیلتر اکتیو منبع‌جریانی با فیلتر خازنی- سلفی بررسی می‌شود. در بخش سوم، کنترل و مدل‌سازی ماژول‌های موازی مستقل فیلترهای اکتیو متصل به شبکه انجام می‌شود. در بخش چهارم، برای رفع چالش تشدید فیلتر پسیو، ادمیتانس مجازی مبتنی‌بر میراکننده RC سری پیشنهاد شده و در بخش پنجم، طراحی پارامترهای میراکننده RCسری براساس روش کنش‌پذیری انجام می‌شود. بخش ششم، نتایج شبیه‌سازی را نشان داده و بخش هفتم مربوط به مشکلات و دشواری‌های پیاده‌سازی عملی است. در بخش هشتم نیز نتیجه‌گیری بیان شده است.

۲- کنترل فیلتر اکتیو منبع‌جریانی با فیلتر خازنی- سلفی

مدار فیلتر اکتیو منبع‌جریانی با فیلتر پسیو خازنی- سلفی به صورت موازی با شبکه و بار غیرخطی در شکل ۲ نشان داده شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود، فیلتر اکتیو منبع‌جریانی از یک رکتی‌فایر منبع‌جریانی با سلف سمت DC و فیلتر پسیو خازنی-سلفی تشکیل شده است. L_{dc} سلف سمت DC، C_f خازن فیلتر پسیو و L_f سلف فیلتر پسیو است. از یک اینورتر سه‌فاز با بار خازنی نیز به عنوان منبع هارمونی استفاده شده است.



شکل (۲): مدار فیلتر اکتیو منبع‌جریانی با فیلتر پسیو خازنی- سلفی به صورت موازی با شبکه و بار غیرخطی

طبق شکل ۲، ساختار فیلتر اکتیو منبع‌جریانی شامل دو حلقه کنترلی سمت DC (حلقه بیرونی) و سمت AC (حلقه درونی) است. وظیفه حلقه بیرونی کنترل جریان سمت DC، دستیابی به پیوند DC ثابت و تامین تلفات فیلتر اکتیو است. هدف حلقه داخلی نیز کنترل جریان سمت AC، تزریق جریانی هم‌اندازه ولی مخالف جریان هارمونیکی بار به شبکه برای حذف هارمونی‌های جریان منبع است. لازم به ذکر است که دو حلقه کنترل با توجه به پهنای باندشان، دینامیک مقیاس زمانی متفاوتی دارند. عموماً، به منظور یک پاسخ پایدار، حلقه بیرونی دارای دینامیک کندتری نسبت به حلقه داخلی است. در ادامه، عملکرد هر دو بخش کنترلی به طور مختصر بیان می‌گردد [۲۳].

۲-۱- کنترل سمت DC

همان‌طور که در شکل ۲ مشاهده می‌شود، در حلقه کنترل سمت DC جریان اندازه‌گیری شده سلف سمت DC با جریان مرجع مقایسه می‌شود و خطای جریان از یک کنترل‌کننده PI با ضریب تناسبی k_p و ضریب انتگرالی k_i عبور می‌کند. خروجی کنترل‌کننده PI مرجع مولفه اصلی کنترل‌کننده درونی برای شارژ سلف سمت DC و تلفات فیلتر اکتیو را تشکیل می‌دهد که از قاب مرجع dq به قاب مرجع $\alpha\beta$ منتقل می‌شود.

۲-۲- کنترل سمت AC

در حلقه کنترل سمت AC جریان بار غیرخطی که شامل مولفه اصلی و مولفه‌های هارمونیکی است اندازه گرفته می‌شود. با توجه به این که مولفه اصلی جریان بار باید توسط منبع تامین شود، جریان بار غیرخطی را از مولفه اصلی کم کرده تا مولفه‌های هارمونیکی جریان بار تولید شود. مولفه‌های هارمونی جریان بار از قاب مرجع abc به قاب مرجع $\alpha\beta$ منتقل می‌شوند. با توجه به این که باید مخالف هارمونی‌های جریان بار را به شبکه تزریق کنیم، مرجع مولفه اصلی کنترل‌کننده درونی برای شارژ سلف سمت DC و تامین تلفات فیلتر اکتیو در قاب مرجع $\alpha\beta$ را از مولفه‌های هارمونی جریان بار کم کرده و جریان هارمونی مرجع که شامل کل طیف هارمونیکی جریان بار است به‌دست می‌آید. برای تحقق کنترل حلقه بسته سمت AC، جریان هارمونی مرجع که شامل کل طیف هارمونیکی جریان بار است از جریان خروجی فیلتر کم می‌شود. برای حذف هارمونی انتخابی از کنترل‌کننده تشدیدی استفاده می‌شود که تابع انتقال آن در رابطه (۱) بیان شده است و h مرتبه هارمونی، k_{rh} بهره تشدیدی کنترل‌کننده و w فرکانس اصلی شبکه است. با استفاده از کنترل‌کننده تشدیدی مولفه‌های هارمونی مدنظر را از جریان بار ردیابی کرده، جریان جبرانی مرجع که شامل هارمونی‌های مدنظر در جریان بار غیرخطی است از قاب مرجع $\alpha\beta$ به قاب مرجع abc منتقل می‌شود و سیگنال‌های کلیدزنی به واحد کلیدزنی ارسال می‌شوند.

$$G_R(s) = \sum_{h=2}^{\infty} k_{rh} \frac{s}{s^2 + (hw)^2} \qquad (۱)$$

۲-۳- ملاحظات پایداری و کیفیت توان

برای کلیدزنی فیلتر اکتیو از روش مدولاسیون پهنای پالس سینوسی استفاده شده است که هارمونی‌هایی اطراف فرکانس کلیدزنی ایجاد می‌کند. از این‌رو، از فیلتر خازنی- سلفی برای حذف هارمونی‌های اطراف فرکانس کلیدزنی استفاده می‌شود.

مدار معادل فیلتر خازنی- سلفی متصل به فیلتر اکتیو منبع‌جریانی موازی در شکل ۳ نشان داده شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود، فیلتر اکتیو منبع‌جریانی معادل یک منبع جریان کنترل‌شده i_w است. در مدار شکل ۳ جریان سلف به صورت رابطه زیر به دست می‌آید:

$$i_f = Y_f(s)\, v_{pcc} + G_w(s)\, i_w \qquad (۲)$$

$$Y_f(s) = \frac{i_f}{v_{pcc}}_{|i_w=0} = \frac{C_f s}{L_f C_f s^2 + R_f C_f s + 1}$$

$$G_w(s) = \frac{i_f}{i_w}_{|v_{pcc}=0} = \frac{1}{L_f C_f s^2 + R_f C_f s + 1}$$

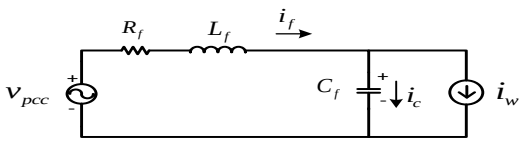
که $Y_f(s)$ تابع انتقال جریان سلف i_f به ولتاژ نقطه اتصال مشترک v_{pcc} و $G_w(s)$ تابع انتقال جریان سلف i_f به جریان خروجی فیلتر i_w است.

فرکانس طبیعی و نسبت میرایی به‌صورت زیر به‌دست می‌آید:

$$\xi = \frac{R_f}{2}\sqrt{\frac{C_f}{L_f}} \qquad (۳)$$

$$w_n = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \qquad (۴)$$

در فیلترهای اکتیو متصل به شبکه معمولاً اندوکتانس شبکه متغیر است. افزایش اندوکتانس شبکه، به خصوص در یک شبکه ضعیف یا هنگام عملکرد موازی فیلترها، باعث کاهش نسبت میرایی و فرکانس طبیعی فیلتر می‌شود. فرکانس تشدید و نسبت میرایی فیلتر خازنی- سلفی باید به طور همزمان تنظیم شود تا به یک پاسخ سریع، دقیق و پایدار دست یافت [۹].



شکل (۳): مدار معادل فیلتر خازنی- سلفی متصل به فیلتر اکتیو منبع‌جریانی موازی

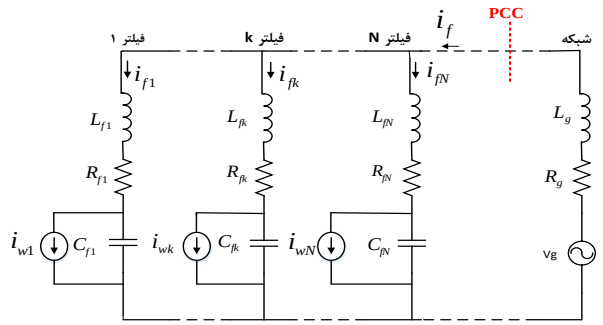
۳- کنترل و مدل‌سازی ماژول‌های موازی مستقل فیلترهای اکتیو متصل به شبکه

برای افزایش توان، می‌توان از ساختارهای ماژولار فیلتر اکتیو منبع‌جریانی استفاده کرد. از این رو، تعاملات پویا بین فیلترهای اکتیو منبع‌جریانی موازی و شبکه میزبان بر پایداری سیستم و کیفیت توان تأثیر شدیدتری می‌گذارد [۲۴]. شکل ۴ مدل مداری و معادل نورتن سیستم متشکل از N فیلتر اکتیو منبع‌جریانی موازی که از طریق فیلترهای پسیو خازنی-سلفی به شبکه میزبان متصل شده است را نشان می‌دهد [۲۴], [۲۵].

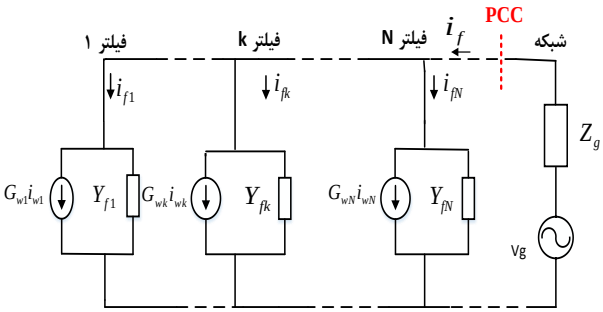
تابع انتقال جریان سلف به جریان خروجی فیلتر و تابع انتقال جریان سلف به ولتاژ نقطه اتصال مشترک به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$G_{wk}(s) = \frac{1}{L_{fk}C_{fk}ss^2 + R_{fk}C_{fk}s + 1} \qquad (۵)$$

$$Y_{fk}(s) = \frac{C_{fk}s}{L_{fk}C_{fk}s^2 + R_{fk}C_{fk}s + 1} \qquad (۶)$$



(الف)



(ب)

شکل (۴): الف) مدل مداری، ب) معادل نورتن N فیلتر اکتیو منبع‌جریانی متصل به شبکه

جریان تزریق شده به شبکه توسط N فیلتر اکتیو منبع‌جریانی موازی به صورت زیر تعیین می‌شود:

$$i_f = \frac{1}{1+Z_g(s)\sum_{k=1}^{N} Y_{fk}(s)}\left(\sum_{k=1}^{N} G_{wk}(s)i_{wk} + \sum_{k=1}^{N} Y_{fk}(s)v_g\right) \quad (۷)$$

جریان تزریق شده به شبکه توسط فیلتر ۱ به‌صورت زیر به‌دست می‌آید:

$$i_{f1} = G_{1.1}(s)i_{w1} + \sum_{k=2}^{N} G_{k.1}(s)i_{wk} + G_{v.1}(s)v_g \quad (۸)$$

$$G_{1.1}(s) = \left(1 - \frac{Z_{g(s)}Y_{f1}(s)}{1+Z_g(s)\sum_{k=1}^{N} Y_{fk}(s)}\right)G_{w1}(s)$$

$$G_{k.1}(s) = \left(\frac{-Z_g(s)Y_{f1}(s)}{1+Z_g(s)\sum_{k=1}^{N} Y_{fk}(s)}\right)\sum_{k=2}^{N} G_{wk}(s)$$

$$G_{v.1}(s) = \frac{Y_{f1}(s)}{1+Z_g(s)\sum_{k=1}^{N} Y_{fk}(s)}$$

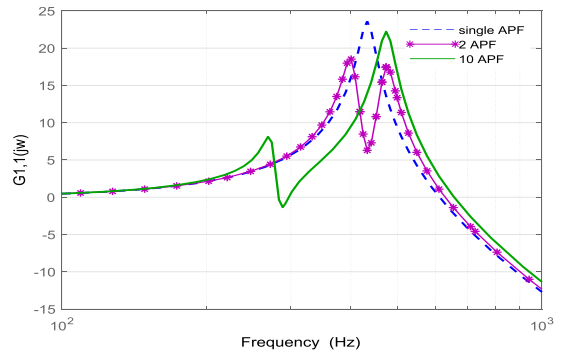
همان‌طور که از رابطه (۸) مشاهده می‌شود، فیلترهای اکتیو منبع‌جریانی ماژولار متصل به شبکه دارای سه حالت تشدید متفاوت هستند:

۱) تشدید داخلی (خودی) به‌دلیل هارمونی‌های جریان هر فیلتر اکتیو منبع‌جریانی،
۲) تشدید موازی (متقابل) به‌دلیل هارمونی‌های جریان متقابل سایر فیلترهای اکتیو منبع‌جریانی و
۳) تشدید سری به‌دلیل هارمونی‌های ولتاژ شبکه میزبان.

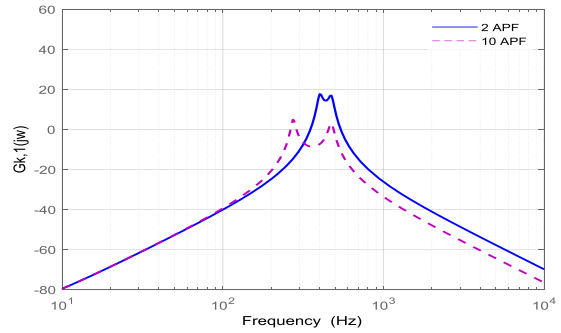
با افزایش تعداد فیلترهای اکتیو منبع‌جریانی موازی، ادمیتانس موازی معادل که از هر فیلتر اکتیو منبع‌جریانی منفرد مشاهده می‌شود بزرگ‌تر می‌شود. در همین حال، اگر امپدانس شبکه صفر باشد، فیلترهای اکتیو منبع‌جریانی از یک‌دیگر مستقل می‌شوند.

شکل ۵ پاسخ فرکانسی جریان تزریق‌شده به شبکه توسط فیلتر اکتیو ۱ برای تعداد مختلف فیلترهای اکتیو منبع‌جریانی موازی با پارامترهای یکسان را نشان می‌دهد. شکل ۵ (الف) و (ب) نشان می‌دهد که هارمونی‌های جریان فیلترهای اکتیو منبع‌جریانی موازی دو حالت تشدید را تحریک می‌کنند، در حالت اول تشدید در فرکانس‌های بالا رخ می‌دهد که فرکانس تشدید ثابت است و حالت دوم تشدید در فرکانس پایین رخ می‌دهد که فرکانس تشدید متغیر است و به تعداد فیلترهای اکتیو منبع‌جریانی موازی وابسته است.

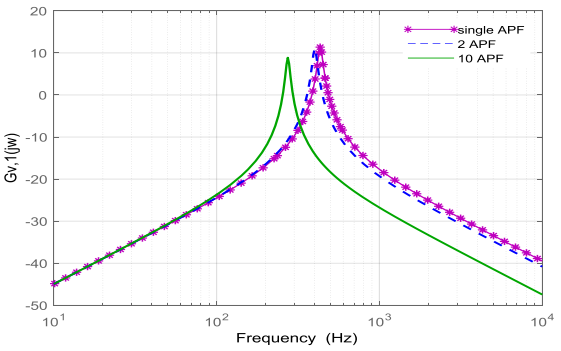
شکل ۵ (ج) نشان می‌دهد که هارمونی‌های ولتاژ شبکه فقط تشدید فرکانس پایین را تحریک می‌کنند. بیشینه دامنه تشدید فرکانس پایین با افزایش تعداد فیلترهای اکتیو منبع‌جریانی موازی کاهش می‌یابد.



(الف)



(ب)



(ج)

شکل (۵): پاسخ فرکانسی جریان فیلتر ۱ بدون ادمیتانس مجازی. الف) پاسخ فرکانسی $G_{1,1}(jw)$، ب) پاسخ فرکانسی $G_{k,1}(jw)$ و ج) پاسخ فرکانسی $G_{v,1}(jw)$

اگر پارامترهای فیلتر خازنی- سلفی برای همه فیلترهای اکتیو منبع‌جریانی یکسان باشد، دو فرکانس طبیعی در فیلترهای اکتیو منبع‌جریانی موازی رخ می‌دهد که به صورت زیر بیان می‌شود:

$$w_{n.h} = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad (۹)$$

$$w_{n.l} = \frac{1}{\sqrt{(L_f + NL_g)C_f}} \quad (۱۰)$$

برای N فیلتر اکتیو منبع‌جریانی موازی یکسان ($i_{wk} = i_w$ و $Y_{fk} = Y_f$)، تابع انتقال جریان سلف به جریان خروجی فیلتر و جریان سلف به ولتاژ شبکه به صورت زیر است:

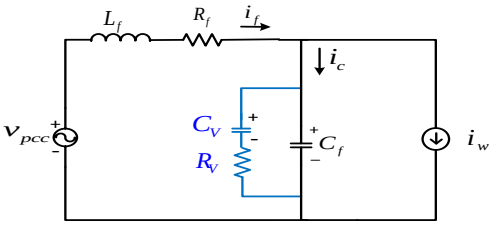
$$G_{wN}(s) = \frac{i_f}{i_w} = \frac{1}{s^2(L_f + NL_g)C_f + s(R_f + NR_g)C_f + 1} \quad (۱۱)$$

$$Y_{fN}(s) = \frac{i_f}{v_g} = \frac{sC_f}{s^2(L_f + NL_g)C_f + s(R_f + NR_g)C_f + 1} \quad (۱۲)$$

همان‌طور که مشاهده می‌شود، امپدانس شبکه معادل، به دلیل اثر تزویج مشترک فیلترهای اکتیو منبع‌جریانی موازی، N برابر بزرگ‌تر است. از این رو، کیفیت توان و مشکلات پایداری برای فیلترهای اکتیو منبع‌جریانی ماژولار در یک شبکه ضعیف شدیدتر می شود.

۴- ادمیتانس مجازی مبتنی‌بر میراکننده RCسری

با استفاده از روش‌های میراسازی فعال می‌توان تشدید فیلتر خازنی- سلفی را کاهش داده یا حذف کرد. برای این منظور، از ادمیتانس مجازی مبتنی‌بر میراکننده RC سری استفاده شده است. مدل مداری فیلتر اکتیو منبع‌جریانی با ادمیتانس مجازی مبتنی‌بر میراکننده RC سری در شکل ۶ نشان داده شده است.



شکل (۶): مدل مداری فیلتراکتیو منبع‌جریانی با ادمیتانس مجازی مبتنی‌بر میراکننده RC سری

با در نظر گرفتن تاخیر کنترل دیجیتال، تابع انتقال ادمیتانس مجازی مبتنی‌بر میراکننده RC سری به‌صورت زیر بیان می‌شود:

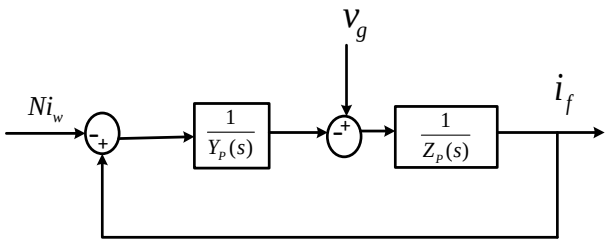
$$Y_V(s) = \frac{C_V s G_d(s)}{1 + R_V C_V s} \quad (۱۳)$$

که C_V خازن مجازی، R_V مقاومت مجازی و $G_d(s)$ تابع انتقال تاخیر محاسبات دیجیتال و PWM است که به عنوان بدترین حالت، یک نمونه تاخیر برای محاسبات دیجیتال و نیم نمونه تاخیر برای PWM در نظر گرفته شده و به صورت زیر بیان می‌شود (T_s زمان نمونه‌برداری است):

$$G_d(s) = e^{-1.5T_s s} \quad (۱۴)$$

۵- طراحی پارامترهای میراکننده RC سری براساس روش کنش‌پذیری

مدل مبتنی‌بر امپدانس که نشات‌گرفته از معیار پایداری نایکوئیست است را می‌توان برای مطالعه پایداری فیلترهای اکتیو منبع‌جریانی متصل به شبکه استفاده کرد [۲۴]. طبق مدل مبتنی‌بر امپدانس، فیلتر و شبکه به‌عنوان زیرسیستم مدل‌سازی می‌شوند و پایداری سیستم توسط نسبت امپدانس زیرسیستم‌ها تعیین می‌شود. طبق شکل ۷، بهره حلقه را می‌توان به‌صورت حاصل‌ضرب ادمیتانس کل $Y_P(s)$ که شامل ادمیتانس مجازی مبتنی‌بر میراکننده RC سری، موازی با خازن فیلتر و امپدانس کل $Z_P(s)$ که شامل امپدانس سلف فیلتر، سری با امپدانس شبکه است به‌دست آورده و پایداری را بررسی کرد.



شکل (۷): نمودار کنترلی پایداری مبتنی بر امپدانس

جریان تزریق شده به شبکه توسط N فیلتر اکتیو منبع‌جریانی موازی یکسان به‌صورت زیر بیان می‌شود:

$$i_f = \frac{1}{1 + Y_P(s)Z_P(s)} N i_w + \frac{Y_P(s)}{1 + Y_P(s)Z_P(s)} v_g \quad (۱۵)$$

$$Y_P(s) = C_f s + Y_V(s) \quad (۱۶)$$

$$Z_P(s) = (L_f + NL_g)s + (R_f + NR_g) \quad (۱۷)$$

مفهوم کنش‌پذیری یک شرط پایداری کافی و نه لازم برای ثبات و پایداری سیستم است. از آن‌جا که $Z_P(s)$ غیرفعال است، غیرفعال بودن فیلتر خازنی- سلفی به بخش حقیقی $Y_P(s)$ بستگی دارد. باتوجه به این که $Y_P(s) = C_f s + Y_V(s)$ و $C_f s$ غیرفعال است، باید بخش حقیقی $Y_V(s)$ را برای پایداری بررسی کرد. اگر بخش حقیقی $Y_V(s)$ مثبت باشد، به این معنی است که زاویه فاز $Y_V(j\omega)$ به فاز [۹۰+ ، ۹۰-] محدود می‌شود و سیستم پایدار است.

بخش‌های حقیقی و انگاری $Y_V(j\omega)$ به صورت زیر بیان می‌شود:

$$Re\{Y_V(jw)\} = \frac{C_V w \sin\left(3\pi \frac{w}{w_s}\right) + R_V C_V^2 w^2 \cos(3\pi \frac{w}{w_s})}{1 + (R_V C_V w)^2} \quad (۱۸)$$

$$Im\{Y_V(jw)\} = \frac{C_V w \cos\left(3\pi\frac{w}{w_s}\right) - R_V C_V^2 w^2 \sin(3\pi\frac{w}{w_s})}{1+(R_V C_V w)^2} \quad (۱۹)$$

فرکانس بحرانی فرکانسی است که بالاتر از آن بخش حقیقی ادمیتانس مجازی منفی می‌شود. برای بررسی پایداری، فرکانس بحرانی را به دست آورده که به فرکانس نمونه‌برداری مربوط و به صورت زیر بیان می‌شود:

$$\frac{1}{C_V}\sin\left(3\pi\frac{w_c}{w_s}\right) + R_V w_c \cos\left(3\pi\frac{w_c}{w_s}\right) = 0 \quad (۲۰)$$

فرکانس بحرانی برای تضمین میرایی ادمیتانس مجازی RC سری معادل پسخور تناسبی ولتاژ خازن (مقاومت مجازی خالص) برابر با یک‌ششم فرکانس نمونه‌برداری است. پسخور ولتاژ خازن از طریق فیلتر بالاگذر تاخیر فاز کنترل دیجیتال را جبران می‌کند که می‌تواند فرکانس بحرانی را تا یک‌سوم فرکانس نمونه‌برداری به ازای مشتق ولتاژ خازن (خازن مجازی موازی) افزایش دهد. در نتیجه، ادمیتانس مجازی RC سری دارای ناحیه پایداری گسترده‌تری است که نویدبخش یک فیلتر خازنی- سلفی ارزان‌تر با فرکانس تشدید بزرگ‌تر است.

برای به‌دست آوردن پارامترهای ادمیتانس مجازی میراکننده RC سری با روش کنش‌پذیری از شروط زیر در حوزه فرکانس استفاده می‌شود (با فرض $R_{ac} = (R_f + NR_g) = 0$ به‌عنوان بدترین حالت میرایی، طراحی انجام می‌شود).

۱) فرکانس تشدید مطلوب از رابطه زیر به‌دست می‌آید:

$$\mathrm{Im}\,\{Y_P(jw_n^*)\}\,\mathrm{Im}\,\{Z_P(jw_n^*)\} = 1 \quad (۲۱)$$

۲) نسبت میرایی مطلوب از رابطه زیر به‌دست می‌آید:

$$\xi^* = \frac{1}{2}\mathrm{Re}\,\{Y_P(jw_n^*)\}\,\mathrm{Im}\,\{Z_P(jw_n^*)\} \quad (۲۲)$$

طبق روابط بالا، پارامترهای ادمیتانس مجازی را می‌توان به‌صورت روابط (۲۳) و (۲۴) به‌دست آورد.

۶- نتایج شبیه‌سازی

برای ارزیابی عملکرد کنترلی فیلتر با میراگر RC سری، ابتدا شبیه‌سازی برای بار تحت عنوان بار با هارمونی گزینشی یا همان کنترل‌شده انجام می‌شود. سپس یک سیستم فیلتر اکتیو منبع‌جریانی با چهار ماژول موازی مستقل بین شبکه قدرت و بار غیرخطی که شامل کنترل‌کننده تشدیدی است و قابلیت حذف هارمونی گزینشی را دارد در محیط نرم‌افزار متلب شبیه‌سازی می‌شود. کنترل سمت DCبه‌صورت حلقه‌بسته انجام می‌شود. عملکرد کنترلی فیلتر اکتیو با ادمیتانس مجازی مقاومتی و روش پیشنهادی مقاله یعنی ادمیتانس مجازی RC سری در شرایط مختلف مقایسه می‌شود. مشخصات سیستم فیلتر اکتیو منبع‌جریانی و بار غیرخطی در جدول ۲ ارائه شده است.

جدول (۲): مشخصات سیستم فیلتر اکتیو منبع‌جریانی و بارغیرخطی

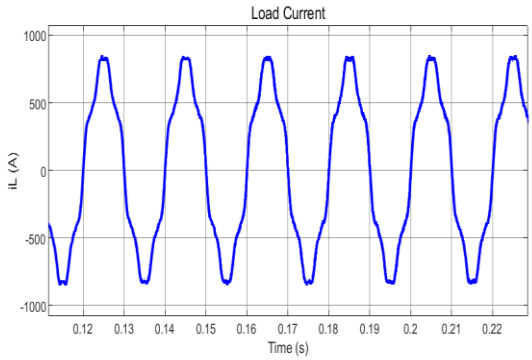
پارامترهای شبیه‌سازی					
R_{dc}	0.1 Ω	v_g	700 V	K_i	15
L_{dc}	15 mH	R_g	0.01 Ω	K_{rh}	250
R_f	0.1 Ω	L_g	0.2 mH	C_L	1 mF
L_f	1 mH	f	50 Hz	i_{L1}	800 A
C_f	90 μF	R_V	4Ω	i_{L5}	80 A
f_{sw}	50 ∗ 51 Hz	C_V	50 μF	i_{L7}	40 A
N	4	K_P	0.5	i_{L11}	20 A

۶-۱- شبیه‌سازی بار غیرخطی

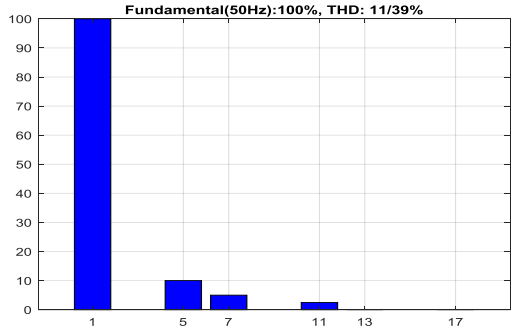
بار غیرخطی با هارمونی گزینشی به صورت یک بار خازنی به همراه یک اینورتر سه‌فاز در نظر گرفته شده است و از روش هیسترزیس برای کلیدزنی اینورتر استفاده شده است. در روش هیسترزیس جریان بار شامل مولفه اصلی و مولفه‌های هارمونیکی مطلوب با یک باند هیسرزیس مقایسه شده و کلیدزنی انجام می‌شود. شکل ۸ (الف) جریان بار غیرخطی را نشان می‌دهد. طیف هارمونیکی جریان بار در شکل ۸ (ب) شامل ۱۰ ٪ مولفه هارمونی پنج، ۵ ٪ مولفه هارمونی هفت و ۲,۵ ٪ مولفه هارمونی یازده در نظر گرفته‌شده است.

$$C_V = -\frac{C_f^2 L_f^2 w_n^{*4} - 2C_f L_f w_n^{*2} + 4\xi^{*2} + 1}{L_f w_n^{*2}(C_f L_f w_n^{*2}\cos(1.5T_s w_n^*) - 2\xi^*\sin(1.5T_s w_n^*) - \cos(1.5T_s w_n^*))} \quad (۲۳)$$

$$R_V = \frac{L_f w_n^*(C_f L_f w_n^{*2}\, sin(1.5T_s w_n^*) + 2\xi^*\, cos(1.5T_s w_n^*) - sin(1.5T_s w_n^*))}{C_f^2 L_f^2 w_n^{*4} - 2C_f L_f w_n^{*2} + 4\xi^{*2} + 1} \quad (۲۴)$$



(الف)

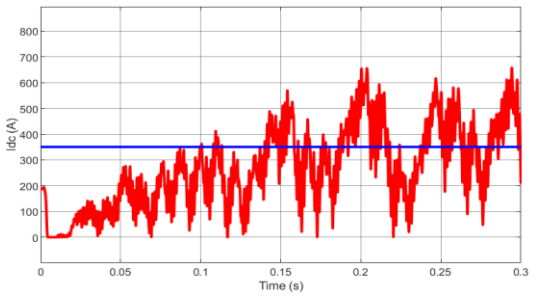


(ب)

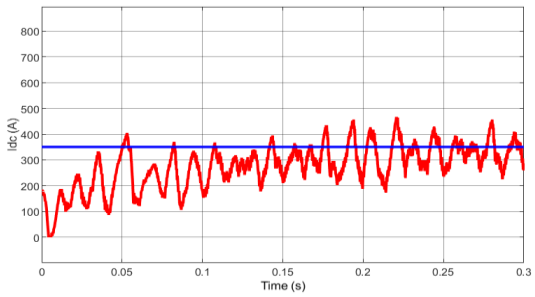
شکل (۸): بار غیرخطی با هارمونی گزینشی : الف) شکل موج جریان بار غیرخطی، ب) طیف هارمونیکی جریان بار غیرخطی

۶-۲- شبیه‌سازی کنترل سمت DC

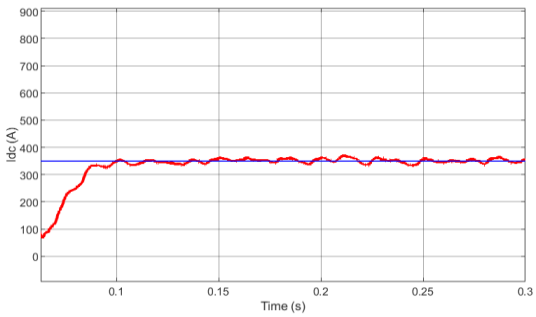
برای بررسی نتایج کنترل سمت DC شبیه‌سازی در سه حالت انجام شده است. در حالت اول، هر چهار ماژول فیلتر اکتیو منبع‌جریانی بدون حلقه ادمیتانس مجازی در سمت AC شبیه‌سازی شده است که در این حالت طبق شکل ۹ (الف) جریان سمت DC نوسان‌های بسیار دارد و مرجع مورد نظر را دنبال نمی‌کند. در حالت دوم، فقط یکی از ماژول‌ها بدون حلقه ادمیتانس مجازی است و سه ماژول دیگر حلقه ادمیتانس مجازی دارند. در این حالت ماژول بدون ادمیتانس مجازی طبق شکل ۹ (ب) دارای نوسان‌هایی در سمت DC است و مرجع را دنبال نمی‌کند. ماژول با ادمیتانس مجازی (شکل ۹ (ج)) با نوسان‌های اندک جریان سمت DC را دنبال می‌کند. در حالت سوم، هر چهار ماژول در سمت AC دارای حلقه ادمیتانس مجازی هستند و در این حالت طبق شکل ۹ (د) کنترل‌کننده بیرونی جریان مرجع را به خوبی دنبال می‌کند. از این سه شبیه‌سازی می‌توان نتیجه گرفت هنگامی از چهار ماژول مستقل با فیلتر پسیو و پیوندهای DC مجزا استفاده می‌کنیم، حلقه کنترل سمت DC و سمتAC با هم در تعامل هستند. هنگامی که در سمت AC یکی از ماژول‌ها از ادمیتانس مجازی استفاده نشود، بر عملکرد سمت DC ماژول‌های دیگر تاثیر می‌گذارد. در نتیجه، باید برای همه‌ی ماژول‌ها از ادمیتانس مجازی در حلقه کنترل سمت AC استفاده شود.



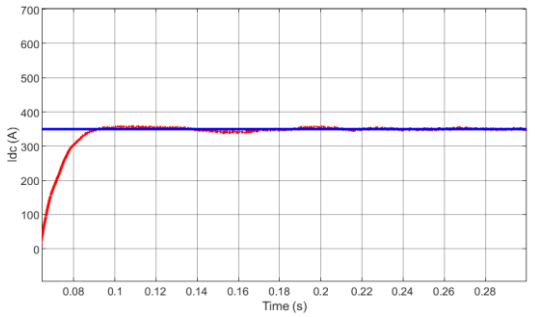
(الف)



(ب)



(ج)



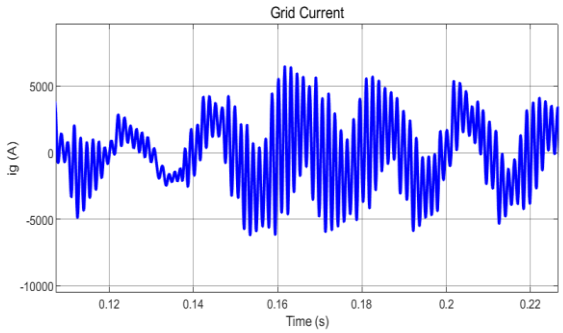
(د)

شکل (۹): پاسخ شبیه‌سازی شده کنترل سمت DC . الف) بدون ادمیتانس مجازی برای چهار ماژول، ب) ماژول بدون ادمیتانس مجازی هنگامی سه ماژول دیگر از ادمیتانس مجازی استفاده می‌کنند، ج) ماژول با ادمیتانس مجازی هنگامی یکی از ماژول‌ها از ادمیتانس مجازی استفاده نمی‌کند و د) ماژول با ادمیتانس مجازی هنگامی هر چهار ماژول از ادمیتانس مجازی استفاده می‌کنند

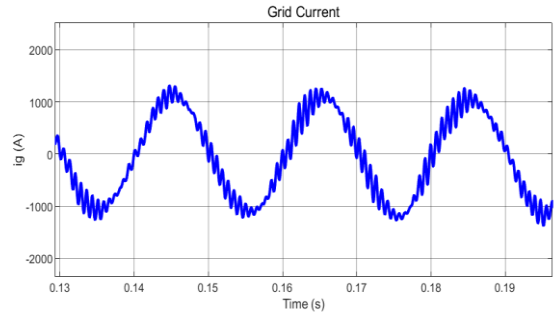
۶-۳- شبیه‌سازی کنترل سمت AC

تاثیر ادمیتانس مجازی بر شکل موج شبیه‌سازی شده جریان شبکه در شکل ۱۰ به تصویر کشیده شده است. طبق شکل ۱۰ (الف) بدون ادمیتانس مجازی برای چهار ماژول، فقدان میرایی فیلتر منجر به نوسانات شدید جریان در حد ۷۰ ٪ می‌شود و دامنه این نوسانات بدون ادمیتانس مجازی برای یک ماژول (شکل ۱۰ (ب)) در حد ۲۰٪ کاهش می‌یابد. همان‌طور که در شکل ۱۰ (ج) مشاهده می‌شود دامنه نوسانات جریان در حضور ادمیتانس مجازی مقاومتی کمتر از ۱۰٪ و در حضور ادمیتانس مجازی RC سری، کمتر از ۵ ٪ است (شکل ۱۰ (د)). به طور مشخص، ادمیتانس مجازی RC سری مشخصات فیلتر خازنی-سلفی را اصلاح کرده و باعث می‌شود جریان شبکه سینوسی خالص شود.

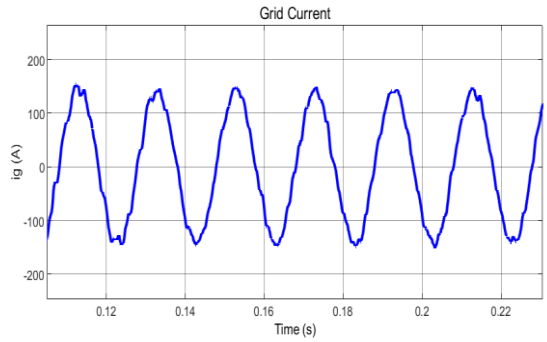
همان‌طور که در شکل ۵ (الف و ب) مشاهده شد هارمونی‌های جریان فیلترهای اکتیو منبع‌جریانی دو حالت تشدید خودی و تشدید متقابل را تحریک می‌کنند که تشدید خودی در هارمونی مرتبه یازده رخ داده و تشدید متقابل به تعداد ماژول‌های فیلتر اکتیو بستگی دارد که در هارمونی مرتبه هشت رخ می‌دهد. طبق شکل ۱۱ (الف و ب) با ادمیتانس مجازی RC سری هر دو حالت تشدید خودی و متقابل برای یک ماژول، دو ماژول و ده ماژول فیلتر اکتیو میرا شده است و در نتیجه فیلتر عملکرد مطلوبی دارد. درشکل ۵ (ج) مشاهده شد که توسط هارمونی‌های ولتاژ شبکه فقط یک حالت تشدید رخ می‌دهد که دامنه آن با افزایش تعداد فیلترهای اکتیو منبع‌جریانی موازی کاهش می‌یابد و در شکل ۱۱ (ج) توسط ادمیتانس مجازی RC سری تشدید برای یک ماژول، دو ماژول و ده ماژول میرا شده است.



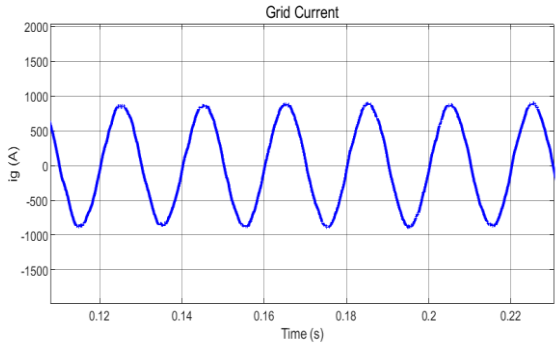
(الف)



(ب)



(ج)



(د)

شکل (۱۰): پاسخ شبیه‌سازی شده جریان شبکه: الف) بدون ادمیتانس مجازی برای چهارماژول، ب) بدون ادمیتانس مجازی برای یک ماژول، ج) با ادمیتانس مجازی مقاومتی، د) با ادمیتانس مجازی RC سری

۷- مشکلات و دشواری‌های پیاده‌سازی عملی

برای پیاده‌سازی عملی فیلتر اکتیو منبع‌جریانی به تجهیزاتی از قبیل: برد DSP، حسگر ولتاژ، حسگر جریان، منبع تغذیه و مبدل منبع‌جریانی نیاز است.

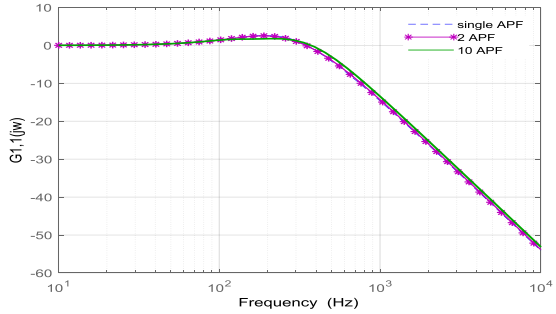
از چالش‌ها و موانع پیاده‌سازی عملی می‌توان به موارد زیر اشاره کرد:

- ملاحظات آزمایشگاهی با مقادیر نامی بالا،
- طراحی فیلتر پسیو و پیاده‌سازی مبدل منبع‌جریانی،
- تلفات بیشتر مبدل منبع‌جریانی به دلیل دیود سری با سوئیچ و فرکانس کلیدزنی کمتر،
- پهنای باند محدود و طراحی کنترل مناسب،
- اضافه ولتاژهای گذرا،
- جریان کشی اولیه بالا به دلیل شارژ ناگهانی خازن در ابتدای عملکرد فیلتر،

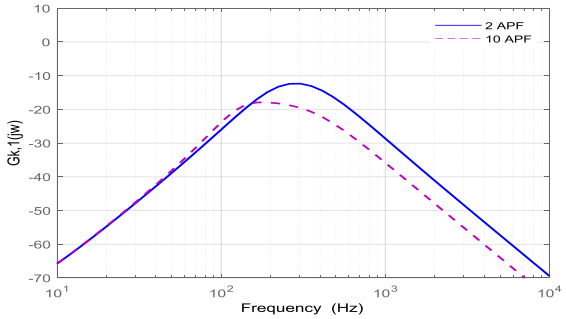
- فرکانس کلیدزنی پایین به دلیل حجم بالای محاسبات در هر بازه نمونه‌برداری با پردازنده دارای سرعت نمونه‌برداری محدود و
- اتصال فیلتر اکتیو به شبکه.

۸- نتیجه‌گیری

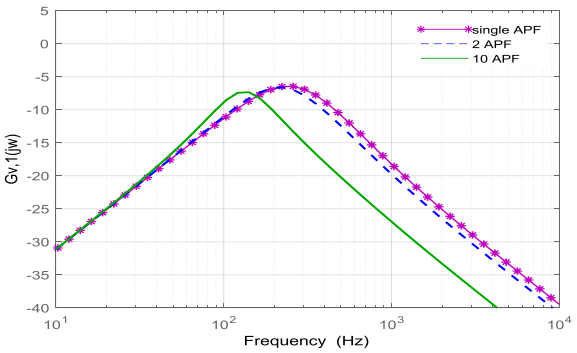
در این مقاله از یک روش ساده و مقرون به صرفه برای تولید سیگنال مرجع فیلتر اکتیو استفاده شده است که قابلیت حذف هارمونی گزینشی را دارد. برای حذف تشدید فیلتر پسیو استفاده شده در خروجی فیلتر اکتیو از ادمیتانس مجازی مبتنی‌بر میراکننده RC سری استفاده شده است که تنظیم مشخصه‌های این میراگر با روش کنش‌پذیری انجام می‌شود. طبق نتایج شبیه‌سازی ادمیتانس مجازی RCسری نسبت به ادمیتانس مجازی مقاومتی عملکرد بهتری در برابر تغییرات امپدانس شبکه و تاخیر زمانی کنترل دیجیتال نشان می‌دهد و محدوده پایداری آن تا یک‌سوم فرکانس نمونه‌برداری است. برای افزایش ظرفیت نامی فیلتر، ساختارهای ماژولار با ماژول‌های موازی مستقل مدل‌سازی و چالش‌های کنترل آن بررسی شده است. با استفاده از ادمیتانس مجازی RC سری چالش کنترل ساختارهای ماژولار یعنی تشدید داخلی، موازی و سری رفع شده است. از محدودیت‌های طراحی می‌توان فرکانس کلیدزنی پایین به دلیل تلفات مبدل‌های منبع‌جریانی را نام برد. از کارهای آینده نیز می‌توان به پیاده‌سازی عملی فیلتر اکتیو منبع‌جریانی و استفاده از کنترل مقاوم در سمت DC و سمت AC برای بهبود عملکرد کنترلی اشاره کرد.



(الف)



(ب)



(ج)

شکل (۱۱): پاسخ فرکانسی جریان فیلتر ۱ با ادمیتانس مجازی RC سری: الف) پاسخ فرکانسی G1,1(jw)، ب) پاسخ فرکانسی Gk,1(jw)، ج) پاسخ فرکانسی Gv,1(jw)

مراجع

[1] H. Singh, M. Kour, D. V. Thanki, and P. Kumar, "A Review on Shunt Active Power Filter Control Strategies A Review on Shunt Active Power Filter Control Strategies", no. September, 2018, doi: 10.14419/ijet.v7i4.5.20026.

[2] H. Liu, H. Hu, H. Chen, L. Zhang, and Y. Xing, "Fast and Flexible Selective Harmonic Extraction Methods Based on the Generalized Discrete Fourier Transform", IEEE Trans. Power Electron., vol. 33, no. 4, pp. 3484–3496, Apr. 2018, doi: 10.1109/TPEL.2017.2703138.

[3] I. K. Otchere, D. O. Ampofo, and E. A. Frimpong, "A 2nd order LPF wavelet based control scheme for shunt active power filter", Proc. - 2017 IEEE PES-IAS PowerAfrica Conf. Harnessing Energy, Inf. Commun. Technol. Afford. Electrif. Africa, PowerAfrica 2017, pp. 444–448, Jul. 2017, doi: 10.1109/POWERAFRICA.2017.7991267.

[4] M. Büyük, M. İnci, A. Tan, and M. Tümay, "Improved instantaneous power theory based current harmonic extraction for unbalanced electrical grid conditions", Electr. Power Syst. Res., vol. 177, p. 106014, Dec. 2019, doi: 10.1016/J.EPSR.2019.106014.

[5] R. Kumar Patjoshi, R. Panigrahi, and V. Ratnam Kolluru, "Variable nonlinear gain fuzzy with improved synchronous reference frame control strategy for performance enhancement of unified power quality conditioner", Ain Shams Eng. J., vol. 12, no. 1, pp. 739–753, Mar. 2021, doi: 10.1016/J.ASEJ.2020.04.004.

[6] H. Karimi, M. Karimi-Ghartemani, M. R. Iravani, and A. R. Bakhshai, "An adaptive filter for synchronous extraction of harmonics and distortions", IEEE Trans. Power Deliv., vol. 18, no. 4, pp. 1350–1356, Oct. 2003, doi: 10.1109/TPWRD.2003.817752.

[7] M. Qasim and V. Khadkikar, "Application of artificial neural networks for shunt active power filter control", IEEE Trans. Ind. Informatics, vol. 10, no. 3, pp. 1765–1774, 2014, doi: 10.1109/TII.2014.2322580.

[۸] حسینی، س. م. و نوروزیان، ر. "ارایه روشی ترکیبی نوین بر اساس نسل دوم تبدیل موجک و روش جابجایی فرکانس ساندیا برای تشخیص کارکرد جزیره ای در تولیدات پراکنده مبتنی بر اینورتر"، نشریه مهندسی برق و الکترونیک ایران, vol. 13, no. 1, pp. 21–34, 2016, Accessed: Aug. 03, 2023. [Online]. Available: https://jiaeee.com/article-1-76-fa.html

[9] Z. Bai, H. Ma, D. Xu, B. Wu, Y. Fang, and Y. Yao, "Resonance damping and harmonic suppression for grid-connected current-source converter", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 61, no. 7, pp. 3146–3154, 2014, doi: 10.1109/TIE.2013.2281173.

[۱۰] موحدی تبار، ع. و منفرد، م. "طراحی کنترل‌کننده دو حلقه‌ای برای فیلتر فعال تک فاز موازی بدون سنسور با خروجی LCL با در نظر گرفتن تأخیر محاسبات و مدولاسیون"، نشریه مهندسی برق و الکترونیک ایران, vol. 14, no. 1, pp. 127–138, 2017, Accessed: Aug. 03, 2023. [Online]. Available: https://jiaeee.com/article-1-335-fa.html

[11] 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, doi: 10.1109/TIE.2008.2009562.

[12] T. Liu, J. Liu, Z. Liu, and Z. Liu, "A study of virtual resistor-based active damping alternatives for LCL resonance in grid-connected voltage source inverters", IEEE Trans. Power Electron., vol. 35, no. 1, pp. 247–262, Jan. 2020, doi: 10.1109/TPEL.2019.2911163.

[13] J. Wang, J. D. Yan, L. Jiang, and J. Zou, "Delay-Dependent Stability of Single-Loop Controlled Grid-Connected Inverters with LCL Filters", IEEE Trans. Power Electron., vol. 31, no. 1, pp. 743–757, Jan. 2016, doi: 10.1109/TPEL.2015.2401612.

[14] A. Akhavan, H. R. Mohammadi, J. C. Vasquez, and J. M. Guerrero, "Passivity-Based Design of Plug-and-Play Current-Controlled Grid-Connected Inverters", IEEE Trans. Power Electron., vol. 35, no. 2, pp. 2135–2150, Feb. 2020, doi: 10.1109/TPEL.2019.2920843.

[15] Z. Xin, X. Wang, P. C. Loh, and F. Blaabjerg, "Grid-current-feedback control for LCL-filtered grid converters with enhanced stability", IEEE Trans. Power Electron., vol. 32, no. 4, pp. 3216–3228, Apr. 2017, doi: 10.1109/TPEL.2016.2580543.

[16] X. Wang, F. Blaabjerg, and P. C. Loh, "Virtual RC Damping of LCL-Filtered Voltage Source Converters With Extended Selective Harmonic Compensation", IEEE Trans. Power Electron., vol. 30, no. 9, 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2361853.

[17] A. Akhavan, H. R. Mohammadi, and J. M. Guerrero, "Modeling and design of a multivariable control system for multi-paralleled grid-connected inverters with LCL filter", Int. J. Electr. Power Energy Syst., vol. 94, 2018, doi: 10.1016/j.ijepes.2017.07.016.

[18] C. Yoon, H. Bai, R. N. Beres, X. Wang, C. L. Bak, and F. Blaabjerg, "Harmonic stability assessment for multiparalleled, grid-connected inverters", IEEE Trans. Sustain. Energy, vol. 7, no. 4, 2016, doi: 10.1109/TSTE.2016.2551737.

[19] H. Bai, X. Wang, P. C. Loh, and F. Blaabjerg, "Passivity enhancement of grid-tied converters by series LC-filtered active damper", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 64, no. 1, 2017, doi: 10.1109/TIE.2016.2562604.

[20] H. Bai, X. Wang, and F. Blaabjerg, "Passivity Enhancement in Renewable Energy Source Based Power Plant with Paralleled Grid-Connected VSIs", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 53, no. 4, 2017, doi: 10.1109/TIA.2017.2685363.

[21] X. Wang, L. Harnefors, and F. Blaabjerg, "Unified Impedance Model of Grid-Connected Voltage-Source Converters", IEEE Trans. Power Electron., vol. 33, no. 2, 2018, doi: 10.1109/TPEL.2017.2684906.

[22] L. Harnefors, R. Finger, X. Wang, H. Bai, and F. Blaabjerg, "VSC Input-Admittance Modeling and Analysis above the Nyquist Frequency for Passivity-Based Stability Assessment", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 64, no. 8, 2017, doi: 10.1109/TIE.2017.2677353.

[23] J. He and B. Liang, "Selective harmonic compensation using active power filter with enhanced double-loop controller", in 2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference, IPEMC-ECCE Asia 2016, 2016. doi: 10.1109/IPEMC.2016.7512727.

[24] M. Ali Azghandi, S. Masoud Barakati, and A. Yazdani, "Passivity-Based Design of a Fractional-Order Virtual Capacitor for Active Damping of Multiparalleled Grid-Connected Current-Source Inverters", IEEE Trans. Power Electron., vol. 37, no. 7, 2022, doi: 10.1109/TPEL.2022.3148242.

[25] M. Ali Azghandi, S. Masoud Barakati, and A. Yazdani, "Impedance-Based Stability Analysis and Design of a Fractional-Order Active Damper for Grid-Connected Current-Source Inverters", IEEE Trans. Sustain. Energy, vol. 12, no. 1, 2021, doi: 10.1109/TSTE.2020.3013697.