

مدل سازی و کنترل مستقیم توان مبتنی بر کنترل دیجیتال فیلتر فعال موازی جهت بارهای یکسوکنده

محمد پیچان^۱، محمد محمدیان^۲

اطلاعات مقاله	چکیده
<p>نوع مقاله: پژوهشی دریافت مقاله: ۱۴۰۱/۰۱/۳۰ بازنگری مقاله: ۱۴۰۱/۰۸/۰۲ پذیرش مقاله: ۱۴۰۱/۰۸/۱۴</p>	<p>فیلترهای فعال قدرت^۱ (APF) موازی نقشی حیاتی در جبران سازی هارمونیک های جریان تولید شده توسط بارهای غیرخطی دارند. در این مقاله، یک روش جدید کنترل مستقیم توان^۲ (DPC) مبتنی بر کنترل کننده deadbeat برای کنترل و تولید جریان های هارمونیک APF پیشنهاد شده است. از یک سو، کنترل مستقیم توان هماهنگی زیادی با تئوری توان لحظه ای (PQ) دارد و همچنین توانایی حذف حلقه های داخلی جریان را داراست. از سوی دیگر، با توجه به استفاده از کنترلر deadbeat، سیستم حلقه بسته دارای دینامیک سریع است و به سادگی به صورت دیجیتالی قابل پیاده سازی است. آزمایش های عملی و نتایج عملی به دست آمده از یک فیلتر فعال قدرت برای نشان دادن و اثبات اثربخشی و عملکرد مناسب سیستم کنترلی پیشنهادی انجام شده است. نتایج گویای کاهش THD جریان شبکه از ۲۲٪ به مقدار بسیار کم ۳/۲٪ و جبران سازی کامل توان راکتیو و رسیدن به ضریب قدرت واحد ($P. F > 0.99$) در حالت پایدار در کنار پاسخ گذرا کمتر از ۵ میلی ثانیه در حالت تغییرات ۵۰ درصد بار را نشان می دهد که عملکرد بسیار خوب کنترل کننده پیشنهادی را تأیید می کند. عملکرد روش ارائه شده در حالت تغییر ۳۰ درصد مقدار اندوکتانس سلف مقاوم بودن روش ارائه شده را بررسی نموده که با توجه به تغییرات بسیار ناچیز مقدار THD و P. F مقاوم بودن روش پیشنهادی را تأیید می نماید.</p>
<p>واژگان کلیدی: فیلتر فعال قدرت، کنترل مستقیم توان، کنترل دیجیتال.</p>	

۱- مقدمه
توزیع برق و خطوط ارتباطی دارند [۲]. از این رو، از نقطه نظر کیفیت توان، فیلتر کردن هارمونیک ها و همچنین جبران سازی توان راکتیو یک موضوع مهم در شبکه قدرت است.

یکی از روش های مرسوم برای حذف هارمونیک های جریان تولید شده توسط بارهای غیرخطی، استفاده از فیلترهای غیرفعال است. این فیلترها از خازن ها و سلف های بزرگ استفاده می کنند. رزونانس با امپدانس شبکه و همچنین جبران سازی ثابت از مشکلات این نوع فیلترها می باشند. برای غلبه بر معایب فیلترهای غیرفعال، فیلترهای فعال

بارهای غیرخطی مانند میدل های قدرت، درایوهای موتورهای الکتریکی و منابع تغذیه بدون وقفه (UPS) به وفور در سیستم قدرت استفاده می شوند. رایج ترین بار تولید کننده هارمونیک، یکسوکنده دیودی است که در آن کلیدزنی در فرکانس خط انجام می شود [۱]. این نوع بارها جریان غیر سینوسی را از شبکه دریافت می کنند و در نتیجه جریان های هارمونیک را به شبکه قدرت انتقال می دهند. هارمونیک ها به دلیل تداخلات الکترومغناطیسی مشکلات شدیدی را ایجاد می کنند و اثرات نامطلوبی بر تلفات شبکه

¹ Active Power Filter

² Direct Power Control

* پست الکترونیک نویسنده مسئول: m.pichan@arakut.ac.ir

۱. استادیار، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی اراک

۲. استادیار، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی اراک

سریع را فراهم می‌کند و محاسبات آن بسیار ساده است [۱۰].

الگوریتم‌های مختلفی در سال‌های اخیر برای کنترل APF ها توسعه یافته است. کنترل جریان هیستریزس به دلیل سادگی و اجرای آسان اولین گزینه است [۱۱]. اشکال اصلی این روش این است که فرکانس سوئیچینگ کنترل-کننده هیستریزس به تغییرات جریان بستگی داشته و متغیر می‌باشد [۱۲]. راه حل دیگر، کنترل تکراری دوگانه است که برای ردیابی سیگنال‌های پرریزهای هارمونیک مناسب است، اما به شدت از پاسخ دینامیکی بسیار کند رنج می‌برد [۱۳]. همچنین تمامی این روش‌ها، روش‌های مبتنی بر جریان هستند که با روش شناسایی PQ سازگار نیستند و نیاز به تبدیل توان به جریان دارند که نتیجه آن از دست دادن زمان و دقت است. روش کنترل مستقیم توان^۳ (DPC) یک روش کنترلی ساده و با کارایی بالا است که کنترل مجزای توان اکتیو و راکتیو را بدون حلقه جریان داخلی ارائه می‌دهد [۱۴-۱۶]. این روش برای SAPF در ترکیب با الگوریتم شناسایی ساده‌ی PQ بسیار کاربردی است. در روش DPC معمولی فقط به اطلاعات موقعیت ولتاژ شبکه و خطاهای توان نیاز دارد و سپس یک بردار ولتاژ مناسب از جدول کلیدزنی از پیش تعریف شده انتخاب می‌گردد [۱۷]. این روش سادگی و همچنین پاسخ دینامیکی سریعی را ارائه می‌دهد، اما از مشکلات آن فرکانس سوئیچینگ متغیر و وابستگی به مدل را می‌توان نام برد. برای غلبه بر این مشکل می‌توان کنترل‌کننده‌های هیستریزس و جدول کلیدزنی را با دو کنترل‌کننده H_{∞} و یک بلوک مدولاسیون برداری (SVM) جایگزین کرد و در نتیجه فرکانس کلیدزنی ثابت را ایجاد کرد [۱۸]. با این حال، این روش از فرکانس نمونه‌برداری بالا، تنظیم سخت پارامترهای کنترل‌کننده و وابستگی به مدل رنج می‌برد. با توجه به مزایای متعدد کنترل مدل پیش‌بین^۴ (MPC) مانند ردیابی سریع و تطبیق ساده سیستم غیرخطی، این نوع کنترل‌کننده اخیراً برای کنترل مبدل‌های الکترونیک قدرت استفاده شده است [۱۸-۲۰]. روش (FCS-MPC) یک استراتژی کنترل مبتنی بر مدل است که برای سیستم‌هایی با تعداد محدودی از الگوریتم‌های کنترلی اعمال می‌شود که برای کنترل فیلتر فعال شنت نیز ارائه

قدرت معرفی شده‌اند. فیلترهای فعال قدرت می‌توانند هارمونیک‌ها و توان راکتیو را توسط ادوات مبتنی بر الکترونیک قدرت جبران کنند [۱]. علاوه بر این ترکیب سری-موازی از فیلترهای فعال و غیرفعال وجود دارند که توپولوژی‌های ترکیبی^۱ نامیده می‌شوند. هدف از استفاده از توپولوژی‌های ترکیبی، افزایش عملکرد فیلتر غیرفعال و کاهش توان فیلتر فعال است [۳].

در میان پیکربندی‌های مختلف فیلتر فعال قدرت، پیکربندی موازی بیشترین ساختار مورد استفاده بوده است که در آن، فیلتر فعال قدرت به موازات بار متصل می‌شود. زیرا اکثر دستگاه‌های صنعتی به جبران‌سازی هارمونیک‌های جریان و توان راکتیو نیاز دارند [۴]. فیلترهای فعال موازی^۲ (SAPF) نه تنها هارمونیک‌های جریان را با تزریق جریان جبران‌کننده هارمونیک‌ها برابر اما مخالف، جبران می‌کنند، بلکه توان راکتیو را نیز جبران می‌کنند. از این رو، فیلترهای فعال موازی باید هارمونیک‌ها را در لحظه بدون هیچ تاخیری حتی تحت تغییرات ناگهانی بار و جریان هارمونیک شناسایی و تولید کنند. بنابراین، SAPF باید پاسخ دینامیکی سریع و سیستم کنترلی با دقت بسیار بالا را داشته باشد.

سیستم‌های کنترلی فیلتر فعال از دو قسمت ۱- شناسایی هارمونیک‌های جریان و ۲- تزریق هارمونیک جریان تشکیل شده است. روش‌های شناسایی مختلف در دو قسمت حوزه زمان و حوزه فرکانس تقسیم می‌شوند [۵]. چندین روش حوزه فرکانس در مقالاتی مانند تکنیک مبتنی بر موجک پنجره‌ای [۶]، تبدیل فوریه گسسته (DFT) [۷] و تبدیل فوریه سریع (FFT) [۸] یافت می‌شود. علاوه بر رویکردهای تحلیلی، شبکه عصبی مصنوعی (ANN) راه‌حل دیگری برای تشخیص هارمونیک است [۹]. همه این روش‌ها برای پیاده‌سازی در کنار بار محاسباتی بسیار بالا، نیاز به تبدیل از حوزه زمان به فرکانس و پس از آن تبدیل مجدد از فرکانس به حوزه زمان را دارند. در نتیجه، این روش‌ها بسیار زمان‌بر و پیچیده هستند که برای فیلترهای فعال موازی چندان مناسب نیستند. در بین روش‌های مختلف شناسایی حوزه زمان، نظریه توان لحظه‌ای که به روش PQ معروف است بسیار ساده بوده که بسیار مورد توجه قرار گرفته است. این روش با استفاده از توان لحظه‌ای، دینامیک

³ Direct Power Control (DPC)

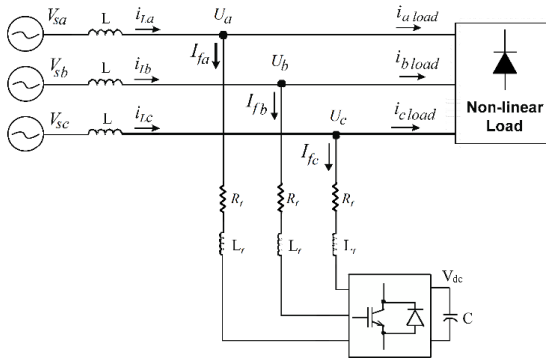
⁴ Model Predictive Controller

¹ Hybrid Topology

² Shunt Active Power Filter

$$\begin{aligned} \frac{di_{fa}}{dt} &= \frac{1}{L_f} V_{sa} - \frac{R_f}{L_f} i_{fa} - \frac{U_a}{L_f} \\ \frac{di_{fb}}{dt} &= \frac{1}{L_f} V_{sb} - \frac{R_f}{L_f} i_{fb} - \frac{U_b}{L_f} \\ \frac{di_{fc}}{dt} &= \frac{1}{L_f} V_{sc} - \frac{R_f}{L_f} i_{fc} - \frac{U_c}{L_f} \end{aligned} \quad (1)$$

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} [S_a i_{fa}(t) + S_b i_{fb}(t) + S_c i_{fc}(t)] \quad (2)$$



شکل ۱- ساختار فیلتر فعال موازی.

معادله (۱) را به صورت برداری می‌توان به صورت (۳) بیان کرد.

$$L_f \frac{d}{dt} \vec{i}_{abc} = R \vec{i}_{abc} + \vec{U}_{abc} - \vec{V}_{s,abc} \quad (3)$$

بر اساس تئوری توان لحظه‌ای، برای محاسبه توان، ولتاژ و جریان سه فاز باید به قاب مرجع dq منتقل شده و توان اکتیو و راکتیو به صورت زیر محاسبه می‌شوند:

$$P = v_d i_d + v_q i_q \quad (4)$$

$$Q = v_q i_d - v_d i_q \quad (5)$$

در صورتی که ولتاژها و جریان‌های سه فاز متعادل و بدون هارمونیک باشند توان اکتیو و راکتیو ثابت خواهند ماند. اگر جریان‌های سه‌فاز نامتعادل بوده و یا دارای هارمونیک باشند، توان لحظه‌ای ترکیبی از یک مقدار متوسط و یک مولفه ضربانی توان می‌باشد.

$$P = \bar{P} + \tilde{P} \quad (6)$$

$$Q = \bar{Q} + \tilde{Q} \quad (7)$$

شده است [۲۱]. با این حال، همه این روش‌ها عمدتاً بار محاسباتی بسیار بالایی را تحمیل می‌کنند. علاوه بر این، ساختار انتخاب بردار مناسب ولتاژ مبتنی بر مبدل هستند و راه‌حل کلی نبوده و در نتیجه فقط برای یک مبدل قابل استفاده هستند. اخیراً، DPC مبتنی بر حالت کشویی^۱ نیز برای کنترل SAPF ها با پاسخ دینامیکی سریع و لغزش^۲ کم پیشنهاد شده است [۲۲] اما این روش نیز بار محاسبات بالایی را در کنار تنظیم سخت پارامترهای کنترلی تحمیل می‌کند. روش کنترل deadbeat، یک روش بسیار سازگار با پیاده‌سازی دیجیتال است که برای کنترل مبدل‌های توان با پاسخ دینامیکی بالا استفاده می‌شود و استحکام سیستم کنترل را تحت طیف وسیعی از تغییرات پارامترهای مدل تضمین می‌کند [۲۳-۲۴]. همچنین این روش برای کنترل جریان APF به دلیل مزایایی مانند دقت کنترل بالا و پاسخ دینامیکی سریع با فرکانس سوئیچینگ ثابت در [۲۵] پیشنهاد شده است.

به طور خلاصه، کنترل مستقیم توان (DPC) یک الگوریتم کنترل با پاسخ دینامیکی سریع است که با تئوری شناسایی PQ سازگار است. با این حال، ساختار پیچیده، فرکانس سوئیچینگ متغیر و وابستگی به مدل اشکالات اصلی هستند. علاوه بر این، ساختار بسیار ساده، فرکانس سوئیچینگ ثابت و هماهنگی کامل با پیاده‌سازی دیجیتال از مزایای روش deadbeat است. بنابراین، یک روش جدید DPC مبتنی بر DB در این مقاله برای کنترل APF های موازی پیشنهاد شده است تا مزایای هر دو روش DB و DPC برای APF ها استفاده شود.

۲- فیلتر توان فعال موازی

فیلتر فعال موازی (SAPF) همانند یک منبع جریان قابل کنترل عمل می‌کند. یک اینورتر منبع ولتاژ (VSI) که از طریق یک سلف سری به شبکه متصل می‌شود، یک فیلتر فعال موازی را تشکیل می‌دهد. در سمت DC فیلتر فعال موازی یک خازن قرار می‌گیرد که قابلیت تولید توان راکتیو فیلتر را مهیا می‌کند. به همین دلیل این نوع فیلتر فعال می‌تواند هارمونیک‌ها و توان راکتیو ناشی از بارهای غیرخطی را جبران کند. شکل (۱) پیکربندی SAPF را نشان می‌دهد و معادلات فیلتر در مرجع abc به صورت زیر بدست می‌آید:

² Chattering

¹ Sliding Mode Control (SMC)

$$i_a(k+1) = \left(1 - \frac{T_s R}{L}\right) i_a(k) + T_s \omega i_q(k) + \frac{T_s}{L} (u_a(k) - v_{sd}(k)) \quad (12)$$

$$i_q(k+1) = \left(1 - \frac{T_s R}{L}\right) i_q(k) + T_s \omega i_d(k) + \frac{T_s}{L} (u_q(k) - v_{sq}(k)) \quad (13)$$

بر اساس معادلات توان ذکر شده در (۸) و (۹)، شکل گسسته توان‌های اکتیو و راکتیو در چارچوب مرجع dq در (۱۴) و (۱۵) آورده شده است.

$$P(k+1) = v_d(k+1)i_d(k+1) + v_q(k+1)i_q(k+1) \quad (14)$$

$$Q(k+1) = v_q(k+1)i_d(k+1) - v_d(k+1)i_q(k+1) \quad (15)$$

در (۱۴) و (۱۵) اگر قاب مرجع dq به دلیل عملکرد صحیح حلقه قفل فاز (PLL) کاملاً با ولتاژ شبکه هماهنگ باشد، بنابراین $v_q = 0$ و همچنین $v_{sd} = v_{sd} = cte$ بنابراین تقریباً می‌توان نتیجه گرفت که $v_{sd}(k) = v_{sd}(k+1)$. بنابراین معادلات (۱۴) و (۱۵) به صورت زیر ساده می‌شوند:

$$P(k+1) = v_d(k)i_d(k+1) \quad (16)$$

$$Q(k+1) = -v_d(k)i_q(k+1) \quad (17)$$

با جایگزینی (۱۶) و (۱۷) در (۱۴) و (۱۵) می‌توان معادله توان اکتیو و راکتیو را به دست آورد:

$$P(k+1) = \underbrace{\left(1 - \frac{T_s R}{L}\right) i_d(k) v_d(k)}_{(A)} + \underbrace{T_s \omega i_q(k) v_d(k)}_{(B)} + \frac{T_s}{L} (u_d(k) v_d(k) - v_d^2(k)) \quad (18)$$

$$Q(k+1) = \underbrace{\left(1 - \frac{T_s R}{L}\right) i_q(k) v_d(k)}_{(C)} + \underbrace{T_s \omega i_d(k) v_d(k)}_{(D)} + \frac{T_s}{L} (u_q(k) v_d(k)) \quad (19)$$

در (۶) و (۷)، \bar{P} و \bar{Q} توان‌های متوسط جدای از هر هارمونیک هستند که جریان‌های سینوسی را تشکیل می‌دهند. توان‌های ضربانی اکتیو و راکتیو (\bar{P} , \bar{Q}) توسط جریان‌های هارمونیک ایجاد می‌شوند. در شرایط مطلوب ولتاژ شبکه، فقط جذب توان اکتیو مجاز است و سایر اجزای هارمونیک و راکتیو توان باید جبران یا به محدوده استاندارد کاهش یابند. از دید جریان مولفه‌های ضربانی توان اکتیو و راکتیو مطابق با هارمونیک‌های جریان بوده و باید جبران شوند تا جریان سینوسی خالص داشته باشند. برای کاهش توان راکتیو جذب شده از شبکه و افزایش ضریب توان، توان راکتیو بار باید توسط SAPF جبران شود. در نتیجه توان اکتیو و راکتیو مرجع از دید فیلتر فعال به صورت زیر تعریف می‌شوند:

$$P_{APF}^* = \bar{P} \quad (8)$$

$$Q_{APF}^* = \bar{Q} + k\bar{Q} \quad (9)$$

به منظور تولید مولفه‌های توان، DPC پیشنهادی ارائه شده است که حداکثر مطابقت را با الگوریتم‌های تشخیص هارمونیک در پیاده‌سازی دیجیتال دارد.

۳- روش DPC مبتنی بر DeadBeat پیشنهادی

معادلات کامل فیلتر فعال موازی در قاب مرجع abc در (۲) و (۳) آورده شده است. با توجه به ساختار سه‌فاز سه سیم، تبدیل مختصات از قاب abc به قاب مرجع سنکرون بر روی (۳) انجام شده که نتایج به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\frac{d \vec{i}_{dq}}{dt} = \left(\frac{R}{L_f} + j\omega\right) \vec{i}_{dq} + \frac{1}{L_f} \vec{U}_{dq} - \frac{1}{L_f} \vec{V}_{s,dq} \quad (10)$$

با استفاده از گسسته‌سازی اویلر، (۱۰) را می‌توان با (۱۱) گسسته کرد. لازم به ذکر است که این تقریب حتی برای فرکانس‌های پایین به صورت ($f/f_{samp} \gg 20$) تایید شده است.

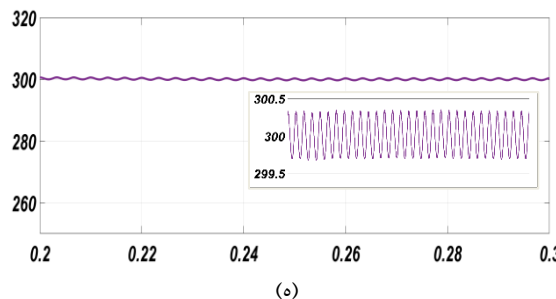
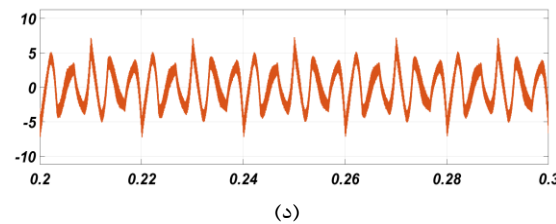
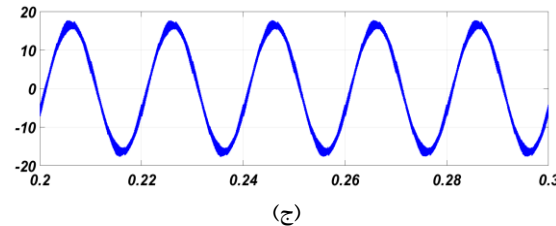
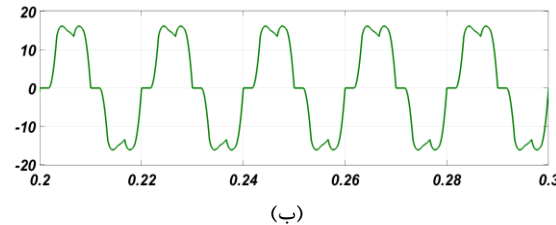
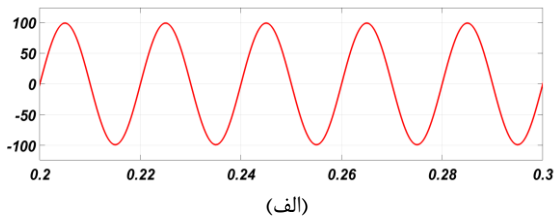
$$\begin{aligned} \frac{d \vec{i}_{dq}}{dt} &= \frac{\vec{i}_{dq}(k+1) - \vec{i}_{dq}(k)}{T_{ps}} \\ &= \left(\frac{R}{L} + j\omega\right) \vec{i}_{dq} \\ &\quad + \frac{1}{L} \vec{v}_{dq} - \frac{1}{L} \vec{v}_{s,dq} \end{aligned} \quad (11)$$

تجزیه (۱۱) به اجزای d و q منجر به (۱۲) و (۱۳) می‌شود.

جدول ۱- پارامترهای سیستم

Grid Voltage (Vs)	70V(rms)
Grid Frequency	50Hz
Series Inductor Filter (L_f)	1mH
APF Input Capacitance (C)	2200uF
Switching Frequency	10kHz
Sampling Frequency	10kHz

شایان ذکر است که تقریباً تمامی محدودیت‌های پیاده‌سازی از جمله اثر نمونه‌برداری، تاخیر کنترلی، زمان deadtime و اثر گسسته سازی در شبیه‌سازی‌ها گنجانده شده است.



شکل ۲- عملکرد SAPF با روش کنترل پیشنهادی: الف) ولتاژ شبکه، ب) جریان بار، ج) جریان شبکه، د) جریان APF، ه) ولتاژ لینک DC.

با مقایسه عبارت‌های (A) و (B) در (۱۸) با (۱۶) و (C)، (D) با (۱۹)، معادلات توان $P(k)$ و $Q(k)$ به وضوح در (۱۸) و (۱۹) دیده می‌شوند. به عبارت دیگر و بر اساس تئوری کنترل DeadBeat، در مرحله k^{th} و با توجه به مقادیر اندازه گیری شده و مرجع، سیگنال‌های سوئیچینگ برای گام $(k+1)$ محاسبه می‌شود. بنابراین، متغیرهای کنترلی در پایان دوره $(k+1)$ به مراجع خود خواهند رسید. در نتیجه، می‌توان به سادگی نتیجه گرفت که مقادیر $(k+1)$ ام برابر با k^{th} مقادیر مرجع همانطور که در (۲۴) و (۲۵) آورده شده است:

$$P(k+1) = P^*(k) \quad (20)$$

$$Q(k+1) = Q^*(k) \quad (21)$$

محاسبه سیگنال‌های کلیدزنی APF یک هدف نهایی در سیستم کنترل DPC مبتنی بر DB با فرکانس سوئیچینگ ثابت است. بنابراین می‌توان از مدولاتورهای پیشرفته برای کلیدزنی کلیدهای قدرت با فرکانس ثابت استفاده کرد. با جایگزینی (۲۰) و (۲۱) در (۱۸) و (۱۹) و پس از حل و ساده‌سازی به منظور بازیابی معادلات زیر به دست می‌آید:

$$U_d(k) = V_d(k) + \frac{L}{T_s V_d(k)} [P^*(k) - P(k)] + \frac{R}{V_d(k)} P(k) - \frac{L\omega}{V_d(k)} Q(k) \quad (22)$$

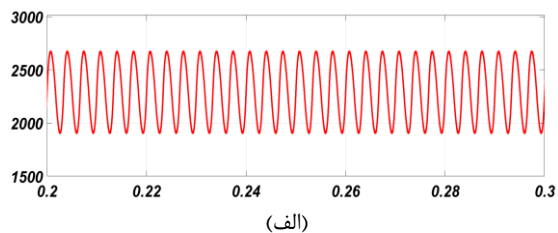
$$U_q(k) = \frac{L}{T_s V_d(k)} [Q^*(k) - Q(k)] + \frac{R}{V_d(k)} Q(k) - \frac{L\omega}{V_d(k)} P(k) \quad (23)$$

معادلات DPC پیشنهادی نهایی (۲۲) و (۲۳) ساده هستند و فقط شامل تعداد کمی جمع، تفریق و ضرب هستند. این امر سادگی بالا و همچنین بار محاسباتی بسیار کم روش‌های کنترل پیشنهادی را تضمین می‌کند. با توجه به تاخیرهای PWM و نمونه برداری که محدودیت اجرای کنترل دیجیتال است، این کنترلر بیشترین سازگاری را با اجرای دیجیتال خواهد داشت.

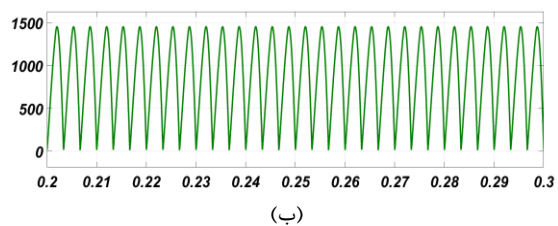
۴- نتایج شبیه سازی

شبیه سازی برای اعتبار سنجی سیستم کنترلی پیشنهادی و بررسی اثربخشی آن با استفاده از شبیه سازی در نرم افزار MATLAB/Simulink انجام شده است. پارامترهای سیستم در جدول ۱ آمده است

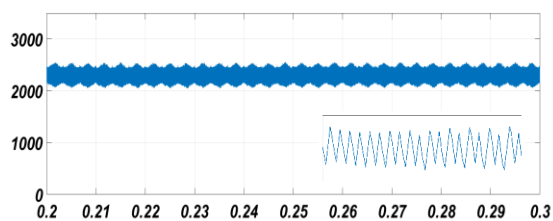
شدت توسط SAPF در سمت شبکه در جریان‌های شبکه سینوسی جبران می‌شود. از طرف دیگر، توان راکتیو جذب شده از شبکه به منظور داشتن ضریب توان تقریباً به صفر می‌رسد.



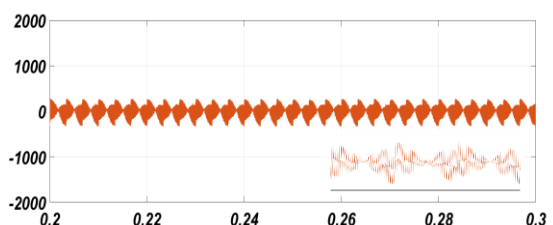
(الف)



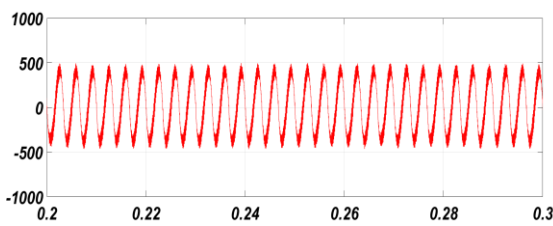
(ب)



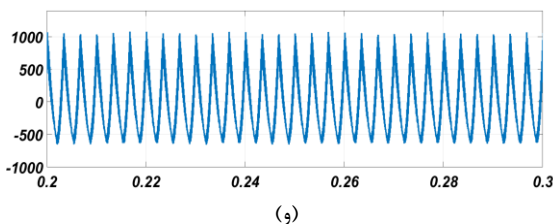
(ج)



(د)



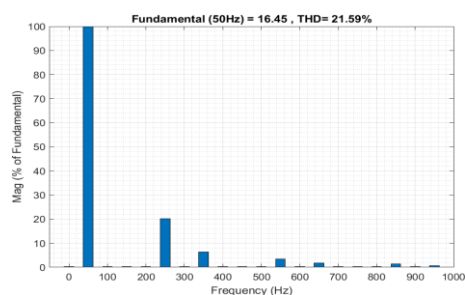
(ه)



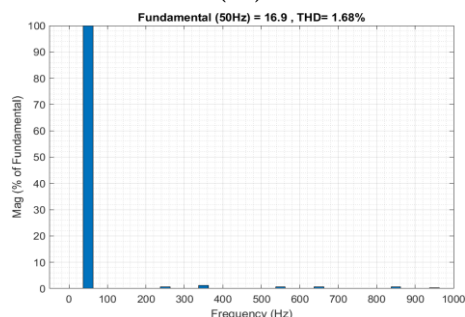
(و)

شکل ۴- تحلیل توان SAPF با روش کنترل پیشنهادی: (الف) توان اکتیو بار، (ب) توان راکتیو بار، (ج) توان اکتیو شبکه، (د) توان راکتیو شبکه، (ه) توان اکتیو APF، (و) توان راکتیو APF.

شکل (۲) عملکرد SAPF را با روش کنترل پیشنهادی شامل ولتاژ و جریان شبکه، جریان بار سه فاز، جریان SAPF و ولتاژ لینک DC نشان می‌دهد. بر این اساس، جریان‌های بار بسیار هارمونیک هستند اما SAPF به طور موثر هارمونیک‌ها را جبران می‌کند. علاوه بر این، ولتاژ و جریان سنکرون شبکه، جبران کامل توان راکتیو با ضریب توان واحد را تضمین می‌کند. همچنین کنترلر DC-Link ولتاژ DC را در مقدار دلخواه با ریپل بسیار کم تنظیم و حفظ می‌کند. بر اساس این شکل، مشهود است که ریپل جریان تزریقی در مقایسه با پیک جریان شبکه کم است. شایان ذکر است که حداکثر ریپل جریان مجاز حدود ۲۵ درصد جریان پیک شبکه فرض می‌شود تا هم ریپل جریان کم و هم پاسخ دینامیکی بالا و جبران جریان در تغییرات بار شدید و ناگهانی را برآورده کند. تجزیه و تحلیل FFT جریان شبکه بدون و با عملکرد SAPF در شکل (۳) نشان داده شده است. جریان شبکه THD% از ۲۱.۵۹٪ به ۳.۱٪ کاهش یافته است که در آن ترتیب هارمونیک غالب ۵ و ۷ بسیار ضعیف شده است.



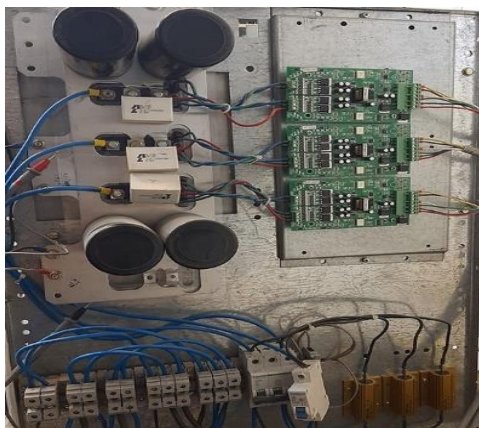
(الف)



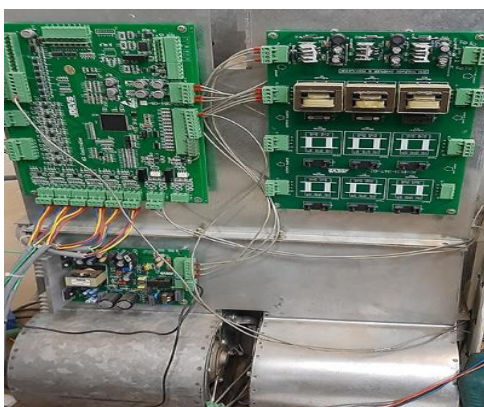
(ب)

شکل ۳- تجزیه و تحلیل FFT جریان شبکه (الف) بدون و، (ب) با عملیات SAPF.

تحلیل توان SAPF که توان بار اکتیو و راکتیو، توان شبکه و توان APF را پوشش می‌دهد، به ترتیب در شکل (۴) یک بازه زمانی نشان داده شده است. همانطور که از شکل (۴-ج) مشاهده می‌شود، نوسان توان فعال با دامنه بالا به



(الف)



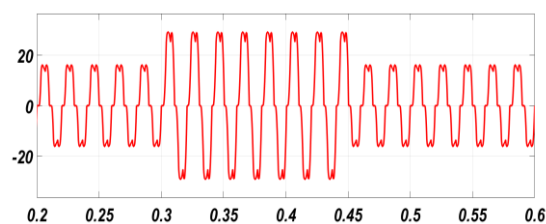
(ب)

شکل ۶: تصویر نمونه آزمایشگاهی: (الف) نمای پشت، (ب) نمای جلو

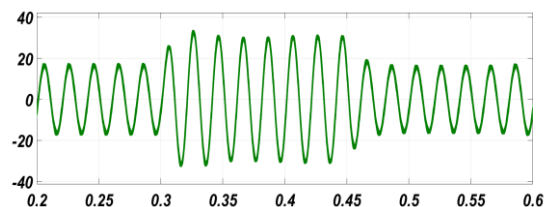
سیستم کنترل از طریق DSP TMS28F335 از شرکت TI پیاده‌سازی شده است. نیمه‌هادی‌های قدرت SKM100GB12T4 از شرکت Semikron می‌باشند. علاوه بر این، یکسو کننده پل دیود سه‌فاز با بار مقاومتی خروجی به عنوان بار غیرخطی استفاده می‌شود. از طرف دیگر، یک سنسور جریان LEM LA55P برای اندازه‌گیری جریان‌های خط، بار و SAPF استفاده می‌شود. همچنین از ترانسفورماتورهای ولتاژ برای سنجش ولتاژها استفاده می‌شود.

نتایج تجربی تحت شرایط حالت پایدار در شکل (۷) نشان داده شده است که شامل بار، شبکه و جریان‌های SAPF هستند که در آن هارمونیک‌های بار به طور دقیق توسط SAPF شناسایی و جبران می‌شوند. همچنین، توان راکتیو به طور کامل جبران می‌شود که منجر به ایجاد جریان سینوسی هماهنگ با ولتاژ شبکه می‌شود. این نتایج کاملاً عملکرد روش کنترل پیشنهادی را تأیید می‌کند. مولفه‌های هارمونیک بار و جریان شبکه پس از جبران با توان‌های اکتیو و راکتیو در شکل (۸) آورده شده است.

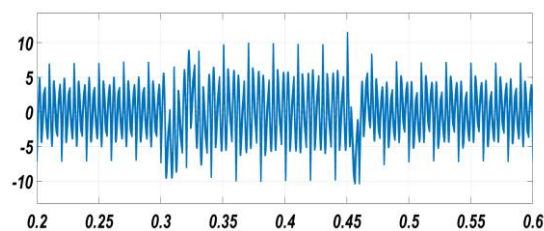
برای ارزیابی پاسخ دینامیکی روش پیشنهادی، تغییرات ناگهانی بار انجام شده و نتایج در شکل (۵) نشان داده شده است. در این حالت بار از ۱۰۰٪ به ۵۰٪ در $t = 0.3s$ و پس از آن در $t = 0.45s$ از ۵۰٪ به ۱۰۰٪ تغییر می‌کند. کنترل کننده‌های SAPF پاسخ دینامیکی مناسبی دارند. در تغییرات بار به عنوان یک نتیجه از رفتار دینامیکی SAPF، ۳٪ کاهش و ۵٪ افزایش در ولتاژ لینک DC مشاهده می‌شود در حالی که جبران بسیار سریع (زیر ۳۰ میلی ثانیه) انجام می‌شود.



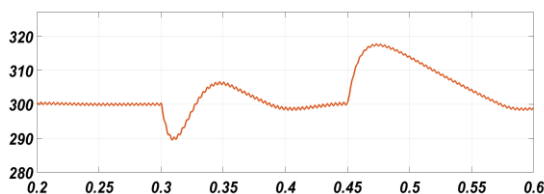
(الف)



(ب)



(ج)

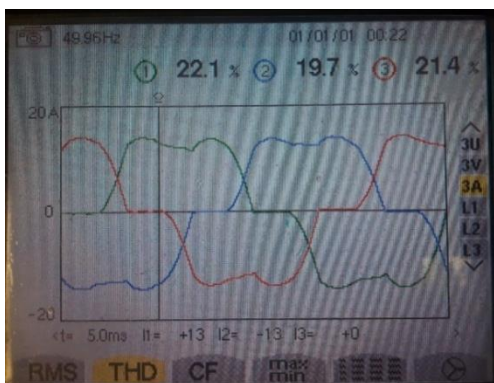


(د)

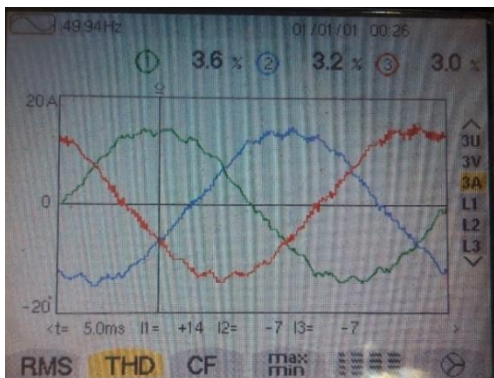
شکل ۵- عملکرد SAPF تحت تغییر بار از ۱۰۰ به ۵۰ درصد و برعکس در $t = 0.3s$ و $t = 0.45s$ (الف) جریان بار، (ب) جریان شبکه، (ج) جریان APF، (د) ولتاژ لینک DC.

۵- نتایج آزمایشگاهی

برای تأیید اثربخشی روش کنترل پیشنهادی و اعتبارسنجی نتایج شبیه‌سازی، یک نمونه اولیه از APF سه فاز ساخته شده است، همانطور که در شکل (۶) نشان داده شده است.



(الف)



(الف)



(ب)

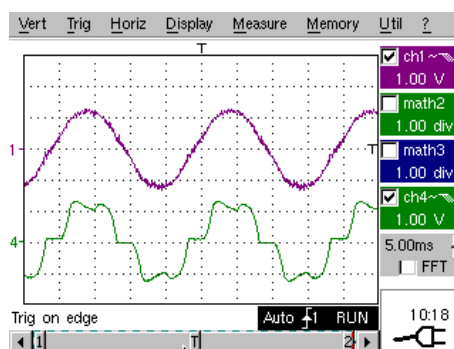


(ج)

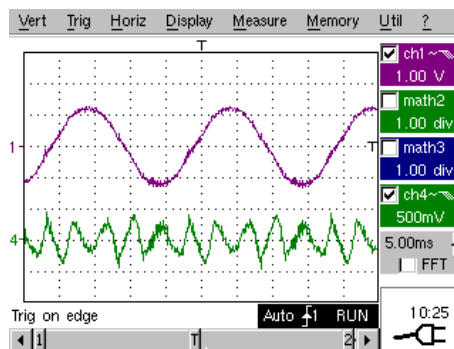
شکل ۸- تحلیل هارمونیک و ضریب توان: (الف) درصد THD جریان های بار، (ب) درصد THD جریان های شبکه با جبران، (ج) تجزیه و تحلیل FFT بار و جریان های شبکه، (د) ضریب توان در سمت شبکه برای فاز 'a'.

مشاهده می شود که %THD جریان شبکه با استفاده از استراتژی پیشنهادی در SAPF از ۲۲٪ به ۳٪ بهبود یافته است. این داده توسط تحلیلگر FFT در شکل (۸-ج) تایید شده است. همچنین ضریب توان در سمت شبکه بهبود یافته و به ۰/۹۸ بسته شده است.

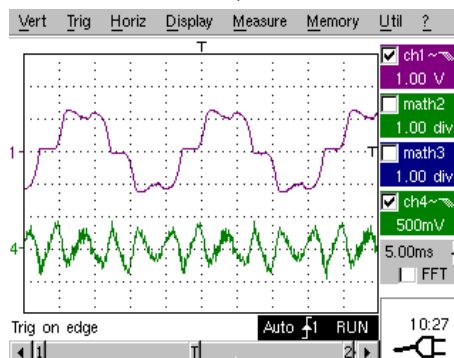
مقاوم بودن روش‌های کنترل مبتنی بر مدل یکی از چالش‌های اصلی است. روش کنترل DPC مبتنی بر DB پیشنهادی تحت عدم تطابق پارامترهای مدل ارزیابی می‌شود.



(الف)



(ب)



(ج)

شکل ۷- نتایج تجربی در شرایط حالت پایدار: (الف) کانال ۱: جریان شبکه، کانال ۲: جریان بار (15A/div)، (ب) کانال ۱: جریان شبکه (15A/div)، کانال ۲: جریان SAPF (7.5A/div)، (ج) کانال ۱: جریان بار (15A/div)، کانال ۲: جریان SAPF (7.5A/div).

بر این، مزیت اصلی روش پیشنهادی در مقایسه با [۲۲] سادگی است. همچنین، پدیده‌های ضربان که در جریان شبکه بسیار مشهود است، همانطور که در شکل (۷) ارائه شده است نوسان قابل توجه نیست. در نهایت، مزایای اصلی روش پیشنهادی که توسط شبیه‌سازی و نتایج تجربی تایید می‌شود، سادگی، استحکام بالا، سازگاری خوب برای پیاده سازی دیجیتال، پیاده‌سازی با ارائه درصد THD پایین و ضریب توان واحد در سمت شبکه می‌باشد.

جدول ۲- مقایسه دو روش.

	Proposed DB-Based DPC	DPC-SVM based on super twisting sliding mode control [22]
Grid Voltage (V)	70	53
Filter Inductor (mH)	1	1.32
Sampling Frequency (kHz)	10	10
Switching Frequency (kHz)	10	N.A
THD%	3	3.37
P.F	> 0.99	> 0.99
IAE	0.592	0.596
rip%	1.55	1.43
Robustness	very high	very high
Complexity	simple	high
Chattering effect	No	Yes

۶- نتیجه گیری

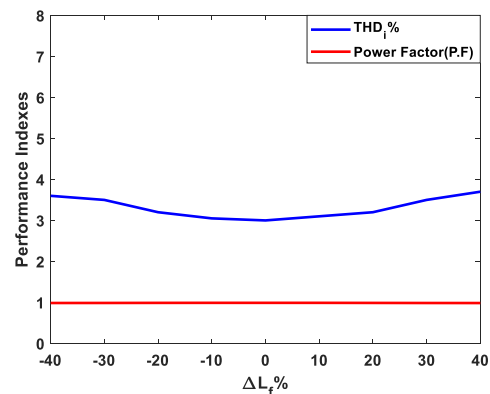
فیلتر فعال موازی (SAPF) می‌تواند جریان شبکه سینوسی را در ضریب توان واحد در بارهای غیرخطی ارائه دهد. با این حال، کنترل SAPF یک مسئله حیاتی است زیرا باید جریان هارمونیک را به طور همزمان شناسایی و جبران کند. در این مقاله یک کنترل توان مستقیم مبتنی بر DeadBeat (DB) فیلتر فعال قدرت ارائه شده است. سادگی، پاسخ دینامیکی سریع و استحکام بالا در برابر عدم تطابق پارامترهای مدل از مزایای روش پیشنهادی است. چندین شبیه‌سازی و نتایج تجربی ارائه شد که در آنها درصد THD جریان شبکه از ۲۲ درصد به ۳ درصد کاهش و همچنین جبران کامل توان راکتیو بار تحقق یافت. انتگرال

با توجه به (۲۲) و (۲۳)، مقدار سلف فیلتر (L_f) پارامتر اصلی مدل در سیگنال‌های کنترل نهایی است. از این‌رو، استحکام روش پیشنهادی باید با عدم تطابق L_f ارزیابی شود. بر این اساس، تغییرات متفاوتی از $\pm 40\%$ در مدل انجام شده است و THD %، جریان شبکه و PF در سمت شبکه به عنوان شاخص‌های اصلی عملکرد در شکل (۹) نشان داده شده است. همانطور که به وضوح نشان می‌دهد، THD% و PF تغییرات بسیار کم و جزئی است. این تایید می‌کند که روش پیشنهادی در برابر عدم تطابق مدل بسیار قوی است. همچنین، مطابق شکل (۵)، روش پیشنهادی در برابر اغتشاشات خارجی حتی 50% تغییرات بار پله‌ای مقاوم است.

به منظور ارزیابی مناسب‌تر عملکرد روش پیشنهادی، این روش به طور کامل با DPC-SVM بر اساس روش کنترل حالت لغزشی فوق‌پیچشی [۲۲] مقایسه می‌شود. این مقایسه از طریق شاخص‌های عملکرد مختلف مانند THD%، P.F و دو شاخص اضافی که به شرح زیر تعریف شده اند انجام می‌شود [۲۲]:

$$\text{Integral Absolute Error (IAE)} = \int_0^t e(t) dt \quad (24)$$

$$\text{Power Ripple (rip\%)} = \frac{P_{\max} - P_{\min}}{P_{\text{avg}}} \quad (25)$$



شکل ۹- ارزیابی استحکام DPC مبتنی بر DB پیشنهادی تحت عدم تطابق پارامترهای مدل (L_f).

قابل توجه است که IAE برای جریان خروجی SAPF تعریف شده است در حالی که rip % در سمت شبکه محاسبه می‌شود. نتایج مقایسه در جدول ۲ آورده شده است.

بر این اساس، روش پیشنهادی نه تنها THD درصد کمتری را ارائه می‌کند، بلکه IAE پایین‌تری نیز ارائه می‌کند. علاوه

خطا و ضربان توان روش پیشنهادی کاهش قابل ملاحظه‌ای نسبت به روش پیشین دارد که قدرت دنبال‌یابی^۱ بالای روش پیشنهادی را تایید می‌کند. همچنین، ارزیابی عدم تطابق مدل، استحکام بالای روش پیشنهادی را از نظر پارمترهای THD و P.F تایید می‌کند.

مراجع

- [1] T. Green, J. Märks. "Issues in the Ratings of Active Power Filters." (2014).
- [2] L. F. Meloni, F. L. Tofoli, A. J. Rezek, E. R. Ribeiro, "Modeling and experimental validation of a single phase series active power filter for harmonic voltage reduction", *IEEE Access*, Vol.7, Oct 2019, pp. 151971-84.
- [3] M. C. Wong, Y. Pang, Z. Xiang, L. Wang, C. S. Lam, "Assessment of active and hybrid power filters under space vector modulation.", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 36, NO. 3, Aug 2020, pp. 2947-2963.
- [4] M. S. Karbasforooshan, M. Monfared, "Adaptive Self-Tuned Current Controller Design for an LCL-Filtered LC-Tuned Single-Phase Shunt Hybrid Active Power Filter", *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 37, NO. 4, Sep 2021, pp. 2747-2756.
- [5] M. Pichan, M. Seyyedhosseini, H. Hafezi, "A New DeadBeat-Based Direct Power Control of Shunt Active Power Filter with Digital Implementation Delay Compensation." *IEEE Access*, Vol. 10, Jul 2022, pp. 72866-78.
- [6] A. Moradi, M. Pichan, "A High-Performance Harmonic Detection Method Based on Wavelet Transform for Shunt Active Power Filter with Experimental Verification", 13th Power Electronics, Drive Systems, and Technologies Conference (PEDSTC), Iran, Tehran, Feb 2022, pp. 5440548.
- [7] H. S. Lam, P. Li, B. Chen, W. M. Ng, T. Parisini, S. Y. Hui, "Exponential modulation integral observer for online detection of the fundamental and harmonics in grid-connected power electronics equipment", *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Vol. 30, NO. 5, Nov 2021, pp. 1821-1833.
- [8] J. M. Maza-Ortega, J. A. Rosendo-Macías, A. Gómez-Expósito, S. Ceballos-Mannozi, M. BarragánVillarejo, "Reference current computation for active power filters by running DFT techniques" *IEEE transactions on power delivery*, Vol. 25, NO. 3, May 2010, pp. 1986-95.
- [9] M. Iqbal, M. Jawad, M. H. Jaffery, S. Akhtar, M. N. Rafiq, M. B. Qureshi, "Ansari AR, Nawaz R. Neural networks-based shunt hybrid active power filter for harmonic elimination" *IEEE Access*. Vol. 9, May 2021, pp. 69913-25.
- [10] I. Khan, A. S. Vijay, S. Doollam "Nonlinear Load Harmonic Mitigation Strategies in Microgrids: State of the Art" *IEEE Systems Journal*, Vol. 16, NO. 3, Dec 2021, pp. 4243-4255 .
- [11] R. V. Chavali, A. Dey, B. Das, "A hysteresis current controller PWM scheme applied to three-level NPC inverter for distributed generation interface", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 37, NO. 2, Aug 2021, pp. 1486-1495.
- [12] S. Ouchen, H. Steinhart, M. Benbouzid, F. Blaabjerg, "Robust DPC-SVM control strategy for shunt active power filter based on H_{∞} regulators", *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Vol. 117, May 2020, pp. 105699.
- [13] J. Chen, H. Shao, C. Liu, "An Improved Deadbeat Control Strategy Based on Repetitive Prediction Against Grid Frequency Fluctuation for Active Power Filter" *IEEE Access*, Vol. 9, Feb 2021, pp. 24646-57.
- [14] J. C. Kim, S. Kwak, "Direct power control method with minimum reactive power reference for three-phase AC-to-DC matrix rectifiers using space vector modulation", *IEEE Access*, Vol.7, May 2019, pp. 67515-25.
- [15] S. Ansari, A. Chandel, M. Tariq, "A comprehensive review on power converters control and control strategies of AC/DC microgrid", *IEEE Access*, Vol. 9, Aug 2020, pp. 17998-8015.

¹ Tracking Performance

- [16] J. C. Kim, J. C. Park, S. Kwak, "Predictive direct power control technique for voltage source converter with high efficiency", *IEEE Access*, Vol. 6, Apr 2018, pp. 23540-50.
- [17] T. Sun, J. Wang, C. Jia, L. Peng, "Integration of FOC with DFVC for interior permanent magnet synchronous machine drives." *IEEE Access*. Vol. 8, May 2020, pp. 97935-45.
- [18] L. Tarisciotti, A. Formentini, A. Gaeta, M. Degano, P. Zanchetta, R. Rabbeni, M. Pucci "Model Predictive Control for Shunt Active Filters With Fixed Switching Frequency", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 53, NO. 1, Jan-Feb. 2017, pp. 296-304.
- [19] S. Ouchen, A. Betka, S. Abdeddaim, A. Menadi, "Fuzzy-predictive direct power control implementation of a grid connected photovoltaic system, associated with an active power filter", *Energy conversion and management*, Vol. 122, Aug 2016, pp. 515-25.
- [20] Y. Bekakra, L. Zellouma, O. Malik, "Improved predictive direct power control of shunt active power filter using GWO and ALO-Simulation and experimental study" *Ain Shams Engineering Journal*, Vol. 12, NO. 4, May 2021, pp. 3859-3877.
- [21] S. C. Ferreira, R. B. Gonzatti, R. R. Pereira, C. H. da Silva, L. B. da Silva, G. L. Torres, "Finite control set model predictive control for dynamic reactive power compensation with hybrid active power filters." *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 65, NO. 3, Aug 2017, pp. 2608-17.
- [22] S. Ouchen, M. Benbouzid, F. Blaabjerg, A. Betka, H. Steinhart "Direct Power Control of Shunt Active Power Filter Using Space Vector Modulation Based on Supertwisting Sliding Mode Control", *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Vol. 9, NO. 3, Jul 2020, pp. 3243-53.
- [23] M. Pichan, H. Rastegar, M. Monfared, "Deadbeat control of the stand-alone four-leg inverter considering the effect of the neutral line inductor." *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 64, NO. 4, Nov 2016, pp. 2592-601.
- [24] W. Jiang, X. Ding, Y. Ni, J. Wang, L. Wang, and W. Ma, "An improved deadbeat control for a three-phase three-line active power filter with current-tracking error compensation," *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol. 33, NO. 3, Mar. 2018, pp. 2061-2072.
- [25] M.-S. Karbasforooshan and M. Monfared, "An improved reference current generation and digital deadbeat controller for single-phase shunt active power filters," *IEEE Transaction on Power Delivery*, Vol. 35, NO. 6, Dec. 2020, pp. 2663-2671.