



Semnan University

Journal of Modeling in Engineering

Journal homepage: <https://modelling.semnan.ac.ir/>

ISSN: 2783-2538



Research Article

Optimization of grid-connected inverter performance in Photovoltaic systems with Model Predictive Direct Power Control

Milad Jafari Chashmi^a, Hamidreza Izadfar^{a,*}

^a Faculty of Electrical and Computer Engineering, Semnan University, Semnan, Iran

PAPER INFO

Paper history:

Received: 00-00-00

Revised: 00-00-00

Accepted: 00-00-00

Keywords:

Inverter;

Flexible active power;

Photovoltaic;

Switching frequency;

Model Predictive Direct Power Control;

ABSTRACT

Model Predictive Control (MPC) is of great interest due to its ability to solve the constraints of nonlinear systems. In this article, the Model Predictive Direct Power Control (MPDPC) method is proposed for a two-level inverter grid-connected in a photovoltaic system. First, a predictive direct power model is determined, and then a cost function consisting of two parts of power quality regulation and switching frequency optimization by adjusting the system parameters, is used to select the optimal voltage vectors to improve the inverter performance. The simulation results in MATLAB software show the appropriate efficiency of the proposed control method in two modes of permanent and dynamic system operation, such that the harmonic reduction of the output currents from 8.98% to 1.11% is visible. The switching in the power electronic elements of the inverter was also optimized, and the switching frequency was reduced from 12650 Hz to 8700 Hz, which will reduce losses and also increase the life of the inverter.

DOI: ---

© 2024 Published by Semnan University Press.

This is an open access article under the CC-BY 4.0 license. (<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>)

* Corresponding author.

E-mail address: hrizadfar@semnan.ac.ir

How to cite this article:

Jafari Chashmi, M. Izadfar, H. Optimization of grid-connected inverter performance in Photovoltaic systems with Model Predictive Direct Power Control. Journal of Modeling in Engineering

بهینه‌سازی عملکرد اینورتر در سیستم‌های فتوولتائیک متصل به شبکه با روش کنترل توان مستقیم

پیش‌بین

میلاذ جعفری چاشمی^۱، حمیدرضا ایزدفر^{۲*}

اطلاعات مقاله	چکیده
دریافت مقاله: ---/---/---	کنترل پیش‌بین مبتنی بر مدل $(MPC)^2$ به دلیل توانایی در حل محدودیت‌های سیستم‌های غیرخطی بسیار مورد توجه قرار گرفته‌است. در این مقاله نیز یک روش کنترل مستقیم پیش‌بین پذیرش مقاله: ---/---/---
بازنگری مقاله: ---/---/---	$(MPDPC)^3$ برای بهبود عملکرد اینورتر در دو سطحی یک سیستم فتوولتائیک متصل به شبکه پیشنهاد و استفاده می‌شود. برای این منظور ابتدا یک مدل توان مستقیم پیش‌بین تعیین و سپس تابع هزینه‌ای متشکل از تنظیم کیفیت توان و بهینه‌سازی فرکانس کلیدزنی با ادغام دو عبارت جریمه‌ای قابل تنظیم در پارامترهای سیستم، جهت انتخاب بردارهای ولتاژ بهینه و سوییچینگ اینورتر اعمال می‌شود. نتایج شبیه‌سازی در نرم‌افزار متلب، کارایی مناسب روش کنترل پیشنهادی در دو حالت عملکرد دائمی و دینامیکی سیستم را نمایان می‌کند به طوری که کاهش هارمونیک جریان‌های خروجی از مقدار $8/98\%$ به $1/11\%$ قابل مشاهده می‌باشد. کلیدزنی در امان‌های الکترونیک قدرت اینورتر نیز بهینه شده و فرکانس کلیدزنی از مقدار 12650 هرتز به 8700 هرتز کاهش می‌یابد. این امر باعث کاهش تلفات و همچنین افزایش طول عمر اینورتر خواهد شد.
واژگان کلیدی:	
اینورتر،	
توان اکتیو	
انعطاف‌پذیر،	
فتوولتائیک،	
فرکانس کلیدزنی،	
کنترل توان مستقیم پیش‌بین.	

DOI: <https://doi.org/----->

© 2024 Published by Semnan University Press.

This is an open access article under the CC-BY 4.0 license. (<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>)

۱- مقدمه

استفاده از تجهیزات الکترونیک قدرت به عنوان مبدل‌هایی برای اتصال منابع تولید انرژی‌های تجدیدپذیر نظیر سیستم‌های فتوولتائیک، بادی و پیل‌های سوختی به شبکه باعث وجود برخی از مشکلات کیفیت توان خواهد شد. راه-کارهای متعددی برای جبران هارمونیک‌های ناشی از

تجهیزات الکترونیک قدرت و بارهای غیرخطی و افزایش راندمان و کیفیت توان در این سیستم‌ها وجود دارد. یکی از این راه‌کارها استراتژی کنترلی مناسب در اینورتر است [۱].

در دهه‌های اخیر استفاده از میکروکنترلرهای پیشرفته و پردازشگرهای سیگنال دیجیتال با قابلیت محاسباتی بسیار

* پست الکترونیک نویسنده مسئول: hrizadfar@semnan.ac.ir

۱. دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه سمنان، سمنان، ایران

² Model Predictive Control³ Model Predictive Direct Power Control

بالا، امکان پیاده‌سازی رویکردهای کنترل هوشمندتر را ممکن ساخته است [۳]. رایج‌ترین آنها کنترل هیستریزیس، کنترل خطی، کنترل مد لغزشی، کنترل پیش بین و روش‌های هوش مصنوعی می باشد [۴].

در کنترل هیستریزیس پهنای هیستریزیس و غیرخطی بودن سیستم باعث ایجاد فرکانس کلیدزنی متغیر می‌شود. این امر موجب مشکلات رزونانسی در بعضی کاربردها شده، طیف وسیعی از مشکلات را ایجاد می‌کند [۵-۷]. رویکرد کنترل خطی با یک مرحله مدولاسیون اغلب نیازمند تبدیل‌های هماهنگ جانبی می‌باشد [۸]. در بین روش‌های کنترلی، کنترل پیش‌بین یکی از جذاب‌ترین راهکارها برای کنترل مبدل‌های قدرت است. ایده‌ی متداول در تمام کنترل‌کننده‌های پیش‌بین، استفاده از مدلی از سیستم برای محاسبه پیش‌بینی‌های آینده از متغیرهای کنترل‌شده و بهره‌گیری از یک معیار بهینه‌سازی برای انتخاب تحریک مناسب است [۷-۹].

کنترل توان مستقیم پیش‌بین (MPDPC) در یکسوکنده‌ها با هدف کاهش تلفات کلیدزنی در سوییج‌هایی که دچار تنش‌های مختلفی همچون تنش‌های حرارتی شده‌اند، با اعمال ولتاژ آفست در لحظه‌های نمونه برداری $(K+1)$ ، بردار ولتاژ به سوییج مذکور تا حد امکان محدود و همین امر سبب افزایش طول عمر سوییج‌های یکسوکنده می‌شود. این در حالی است که به دلیل تمرکز بر روی سوییج واقع در یک فاز خاص مقدار هارمونیک‌های کل^۱ (THD) جریان‌ها افزایش می‌یابد [۱۰]. در [11] با ترکیب کنترل MPDPC مبتنی بر چند بردار و کاهش فرکانس کلیدزنی از طریق ادغام یک جریمه در تابع هزینه در یک سیستم ژنراتورهای القایی تغذیه دوگانه، با به حداقل رساندن همزمان خطای بردار ولتاژ و فرکانس کلیدزنی در تابع هزینه، بردارهای ولتاژ ایجاد می‌شود. بنابراین فرکانس کلیدزنی بهینه و قابل کنترل به میزان ۲ کیلو هرتز بدست آمده و THD جریان استاتور از ۸/۳۶٪ به ۵/۷۹٪ کاهش می‌یابد. تفاوت اصلی [۱۱] با مقاله پیشنهادی این است که در [۱۱] با ترکیب کنترل MPDPC مبتنی بر چند بردار و کاهش فرکانس کلیدزنی از طریق ادغام یک جریمه در تابع هزینه در یک سیستم

ژنراتورهای القایی تغذیه دوگانه با به حداقل رساندن همزمان خطای بردار ولتاژ و فرکانس کلیدزنی در تابع هزینه، بردار ولتاژ ایجاد می‌شود. در حالی که در این مقاله با ترکیب تابع هزینه‌های بهینه‌سازی توان‌های اکتیو و راکتیو (g1) و بهینه‌سازی فرکانس کلیدزنی به روش کاهش تعداد کموتاسیون‌ها (g2) در مبدل قدرت با روش کنترل MPDPC و با ادغام یک جریمه در تابع هزینه (g1) و یک جریمه در تابع هزینه (g2) به تابع هزینه جدید (K) جهت انتخاب بردار ولتاژ بهینه دست یافته‌ایم که حاصل آن کیفیت توان خوب و جریان‌های خروجی با THD پایین‌تر (۱/۱۱٪) نسبت به مرجع [۱۱] می‌باشد.

در [۱۲] یک روش کنترل MPC برای یک اینورتر تک‌فاز نیم‌پل با فیلتر LCL در یک سیستم مستقل از شبکه را معرفی می‌کند و با دو سناریو که شامل تغییرات در ولتاژ و تغییرات بار می‌باشد، مهارت اینورتر را در ردیابی سریع تغییرات ولتاژ (از ۵۰ ولت به ۱۰۰ ولت) با حداقل محتوای هارمونیک ۰/۰۳٪ و در اعمال تغییرات بار نیز تثبیت ولتاژ خروجی با اعوجاج هارمونیک ۰/۰۴٪ را ارائه می‌کند.

در [۱۳] یک اینورتر سه‌فاز دو سطحی با فیلتر RLC با روش کنترل MPC در یک سیستم $(UPS)^2$ با دو مرحله پیش‌بینی $(K+1)$ و $(K+2)$ مورد ارزیابی قرار گرفته و در مرحله $(K+2)$ به نتایج مطلوبی در جریان‌های خروجی با THD به میزان ۰/۱٪ دست یافته است.

در [۱۴] یک اینورتر تک‌فاز با باتری ذخیره‌ساز بصورت مستقل، جهت تامین برق یک واحد مسکونی استفاده شده است. این اینورتر دو سطحی با استفاده از مولد PWM فعال می‌شود و جهت بهبود ولتاژ خروجی از فیلتر RLC بهره برده و توانسته است THD ولتاژ خروجی سیستم را به مقدار ۱/۸۱٪ برساند.

در [۱۵] برای دستیابی به کنترل مؤثر، الگوریتم کنترل پیش‌بین مجموعه-مدل محدود^۳ (FS-MPC) را به دلیل

³ Finite Set-Model Predictive Control

¹ Total Harmonic Distortion

² Uninterruptible Power Supply

امر سبب کاهش تعداد کلیدزنی و در نتیجه کاهش تلفات کلیدزنی می‌شود.

مرجع [۲۱]، یک اینورتر سه سطحی با نقطه خنثی کلمپ با کنترل پیش بین مبتنی بر مجموعه کنترل محدود در سیستم فتوولتائیک متصل به شبکه را معرفی و به نتایج مطلوبی در کیفیت توان و جریان خروجی با THD پایین دست یافته است. تمامی مقالات فوق اثربخشی مناسب کنترلی MPC را ارائه داده‌اند.

در این مقاله اثربخشی استراتژی مدل کنترلی (MPDPC) با یک الگوی کاربردی در اینورتر دو سطحی سه فاز متصل به شبکه در سیستم فتوولتائیک از دو بعد بهینه‌سازی فرکانس کلیدزنی و نیز تنظیم توان اکتیو انعطاف‌پذیر با سناریوهای مختلف از قبیل حالت دائمی و دینامیکی سیستم و بروز خطای اتصال کوتاه سیستم در سیمولینک متلب مورد ارزیابی قرار گرفته شده است. ایده اساسی این مقاله با بررسی و مطالعات در مقالاتی مانند [۱۳، ۲۲] در بخش تنظیم توان اکتیو و مقالات [۱۴، ۱۸] در بخش بهینه‌سازی فرکانس کلیدزنی ایجاد شده است. با جمع‌تبع تابع هزینه‌های این دو بخش، تابع هزینه‌ای جدید و کاربردی قابل تنظیم با ادغام جریمه‌ها تعریف و برای تحریک بهینه‌ی بردارهای ولتاژ به اینورتر استفاده می‌شود.

نوآوری اصلی مقاله این است که با ترکیب تابع هزینه‌های بهینه‌سازی توان‌های اکتیو و راکتیو (g_1) و بهینه‌سازی فرکانس کلیدزنی به روش کاهش تعداد کموتاسیون‌ها در مبدل قدرت (g_2) با روش کنترل MPDPC به تابع هزینه‌ی جدید $g(K)$ دست یافته‌ایم. سپس با کمینه‌سازی تابع هزینه‌ی $g(K)$ بردار ولتاژ بهینه انتخاب می‌شود که حاصل آن کیفیت توان عالی و جریان‌های خروجی با THD پایین‌تر ($1/11$ ٪) و فرکانس کلیدزنی مناسب نسبت به مراجع مورد مطالعه می‌باشد.

سایر بخش‌های مقاله به شرح زیر است.

در بخش ۲ توپولوژی کنترل پیش‌بین پیشنهادی بهینه‌شده و روابط ریاضی معرفی شده است. در بخش ۳ الگوریتم پیشنهادی ارائه شده است. در بخش ۴ نتایج شبیه‌سازی در

مزایای پاسخگویی دینامیک خوب و توانایی‌های ردیابی دقیق جریان، اتخاذ می‌کند. هدف این الگوریتم به حداقل رساندن تابع هزینه است، در حالی که رفتار دینامیکی سیستم PV و اینورتر، از جمله هرگونه تأخیر مرتبط را در نظر می‌گیرد. برای ارزیابی عملکرد کنترل‌کننده FS-MPC، کاربرد آن را در پیکربندی اینورتر سه سطحی با پیکربندی اینورتر دو سطحی مقایسه شده است. نتایج THD برای ساختار اینورتر سه سطحی $1/57$ ٪ و اینورتر دو سطحی $2/54$ ٪ ارائه شده است.

رویکرد مناسب کنترل پیش‌بین مبتنی بر مدل (MPC) نسبت به کنترل^۱ (PI) با بررسی در یک اینورتر H-Bridge تکفاز جهت تنظیم جریان خروجی اینورتر با هارمونیک پایین‌تر نمایش داده شده است [۱۶].

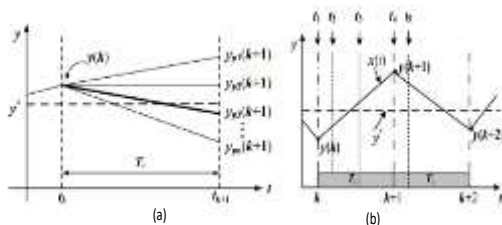
مرجع [۱۷] یک توپولوژی اینورتر چند سطحی با کنترل MPC را ارائه و در آن با کاهش تعداد سوئیچ‌های قدرت و با قرار دادن یک دیود در هر مازول باعث کاهش و حذف سوئیچ شده، عملکرد دینامیکی سریعی را دنبال می‌کند. در [۱۸] موارد مختلف کنترلی سیستماتیک بر روی سیستم‌های فتوولتائیک و بادی با روش MPC بررسی شده و با لحاظ کردن محدودیت در فرکانس کلیدزنی، در نهایت نتایج مطلوبی از جریان خروجی با طیف هارمونیک $1/39$ ٪ در یک اینورتر سه فاز پنج سطحی آبشاری هم در حالت پایدار و هم در حالت گذرا حاصل شده است.

[۱۹] یک استراتژی کنترلی قوی مدل پیش‌بین دوگانه در یک اینورتر سه فاز با فیلتر LCL در حالت‌های متصل به شبکه و مستقل از شبکه ارائه و در آن دو کنترل‌کننده را برای عملکرد مختلف اینورتر در حالت‌های متصل به شبکه و مستقل از شبکه تحت عدم قطعیت پارامترها فراهم می‌کند. نتایج در آزمایش عملی جریان‌های خروجی با THD به میزان $0/99$ ٪ در حالت متصل به شبکه و نیز در حالت مستقل از شبکه به میزان $2/12$ ٪ نمایش داده شده است. در [۲۰] یک اینورتر VSI سه فاز دو سطحی با استراتژی کنترل پیش‌بین جهش‌یافته^۲ (m-MPC) ارائه شده است. با انتخاب بردار مناسب، انتقال بین برداری کاهش و همین

² mutated- Model Predictive Control

¹ Proportional Integral

به طوری که مسئله بهینه‌سازی دوباره در هر لحظه نمونه‌برداری با استفاده از داده‌های اندازه‌گیری شده‌ی جدید حل‌شده، یک مجموعه تحریک بهینه در هر زمان حاصل می‌شود. این عمل راهبرد افق به عقب نامیده می‌شود [۱۷]. اصول عملکرد MPC در شکل ۱ به اختصار نشان داده شده است. مقادیر بعدی از حالت‌های سیستم با استفاده از مدل سیستم و اطلاعات در دسترس (اندازه‌گیری‌ها) از زمان k تا کران از پیش تعریف‌شده در زمان $k+n$ مورد پیش‌بینی قرار گرفته است. مجموعه تحریک‌های بهینه با حداقل کردن تابع هزینه و اولین عنصر از این مجموعه اعمال شده، محاسبه شده است. کلیه این فرآیندها مجدداً برای هر لحظه نمونه‌برداری تکرار می‌شود [۲۲].



شکل ۱: اصول عملکرد MPC با (a) ارزیابی و انتخاب بردار ولتاژ مناسب، (b) پردازش در یک مرحله بعد [۱۹]

طراحی مجموعه کنترل‌کننده MPC برای کنترل مبدل قدرت، شامل گام‌های زیر است.

الف) مدل‌سازی همه‌ی حالت‌های کلیدزنی ممکن مبدل قدرت و رابطه‌ی آن با ولتاژها یا جریان‌های ورودی یا خروجی

ب) تعریف یک تابع هزینه که رفتار مطلوب سیستم را بیان می‌کند.

ج) به دست آوردن مدل‌های زمان-گسسته که امکان پیش‌بینی رفتارهای آینده متغیرهایی که باید کنترل شوند را فراهم می‌سازد.

در مدل‌سازی یک مبدل، المان اساسی کلید قدرت است که می‌تواند یک (IGBT)، تریستور، تریستور خاموش شونده با گیت (GTO)^۱ و غیره باشد. ساده‌ترین مدل این کلیدهای قدرت را یک کلید ایده‌آل با تنها دو حالت قطع و وصل در نظر می‌گیرند. بنابراین، تعداد کل حالت‌های کلیدزنی در یک مبدل قدرت برابر با تعداد ترکیبات مختلف از دو حالت کلیدزنی در هر کلید است. با این حال

نرم‌افزار متلب، کارایی بسیار مناسب روش کنترلی پیشنهادی ترکیب کنترل MPDPC با بهینه‌سازی فرکانس کلیدزنی را در مقایسه با دیگر روش‌ها در سناریوهای مختلف نشان می‌دهد. بخش ۵، نتیجه‌گیری این مقاله را دربردارد.

۲- ساختار کنترل پیش‌بین پیشنهادی

در این بخش ساختار پایه و روش پیشنهادی همراه با روابط ریاضی توضیح داده می‌شود.

۲-۱- توپولوژی پایه کنترل پیش‌بین

ایده‌های اساسی ارائه شده در MPC عبارتند از: استفاده از مدلی برای پیش‌بینی نمودن رفتار آینده‌ی متغیرها تا کرانی از زمان، معرفی یک تابع هزینه که رفتار مطلوب سیستم را بیان می‌کند و تحریک بهینه که با حداقل نمودن تابع هزینه حاصل می‌شود [۲۴-۲۲]. مدل استفاده شده برای پیش‌بینی، یک مدل زمان گسسته است که می‌تواند به صورت مدل فضای حالت روابط (۱) و (۲) بیان شود.

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) \quad (1)$$

$$y(k) = Cx(k) + Du(k) \quad (2)$$

برای بیان رفتار مطلوب سیستم یک تابع هزینه باید ارائه شود. این تابع مراجع حالت‌ها و تحریک‌های آینده را لحاظ می‌کند.

$$g = f(x(k), u(k), \dots, u(k+N)) \quad (3)$$

روش MPC یک مسئله بهینه‌سازی است که با حداقل سازی تابع هزینه g برای کران از پیش تعریف شده در زمان N و همراه با در نظر گرفتن محدودیت‌ها و مدل سیستم تشکیل شده است. نتیجه، تهیه مجموعه تحریک بهینه N است و کنترل‌کننده تنها اولین عنصر از مجموعه را اجرا می‌کند [۱۸].

$$u(k) = [1 \ 0 \ \dots \ 0] \argmin_u g \quad (4)$$

¹ Gate Turn-Off Thyristor

پیش‌بین

برخی ترکیبات ممکن نیستند. به‌طور مثال ترکیباتی که اتصال کوتاه لینک dc را انجام می‌دهند. به عنوان یک قاعده کلی، تعداد حالت‌های کلیدزنی ممکن مبدل توسط رابطه (۵) به دست می‌آید:

$$N = x^y \quad (5)$$

x تعداد حالت‌های ممکن هر پایه از مبدل و y تعداد فازهای (پایه‌های) مبدل هستند. به عنوان مثال، یک مبدل سه فاز سه سطحی دارای $N = 3^3 = 27$ حالت کلیدزنی ممکن است.

وجه دیگر مدل مبدل، ارتباط بین حالت‌های کلیدزنی و بردارهای ولتاژ در مبدل‌های سه فاز است. در مبدل‌های منبع جریان حالت‌های کلیدزنی ممکن، به جای بردارهای ولتاژ با بردارهای جریان مرتبط می‌باشند. در موارد مختلف می‌توان پی برد که دو یا چند حالت کلیدزنی، بردار ولتاژ یکسانی را ایجاد می‌نمایند.

یکی از مزایای روش‌های کنترل پیش‌بین امکان کنترل انواع مختلف متغیرها و در برگرفتن محدودیت‌ها بر روی تابع هزینه است. به منظور برخورد با واحدهای مختلف و دامنه متغیرهای کنترل شده، هر بخش در تابع هزینه در یک ضریب وزنی ضرب شده که می‌تواند جهت تنظیم اهمیت هر بخش مورد استفاده قرار گیرد. به عنوان مثال، در یک مبدل سه فاز سه سطحی که یک افزونگی^۱ اصلی وجود دارد، با ۲۷ حالت کلیدزنی ۱۹ بردار ولتاژ مختلف تولید خواهد شد.

در کاربردهای مختلف، الزامات کنترلی گوناگون از جمله کنترل جریان، کنترل توان، کنترل گشتاور، فرکانس کلیدزنی پایین و ... را بر روی سیستم‌ها می‌توان اعمال کرد. این ملزومات می‌توانند در تابع هزینه منظور شوند. بیشتر مواقع تابع هزینه اصلی شامل خطای بین یک مقدار مرجع و مقدار پیش‌بینی شده مانند خطای جریان بار، خطای توان، خطای گشتاور و غیره است. یکی از مزایای کنترل پیش‌بین، کنترل انواع مختلف متغیرها و در برگرفتن محدودیت‌ها بر روی تابع هزینه می‌باشد. به منظور برخورد با واحدهای گوناگون و دامنه متغیرهای کنترل شده، هر بخشی از تابع هزینه در یک ضریب وزنی ضرب شده که می‌تواند برای تنظیم اهمیت آن مورد استفاده قرار گیرد. زمان ساخت مدلی برای پیش‌بینی،

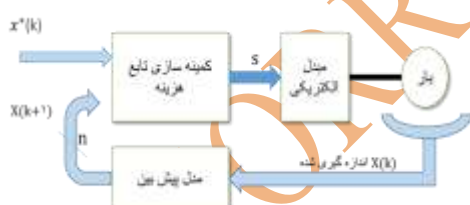
متغیرهای کنترل شده‌ای که می‌توانند جهت پیش‌بینی متغیرها مورد استفاده قرار گیرند، باید به منظور به دست آوردن مدل‌های زمان-گسسته در نظر گرفته شوند همچنین تعریف این که کدام یک از متغیرها اندازه‌گیری شده و کدام اندازه‌گیری نشده‌اند، مهم است. در برخی موارد متغیرهایی که در مدل پیش‌بین مورد نیاز هستند، اندازه‌گیری نشده و نیاز به تخمین خواهند داشت.

برای به دست آوردن یک مدل زمان-گسسته، استفاده از شیوه‌های گسسته سازی لازم است. در سیستم‌های مرتبه اول استفاده از روش اویلر پیشرو برای تقریب مشتق مفید است که در رابطه (۶) آمده است.

$$\frac{dx}{dt} = \frac{x(k+1) - x(k)}{T_s} \quad (6)$$

T_s زمان نمونه برداری است. با این حال، وقتی که مرتبه سیستم بالاتر باشد، مدل زمان گسسته به دست آمده از روش اویلر مناسب نیست. زیرا خطای به دست آمده از این روش در سیستم‌های مرتبه بالاتر قابل توجه است. در سیستم‌های مرتبه بالاتر باید یک گسسته سازی قوی و دقیق مورد استفاده قرار گیرد [۱۶، ۱۲۲].

رویکرد کنترلی جامع برای کنترل‌کننده پیش‌بین مبتنی بر مدل MPC اعمال‌شده به مبدل‌های قدرت و درایوها در شکل ۲ نشان داده شده است.



شکل ۲: شماتیک معمول MPC برای مبدل‌های قدرت

ابتدا متغیرهای کنترلی در زمان نمونه برداری فعلی $x(k)$ اندازه‌گیری و یا محاسبه می‌شوند. با استفاده از مدل پیش‌بین سیستم، رفتار متغیرهای کنترلی اندازه‌گیری شده در زمان نمونه برداری بعدی به ازای تمام حالت‌های کلیدزنی ممکن پیش‌بینی می‌شوند. در مرحله آتی برای انتخاب حالت کلیدزنی مناسب جهت اعمال، باید معیار انتخابی تعریف شود. این معیار متشکل از تابع هزینه‌ای است که مقادیر پیش‌بینی شده‌ی متغیرهای

^۱ Redundancy

که در آن V_{aN} , V_{bN} , V_{cN} ولتاژهای فاز به خنثی اینورتر (N) هستند. به این ترتیب حالت کلیدزنی $S_a, S_b, S_c = 0, 0, 0$ بردار ولتاژ V_0 را ایجاد کرده و به صورت رابطه (۱۰) تعریف می‌شود.

(۱۰)

$$V_0 = \frac{2}{3}(0 + a0 + a^2 0)$$

حالت های دیگر کلیدزنی نیز مطابق جدول ۱ به دست می آید.

جدول ۱: حالت های کلیدزنی و بردارهای ولتاژ

Sa	Sb	Sc	بردار ولتاژ (V)
0	0	0	$V_0 = 0$
1	0	0	$V_1 = \frac{2}{3}V_{dc}$
1	1	0	$V_2 = \frac{1}{3}V_{dc} + j\sqrt{3}/3 V_{dc}$
0	1	0	$V_3 = -\frac{1}{3}V_{dc} + j\sqrt{3}/3 V_{dc}$
0	1	1	$V_4 = -2/3V_{dc}$
1	0	1	$V_5 = -\frac{1}{3}V_{dc} - j\sqrt{3}/3 V_{dc}$
1	1	1	$V_6 = 1/3V_{dc} - j\sqrt{3}/3 V_{dc}$
			$V_7 = 0$

بنابراین ولتاژ یک اینورتر سه فاز دو سطحی می‌تواند با هفت بردار کنترل شود [۲۷].

$$V_i = \begin{cases} \frac{2}{3}V_{dc} \cdot e^{j(i-1)\frac{\pi}{3}} & (i = 1 \dots 6) \\ 0 & (i = 0, 7) \end{cases} \quad (11)$$

بردارهای ولتاژ در دستگاه $\alpha\beta$ عبارتست از [۲۲]:

$$V_i = [V_{i\alpha} \ V_{i\beta}]^T$$

مدل ریاضی ولتاژ اینورتر در دستگاه $\alpha\beta$ می‌تواند مطابق رابطه (۱۲) بیان شود [۲۲، ۱۶].

$$V_i = \frac{L di}{dt} + RI + V_g \quad (12)$$

که $V_g = [V_{g\alpha} \ V_{g\beta}]^T$ ولتاژ شبکه و $I = [I_\alpha \ I_\beta]^T$ جریان خط در دستگاه $\alpha\beta$ می‌باشند.

با بیان مدل فضای حالت سیستم بصورت:

$$\frac{dx}{dt} = Ax + BVi \quad (13)$$

که:

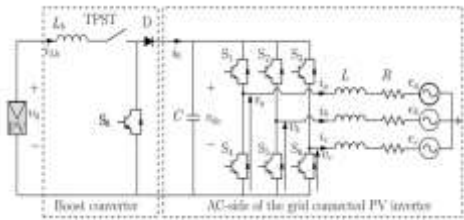
$$x = [I_\alpha \ I_\beta \ V_{g\alpha} \ V_{g\beta}]^T \quad (14)$$

و:

کنترلی را ارزیابی می‌کند. تابع هزینه بر اساس محاسبه‌ی خطای بین متغیر پیش‌بینی شده $x(k+1)$ و مقدار مرجع $X^*(k)$ در لحظه نمونه برداری بعدی بیان می‌شود. محدودیت‌ها می‌توانند به آسانی به صورت عبارت اضافی به تابع هزینه اضافه شوند. تابع هزینه در هر زمان از نمونه برداری، تمام حالت های کلیدزنی صحیح را مورد ارزیابی قرار می‌دهد. حالتی که کمترین خطای ممکن را دارد، برای اعمال به مبدل در زمان نمونه برداری بعدی انتخاب می‌شود [۱۶-۱۸، ۲۰-۲۲، ۲۴].

۲-۲- کلیدزنی اینورتر

مدار قدرت اینورتر دو سطحی سه فاز متصل به شبکه سیستم PV به همراه مبدل بوست و با فیلتر پسیو متصل به شبکه، در شکل ۳ نمایش داده شده است [۲۵].



شکل ۳: مدار قدرت اینورتر اتصال به شبکه [۲۵]

کلیدزنی اینورتر مورد نظر با روش SVM انجام می‌پذیرد [۲۶]. در این روش حالت کلیدزنی کلیدهای قدرت S_s با $s = 1, \dots, 6$ را می‌توان با سیگنال‌های کلیدزنی S_a, S_b, S_c به صورت رابطه (۷) تعریف کرد.

$$S_s = \begin{cases} 1 \\ 0 \end{cases} \quad (7)$$

$$s = a, b, c$$

این سیگنال‌های کلیدزنی مقدار ولتاژ خروجی را تعریف می‌کنند:

$$\begin{aligned} V_{aN} &= S_a V_{dc} \\ V_{bN} &= S_b V_{dc} \\ V_{cN} &= S_c V_{dc} \end{aligned} \quad (8)$$

که در آن V_{dc} ولتاژ منبع DC است. با در نظر گرفتن بردار واحد $a = e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$ که جابجایی فاز 120° بین فازها را بیان می‌کند، بردارهای ولتاژ خروجی می‌تواند به صورت رابطه (۹) بیان شود [۲۰]:

$$V = \frac{2}{3}(V_{aN} + aV_{bN} + a^2V_{cN}) \quad (9)$$

مستقیم پیش‌بین

$$y(k+1) = y(k) + \left[Cy(k) + \frac{3}{2L} DV_i(k) - \frac{3}{2L} EV_g(k) \right] T_s \quad (۲۱)$$

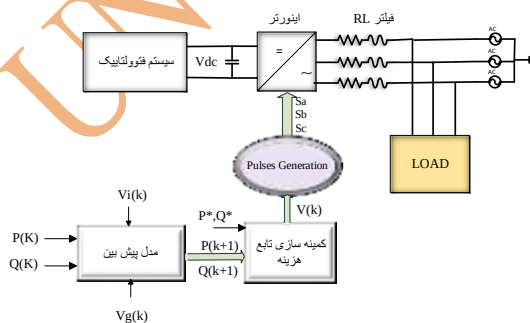
۳-۲- ساختار پیشنهادی کنترل توان مستقیم

پیش‌بین

شکل ۴ استراتژی مدل کنترل توان اکتیو مستقیم پیش بین (MPDPC) را برای یک سیستم اینورتر متصل به شبکه به منظور تنظیم توان اکتیو انعطاف پذیر نشان می‌دهد. با اندازه‌گیری جریان خط و ولتاژ شبکه، توان اکتیو $P(k)$ و توان راکتیو $Q(k)$ محاسبه می‌شوند. با استفاده از مدل پیش بین سیستم در رابطه (۲۱)، در هر زمان نمونه برداری مقادیر $P(K+1)$ و $Q(K+1)$ به ازای تمام بردارهای ولتاژ ممکن، می‌توانند پیش بینی شوند. برای انتخاب بردار ولتاژ بهینه، توان پیش بینی شده با استفاده از تابع هزینه g_1 مورد ارزیابی قرار می‌گیرند. در نهایت بردار ولتاژی در زمان نمونه برداری بعدی انتخاب می‌شود که تابع هزینه را به حداقل برساند. از آنجا که توان‌های اکتیو و راکتیو برای تنظیم توان انعطاف پذیر، از اولویت یکسانی برخوردار هستند، تابع هزینه‌ی رابطه (۲۲) برای به حداقل رساندن خطای توان استفاده می‌شود.

$$g_1 = (P^* - P(K+1))^2 + \lambda_Q (Q^* - Q(K+1))^2 \quad (۲۲)$$

در اینجا P^* و Q^* توان‌های اکتیو و راکتیو مرجع و λ_Q ضریب وزنی (برای تنظیم توان اکتیو انعطاف‌پذیر با کمینه‌سازی توان راکتیو) هستند. این تابع هزینه به منظور کاهش خطاهای توان انتخاب شده است.



شکل ۴: بلوک دیاگرام کنترل کننده توان اکتیو مستقیم پیش

بین

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 & 0 & -\omega \\ 0 & 0 & \omega & 0 \end{bmatrix} \quad (۱۵)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (۱۶)$$

اگر توان‌های اکتیو (P) و راکتیو (Q) لحظه‌ای تزریقی به شبکه به عنوان متغیرهای حالت برای دستیابی به تنظیم توان انعطاف‌پذیر در نظر گرفته شوند:

$$y = \begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} Vg\alpha & Vg\beta \\ Vg\beta & -Vg\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I\alpha \\ I\beta \end{bmatrix} \quad (۱۷)$$

با مشتق گرفتن از معادله (۱۷) نسبت به زمان داریم:

$$\begin{bmatrix} \frac{dP}{dt} \\ \frac{dQ}{dt} \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} \frac{dVg\alpha}{dt} & \frac{dVg\beta}{dt} \\ \frac{dVg\beta}{dt} & -\frac{dVg\alpha}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I\alpha \\ I\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{dI\alpha}{dt} \\ \frac{dI\beta}{dt} \end{bmatrix} \quad (۱۸)$$

با ترکیب روابط (۱۷)، (۱۸) و (۱۹) مدل سیستم به صورت رابطه (۱۹) نوشته می‌شود [۲۲].

$$\frac{dy}{dt} = Cy + \frac{3}{2L} DV_i - \frac{3}{2L} EV_g \quad (۱۹)$$

در اینجا $y = [P \ Q]^T$ تعریف می‌شود. همچنین:

$$C = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\omega \\ -\omega & -\frac{R}{L} \end{bmatrix}, D = \begin{bmatrix} Vg\alpha & Vg\beta \\ Vg\beta & -Vg\alpha \end{bmatrix}, E = \begin{bmatrix} Vg\alpha & Vg\beta \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (۲۰)$$

$Vg\alpha$ و $Vg\beta$ ولتاژهای شبکه و $V_{i\alpha}$ و $V_{i\beta}$ ولتاژهای خروجی اینورتر در دستگاه $\alpha\beta$ هستند.

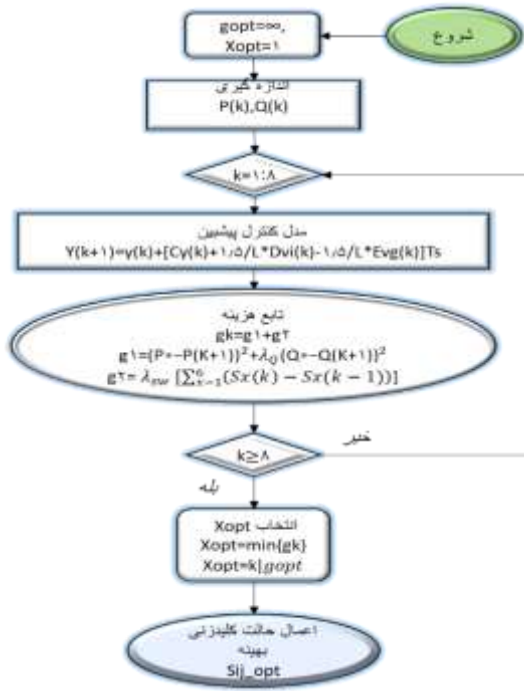
همچنین R ، L و ω به ترتیب مقاومت فیلتر، اندوکتانس فیلتر و فرکانس ولتاژ شبکه را بیان می‌کنند.

با گسسته‌سازی معادله دینامیکی (۱۹)، امکان پیش-بینی توان‌های اکتیو و راکتیو تزریقی به شبکه در زمان نمونه برداری بعدی ($K+1$) برای هر یک از هفت بردار تولید شده توسط اینورتر فراهم می‌شود. این عبارت به صورت رابطه (۲۱) نوشته می‌شود [۲۲].

استناد به این مقاله:

جعفری چاشمی، میلاد، ایزدفر، حمیدرضا.

بهینه‌سازی عملکرد اینورتر در سیستم‌های فتوولتائیک متصل به شبکه با روش کنترل توان مستقیم پیش‌بین



شکل ۵: الگوریتم کنترلی پیشنهادی

۴- نتایج شبیه سازی

استراتژی کنترل پیشنهادی با استفاده از شبیه سازی در MATLAB / Simulink مورد آزمایش قرار گرفته شده است. پارامترهای سیستم در جدول ۲ ذکر شده است. ابتدا توان‌های اکتیو و راکتیو اندازه‌گیری شده و توان‌های اکتیو و راکتیو آینده با استفاده از رابطه (۲۱) محاسبه می‌شود. پیش‌بینی‌های توان‌های اکتیو و راکتیو برای هر یک از هفت بردار ولتاژ ممکن V_i ایجاد شده توسط اینورتر، مورد استفاده قرار گرفته و هر پیش‌بینی توسط تابع هزینه (۲۵) ارزیابی می‌شود. سپس تابع هزینه $g(k)$ نیز خطای توان راکتیو را کم و مقدار توان اکتیو را جهت برابر شدن با مقدار توان اکتیو مرجع کنترل می‌کند.

جدول ۲: پارامترهای سیستم

مقادیر	پارامترها	پارامترهای سیستم
8mh	L	اندوکتانس فیلتر
0.36Ω	R	مقاومت فیلتر
50HZ	fo	فرکانس خروجی
133v	Vg	ولتاژ شبکه
300v	Vdc	ولتاژ PV
20μS	Ts	زمان نمونه‌برداری
0.72	λ _Q	ضریب وزنی λ _Q

فرکانس کلیدزنی بالا، راندمان و کارایی مبدل را کاهش می‌دهد [۲۷، ۲۸]. روشی که در این مقاله برای بهینه‌سازی فرکانس کلیدزنی پیشنهاد می‌شود، کاهش تعداد کموتاسیون‌ها در کلیدهای قدرت (IGBT) است. عبارت کاهش تعداد کموتاسیون‌ها، به همراه یک ضریب وزنی λ_{SW} تابع هزینه g_2 را می‌سازند. این عبارت اضافی در انتخاب حالت کلیدزنی بهینه برای مبدل با اعمال تغییر هزینه در تابع هزینه تاثیر خواهد گذاشت. بنابراین کنترل کننده حالت بهینه‌ای را انتخاب می‌کند که تعداد کموتاسیون‌های کمتری دارد. برای بهینه‌سازی فرکانس کلیدزنی به روش کاهش تعداد کموتاسیون‌ها در مبدل قدرت، حالت‌های کلیدزنی موجود، با حالت‌های کلیدزنی نگهداری شده در زمان نمونه برداری قبلی مقایسه می‌شوند. تعداد تغییرات حالت همه کلیدهای اینورتر S_{ix} در لحظه k نسبت به لحظه قبلی $k-1$ به ترتیب مطابق با رابطه (۲۳) نوشته می‌شوند [۱۸]:

$$n = \sum_{x=1}^6 |s_x(k) - s_x(k-1)| \quad (23)$$

رابطه (۲۳)، تعداد کموتاسیون‌های کلیدها را در هر زمان نمونه برداری T_s بیان می‌کند. تابع هزینه g_2 با در نظر گرفتن محدودیت کاهش تعداد کموتاسیون‌ها به صورت رابطه (۲۴) پیشنهاد می‌شود:

$$g_2 = \lambda_{SW} [\sum_{x=1}^6 |s_x(k) - s_x(k-1)|] \quad (24)$$

این ایده فقط به تعداد کموتاسیون‌ها محدود نمی‌شود بلکه باعث کاهش تلفات کلیدزنی تولیدی توسط مبدل قدرت نیز می‌شود.

در نهایت با ترکیب تابع هزینه g_1 و g_2 ، تابع هزینه $g(K)$ با در نظر گرفتن بهینه‌سازی فرکانس کلیدزنی و تنظیم توان اکتیو انعطاف‌پذیر جهت اعمال بردار ولتاژ بهینه به اینورتر مطابق رابطه (۲۵) می‌باشد:

$$g(K) = g_1 + g_2 \quad (25)$$

$$g(k) = (P^* - P(K+1))^2 + \lambda_Q(Q^* - Q(K+1))^2 + \lambda_{SW} [\sum_{x=1}^6 |s_x(k) - s_x(k-1)|]$$

۳- الگوریتم پیشنهادی

الگوریتم پیشنهادی MPDPC مطابق شکل ۵ می‌باشد.

مستقیم پیش‌بین

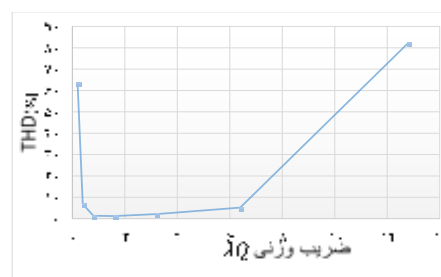
λ_{SW} ضریب وزنی	λ_{SW}	11
اندوکتانس	L1	1mh
میدل	DC	
خازن لینک	C1	1mF

در این بخش نتایج حاصل از شبیه‌سازی طرح پیشنهادی در نرم‌افزار MATLAB برای سناریوهای گوناگون، ارائه و مورد ارزیابی قرار گرفته شده است.

۴-۱- تنظیم توان اکتیو انعطاف پذیر

یک بار RL با توان اکتیو ۲ کیلو وات و توان راکتیو ۱۰۰ وار به سیستم اعمال شده است. جهت تنظیم توان اکتیو بهینه با اعمال تغییرات در ضریب وزنی λ_Q (ضریب کنترلی توان راکتیو)، می‌توان به آن دست یافت.

ابتدا با حذف مقادیر ضریب وزنی λ_Q و λ_{SW} یعنی با لحاظ نشدن اثرات توان راکتیو و نیز فرکانس کلیدزنی، اغتشاشات جریان‌های خروجی بسیار زیاد می‌باشد که در شکل‌های ۱۲ و ۱۳ قابل مشاهده است. با افزایش تدریجی مقدار ضریب وزنی λ_Q از مقدار صفر، THD جریان خروجی ابتدا کاهش یافته و در یک بازه به مقدار مطلوب می‌رسد و سپس روند افزایشی را طی می‌کند که در شکل ۶ قابل مشاهده است.



شکل ۶: تغییرات THD نسبت به ضریب وزنی λ_Q

۴-۲- تنظیم فرکانس کلیدزنی

همانطور که پیش از این بیان شد، ضریب وزنی λ_{SW} هر چه مقدار بیشتری داشته باشد، فرکانس کلیدزنی کمتر می‌شود. از طرف دیگر با کاهش λ_{SW} ، فرکانس کلیدزنی افزایش می‌یابد. با لحاظ نمودن مقدار بهینه λ_Q و با تغییرات در مقدار λ_{SW} ، شکل ۷ نمودار تغییرات فرکانس کلیدزنی و شکل ۸ نمودار تغییرات THD در توان‌های اکتیو و راکتیو ثابت نسبت به مقادیر مختلف ضریب وزنی λ_{SW} را نشان می‌دهند.

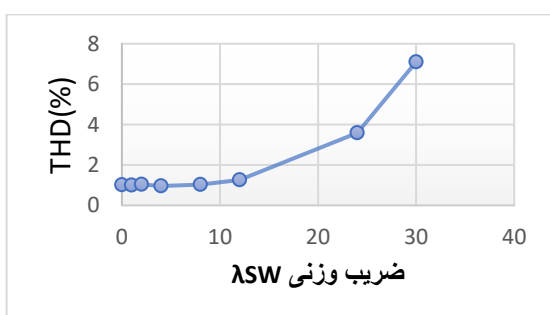
استناد به این مقاله:

جعفری چاشمی، میلاد، ایزدفر، حمیدرضا.

بهینه‌سازی عملکرد اینورتر در سیستم‌های فتوولتائیک متصل به شبکه با روش کنترل توان مستقیم پیش‌بین



شکل ۷: نمودار تغییرات فرکانس کلیدزنی نسبت به مقادیر مختلف ضریب وزنی λ_{SW}



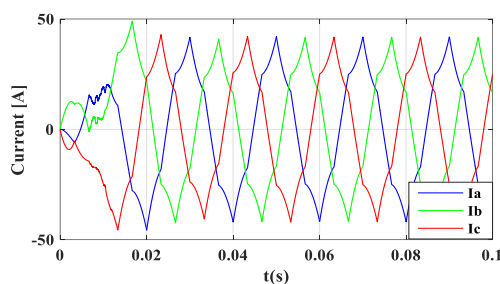
شکل ۸: نمودار تغییرات THD نسبت به مقادیر مختلف ضریب وزنی λ_{SW}

۴-۳- بهینه‌سازی فرکانس کلیدزنی و تنظیم توان اکتیو در حالت پایدار

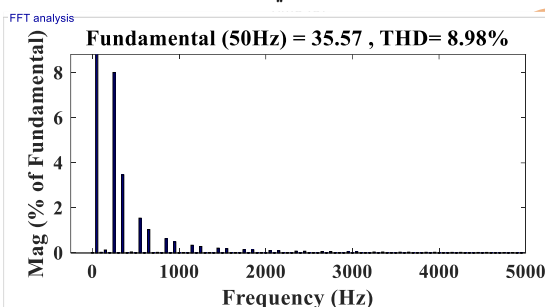
با شبیه‌سازی‌های انجام شده و با اعمال تغییرات در مقادیر ضریب وزنی λ_Q و λ_{SW} با وجود مصالحه‌ای بین پارامترها در تابع هزینه‌ی رابطه (۲۵)، مقادیر توان‌های اکتیو و راکتیو انعطاف‌پذیر با کیفیت بالا و جریان‌های سه‌فاز بار مناسب با مقدار THD پایین در حالت پایداری سیستم بهینه شده است. همچنین با مد نظر قرار داشتن فرکانس کلیدزنی بهینه برای کاهش تلفات در سویچ‌های اینورتر، تغییرات فرکانس کلیدزنی مطابق با نمودارهای شکل ۹ خواهد بود.

همان‌طور که در شکل ۱۰ و ۱۱ دیده می‌شود، توان‌های اکتیو و راکتیو قبل از بهینه‌سازی به دلیل وجود خاصیت سلفی فیلتر RL و عدم تطابق مقادیر ضریب وزنی $\lambda_{Q\lambda}$ و λ_{SW} و با لحاظ نشدن اثرات توان راکتیو در پارامتر سیستم، همانند نمودار مراجع‌شان را دنبال نمی‌کنند.

جریان‌های سه‌فاز بار به‌همراه طیف هارمونیکی جریان بار در شکل‌های ۱۲ و ۱۳ در شرایطی که عمل بهینه‌سازی صورت نگرفته است، قابل مشاهده است. در این حالت شکل موج جریان‌های خروجی بار کاملاً سینوسی نبوده و به صورت دندان‌اره‌ای می‌باشد و با اعوجاج زیادی نیز همراه است.

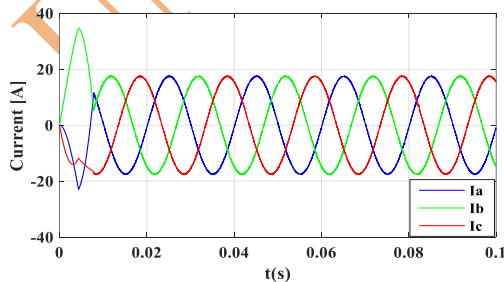


شکل ۱۲: جریان‌های سه‌فاز بار متصل به شبکه قبل از تنظیمات

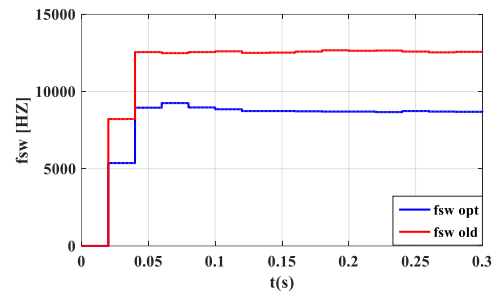


شکل ۱۳: طیف هارمونیکی جریان‌های بار متصل به شبکه قبل از تنظیمات

جریان‌های سه‌فاز بار به‌همراه طیف هارمونیکی جریان بار در شکل‌های ۱۴ و ۱۵ قابل مشاهده است.

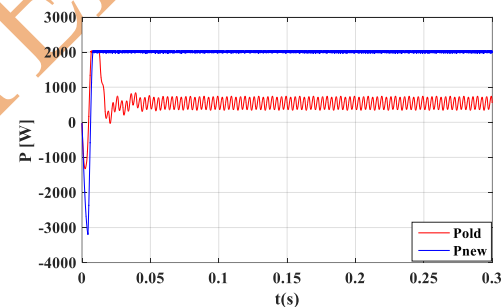


شکل ۱۴: جریان‌های سه‌فاز بهینه شده در قسمت بار متصل به شبکه

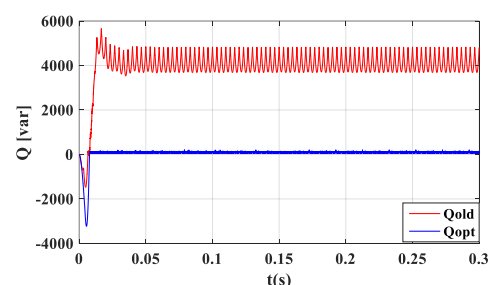


شکل ۹: تغییرات فرکانس کلیدزنی در اینورتر قبل و پس از بهینه‌سازی

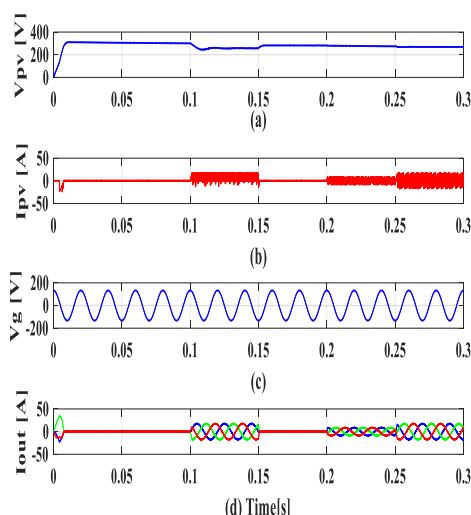
در شکل ۱۰ توان اکتیو قبل و بعد از بهینه‌سازی و در شکل ۱۱ توان راکتیو قبل و بعد از بهینه‌سازی را نمایش می‌دهد. توان‌های اکتیو و راکتیو نیز بدون انحرافی غیر از لحظه‌ی اول یعنی در زمان ۰/۰۱ ثانیه که بدلیل وجود خازن لینک DC می‌باشد، مراجع‌شان را دنبال می‌کنند. لازم به ذکر است که هرچه مقدار ظرفیت خازن لینک DC بیشتر باشد میزان انحراف لحظه‌ی ابتدایی بیشتر است [۲۹].



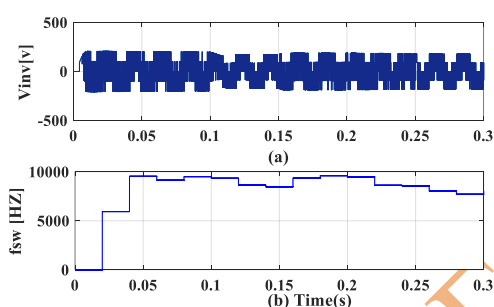
شکل ۱۰: (Pold) توان اکتیو قبل از بهینه‌سازی و (Popt) توان اکتیو بهینه شده



شکل ۱۱: (Qold) توان راکتیو قبل از بهینه‌سازی و (Qopt) توان راکتیو بهینه شده



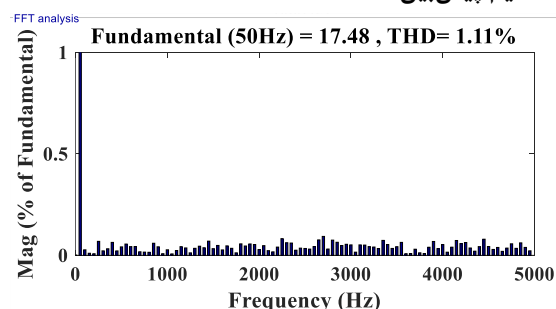
شکل ۱۷: پاسخ دینامیکی با (a) ولتاژ PV و (b) جریان PV و (c) ولتاژ بار و (d) جریان بار متصل به شبکه



شکل ۱۸: پاسخ دینامیکی سیستم با (a) ولتاژ اینورتر و (b) فرکانس کلیدزنی

۴-۵- تغییرات بار

مطابق با شکل ۱۹ با تغییر مقدار بار از ۲ کیلو وات به ۳ کیلووات (با توان راکتیو ثابت) توان اکتیو تزریقی به شبکه نیز افزایش می‌یابد و توان راکتیو با کمی فراجشش ثابت می‌ماند. در مجموع توان‌های اکتیو و راکتیو مقدار مراجع-شان را دنبال می‌کنند. شکل ۲۰ جریان‌های خروجی در قسمت بار را نشان می‌دهد.

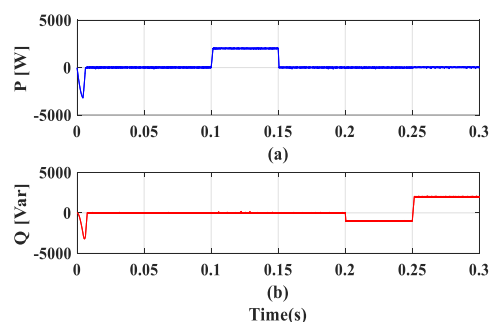


شکل ۱۵: طیف هارمونیکی جریان‌های بار

مشاهده می‌شود با استفاده از کنترل‌کننده پیش‌بین پیشنهادی، ریبیل جریان‌های خروجی در قسمت بار کاهش یافته و چرانی کاملاً سینوسی و با اعوجاج هارمونیک ۱/۱٪ به بار تزریق می‌شود. توان‌های اکتیو و راکتیو نیز بدون انحراف (به جز لحظه‌ی اول یعنی در زمان ۰/۰۱ ثانیه که به دلیل وجود خازن لینک DC می‌باشد) مراجع‌شان را دنبال می‌کنند.

۴-۴- پاسخ دینامیکی سیستم

شکل ۱۶ عملکرد تنظیم توان را نشان می‌دهد. در ابتدا توان راکتیو بر روی ۰ وار تنظیم شده است، در حالی که توان اکتیو از ۰ تا ۲ کیلووات در زمان ۰/۱ ثانیه تغییر پله‌ای داشته است و مجدداً به ۰ وات در ۰/۱۵ ثانیه باز می‌گردد. پس از آن، توان اکتیو در ۰ وات حفظ می‌شود در حالی که توان راکتیو در زمان ۰/۲ ثانیه به ۱- کیلو وار کاهش و سپس در زمان ۰/۲۵ ثانیه به ۲ کیلو وار افزایش می‌یابد. شکل ۱۷ ولتاژ و جریان‌های خروجی PV و بار متصل به شبکه و شکل ۱۸ نیز ولتاژ اینورتر و فرکانس کلیدزنی را در حالت گذرا نشان می‌دهد. می‌توان مشاهده کرد که استراتژی MPDPC پیشنهادی پاسخ دینامیکی مناسبی را ارائه می‌کند، بگونه‌ای که توان‌ها، مقادیر مرجع خود را بدون فراجشش در جریان دنبال کرده‌اند.

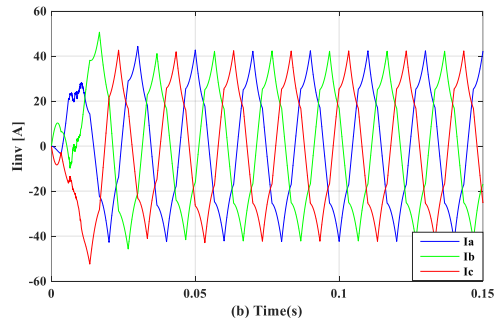
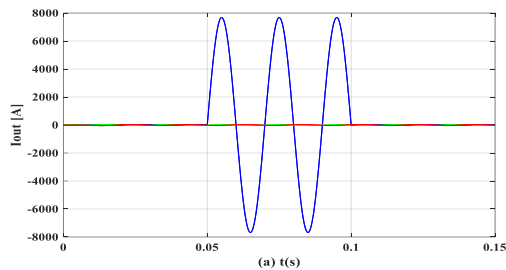


شکل ۱۶: پاسخ دینامیکی سیستم با (a) توان اکتیو لحظه‌ای و (b) توان راکتیو لحظه‌ای

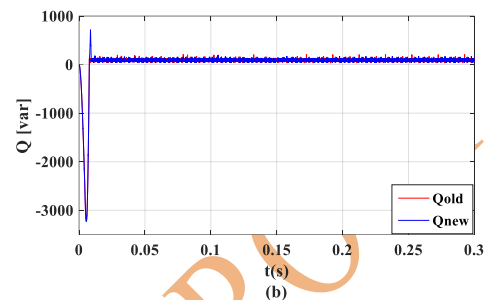
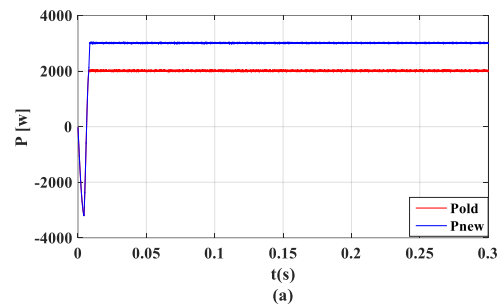
استناد به این مقاله:

جعفری چاشمی، میلاد، ایزدفر، حمیدرضا.

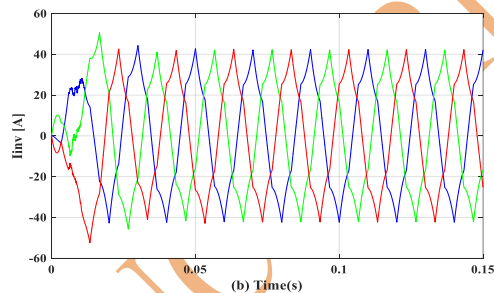
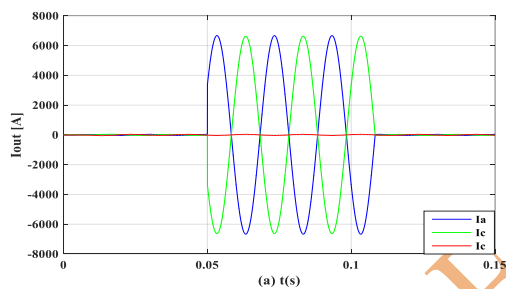
بهینه‌سازی عملکرد اینورتر در سیستم‌های فتوولتائیک متصل به شبکه با روش کنترل توان مستقیم پیش‌بین



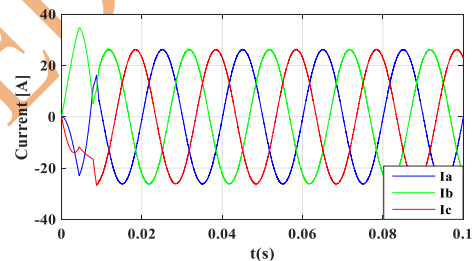
شکل ۲۰: جریان‌های بار (a) و اینورتر (b) در اتصال کوتاه تکفاز متصل به شبکه قبل از بهینه‌سازی



شکل ۱۹۹: (a) توان اکتیو و (b) توان راکتیو متصل به شبکه در حالت تغییرات بار



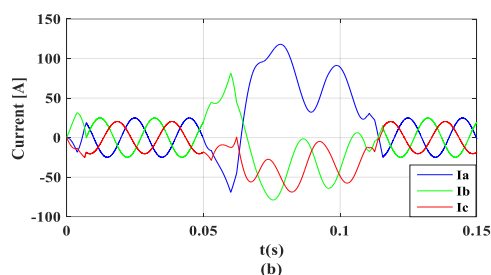
شکل ۲۱: جریان‌های بار (a) و خروجی اینورتر (b) در اتصال کوتاه دو فاز متصل به شبکه قبل از بهینه‌سازی



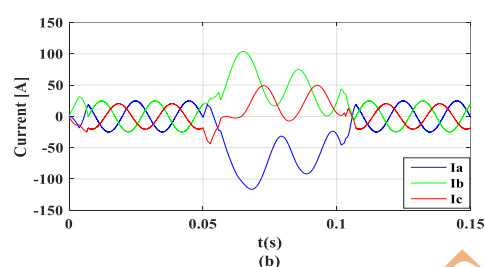
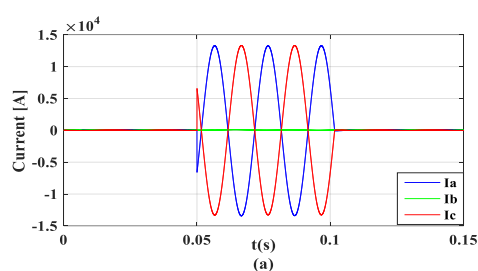
شکل ۲۰: جریان‌های بار در حالت تغییر بار متصل به شبکه

۴-۶- بروز خطای اتصال کوتاه سیستم

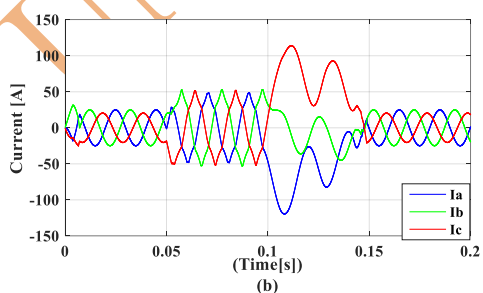
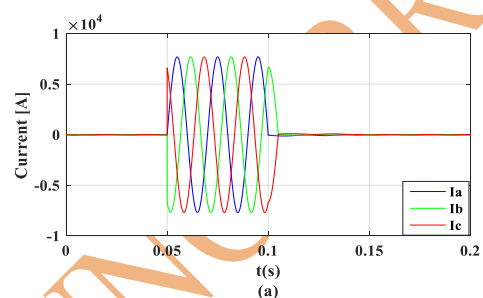
در این قسمت اثرات رخداد خطای اتصال کوتاه تک‌فاز به زمین و دوفاز و سه‌فاز خط ارزیابی می‌شود. از یک کلید تکفاز جهت وصل یک فاز به زمین و یک کلید سه‌فاز اتصال کوتاه شده جهت وصل دو فاز و سه فاز سیستم بهره برده‌ایم. کلید در ابتدا قطع می‌باشد. برای وصل لحظه‌ای آن، یک پالس به مدت ۰/۰۵ ثانیه (از زمان ۰/۰۵ الی ۰/۱ ثانیه) به آن اعمال می‌شود. نمودارهای حاصل از جریان‌های بار و جریان‌های خروجی اینورتر در حالت خطای اتصال کوتاه در شبکه از شکل‌های ۲۱ الی ۲۳ قبل از بهینه‌سازی نمایش داده شده است.



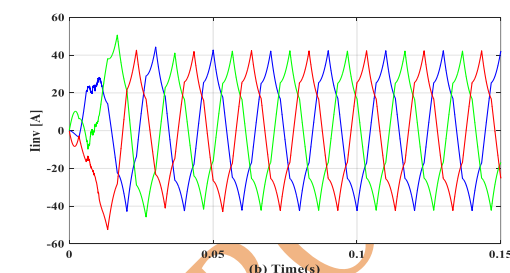
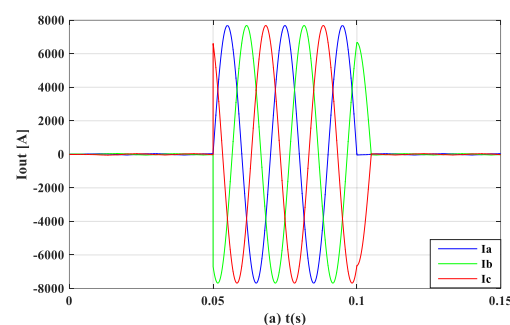
شکل ۲۴: جریان‌های بار (a) و اینورتر (b) در اتصال کوتاه تکفاز متصل به شبکه پس از بهینه‌سازی



شکل ۲۶: جریان‌های بار (a) و خروجی اینورتر (b) در اتصال کوتاه دوفاز متصل به شبکه پس از بهینه‌سازی

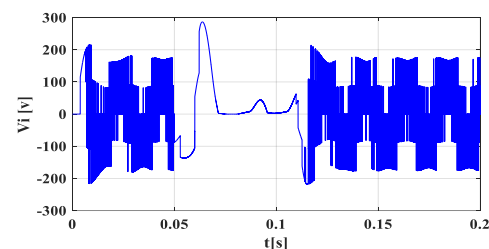


شکل ۲۵: جریان‌های بار (a) و خروجی اینورتر (b) در اتصال کوتاه سه‌فاز متصل به شبکه پس از بهینه‌سازی

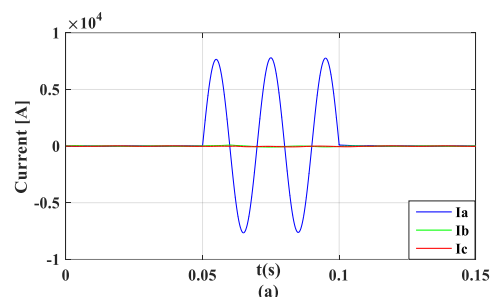


شکل ۲۲: جریان‌های بار (a) و خروجی اینورتر (b) در اتصال کوتاه سه‌فاز متصل به شبکه قبل از بهینه‌سازی

نمودار ولتاژ اینورتر در شکل ۲۴ و جریان‌های بار و جریان‌های خروجی اینورتر در حالت خطای اتصال کوتاه در شبکه از شکل‌های ۲۵ الی ۲۷ پس از بهینه‌سازی نمایش داده شده است.



شکل ۲۳: ولتاژ خروجی اینورتر در حالت اتصال کوتاه تکفاز متصل به شبکه پس از بهینه‌سازی



استناد به این مقاله:

جعفری چاشمی، میلاد، ایزدفر، حمیدرضا.

بهینه‌سازی عملکرد اینورتر در سیستم‌های فتوولتائیک متصل به شبکه با روش کنترل توان مستقیم پیش‌بین

به نتایج مناسب با کیفیت توان بالا و فرکانس کلیدزنی و THD پایین (۱/۱۱٪) در جریان‌های خروجی فراهم شده است. البته باید به این نکته نیز اشاره کرد که در برخی مقالات دیگر با استفاده از اینورترهای چندسطحی با روش-های کنترلی مختلف مقادیر THD پایین‌تر از (۱/۱۱٪) نیز در حالت بهینه دست یافته‌اند. در بخش پاسخ دینامیکی سیستم، پاسخ سریع خروجی‌های سیستم که به خوبی مراجع‌شان را دنبال می‌کنند، قابل مشاهده است. در بخش بروز خطا در سیستم، پس از رفع خطای سیستم، با در نظر گرفتن میزان توان ورودی اعمال شده از PV، توان خروجی مطلوب خیلی زود به سیستم تزریق می‌شود. در مجموع با استفاده از کنترل‌کننده‌ی پیشنهادی علاوه بر کاهش هارمونیک‌های ولتاژها و جریان‌های خروجی بار متصل به شبکه و تنظیم توان اکتیو انعطاف‌پذیر، کلیدزنی در المان‌های الکترونیک قدرت اینورتر نیز بهینه شده است. به‌طوری که THD در جریان‌های خروجی از مقدار ۸/۹۸٪ به ۱/۱۱٪ و فرکانس کلیدزنی از مقدار ۱۲۶۵۰ هرتز به ۸۷۰۰ هرتز کاهش یافته‌اند که این امر باعث کاهش تلفات و همچنین افزایش طول عمر اینورتر خواهد شد.

تعارض منافع

نویسندگان اعلام می‌کنند که در مورد انتشار این مقاله تعارض منافع وجود ندارد.

تأییدیه اخلاقی

نویسندگان متعهد می‌شوند که مطالب این مقاله را در هیچ مجله دیگری به چاپ نرسانده‌اند.

مشارکت‌های نویسندگان

میلاد جعفری چاشمی: روش‌شناسی، نرم‌افزار، اعتبارسنجی، نگارش پیش نویس اصلی، بررسی و ویرایش، منابع.

حمیدرضا ایزدفر: روش‌شناسی، اعتبارسنجی، بررسی و ویرایش محتوا، راهنمایی.

منابع مالی

در انجام پژوهش هیچ منابع مالی مورد استفاده قرار نگرفته است.

در شکل‌های ۲۱ الی ۲۳ می‌توان مشاهده کرد که قبل از بهینه‌سازی در حالت اتصال کوتاه تک‌فاز جریان خروجی بار فاز A از ۱۷/۴۸ آمپر، در زمان (۰/۰۵ الی ۰/۱ ثانیه) به مقدار ۷۶۵۳ آمپر و در حالت اتصال کوتاه دو فاز جریان‌های خروجی بار فاز A و B مقدار ۶۷۶۵ آمپر و در حالت اتصال کوتاه سه فاز جریان‌های خروجی بار سه فاز به مقدار ۷۶۹۵ آمپر به صورت لحظه‌ای یعنی در زمان (۰/۰۵ الی ۰/۱ ثانیه) افزایش یافته‌اند. سپس خیلی سریع به مقدار اولیه باز می‌گردند. جریان‌های خروجی اینورتر قبل از بهینه‌سازی به صورت دندانه‌اره‌ای و در هر سه حالت اتصال کوتاه تک‌فاز تا سه فاز با دامنه ۴۰ آمپر می‌باشد. مطابق شکل‌های ۲۵ تا ۲۷ می‌توان گفت که پس از بهینه‌سازی در حالت اتصال کوتاه تک‌فاز جریان خروجی بار فاز A از ۱۷/۴۸ آمپر، در زمان (۰/۰۵ الی ۰/۱ ثانیه) به ۷۶۸۰ آمپر و در حالت اتصال کوتاه دو فاز جریان‌های خروجی بار فاز A و B به ۶۶۷۰ آمپر و در حالت اتصال کوتاه سه فاز جریان‌های خروجی بار سه فاز به ۷۶۷۸ آمپر به صورت لحظه‌ای افزایش یافته‌اند. سپس خیلی سریع به مقدار اولیه باز می‌گردند. جریان‌های خروجی اینورتر پس از بهینه‌سازی به صورت کاملاً سینوسی می‌باشد و در حالت اتصال کوتاه تک‌فاز و دو فاز عملکرد خوب اینورتر را نیز پس از رفع خطای سیستم می‌توان مشاهده کرد. یعنی پس از زمان ۰/۱ ثانیه جریان‌های خروجی اینورتر خیلی سریع و تنها با تاخیر ۰/۰۰۱ تا ۰/۰۰۲ ثانیه‌ای به مقدار اولیه باز می‌گردند. در حالت اتصال کوتاه سه فاز نیز پس از رفع خطای سیستم، جریان‌های خروجی اینورتر پس از تاخیر ۰/۰۵ ثانیه‌ای به شرایط عادی باز می‌گردند.

۵- نتیجه‌گیری

در این مقاله اثربخشی استراتژی مدل کنترلی (MPDPC) در یک سیستم اینورتر متصل به شبکه از دو بعد بهینه‌سازی فرکانس کلیدزنی و نیز تنظیم توان اکتیو انعطاف‌پذیر در شبیه‌سازی متلب مورد ارزیابی قرار گرفته است. در بخش‌های کنترل توان اکتیو و بهینه‌سازی فرکانس کلیدزنی با اعمال تغییرات در ضریب وزنی‌های λ_Q و λ_{SW}

- [۱] B. Parida, S. Iniyar, and R. Goic, "A review of solar photovoltaic technologies," *Renewable and sustainable energy reviews*, vol. 15, no. 3, pp. 1625-1636, 2011.
- [۲] M. A. Eltawil and Z. Zhao, "Grid-connected photovoltaic power systems: Technical and potential problems—A review," *Renewable and sustainable energy reviews*, vol. 14, no. 1, pp. 112-129, 2010.
- [۳] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power electronics: converters, applications, and design*. John Wiley & sons, 2003.
- [۴] P. Monica and M. Kowsalya, "Control strategies of parallel operated inverters in renewable energy application: A review," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 65, pp. 885-901, 2016.
- [۵] A. Linder, R. Kanchan, P. Stolze, and R. Kennel, *Model-based predictive control of electric drives*. Cuvillier Verlag, 2010.
- [۶] H. Athari, M. Niroomand, and M. Ataei, "Review and classification of control systems in grid-tied inverters," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 72, pp. 1167-1176, 2017.
- [۷] Y. Huang, H. Wang, A. Khajepour, H. He, and J. Ji, "Model predictive control power management strategies for HEVs: A review," *Journal of Power Sources*, vol. 341, pp. 91-106, 2017.
- [۸] H. Hadla and S. Cruz, "Predictive stator flux and load angle control of synchronous reluctance motor drives operating in a wide speed range," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 9, pp. 6950-6959, 2017.
- [۹] E. J. N. Menezes, A. M. Araújo, and N. S. B. Da Silva, "A review on wind turbine control and its associated methods," *Journal of cleaner production*, vol. 174, pp. 945-953, 2018.
- [۱۰] M. H. Nguyen, S. Kwak, and S. Choi, "Voltage Injection based MPDPC Technique for Individual Phase Loss Reduction in Active Front-End Rectifier," *IEEE Access*, 2024.
- [۱۱] H. Chen, Y. Zhang, T. Jiang, and C. Yang, "Multiple-Vector-Based Model Predictive Direct Power Control with Controllable Switching Frequency for Doubly Fed Induction Generators," in *2023 26th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2023: IEEE, pp. 4682-4687.
- [۱۲] Xizi Chen, Shin Kawai, Triet Nguyen-Van. "Model Predictive Control for Stand-alone Half-bridge Inverter". IEEE 2023.
- [۱۳] Iftissen Nabil, Mokrane Hamza, Abdelmalek Samir. "Model Predictive Voltage Control of Uninterruptible Power Supply with an Output RLC Filter". International Conference on Electronics, Energy and Measurement, 2023.
- [۱۴] Manesh Patel, Zhongfu Zhou. "An Interleaved Switched Capacitor Single-Phase Inverter with a Modified Control Strategy for a Standalone PV System with Battery Storage ". IEEE IAS Global Conference on Emerging Technologies, 2023.
- [۱۵] Gada S, Fekik A, Mahdal M, Vaidyanathan S, Maidi A, Bouhedda A. Improving power quality in grid-connected photovoltaic systems: A comparative analysis of model predictive control in three-level and two-level inverters. *Sensors*. 2023 Sep 15;23(18):7901.
- [۱۶] A. Chatterjee, K. Mohanty, V. S. Kommukuri, and K. Thakre, "Power quality enhancement of single phase grid tied inverters with model predictive current controller," *Journal of Renewable and Sustainable Energy*, vol. 9, no. 1, 2017.
- [۱۷] A. A. Abd-Elaziz, S. M. Dabour, M. F. Elmorshedy, and E. M. Rashad, "Application of FCS-MPC for Split-Source Inverter-based Single-Phase Grid-Connected PV Systems," in *2023 IEEE Conference on Power Electronics and Renewable Energy (CPERE)*, 2023: IEEE, pp. 1-6.
- [۱۸] W. R. Sultana, S. K. Sahoo, S. Sukchai, S. Yamuna, and D. Venkatesh, "A review on state of art development of model predictive control for renewable energy applications," *Renewable and sustainable energy reviews*, vol. 76, pp. 391-406, 2017.
- [۱۹] M. Salman and N. E. Wu, "Islanding detection in electric distribution circuits using multiple-model filters in the presence of multiple pv inverters," in *2019 American Control Conference (ACC)*, 2019: IEEE, pp. 3174-3179.
- [۲۰] H. Bakini et al., "An Improved Mutated Predictive Control for Two-Level Voltage Source Inverter with Reduced Switching Losses," *IEEE Access*, 2024.

- [۲۱] Y. Song *et al.*, "Research on Control Strategy of Three-level PV Grid-Connected Inverter Based on FCS-MPC," in *2023 4th International Conference on Advanced Electrical and Energy Systems (AEES)*, 2023: IEEE, pp. 39-44 .
- [۲۲] J. Hu, J. Zhu, and D. G. Dorrell, "Model predictive control of grid-connected inverters for PV systems with flexible power regulation and switching frequency reduction," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 1, pp. 587-594, 2014.
- [۲۳] Q. Chen, X. Luo, L. Zhang, and S. Quan, "Model predictive control for three-phase four-leg grid-tied inverters," *IEEE Access*, vol. 5, pp. 2834-2841, 2017.
- [۲۴] P. Cortés, M. P. Kazmierkowski, R. M. Kennel, D. E. Quevedo, and J. Rodríguez, "Predictive control in power electronics and drives," *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 55, no. 12, pp. 4312-4324, 2008.
- [۲۵] R. Errouissi, A. Al-Durra, and S. Mueeen, "A robust continuous-time MPC of a DC–DC boost converter interfaced with a grid-connected photovoltaic system," *IEEE Journal of Photovoltaics*, vol. 6, no. 6, pp. 1619-1629, 2016.
- [۲۶] H.-C. Moon, J.-S. Lee, J.-H. Lee, and K.-B. Lee, "Model predictive control of a grid-connected inverter to reduce current ripples and computation loads," in *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2017: IEEE, pp. 1097-1102 .
- [۲۷] J. Lihu, Z. Yongqiang, G. Wenrai, and W. Yinshun, "Application of model current predictive control in low voltage ride through of photovoltaic station," in *2014 International Conference on Power System Technology*, 2014: IEEE, pp. 2846-2851 .
- [۲۸] M. Mosa, R. S. Balog, H. Abu-Rub, and M. Elbuluk, "A modified symmetric and asymmetric multilevel power inverter with reduced number of power switches controlled by MPC," in *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2017: IEEE, pp. 488-493 .
- [۲۹] Li X, Shadmand MB, Balog RS, Rub HA. A harmonic constrained minimum energy controller for a single-phase grid-tied inverter using model predictive control. In *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)* 2015 Sep 20 (pp. 5153-5159). IEEE.