نشریه علمی «علوم و فناوری‌های پدافند نوین»
سال یازدهم، شماره ۲، تابستان ۱۳۹۹؛ ص ۱۶۵-۱۵۵

استفاده از یک‌سوسازهای چندسطحی دیودمهاری با کنترل‌کننده MPC، جهت تغذیه فرستنده لورن

میلاد بیگی[۱]، آرش دهستانی کلاگر[۲*]، محمدرضا علیزاده پهلوانی[۳]
۱- کارشناس ارشد، ۲- استادیار، ۳- دانشیار، دانشگاه صنعتی مالک اشتر
(دریافت: ۹۸/۰۶/۱۰، پذیرش: ۹۸/۱۱/۰۹)

چکیده

در این مقاله، روش کنترلی پیش‌بین مبتنی بر مدل (MPC)، در ساختار یک‌سوساز فعال دوسطحی و سه‌سطحی، جهت استفاده در سیستم تغذیه سامانه لورن مطالعه می‌گردد. تا به امروز، فرستنده لورن تنها با استفاده از یک‌سوسازهای دیودی تغذیه‌شده است؛ که این یک‌سوسازها، دارای اعوجاجات هارمونیکی شدیدی در جریان ورودی بوده و در اتصال به بارهای پالسی، ضریب توان بسیار پایینی را در ورودی ایجاد می‌کنند. جهت کاهش هارمونیک‌های جریان و ارتقاء ضریب توان ورودی، ساختار یک‌سوساز فعال کنترل‌شده به‌روش MPC، به‌صورت سه‌سطحی دیودمهاری پیشنهاد می‌شود. دلیل استفاده از این روش به‌جای روش‌های متداول، ازجمله کنترل مبتنی بر امتدادیابی ولتاژ (VOC) و کنترل مستقیم توان (DPC)، نتایج مطلوب‌تر آن از منظر بهبود شاخص‌های کیفیت توان، کاهش فرکانس کلیدزنی و همچنین سادگی کنترل مؤلفه‌های مختلف با تغییر ضرایب وزنی است. نتایج مقایسه این سه روش نشان می‌دهد که روش MPC علاوه بر حصول ضریب توان نزدیک به واحد و اعوجاج هارمونیکی ناچیز، از فرکانس کلیدزنی بسیار کمتری نسبت به دو روش قبل برخوردار است. فرکانس کلیدزنی در روش‌های MPC، VOC و DPC برای یک بار نوعی متداول، به ترتیب ۱۱/۳ kHz، ۷۴/۵ kHz و ۶۰ kHz هستند. همچنین سادگی منطق و پیاده‌سازی آسان روش کنترلی MPC نسبت به دو روش دیگر و نیز دست‌یابی به نقطه کار مطلوب‌تر با هزینه کمتر از مزیّت‌های مهم این روش به شمار می‌روند.

کلیدواژه‌ها: یک‌سوساز فعال، کنترل پیش‌بین (MPC)، بارهای پالسی، فرستنده لورن

Utilizing MPC Controlled Multilevel Neutral Point Clamped Rectifier for Supplying Loran Transmitter

M. Beygi, A. Dehestani Kolagar*, M. R. Alizadeh Pahlavani
Malek Ashtar University of Technology
(Received: 01/09/2019; Accepted: 29/01/2020)

Abstract

The present work studies a model predictive controlled two- and three-level active front-end rectifier system for supplying LORAN transmitter system. Up to now, the LORAN transmitters have been supplied by only diode rectifiers, which inject sever harmonics into the AC network and induce a very low input power factor when supplying pulsed loads. Therefore, an MPC-controlled active rectifier system with three level neutral point clamped topology is proposed to attenuate the input current harmonics and improve the input power factor. Compared with the conventional methods (e.g. voltage oriented control (VOC), direct power control (DPC)), the proposed control method provides such advantages as improved power quality indices, reduced switching frequency, and simplicity for controlling different indices just by changing the weighting factors of the relevant cost function. The results of comparing these thee methods demonstrate that the MPC method could not only give a power factor close to unity and negligible harmonic distortion, but also very lower switching frequency, as compared to the two other methods. Using the MPC, VOC, and DPC control methods, the switching frequencies for a typical load were found to be 11.3, 74.5, and 60 kHz, respectively. Moreover, the intuitive logic and easy implementation of the MPC method, compared to the two other ones, besides achieving an improved operating point with a lower cost, represent the other important advantages of the MPC method.

Keywords: Active Front-End Rectifiers, Model Predictive Control (MPC), Pulsed Loads, Loran Transmitter

*Corresponding Author E-mail: a_dehestani@mut.ac.ir

۱. مقدمه

مبدل‌های AC-DC به‌طور فزاینده‌ای در کاربردهایی متنوع، ازجمله منابع تغذیه میکروالکترونیک‌ها، لوازم‌خانگی، باتری‌های الکترونیکی، باتری‌های شارژی، راه‌اندازهای موتور dc، و غیره مورداستفاده قرار می‌گیرند. اکثر یک‌سوسازها از یک مدار پل دیودی و یک خازن حجیم در خروجی استفاده می‌کنند که این نوع یک‌سوسازها از مزایای سادگی، مقاوم بودن و کم‌هزینه بودن برخوردار هستند؛ بااین‌حال، یک پل دیودی توانایی انتقال توان در یک جهت را دارد؛ ضریب توان پایینی داشته و اعوجاج هارمونیکی جریان ورودی آن بسیار زیاد است [۱]. تا به امروز، جهت تغذیه فرستنده لورن از یک‌سوسازهای پل دیودی استفاده‌شده است که این مبدل‌ها منجر به بروز ضریب توان پایین شده و هارمونیک‌های شدیدی را نیز در جریان ورودی ایجاد می‌نمایند. در مقابل، یک‌سوسازهای فعال از مزایایی ازجمله قابلیت انتقال توان در هر دو جهت، تثبیت ولتاژ لینک DC، ضریب توان ورودی نزدیک به واحد و کاهش اندازه خازن لینک DC برخوردار هستند. با استفاده از یک‌سوسازهای فعال، قابلیت اطمینان، سرعت کنترل‌کننده و بازده یک‌سوساز افزایش‌یافته و همچنین اعوجاج هارمونیکی جریان، بدون افزایش اندازه فیلترهای ورودی یک‌سوسازها، کاهش پیدا می‌کند [۱-۵]. تاکنون روش‌های کنترلی متعددی به‌منظور کنترل مستقل توان اکتیو و راکتیو پیشنهاد شده‌اند. یکی از متداول‌ترین و کامل‌ترین روش‌ها برای یک‌سوسازهای فعال، کنترل مبتنی بر امتدادیابی ولتاژ (VOC[1]) است. اگرچه عملکرد حالت دائم مطلوب و نیز پاسخ دینامیکی سریع با استفاده از روش VOC حاصل می‌گردد، اما این روش به‌دلیل تنظیم کنترل‌کننده‌های تناسبی-انتگرالی (PI) جریان داخلی و نیز تعدد پارامترهای سیستم، با مشکل مواجه است [۶]. روش DPC[2] نوع دیگری از راهبردهای کنترل توان با عملکرد مطلوب در یک‌سوسازهای PWM[3] است و از زمان ظهورش در سال ۱۹۹۸، توجه بسیاری را به خود جلب کرده است. این روش پاسخ دینامیکی خیلی سریعی را با ساختار ساده ارائه می‌دهد که این پاسخ به‌واسطه انتخاب یک بردار ولتاژ از یک جدول کلیدزنیِ از پیش تعریف‌شده، حاصل می‌شود. ازآنجایی‌که جدول مذکور چندان دقیق نیست، روش DPC متداول، دارای ریپل‌های توان نسبتاً بزرگی است [۶]. به‌منظور غلبه بر نقطه‌ضعف‌های انتخاب بردار در روش DPC، اخیراً رهیافت MPC[4] به‌منظور بهبود عملکرد حالت دائمی مبدل، پیشنهادشده است. رهیافت MPC تا حدود زیادی شبیه DPC است. یعنی اینکه این روش نیز یک بردار ولتاژ را در هر دوره تناوب کنترل، انتخاب و اعمال می‌کند. بااین‌وجود، بردار انتخاب‌شده از روی یک جدول کلیدزنیِ از پیش تعریف‌شده به‌دست نمی‌آید؛ بلکه با بهینه‌سازی یک تابع هزینه حاصل می‌شود. مزایای روش MPC در سامانه‌های دارای فرکانس کلیدزنی پایین، مرتبه بالاتر و نیز افق پیش‌بینی طولانی‌تر، مشهودتر است. درعین‌حال که فرکانس کلیدزنی نیز به میزان قابل‌توجهی کم می‌شود، به خاطر شایستگی این روش در کنترل هم‌زمان چندین متغیر، سادگی آن ازنظر مفهوم و نیز انعطاف‌پذیری این روش در برآورده‌سازی قیدهای غیرخطی، روش فوق توجه زیادی را در سرتاسر دنیا به خود جلب کرده است. توضیحات تفصیلی در این خصوص در [۶-۹] آورده شده است.

می‌توان فرستنده‌های مخابراتی از نوع فرستنده لورن را به‌دلیل نوع شکل موج جریانی که از منبع ولتاژ DC اخذ می‌کنند، در شمار بارهای پالسی به‌حساب آورد. تاکنون تغذیه این‌گونه بارها با استفاده از یک‌سوسازهای متداول دیودی و نهایتاً تریستوری انجام می‌گرفت. اما به‌دلیل ماهیت پالسی بار فرستنده لورن و فرکانس عملکرد بالای آن، سرعت پاسخ دینامیکی یک‌سوسازهای متداول جهت فائق آمدن بر اثرات مخرب شبکه‌ای این‌گونه بارها کاملاً ناکافی بوده و همچنین در فرستنده‌های توان بالا نیازمند تجهیزات جبران‌سازی نیز هستند. در این مقاله، به‌عنوان راه‌کاری مؤثر، استفاده از یک سوساز فعال و کنترل آن به روش پیش‌بین مبتنی بر مدل (MPC)، جهت تغذیه فرستنده لورن پیشنهاد می‌شود.

در این راستا، کارایی ساختار فوق به همراه اعمال روش کنترلی MPC، نشان داده‌شده و با دیگر روش‌ها مقایسه می‌گردد. در این مقاله، در بخش ۲ به بررسی مختصر اهمیت فرستنده لورن پرداخته می‌شود؛ در بخش ۳ به‌اختصار ساختارهای یک‌سوسازهای متداول معرفی‌شده و در بخش ۴، با مقایسه روش‌های کنترلی متداول و نوین، مزایا و معایب هریک از روش‌ها تشریح می‌گردد. در ادامه در بخش ۵، به معرفی مدار قدرت فرستنده لورن پرداخته و در بخش ۶، نتایج شبیه‌سازی یک‌سوساز فعال تغذیه‌کننده فرستنده لورن با اعمال روش کنترل پیش‌بین ارائه می‌گردد. درنهایت، بخش ۷ مقاله نیز به نتیجه‌گیری اختصاص داده شده است.

۲. اهمیت فرستنده لورن

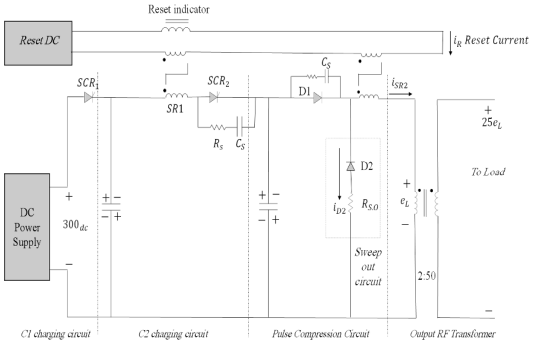
امروزه موقعیت‌یابی برای سامانه‌های گوناگونی ازجمله سامانه‌های مدیریتی و نظارت در پلیس، حمل‌ونقل درون‌شهری و جاده‌ای، حمل‌ونقل ساحلی و کاربردهای نظامی، امری ضروری به نظر می‌رسد. به‌طورکلی برای موقعیت‌یابی دو روش وجود دارد:

[1] Voltage Oriented Control
[2] Direct Power Control
[3] Pulse Width Modulation
[4] Model Predictive Control

استفاده از سیستم موقعیت‌یابی جهانی[1] و یا استفاده از سیستم موقعیت‌یاب زمین‌پایه (موقعیت‌یاب محلی[2])، که در این مقاله تمرکز اصلی روی سیستم موقعیت‌یاب زمین‌پایه است. یکی از سامانه‌های موقعیت‌یاب زمین‌پایه سیستم لورن است. سامانه لورن سامانه‌ای رادیویی است که با دقت، موقعیت وسایل را با اندازه‌گیری اختلاف در زمان رسیدن سیگنال رادیویی از ایستگاه‌هایی که بسیار دور از هم قرار دارند، تعیین می‌کند. سیستم لورن از ایستگاه های فرستنده و گیرنده تشکیل شده است [۱۰].

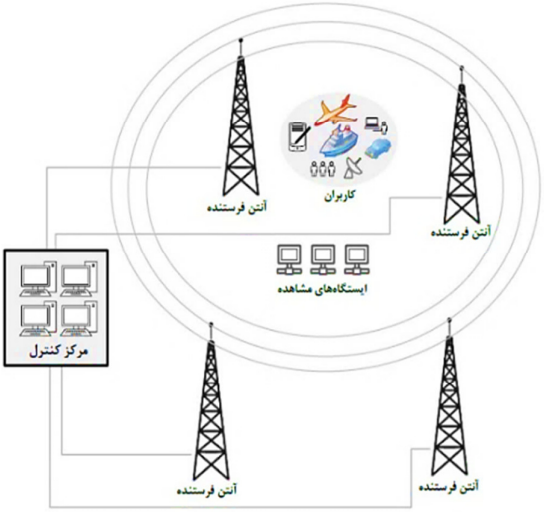
۲-۱ تشریح فرستنده لورن

در یک نمونه سیستم لورن که از مدار رزونانس سری با کنترل تریستور و سلف اشباع‌پذیر استفاده‌شده است، نحوه عملکرد اغلب مبدل‌ها و یا فرستنده‌های سیگنال لورن، بر پایه شارژ کردن خازن‌ها به‌وسیله تریستورهای کنترل‌شونده و سپس فشرده کردن نیم‌موج‌های سینوسی به‌وسیله مدار فشرده‌ساز و انتقال انرژی از طریق ترانسفورماتور فرکانس بالا به آنتن است. این فرکانس در فرستنده لورن C، ۱۰۰ KHz است. مدار تولیدکننده نیم موج توان بالا با فشرده‌ساز مغناطیسی، در شکل (۱) نشان داده‌شده است. این مدار از چهار قسمت مدار شارژ C_1، مدار شارژ C_2، مدار فشرده‌ساز پالس و ترانس RF خروجی تشکیل‌شده است. ولتاژ ورودی از منبع توان DC تأمین می‌گردد و خازن C_1 در پاسخ به کلیدزنی تریستور ۱ شارژ می‌شود. تریستور دوم که به‌صورت موازی با مقاومت R_s و خازن C_s نشان داده‌شده است، به‌عنوان مدار رزونانس دوم عمل می‌کند و ولتاژ خازن C_2 را دو برابر خازن C_1 شارژ می‌کند. دیود D_1 با مدار فشرده‌ساز پالس، سری قرارگرفته و با خازن C_5 موازی شده است و همچنین با سلف اشباع‌پذیر SR_2 رزونانس سری انجام می‌دهد و اولیه ترانس RF را تغذیه می‌نماید. ترانس RF با نسبت دور اولیه به ثانویه (۲:۵۰) پیچیده شده است [۱۱].



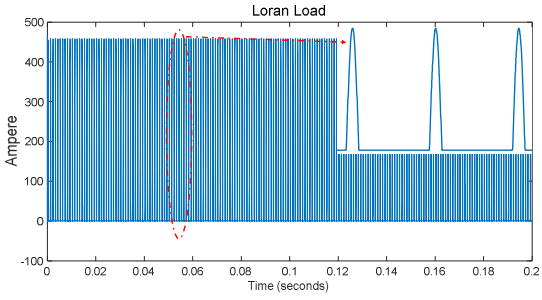
شکل ۱. شمای مدار تولیدکننده نیم‌موج فشرده [۱۱].

سامانه لورن شامل ایستگاه‌های فرستنده (آنتن، تقویت‌کننده و ژنراتور)، ایستگاه‌های کنترل، سایت‌های پایش منطقه‌ای، تجهیزات مربوط به همزمان کردن فرستنده‌ها و گیرنده‌هایی است که در اختیار کاربران قرارگرفته و متناسب با کاربردها و میزان دسترسی‌های متفاوت طراحی شده‌اند. شکل (۲) اجزای سامانه لورن را نشان می‌دهد [۱۲].



شکل ۲. اجزای سامانه لورن [۱۲].

همان‌طور که در شکل (۱) مشاهده می‌شود، جهت تغذیه مدار تولیدکننده نیم موج فشرده به یک منبع تغذیه ۳۰۰ ولت DC نیاز است؛ درگذشته ولتاژ DC از طریق فرستنده لورن از طریق یک یک‌سوساز پل تمام موج دیودی تأمین می‌گردید. شکل موج جریانی که فرستنده لورن از منبع تغذیه می‌کشد در شکل (۳) نمایش داده‌شده است، که این جریان منجر به ایجاد هارمونیک‌های جریانی در طرف AC یک‌سوساز پل تمام موج دیودی می‌گردد. در این یک‌سوساز THD برابر ۲۱٪ و ضریب توان برابر ۰/۸۸ است.



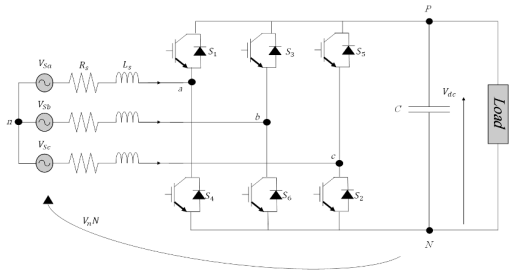
شکل ۳. جریان اخذشده توسط مدار تولیدکننده نیم‌موج فشرده

[1] Global Positioning System
[2] Local Positioning System

۳. ساختار یک‌سوسازهای فعال

۳-۱. ساختار یک‌سوساز فعال دوسطحی

در شکل (۴) یکی از ساده‌ترین و مرسوم‌ترین ساختار یک‌سوسازهای فعال نمایش داده‌شده است، در این ساختار تنها از ۶ کلید فعال استفاده می‌گردد. ساختارهای دیگری نیز برای یک‌سوسازها ابداع‌شده است که هرکدام دارای پیچیدگی‌ها و کاربردهای منحصربه‌فرد خود هستند. در این مقاله برای مقایسه سه روش کنترلی از ساختار دوسطحی استفاده‌شده است [۲].



شکل ۴. ساختار دوسطحی یک‌سوساز فعال [۱].

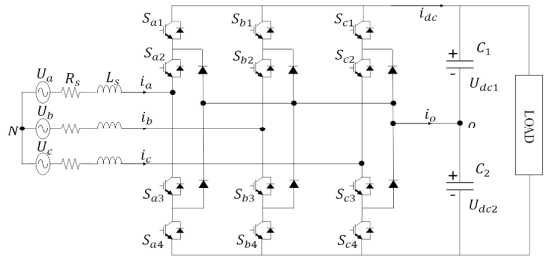
۳-۲. ساختار یک‌سوساز سه‌سطحی دیودمهاری

مدار قدرت ساختار یک‌سوساز NPC در شکل (۵) نشان داده‌شده است. هر فاز از این ساختار به یک ساق متصل است که هر ساق شامل چهار کلید فعال (AFE) و دو دیود است؛ به‌طوری‌که دو کلید مرکزی و دیودها امکان اتصال ترمینال ورودی را به نقطه خنثی لینک DC، فراهم می‌آورند. این پیکربندی با در نظر گرفتن جدول (۱)، توان تولید سه سطح ولتاژ در ترمینال ورودی نسبت به نقطه خنثی ۰ برای فاز x را دارد [۱، ۳ و ۱۳]. هر فاز نیز دارای سه حالت ممکن است که به‌صورت P، 0 و N نمایش داده می‌شوند. این حالت‌های کلیدزنی، به ترتیب مقادیر $V_{dc}/2$ ، ۰ و $-V_{dc}/2$ را در ترمینالیک‌سوسازز تولید می‌نمایند[۱، ۳ و ۱۳].

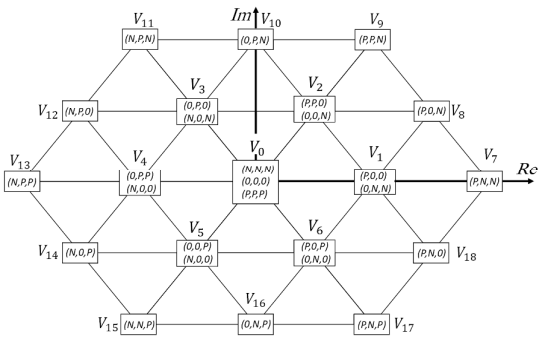
جدول ۱. حالات کلیدزنی برای بک فاز یک‌سوساز NPC [۱۴]

S_x	S_{x1}	S_{x2}	S_{x3}	S_{x4}	v_{x0}
P	1	1	0	0	$V_{dc}/2$
0	1	0	0	1	0
N	0	0	1	1	$-V_{dc}/2$

در این ساختار برای یک یک‌سوساز سه‌فاز، ۲۷ حالت کلیدزنی مجاز وجود دارد که ۱۹ بردار ولتاژی متفاوت را می‌سازند. توجه شود که برخی از حالات کلیدزنی متفاوت، بردارهای ولتاژی یکسانی می‌سازند. برای مثال بردار 0 می‌تواند توسط سه حالت کلیدزنی متفاوت (P,P,P) ،(۰،۰،۰) و (N,N,N) تولید شود [۱۳]. مجموعه حالت‌های کلیدزنی مجاز و بردارهای فضایی متناظر با آن‌ها در شکل (۶) نشان داده‌شده‌اند.



شکل ۵. مدار قدرت ساختار یک‌سوساز سه سطحی دیود مهاری [۱۳].

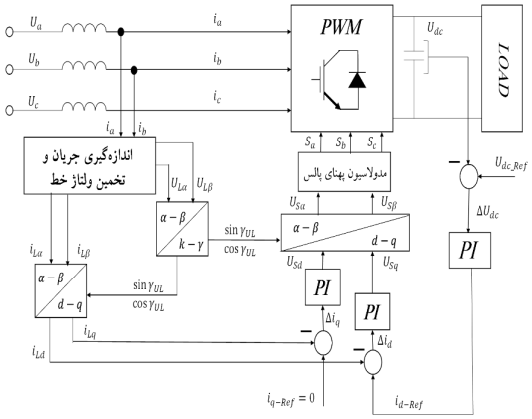


شکل ۶. حالات کلیدزنی و بردارهای ولتاژی در یک‌سوساز سه‌فاز دیودمهاری [۱۴].

۴. روش‌های کنترلی یک‌سوسازهای فعال

۴-۱. روش کنترلی VOC

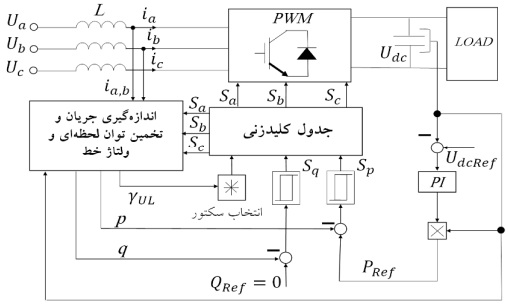
بلوک دیاگرام کنترل یک‌سوساز به روش VOC در شکل (۷) نمایش داده‌شده است. هدف سامانه کنترلی حفظ ولتاژ خروجی (ولتاژ لینک DC) در سطح موردنیاز و دست‌یابی به ضریب قدرت واحد است. حصول ضریب قدرت واحد نیازمند هم‌فازی مؤلفه‌های اصلی ولتاژ و جریان ورودی است. همچنین مطلوب است که شکل موج جریان ورودی به‌منظور کاهش اعوجاجات هارمونیکی، شکل موجی سینوسی باشد. روش (VOC) که در شکل (۷) نشان داده‌شده است، شرط واحد بودن ضریب توان را، زمانی می‌تواند محقق کند که بردار جریان خط $i = i_d + ji_q$ هم‌راستا با بردار ولتاژ فاز $v = v_d + jv_q$ تغذیه‌کننده یک‌سوساز باشد. ازاین‌رو، از یک قاب مرجع هم‌راستا با v استفاده‌شده و مقدار مرجع i_q^* از مؤلفه q مربوط به i، برابر با صفر در نظر گرفته‌شده است [۱۵].



شکل ۷. شمای کنترلی PWM به روش VOC [۱۵].

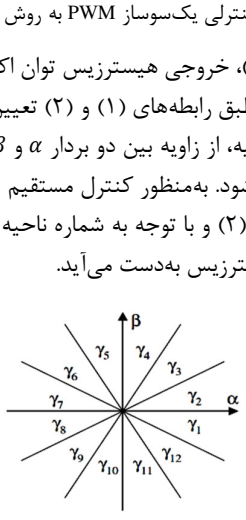
۴-۲. روش کنترلی DPC [۱۴]

بلوک دیاگرام کنترل یک‌سوساز PWM به روش DPC، در شکل (۸) نشان داده‌شده است. در این روش ولتاژها و جریان‌های ورودی به مختصات ایستای دومحوری $\beta\alpha$ منتقل می‌شوند تا بتوان مقادیر توان اکتیو، راکتیو و همچنین ناحیه‌ای که ولتاژ در هرلحظه در آن قرار دارد را محاسبه نمود. مقادیر محاسبه‌شده توان با مقادیر مرجع مقایسه شده و خطای آن‌ها به کنترل‌کننده هیسترزیس وارد می‌شود.



شکل ۸. شمای کنترلی یک‌سوساز PWM به روش DPC [۱۴].

در جدول (۲)، خروجی هیسترزیس توان اکتیو S_p و خروجی توان راکتیو S_q، طبق رابطه‌های (۱) و (۲) تعیین می‌شوند. برای تعیین شماره ناحیه، از زاویه بین دو بردار α و β با توجه به شکل (۹) استفاده می‌شود. به‌منظور کنترل مستقیم توان، بردار فضایی مناسب از جدول (۲) و با توجه به شماره ناحیه و مقادیر خروجی کنترل‌کننده هیسترزیس به‌دست می‌آید.



شکل ۹. نحوه انتخاب سکتور در روش DPC [۱۴].

$$S_p = 1 \text{ for } P<P_{ref} - H_p \quad (۱)$$
$$S_p = 0 \text{ for } P>P_{ref} - H_p$$
$$S_q = 1 \text{ for } Q<Q_{ref} - H_q \quad (۲)$$
$$S_q = 0 \text{ for } Q>Q_{ref} - H_q$$

جدول ۲. جدول کلیدزنی روش DPC [۱۴]

S_p	S_q	$\theta1$	$\theta2$	$\theta3$	$\theta4$	$\theta5$	$\theta6$	$\theta7$	$\theta8$	$\theta9$	$\theta10$	$\theta11$	$\theta12$
1	0	V6	V7	V1	V0	V2	V7	V3	V0	V4	V7	V5	V0
	1	V7	V7	V0	V0	V7	V7	V0	V0	V7	V7	V0	V0
0	0	V6	V1	V1	V2	V2	V3	V3	V4	V4	V5	V5	V6
	1	V1	V2	V2	V3	V3	V4	V4	V5	V5	V6	V6	V1
$V1(100), V2(110), V3(010), V4(011), V5(001), V6(101), V0(000), V7(111)$													

۴-۳. روش کنترلی MPC

در روش MPC به رابطه‌های ریاضی برای به‌دست آوردن تابع هزینه در هر دوره نمونه‌برداری نیاز است[۶، ۱۳، ۱۶و ۱۷]. تابع هزینه در این روش نقش تعیین‌کننده‌ای برای هدف کنترلی دارد که از این اهداف می‌توان به حاصل شدن ضریب توان واحد برای ولتاژ و جریان ورودی، کنترل توان و فرکانس کلیدزنی اشاره نمود [۶، ۱۳، ۱۶ و ۱۷]. با در نظر گرفتن مدار شکل (۴) رابطه‌های هر فاز را می‌توان به‌صورت زیر نوشت.

$$V_{sa} = L_s \frac{di_{sa}}{dt} + R_s i_{sa} + V_{aN} - V_{nN} \quad (۳)$$
$$V_{sb} = L_s \frac{di_{sb}}{dt} + R_s i_{sb} + V_{aN} - V_{nN}$$
$$V_{sc} = L_s \frac{di_{sc}}{dt} + R_s i_{sc} + V_{aN} - V_{nN}$$

با در نظر گرفتن تعریف بردار فضایی برای ولتاژ شبکه، رابطه‌های فوق را می‌توان در حوزه بردار فضایی، به‌صورت زیر بازنویسی نمود [۱۳].

$$L_s \frac{di_s}{dt} = V_s - V_{afe} - R_s i_s \quad (۴)$$

که در رابطه (۴) i_S بردار جریان ورودی، V_s بردار ولتاژ تغذیه و V_{afe} بردار ولتاژ در ترمینال مبدل است. جریان پیش‌بینی‌شده با استفاده از رابطه‌های زمان گسسته به‌صورت رابطه (۵) محاسبه می‌شود [۱۳].

$$i_s(k+1) = (1 - \frac{R_s T_s}{L_s}) i_s(k) + \frac{T_s}{L_s}[V_s(k) - V_{afe}(k)] \quad (۵)$$

که در آن T_S زمان نمونه‌برداری است. با توجه به بردارهای ولتاژ و جریان در مختصات متعامد $\beta\alpha$ مقادیر توان اکتیو و راکتیو پیش‌بینی‌شده لحظه‌ای به شکل رابطه‌های زیر است [۱۳].

$$P_{in}(k+1) = \mathrm{Re}\{v_s(k+1)\overline{i_s}(k+1)\} = \quad (۶)$$
$$v_{s\alpha} i_{s\alpha} + v_{s\beta} i_{s\beta}$$

$$Q_{in}(k+1)=\mathrm{Im}\{\mathrm{v}_s(k+1)\overline{\mathrm{i}_s}(k+1)\}= v_{s\beta}i_{s\alpha}-v_{s\alpha}i_{s\beta} \quad (۷)$$

که در آن $\bar{\imath}_s(k+1)$ مزدوج مختلط بردار جریان در دوره نمونه‌برداری بعدی است که با توجه به ولتاژ V_{afe} تولیدشده به‌دست می‌آید. با توجه به فرکانس نمونه‌برداری که نسبت به مؤلفه اصلی کوچک است، می‌توان این‌طور فرض نمود که $V_s(k+1)\approx V_s(k)$ است. همان‌طور که از رابطه‌های (۵) الی (۷) نمایان است، می‌توان با کمک جریان مربوط به دوره نمونه‌برداری بعدی، مقادیر توان اکتیو و راکتیو لحظه‌ای را در آن دوره را به‌دست آورد و از این مقادیر در تابع هزینه استفاده نمود [۱۳]. رابطه‌های (۱۰-۸) انواعی از توابع هزینه استفاده‌شده در روش MPC را معرفی می‌کنند. در این رابطه‌های، مقادیر دارای علامت *، مقادیر مرجع هستند که با مقدار پیش‌بینی‌شده مقایسه می‌شوند.

$$g=\left|i^*_{s\alpha}-i^p_{s\alpha}\right|+\left|i^*_{s\beta}-i^p_{s\beta}\right| \quad (۸)$$

$$g=\left|Q^*_{in}-Q_{in}(k+1)\right|+\left|P^*_{in}-P_{in}(k+1)\right| \quad (۹)$$

$$g=A\left|i^*_{s\alpha}-i^p_{s\alpha}\right|+\left|i^*_{s\beta}-i^p_{s\beta}\right| +B\left(\left|Q^*_{in}-Q_{in}(k+1)\right|+\left|P^*_{in}-P_{in}(k+1)\right|\right) +Cn \quad (۱۰)$$

رابطه (۸) تابع هزینه مربوط به دیاگرام کنترلی شکل (۱۰) است. رابطه (۹) نیز تابع هزینه مربوط به دیاگرام کنترلی شکل (۱۱) بوده و همچنین، رابطه (۱۰) تابع هزینه‌ای است که برای مقایسه بین روش‌های VOC، DPC و MPC در نظر گرفته‌شده است. با توجه به این رابطه می‌توان دریافت که حصول ضریب قدرت واحد، کنترل توان اکتیو و راکتیو و کنترل فرکانس کلیدزنی از اهداف کنترل‌شونده در این تابع هزینه هستند. همچنین، ارزش‌گذاری هرکدام را می‌توان با ضرایب وزنی A، B و C تعیین نمود [۶، ۱۳، ۱۶و ۱۷].

توابع هزینه در ساختار یک سوساز سه سطحی دیود مهاری متفاوت از ساختار دو سطحی است که در زیر تشریح می‌گردد.

$$g=\left|i^*_{s\alpha}-i^p_{s\alpha}\right|+\left|i^*_{s\beta}-i^p_{s\beta}\right|+\lambda_{dc}\left|v^p_{c1}-v^p_{c2}\right| \quad (۱۱)$$

$$g=\left|Q^*_{in}-Q_{in}(k+1)\right|+\left|P^*_{in}-P_{in}(k+1)\right| +\lambda_{dc}\left|v^p_{c1}-v^p_{c2}\right| \quad (۱۲)$$

$$g=\lambda_{dc}\left|v^p_{c1}-v^p_{c2}\right|+\lambda_{pow}\left(\left(\left|Q^*_{in}-Q_{in}(k+1)\right| +\left|P^*_{in}-P_{in}(k+1)\right|\right)\right)+\lambda_{sw}n \quad (۱۳)$$

شرط $V^P_{C1}-V^P_{C2}$ که نشان‌دهنده تعادل ولتاژ خازن‌های خروجی است و در هر سه تابع هزینه نیز قید گردیده است، شرطی حیاتی جهت عملکرد مناسب ساختیک‌سوسازساز سه سطحی دیودمهاری است. جهت محاسبه ولتاژ پیش‌بینی‌شده خازن‌ها، دینامیک ولتاژهای لینک DC به‌صورت رابطه‌های دیفرانسیل زیر قابل‌بیان هستند.

$$\frac{dv_{C1}}{dt}=\frac{1}{C}i_{C1} \quad (۱۴)$$

$$\frac{dv_{C2}}{dt}=\frac{1}{C}i_{C2} \quad (۱۵)$$

با بسط رابطه‌های (۱۴) و (۱۵) به‌صورت رابطه (۱۶)، رابطه‌های (۱۷) و (۱۸) را می‌توان نتیجه گرفت [۱۳].

$$\frac{dV_{Cx}}{dt}=\frac{V_{Cx}(k+1)-V_{Cx}(k)}{T_S} \quad (۱۶)$$

$$v^p_{C1}(k+1)=v_{C1}(k)+\frac{1}{C}i_{C1}(k)T_S \quad (۱۷)$$

$$v^p_{C2}(k+1)=v_{C2}(k)+\frac{1}{C}i_{C2}(k)T_S \quad (۱۸)$$

که در آن‌ها، جریان‌های i_{C1} و i_{C2} وابسته به حالات کلیدزنی بوده و از روابط (۱۹) و (۲۰) به‌دست می‌آیند.

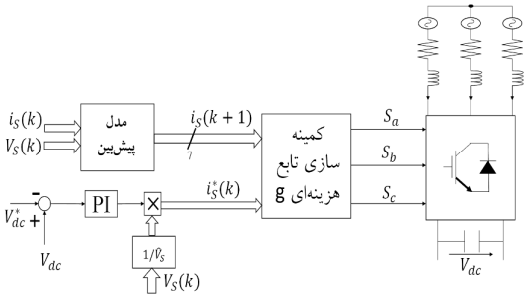
$$i_{C1}=-(i_{dc}(k)-H_{1a}i_a(k) -H_{1b}i_b(k)-H_{1c}i_c(k)) \quad (۱۹)$$

$$i_{C2}=-(i_{dc}(k)+H_{2a}i_a(k) +H_{2b}i_b(k)+H_{2c}i_c(k)) \quad (۲۰)$$

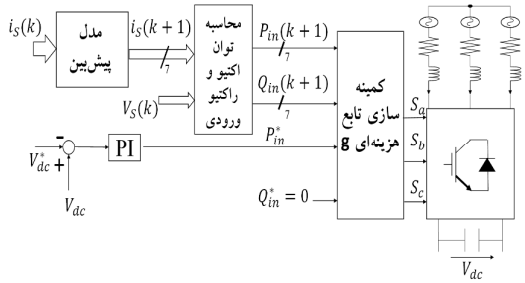
در روابط فوق، مقادیر H_{1c} و H_{2c} نیز از روابط (۱۵) و (۱۶) حاصل می‌شوند [۱۳].

$$H_{1x}=\begin{cases}1 & \text{if } S_x=P\\ 0 & \text{otherwise}\end{cases} \quad (۲۱)$$

$$H_{2x}=\begin{cases}1 & \text{if } S_x=N\\ 0 & \text{otherwise}\end{cases} \quad (۲۲)$$



شکل ۱۰. شمای کنترلی مبتنی بر امتدادیابی ولتاژ به روش پیش‌بین[۱۳]

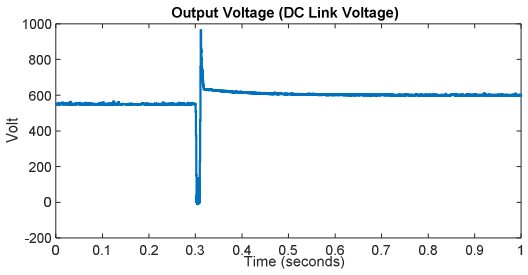


شکل ۱۱. شمای کنترل توان یک‌سوساز به روش پیش‌بین [۱۳]

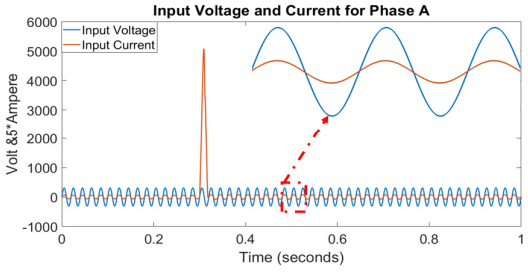
در شـــکل‌هـــای (۱۶- ۱۲)، (۲۱ - ۱۷) و (۲۶ - ۲۲)، نتـــایج شـبیه‌سـازی بـه ترتیـب بـرای روش‌هـای VOC، DPC و MPC نمایش داده‌شده اسـت. در شـبیه‌سـازی ایـن سـه روش، تمـامی مقادیر و پارامترها در ساختار مـدار یکسـان در نظـر گرفتـه‌شـده است. در این شبیه‌سازی در زمان ۰/۳ ثانیـه مقـدار ولتـاژ مرجـع خروجی از مقدار ۵۵۰ ولت به مقدار ۶۰۰ ولت تغییر پیدا می‌کند. با مشاهده نتایج شبیه‌سازی هر سه روش (شکل‌هـای ۲۶ - ۱۲)، می‌توان دریافت که سریع‌ترین پاسخ گذرا مربوط بـه روش DPC است که به‌واسطه فرکانس کلیدزنی بسیار بالا حاصل‌شـده اسـت. برای مقایسه دقیق‌تر، نتایج کمّی شبیه‌سازی در جدول (۳) آورده شده است. با توجه به جدول (۳) می‌توان دریافت که روش MPC نسبت به دو روش دیگر برتری دارد. اگرچه THD در روش VOC و DPC بهتر از روش MPC است؛ اما این برتریِ نه‌چندان زیاد، با فرکانس کلیدزنی ۵ تا ۷ برابری نسبت به روش MPC حاصل‌شده است. لذا روش برتر برای کنترل بارهای پالسی را مـی‌تـوان روش MPC دانست.

جدول ۳. مقایسه سه روش کنترلی VOC، DPC و MPC جهت تغذیه بار اهمی سلفی

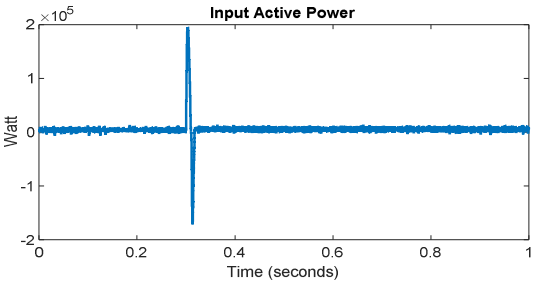
کمیت مورد بررسی	روش کنترلی		
	VOC	DPC	MPC
THD	٪۰.۱۳	٪۰/۵۷	٪۱/۰۸
PF	۰/۹۹۹۹۰۶۸	۰/۹۹۹۹۹۸۶	۰/۹۹۹۹۹۹۹
فرکانس کلیدزنی	۷۴۵۲۲	۵۹۹۳۷	۱۱۳۲۹



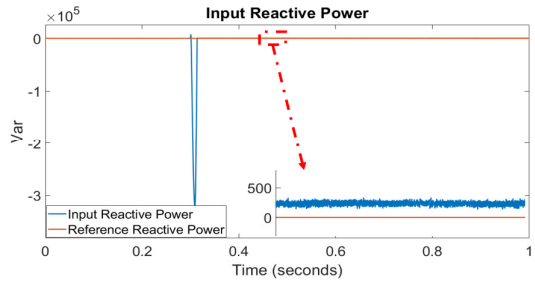
شکل ۱۲. ولتاژ خروجی در روش VOC ساختار یک‌سوساز دوسطحی



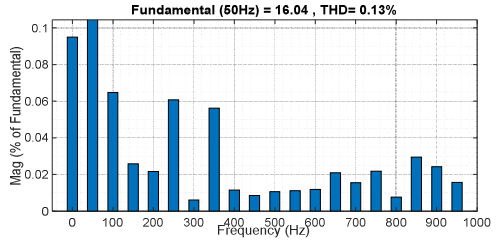
شکل ۱۳. ولتاژ و جریان ورودی در روش VOC، یک‌سوساز دوسطحی



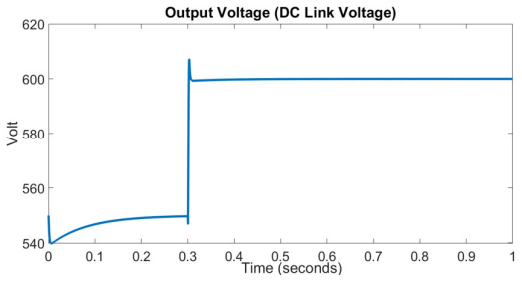
شکل ۱۴. توان اکتیو ورودی در روش VOC، یک‌سوساز دوسطحی



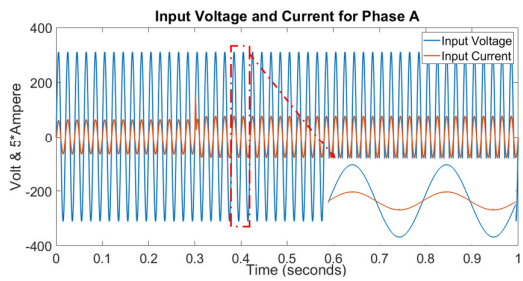
شکل ۱۵. توان راکتیو ورودی در روش VOC، یک‌سوساز دوسطحی



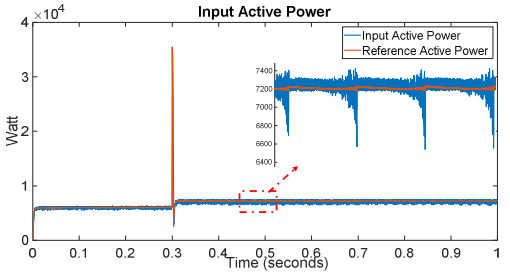
شکل ۱۶. نمودار میله‌ای هارمونیک‌های جریان ورودی در روشVOC، یک‌سوساز دوسطحی



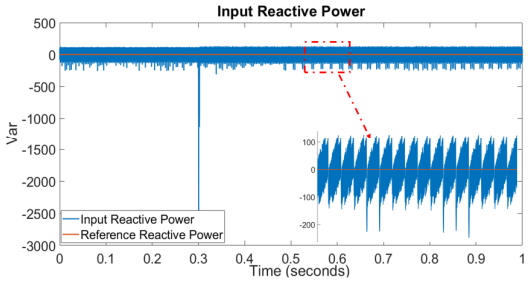
شکل ۱۷. ولتاژ خروجی در روش DPC، یک‌سوساز دوسطحی



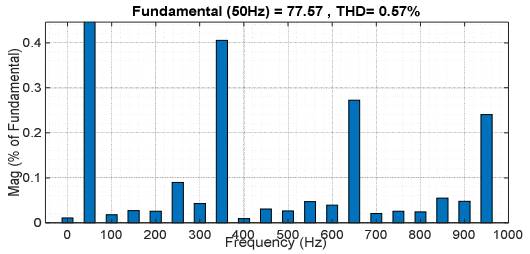
شکل ۱۸. ولتاژ و جریان ورودی در روش DPC، یک‌سوساز دوسطحی



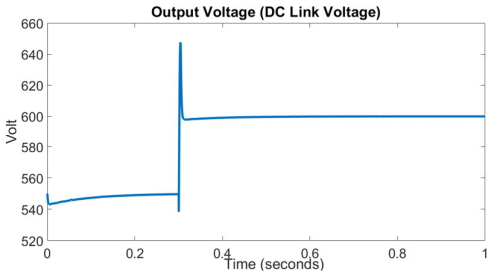
شکل ۱۹. توان اکتیو ورودی در روش DPC، یک‌سوساز دوسطحی



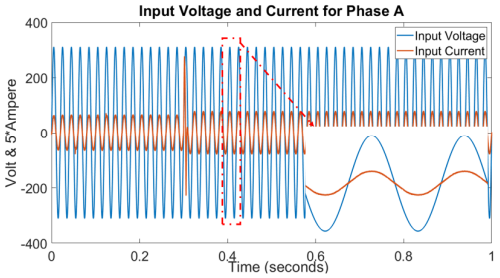
شکل ۲۰. توان راکتیو ورودی در روش DPC، یک‌سوساز دوسطحی



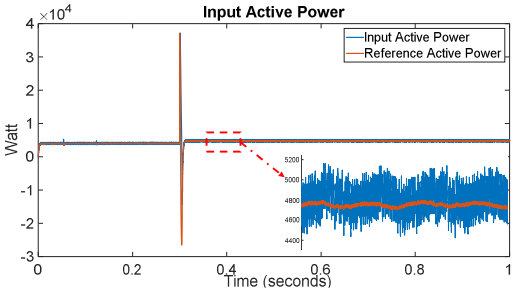
شکل ۲۱. نمودار میله‌ای هارمونیک‌های جریان ورودی در روش DPC، یک‌سوساز دوسطحی



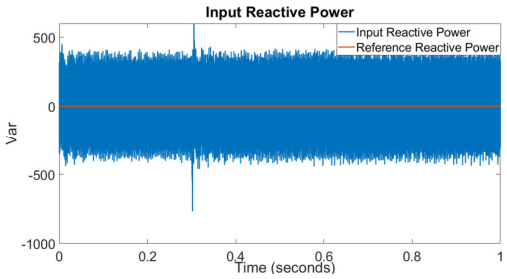
شکل ۲۲. ولتاژ خروجی در روش MPC، یک‌سوساز دوسطحی



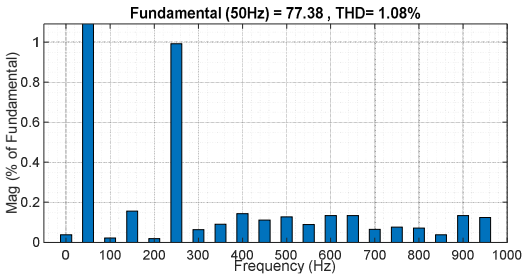
شکل ۲۳. ولتاژ و جریان ورودی در روش MPC، یک‌سوساز دوسطحی



شکل ۲۴. توان اکتیو ورودی در روش MPC، یک‌سوساز دوسطحی



شکل ۲۵. توان راکتیو ورودی در روش MPC، یک‌سوساز دوسطحی



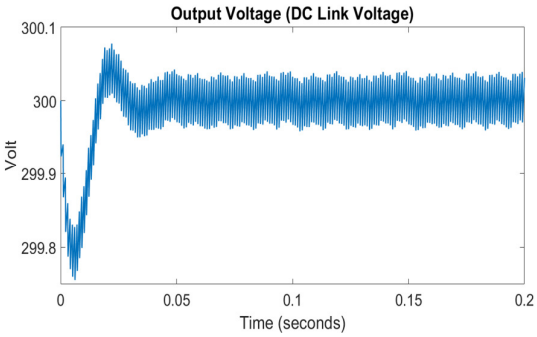
شکل ۲۶. نمودار میله‌ای هارمونیک‌های جریان ورودی در روش MPC، یک‌سوساز دوسطحی

۵. شبیه‌سازی یک‌سوساز فعال تغذیه‌کننده فرستنده لورن با اعمال روش کنترل پیش‌بین

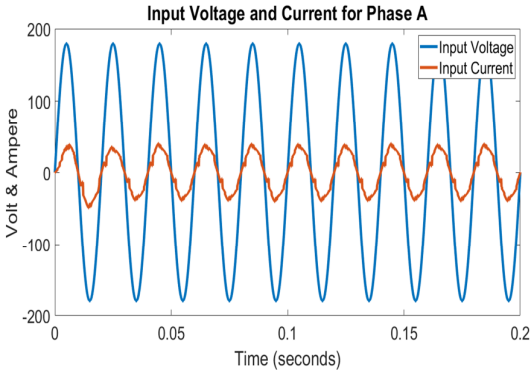
۵-۱. تغذیه فرستنده لورن با استفاده از ساختار یک‌سوساز دوسطحی به روش پیش‌بین

در این بخش به شبیه‌سازی یک‌سوساز فعال با اعمال روش MPC پرداخته‌شده است. تابع هزینه مورد استفاده در این بخش، مطابق رابطه (۱۰) است. در این تابع هزینه، هر سه قید مذکور شامل حصول ضریب قدرت واحد، کنترل توان اکتیو و راکتیو و کنترل فرکانس کلیدزنی وجود دارند. در شکل (۲۷) شکل موج ولتاژ خروجی و در شکل (۲۸) شکل موج ولتاژ و جریان ورودی با اعوجاج هارمونیکی بسیار پایین مشاهده می‌شوند. در شکل (۲۹) شکل موج توان اکتیو و در شکل (۳۰) توان راکتیو ورودی که به‌خوبی توانسته‌اند مقدار مرجع خود را دنبال کنند، نمایش

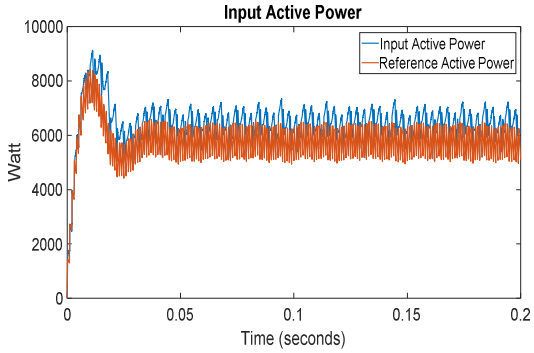
داده‌شده است. در این شبیه‌سازی، THD جریان ورودی برای فاز A برابر ۹/۶۵٪، ضریب قدرت ۰/۹۹۹۴۵ و میانگین فرکانس کلیدزنی نیز ۸۸۰۲ Hz حاصل‌شده است. شکل (۳۱) نیز نمودار میله‌ای هارمونیک‌های جریان ورودی یک‌سوساز دوسطحی کنترل‌شده با روش MPC را در تغذیه فرستنده لورن نشان می دهد.



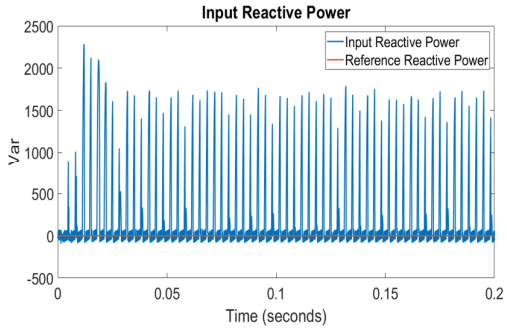
شکل ۲۷. ولتاژ خروجی در یک‌سوساز دوسطحی کنترل‌شده با روش MPC، در تغذیه فرستنده لورن



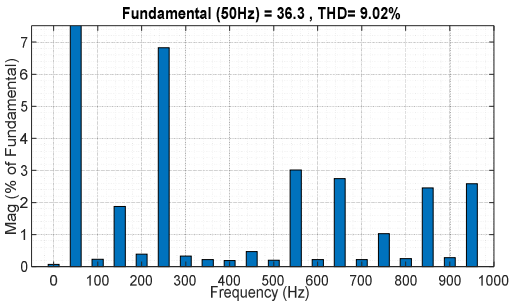
شکل ۲۸. ولتاژ و جریان ورودی در یک‌سوساز دوسطحی کنترل‌شده با روش MPC، در تغذیه فرستنده لورن



شکل ۲۹. توان اکتیو ورودی در یک‌سوساز دوسطحی کنترل‌شده با روش MPC، در تغذیه فرستنده لورن



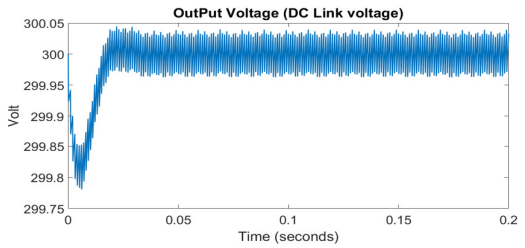
شکل ۳۰. توان راکتیو ورودی در یک‌سوساز دوسطحی کنترل‌شده با روش MPC، در تغذیه فرستنده لورن



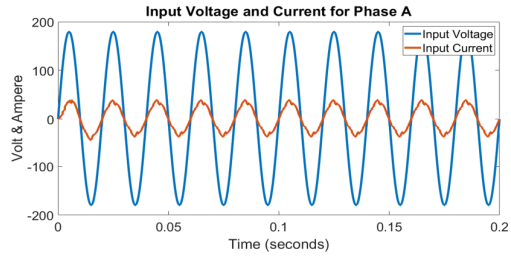
شکل ۳۱. نمودار میله‌ای هارمونیک‌های جریان ورودی یک‌سوساز دوسطحی کنترل‌شده با روش MPC، در تغذیه فرستنده لورن

۵-۲. تغذیه فرستنده لورن با استفاده از ساختار یک‌سوساز سه سطحی دیودمهاری به روش پیش‌بین

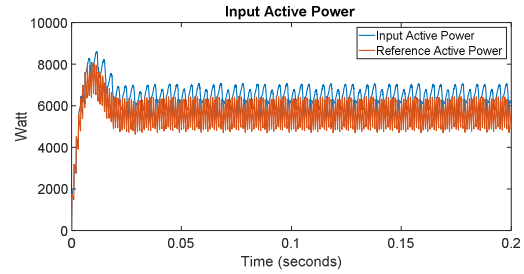
در شکل (۳۲) ولتاژ خروجی لینک DC و شکل (۳۳)، شکل موج ولتاژ و جریان ورودی و هم‌فازی مؤلفه‌های اصلی ولتاژ و جریان ورودی نمایش داده‌شده است. در شکل (۳۴) توان اکتیو ورودی و در شکل (۳۵) شکل موج توان راکتیو ورودی مشاهده می‌شود که هر دو، توان اکتیو و راکتیو، به‌طور مطلوبی مقدار مرجع خود را دنبال می‌کنند. در شکل (۳۶) نمودار میله‌ای هارمونیک‌های جریان ورودی و مقدار THD آورده شده است. ملاحظه می‌شود که مقدار اعوجاجات هارمونیکی جریان ورودی کمتر از مقدار اعوجاجات در یک‌سوسازهای دوسطحی است.



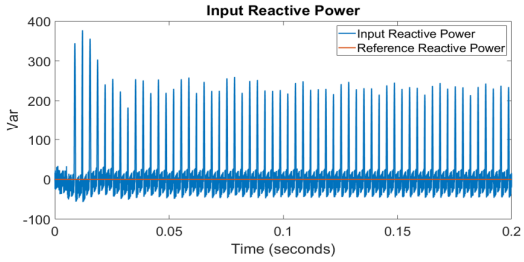
شکل ۳۲. ولتاژ خروجی یک‌سوساز سه‌سطحی دیودمهاری کنترل‌شده با روش MPC، در تغذیه فرستنده لورن



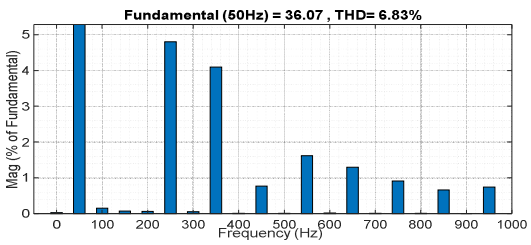
شکل ۳۳. ولتاژ و جریان ورودی یک‌سوساز سه‌سطحی دیودمهاری کنترل‌شده با روش MPC، در تغذیه فرستنده لورن



شکل ۳۴. توان اکتیو ورودی یک‌سوساز سه‌سطحی دیودمهاری کنترل‌شده با روش MPC، در تغذیه فرستنده لورن



شکل ۳۵. توان راکتیو ورودی یک‌سوساز سه‌سطحی دیودمهاری کنترل‌شده با روش MPC، در تغذیه فرستنده لورن



شکل ۳۶. نمودار میله‌ای هارمونیک‌های جریان ورودی یک‌سوساز سه‌سطحی دیودمهاری کنترل‌شده با روش MPC، در تغذیه فرستنده لورن

در جدول (۴) نتایج حاصل از یک‌سوسازهای دوسطحی و سه‌سطحی دیودمهاری، کنترل‌شده با روش MPC، که فرستنده لورن را تغذیه می‌نمایند، منعکس‌شده است. با توجه به نتایج، بهبود ۲/۸۲ درصدی اعوجاجات هارمونیکی جریان ورودی و کاهش تقریباً ۲۰۰۰ هرتزی فرکانس کلیدزنی در ساختار سه‌سطحی دیودمهاری، حاکی از برتری ساختار سه‌سطحی دیودمهاری است.

جدول ۴. مقایسه نتایج شبیه‌سازی ساختارهای یکسوسازی کنترل‌شده به روش MPC جهت تغذیه فرستنده لورن

کمیّت مورد بررسی	ساختار مورد بررسی	
	ساختار دوسطحی	ساختار سه‌سطحی دیود مهاری
THD	٪۹/۶۵	٪۶/۸۳
ضریب قدرت	۰/۹۹۹۴۵	۰/۹۹۹۸۶
فرکانس کلیدزنی	۸۸۰۲	۶۵۳۷

۶. نتیجه‌گیری

در این مقاله، جهت تغذیه سامانه فرستنده لورن، استفاده از یک‌سوسازهای فعال پیشنهادشده و نیز جهت حصول بالاترین کارایی، استفاده از روش کنترل MPC در ساختار مذکور مدنظر قرارگرفته است. در ابتدا با بررسی روش‌های مختلف کنترل یک‌سوسازهای فعال، دریافت شده است که این روش‌ها، ضریب توان ورودی قابل قبولی دارند. روش VOC بیشترین فرکانس کلیدزنی را دارد و شکل موج جریان ورودی در این روش اعوجاج بسیار کمی دارد. در روش DPC، اعوجاج هارمونیکی جریان ورودی کم بوده و نیز این روش فرکانس کلیدزنی بسیار بالایی دارد. اما در روش MPC، اعوجاج هارمونیکی جریان ورودی بسیار کم بوده و همچنین، فرکانس کلیدزنی دارای کاهشی محسوس است. ضریب توان نیز در این روش با اختلاف کمی از دو روش دیگر بهتر است. این موارد موجب شده است که این روش به‌عنوان روش بهینه جهت تغذیه بارهای پالسی، همانند سامانه فرستنده لورن برگزیده شود. در روش فوق، با تغییر ضرایب وزنیِ جملات تابع هزینه، نتایج متفاوتی به‌دست خواهد آمد. برای مثال، زمانی که به ضریب وزنی توان‌های ورودی مقادیر بزرگ‌تری اختصاص داده شود، شکل موج توان‌های ورودی، مقدار مرجع خود را با اختلاف کمتری دنبال می‌نمایند، اما در عوض فرکانس کلیدزنی نیز افزایش پیدا می‌نماید که درواقع این پدیده، هزینه ردیابی دقیق‌تر مرجع توان است. در صورت استفاده از روش MPC در ساختار یک‌سوساز سه‌سطحی دیودمهاری جهت تغذیه فرستنده لورن، فرکانس کلیدزنی برابر با ۶/۵۳ kHz، ضریب توان برابر با ۰/۹۹۹۸۶ و THD جریان ورودی نیز برابر با ٪۶/۸۳ خواهد شد که در مقایسه با ساختار دوسطحی و همچنین روش‌های کنترلی دیگر، بهبود عملکرد در نتایج کمّی مشهود است. لذا می‌توان به این نتیجه رسید که روش MPC برترین روش کنترلی و ساختار سه‌سطحی دیودمهاری مناسب‌ترین ساختار جهت تغذیه فرستنده لورن است.

۷. مرجع‌ها

[1] Rodríguez, J. R.; Dixon, J. W.; Espinoza, J. R.; Pontt, J.; Lezana, P. “PWM Regenerative Rectifiers: State of the Art”; IEEE Trans. Ind. Electron. 2005, 52, 5-22 .

[2] Malinowski, M.; Kazmierkowski, M. P.; Trzynadlowski, A. M. “A Comparative Study of Control Techniques for PWM Rectifiers in AC Adjustable Speed Drives”; IEEE Trans. Power Electr. 2003, 18, 1390-1396.

[3] Noguchi, T.; Tomiki, H.; Kondo, S.; Takahashi, I. “Direct Power Control of PWM Converter Without Power Source Voltage Sensors”; IEEE Ind. Applic. Soc. 1996, 2, 941-946.

[4] Zhang, Y.; Qu, C. “Table-Based Direct Power Control for Three-Phase AC/DC Converters under Unbalanced Grid Voltages”; IEEE Trans. Power Electr. 2015, 30, 7090-7099.

[5] Zhang, Y.; Qu, C.; Li, Z.; Xu, W. “An Improved Direct Power Control of PWM Rectifier with Active Power Ripple Minimization”; IEEE Energ. Conv. 2014, 527-533.

[6] Zhang, Y.; Peng, Y.; Qu, C. “Model Predictive Control and Direct Power Control for PWM Rectifiers with Active Power Ripple Minimization”; IEEE Trans. Ind. Appl. 2016, 52, 4909-4918.

[7] Kouro, S.; Perez, M. A.; Rodriguez, J.; Llor, A. M.; Young, H. A. “Model Predictive Control: MPC's Role in the Evolution of Power Electronics”; IEEE Ind. Electron. M. 2015, 9, 8-21

[8] Young, H. A.; Perez, M. A.; Rodriguez, J.; Abu-Rub, H. “Assessing Finite-Control-Set Model Predictive Control: A Comparison with a Linear Current Controller in Two-Level Voltage Source Inverters”; IEEE Ind. Electron. M. 2014, 8, 44-52.

[9] Vazquez, S.; Leon, J.; Franquelo, L.; Rodriguez, J.; Young, H. A.; Marquez, A.; Zanchetta, P. “Model Predictive Control: A Review of its Applications in Power Electronics”; IEEE Ind. Electron M. 2014, 8, 16-31

[10] Mills, D. L. “Considerations In Loran-C/D Receiver Design”; 1964.

[11] Johannessen, P. “Method of and Apparatus for Increasing the Peak Output Pulse Power Delivered by Capacitor-Driven High-Power Diode and Square-Loop Saturable Reactor Pulse Compression Generators with the Aid of Minority Carrier Sweep-Out Circuits within the Pulse Compression Circuit”; US patent 7,064,705, 2006.

[12] Khorrami, A.; Afifi, A.; Ghezel Ayagh, M. H.; Amin, A. “Extraction of Optimum PWM Levels in LORAN Switching Transmitter for Ground-Based Positioning System”; Adv. Defence Sci. Technol. 2020, 10, 351-360 (In Persian).

[13] Rodriguez, J.; Cortes, P. “Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives”; John Wiley & Sons, 2012.

[14] Malinowski, M. “Sensorless Control Strategies for Three-Phase PWM Rectifiers”; Ph.D. Thesis, Politechnika Warszawska, 2001.

[15] Sanjuan, S. L. “Voltage Oriented Control of Three-Phase Boost PWM Converters”; Chalmers University of Technology, 2010

[16] Zhang, Y.; Qu, C. “Model Predictive Direct Power Control of PWM Rectifiers under Unbalanced Network Conditions”; IEEE Trans. Ind. Electron. 2015, 62, 4011-402.

[17] Zhang, Y.; Xie, W. “Low Complexity Model Predictive Control-Single Vector-Based Approach”; IEEE Trans. Power Electr. 2013, 29, 5532-5541.