

استفاده از یک سوسازهای چندسطحی دیودمهاری با کنترل کننده MPC،

جهت تغذیه فرستنده لورن

میلاذ 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 یک سوساز فعال دوسطحی و سه سطحی، جهت استفاده در سیستم تغذیه سامانه لورن مطالعه می‌گردد. تا به امروز، فرستنده لورن تنها با استفاده از یک سوسازهای دیودی تغذیه شده است؛ که این یک سوسازها، دارای اعوجاجات هارمونیک 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 یک سوساز فعال کنترل شده به روش MPC، به صورت سه سطحی دیودمهاری پیشنهاد می‌شود. دلیل استفاده از این روش به جای روش‌های متداول، از جمله 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 هارمونیک 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 مزیت‌های مهم این روش به شمار می‌روند.

کلیدواژه‌ها: یک سوساز 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 three 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

اینکه این روش نیز یک بردار ولتاژ را در هر دوره تناوب کنترل، انتخاب و اعمال می‌کند. با این وجود، بردار انتخاب شده از روی یک جدول کلیدزنی از پیش تعریف شده به دست 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. در عین حال که فرکانس کلیدزنی نیز به میزان قابل توجهی کم می‌شود، به خاطر شایستگی این روش در کنترل هم‌زمان چندین متغیر، سادگی آن از نظر 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 به دلیل نوع شکل موج جریان که از منبع ولتاژ DC اخذ می‌کنند، در شمار بارهای پالسی به حساب آورد. تاکنون تغذیه این گونه بارها با استفاده از یک سوسازهای متداول دیودی و نهایتاً ترستوری انجام می‌گرفت. اما به دلیل ماهیت پالسی بار فرستنده لورن و فرکانس عملکرد بالای آن، سرعت پاسخ دینامیکی یک سوسازهای متداول جهت فائق آمدن بر اثرات مخرب شبکه‌ای این گونه بارها کاملاً ناکافی بوده و همچنین در فرستنده‌های توان بالا نیازمند تجهیزات جبران‌سازی نیز هستند. در این مقاله، به عنوان راه کاری 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 داده شده و با دیگر روش‌ها مقایسه می‌گردد. در این مقاله، در بخش ۲ به بررسی مختصر اهمیت فرستنده لورن پرداخته می‌شود؛ در بخش ۳ به اختصار ساختارهای یک سوسازهای متداول معرفی شده و در بخش ۴، با مقایسه روش‌های کنترلی متداول و نوین، مزایا و معایب هر یک از روش‌ها تشریح می‌گردد. در ادامه در بخش ۵، به معرفی مدار قدرت فرستنده لورن پرداخته و در بخش ۶، نتایج شبیه‌سازی یک سوساز فعال تغذیه‌کننده فرستنده لورن با اعمال روش کنترل پیش‌بین ارائه می‌گردد. در نهایت، بخش ۷ مقاله نیز به نتیجه‌گیری اختصاص داده شده است.

۲. اهمیت فرستنده لورن

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

مبدل‌های AC-DC به‌طور فزاینده‌ای در کاربردهایی متنوع، از جمله منابع تغذیه میکروالکترونیک‌ها، لوازم خانگی، باتری‌های الکترونیکی، باتری‌های شارژی، راه‌اندازهای موتور dc، و غیره مورد استفاده قرار می‌گیرند. اکثر یک سوسازها از یک مدار پل دیودی و یک خازن حجیم در خروجی استفاده می‌کنند که این نوع یک سوسازها از مزایای سادگی، مقاوم بودن و کم‌هزینه بودن برخوردار هستند؛ با این حال، یک پل دیودی توانایی انتقال توان در یک جهت را دارد؛ ضریب توان پایینی داشته و اعوجاج هارمونیک جریان ورودی آن بسیار زیاد است [۱]. تا به امروز، جهت تغذیه فرستنده لورن از یک سوسازهای پل دیودی استفاده شده است که این مبدل‌ها منجر به بروز ضریب توان پایین شده و هارمونیک‌های شدیدی را نیز در جریان ورودی ایجاد می‌نمایند. در مقابل، یک سوسازهای فعال از مزایایی از جمله 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 یک سوسازهای فعال، قابلیت اطمینان، سرعت کنترل‌کننده و بازده یک سوساز افزایش یافته و همچنین اعوجاج هارمونیک جریان، بدون افزایش اندازه فیلترهای ورودی یک سوسازها، کاهش پیدا می‌کند [۱-۵]. تاکنون روش‌های کنترلی متعددی به منظور کنترل مستقل توان اکتیو و راکتیو پیشنهاد شده‌اند. یکی از متداول‌ترین و کامل‌ترین روش‌ها برای یک سوسازهای فعال، کنترل مبتنی بر امتدادیابی ولتاژ (VOC^۱) است. اگرچه عملکرد حالت دائم مطلوب و نیز پاسخ دینامیکی سریع با استفاده از روش VOC حاصل می‌گردد، اما این روش به دلیل تنظیم کنترل‌کننده‌های تناسبی-انتگرالی (PI) جریان داخلی و نیز تعدد پارامترهای سیستم، با مشکل مواجه است [۶]. روش DPC^۲ نوع دیگری از راهبردهای کنترل توان با عملکرد مطلوب در یک سوسازهای PWM^۳ 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 کلیدزنی از پیش تعریف شده، حاصل می‌شود. از آنجایی که جدول مذکور چندان دقیق نیست، روش DPC متداول، دارای ریبیل‌های توان نسبتاً بزرگی است [۶]. به‌منظور غلبه بر نقطه‌ضعف‌های انتخاب بردار در روش DPC، اخیراً رهیافت MPC^۴ به‌منظور بهبود عملکرد حالت دائمی مبدل، پیشنهاد شده است. رهیافت MPC تا حدود زیادی شبیه DPC است. یعنی

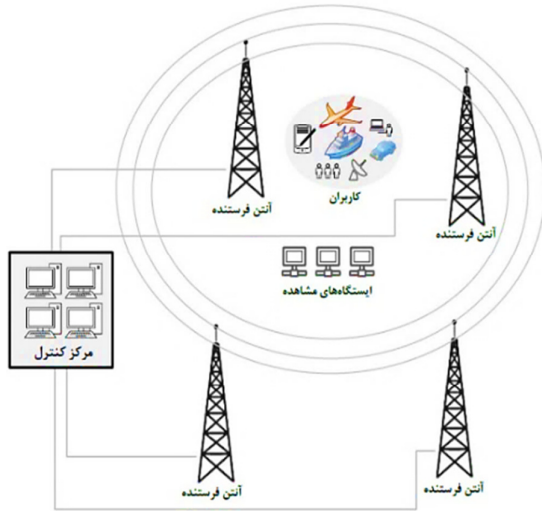
¹ Voltage Oriented Control

² Direct Power Control

³ Pulse Width Modulation

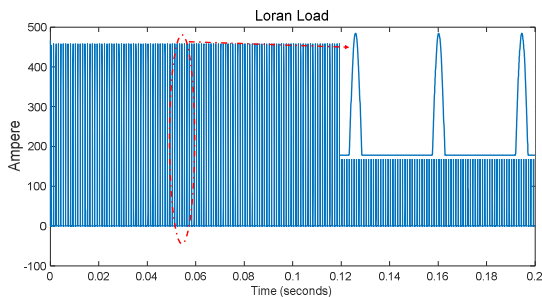
⁴ Model Predictive Control

سامانه لورن شامل ایستگاه‌های فرستنده (آنتن، تقویت کننده و ژنراتور)، ایستگاه‌های کنترل، سایت‌های پایش منطقه‌ای، تجهیزات مربوط به هم‌زمان کردن فرستنده‌ها و گیرنده‌هایی است که در اختیار کاربران قرار گرفته 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؛ در گذشته ولتاژ DC از طریق فرستنده لورن از طریق یک یک سوساز پل تمام موج دیودی تأمین می‌گردید. شکل موج جریانی که فرستنده لورن از منبع تغذیه می‌کشد در شکل (۳) نمایش داده شده است، که این جریان منجر به ایجاد هارمونیک‌های جریانی در طرف AC یک سوساز پل تمام موج دیودی می‌گردد. در این یک سوساز THD برابر ۲۱٪ و ضریب توان برابر ۰/۸۸ است.

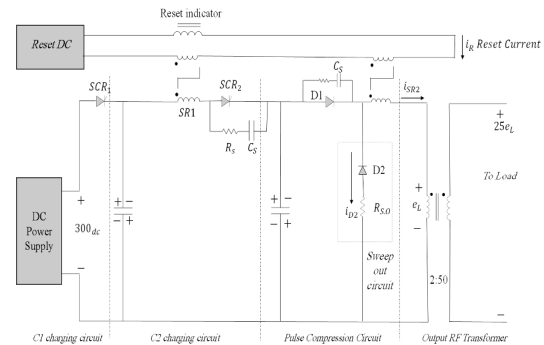


شکل ۳. جریان اخذ شده توسط مدار تولیدکننده نیم‌موج فشرده

استفاده از سیستم موقعیت‌یابی جهانی^۱ و یا استفاده از سیستم موقعیت‌یابی زمین‌پایه (موقعیت‌یابی محلی^۲)، که در این مقاله تمرکز اصلی روی سیستم موقعیت‌یابی زمین‌پایه است. یکی از سامانه‌های موقعیت‌یابی 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 ایستگاه‌های فرستنده و گیرنده تشکیل شده است [۱۰].

۲-۱ تشریح فرستنده لورن

در یک نمونه سیستم لورن که از مدار رزونانس سری با کنترل تریتور و سلف اشباع‌پذیر استفاده شده است، نحوه عملکرد اغلب مبدل‌ها و یا فرستنده‌های سیگنال لورن، بر پایه شارژ کردن خازن‌ها به وسیله تریتورهای کنترل‌شونده و سپس فشرده کردن نیم‌موج‌های سینوسی به وسیله 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 داده شده است. این مدار از چهار قسمت مدار شارژ C₁، مدار شارژ C₂، مدار فشرده‌ساز پالس و ترانس RF خروجی تشکیل شده است. ولتاژ ورودی از منبع توان DC تأمین می‌گردد و خازن C₁ در پاسخ به کلیدزنی تریتور ۱ شارژ می‌شود. تریتور دوم که به صورت موازی با مقاومت R_s و خازن C_s نشان داده شده است، به عنوان مدار رزونانس دوم عمل می‌کند و ولتاژ خازن C₂ را دو برابر خازن C₁ شارژ می‌کند. دیود D₁ با مدار فشرده‌ساز پالس، سری قرار گرفته و با خازن C₅ موازی شده است و همچنین با سلف اشباع‌پذیر SR₂ رزونانس سری انجام می‌دهد و اولیه ترانس RF را تغذیه می‌نماید. ترانس RF با نسبت دور اولیه به ثانویه (۵۰:۲) پیچیده شده است [۱۱].



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

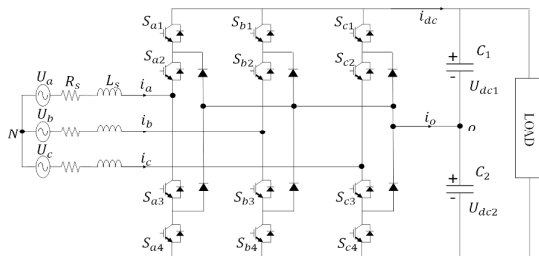
¹ Global Positioning System

² Local Positioning System

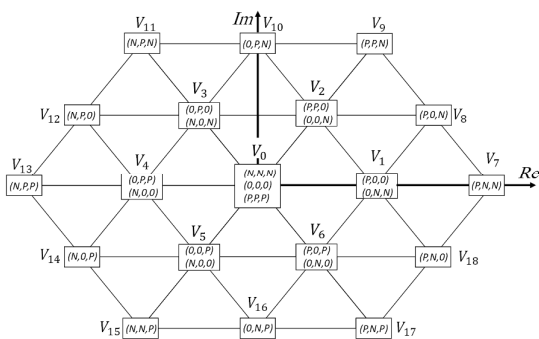
۳. ساختار یک‌سوسازهای فعال

۳-۱. ساختار یک‌سوساز فعال دوسطحی

در شکل (۴) یکی از ساده‌ترین و مرسوم‌ترین ساختار یک‌سوسازهای فعال نمایش داده شده است، در این ساختار تنها از ۶ کلید فعال استفاده می‌گردد. ساختارهای دیگری نیز برای یک‌سوسازها ابداع شده است که هر کدام دارای پیچیدگی‌ها و کاربردهای منحصر به فرد خود هستند. در این مقاله برای مقایسه سه روش کنترلی از ساختار دوسطحی استفاده شده است [۲].



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

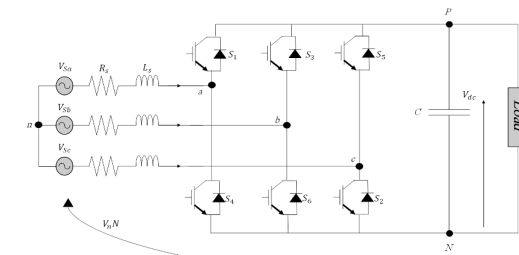


شکل ۶. حالات کلیدزنی و بردارهای ولتاژی در یک‌سوساز سه‌فاز دیودمهاری [۱۴].

۴. روش‌های کنترلی یک‌سوسازهای فعال

۴-۱. روش کنترلی VOC

بلوک دیاگرام کنترل یک‌سوساز به روش VOC در شکل (۷) نمایش داده شده است. هدف سامانه کنترلی حفظ ولتاژ خروجی (ولتاژ لینک DC) در سطح مورد نیاز 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 هارمونیک، شکل موجی سینوسی باشد. روش (VOC) که در شکل (۷) نشان داده شده است، شرط واحد بودن ضریب توان را، زمانی می‌تواند محقق کند که بردار جریان خط $i = i_d + j i_q$ هم‌راستا با بردار ولتاژ فاز $v = v_d + j v_q$ تغذیه‌کننده یک‌سوساز باشد. از این رو، از یک قاب مرجع هم‌راستا با v استفاده شده و مقدار مرجع i_q^* از مؤلفه q مربوط به i ، برابر با صفر در نظر گرفته شده است [۱۵].



شکل ۴. ساختار دوسطحی یک‌سوساز فعال [۱].

۳-۲. ساختار یک‌سوساز سه‌سطحی دیودمهاری

مدار قدرت ساختار یک‌سوساز NPC در شکل (۵) نشان داده شده 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، 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 ترمینال یک‌سوساز تولید می‌نمایند [۱، ۳ و ۱۳].

جدول ۱. حالات کلیدزنی برای 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 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

$$S_p = 1 \text{ for } P < P_{ref} - H_p \quad (1)$$

$$S_p = 0 \text{ for } P > P_{ref} - H_p$$

$$S_q = 1 \text{ for } Q < Q_{ref} - H_q \quad (2)$$

$$S_q = 0 \text{ for } Q > Q_{ref} - H_q$$

جدول ۲. جدول کلیدزنی روش DPC [۱۴]

S_p	S_q	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6	θ_7	θ_8	θ_9	θ_{10}	θ_{11}	θ_{12}
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)

۳-۴. روش کنترل MPC

در روش MPC به رابطه‌های ریاضی برای به‌دست آوردن تابع هزینه در هر دوره نمونه‌برداری نیاز است [۶، ۱۳، ۱۶ و 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.

$$V_{sa} = L_s \frac{di_{sa}}{dt} + R_s i_{sa} + V_{aN} - V_{nN} \quad (3)$$

$$V_{sb} = L_s \frac{di_{sb}}{dt} + R_s i_{sb} + V_{aN} - V_{nN}$$

$$V_{sc} = L_s \frac{di_{sc}}{dt} + R_s i_{sc} + V_{aN} - V_{nN}$$

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

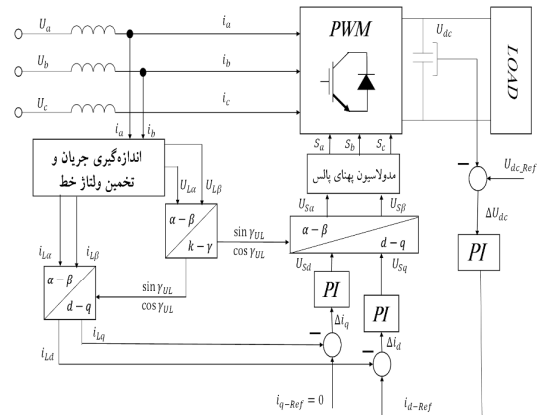
$$L_s \frac{di_s}{dt} = V_s - V_{afe} - R_s i_s \quad (4)$$

که در رابطه (۴) بردار جریان ورودی، 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].

$$i_s(k+1) = (1 - \frac{R_s T_s}{L_s}) i_s(k) + \frac{T_s}{L_s} [V_s(k) - V_{afe}(k)] \quad (5)$$

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].

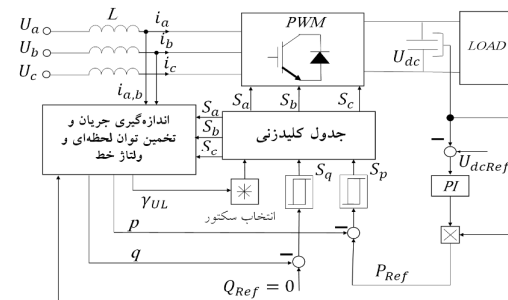
$$P_{in}(k+1) = \text{Re}\{v_s(k+1)\bar{i}_s(k+1)\} = v_{sa}i_{sa} + v_{sb}i_{sb} \quad (6)$$



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

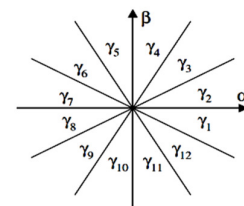
۲-۴. روش کنترل DPC [۱۴]

بلوک دیاگرام کنترل یک‌سوساز PWM به روش DPC، در شکل (۸) نشان داده شده 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 هر لحظه در آن قرار دارد را محاسبه نمود. مقادیر محاسبه‌شده توان با مقادیر مرجع مقایسه شده و خطای آن‌ها به کنترل‌کننده هیستریزس وارد می‌شود.



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

در جدول (۲)، خروجی هیستریزس 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 هیستریزس به‌دست می‌آید.



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

دیفرانسیل زیر قابل‌بیان هستند.

$$\frac{dv_{C1}}{dt} = \frac{1}{C} i_{C1} \quad (14)$$

$$\frac{dv_{C2}}{dt} = \frac{1}{C} i_{C2} \quad (15)$$

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

$$\frac{dV_{Cx}}{dt} = \frac{V_{Cx}(k+1) - V_{Cx}(k)}{T_s} \quad (16)$$

$$v_{C1}^p(k+1) = v_{C1}(k) + \frac{1}{C} i_{C1}(k) T_s \quad (17)$$

$$v_{C2}^p(k+1) = v_{C2}(k) + \frac{1}{C} i_{C2}(k) T_s \quad (18)$$

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

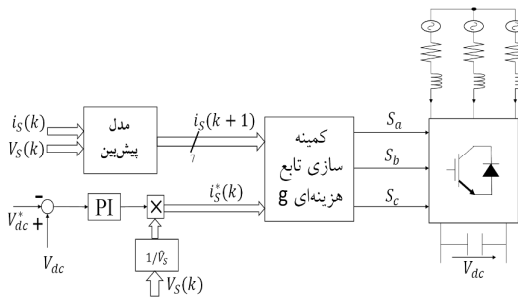
$$i_{C1} = -(i_{dc}(k) - H_{1a} i_a(k) - H_{1b} i_b(k) - H_{1c} i_c(k)) \quad (19)$$

$$i_{C2} = -(i_{dc}(k) + H_{2a} i_a(k) + H_{2b} i_b(k) + H_{2c} i_c(k)) \quad (20)$$

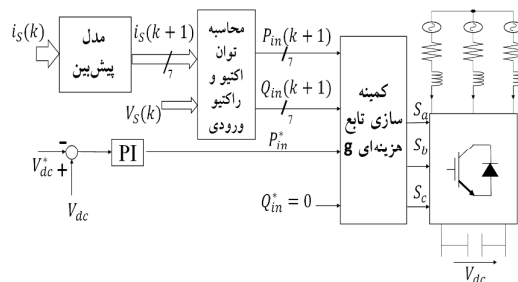
در روابط فوق، مقادیر H_{1c} و H_{2c} نیز از روابط (۱۵) و (۱۶) حاصل می‌شوند [۱۳].

$$H_{1x} = \begin{cases} 1 & \text{if } S_x = P \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (21)$$

$$H_{2x} = \begin{cases} 1 & \text{if } S_x = N \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (22)$$



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



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

$$Q_{in}(k+1) = \text{Im}\{v_s(k+1)\bar{i}_s(k+1)\} = v_{s\beta} i_{s\alpha} - v_{s\alpha} i_{s\beta} \quad (7)$$

که در آن $\bar{i}_s(k+1)$ 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 $V_s(k+1) \approx V_s(k)$ 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 (۸-۱۰) انواعی از توابع هزینه استفاده‌شده در روش MPC را معرفی می‌کنند. در این رابطه‌ها، مقادیر دارای علامت *، مقادیر مرجع هستند که با مقدار پیش‌بینی‌شده مقایسه می‌شوند.

$$g = |i_{s\alpha}^* - i_{s\alpha}^p| + |i_{s\beta}^* - i_{s\beta}^p| \quad (8)$$

$$g = |Q_{in}^* - Q_{in}(k+1)| + |P_{in}^* - P_{in}(k+1)| \quad (9)$$

$$g = A |i_{s\alpha}^* - i_{s\alpha}^p| + |i_{s\beta}^* - i_{s\beta}^p| \quad (10)$$

$$+ B (|Q_{in}^* - Q_{in}(k+1)| + |P_{in}^* - P_{in}(k+1)|) + Cn$$

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، ۱۶ و ۱۷].

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

$$g = |i_{s\alpha}^* - i_{s\alpha}^p| + |i_{s\beta}^* - i_{s\beta}^p| + \lambda_{dc} |v_{c1}^p - v_{c2}^p| \quad (11)$$

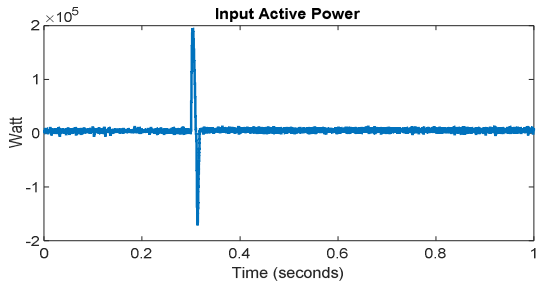
$$g = |Q_{in}^* - Q_{in}(k+1)| + |P_{in}^* - P_{in}(k+1)| \quad (12)$$

$$+ \lambda_{dc} |v_{c1}^p - v_{c2}^p|$$

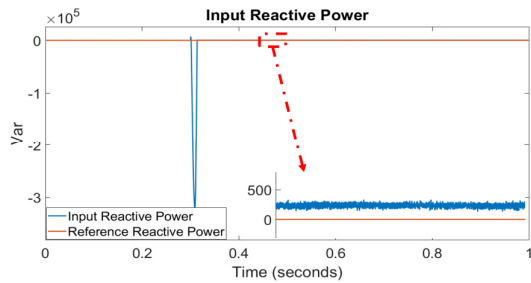
$$g = \lambda_{dc} |v_{c1}^p - v_{c2}^p| + \lambda_{pow} (|Q_{in}^* - Q_{in}(k+1)| \quad (13)$$

$$+ |P_{in}^* - P_{in}(k+1)|) + \lambda_{sw} n$$

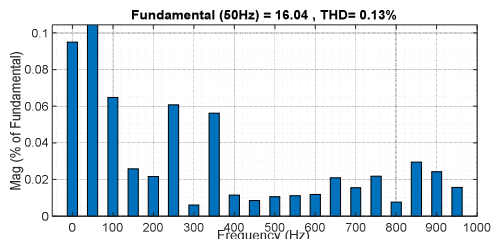
شرط $V_{C1}^p - V_{C2}^p$ که نشان‌دهنده تعادل ولتاژ خازن‌های خروجی است و در هر سه تابع هزینه نیز قید گردیده است، شرطی حیاتی جهت عملکرد مناسب ساختار سوساز سه سطحی دیودمهاری است. جهت محاسبه ولتاژ پیش‌بینی‌شده خازن‌ها، دینامیک ولتاژهای لینک DC به‌صورت رابطه‌های



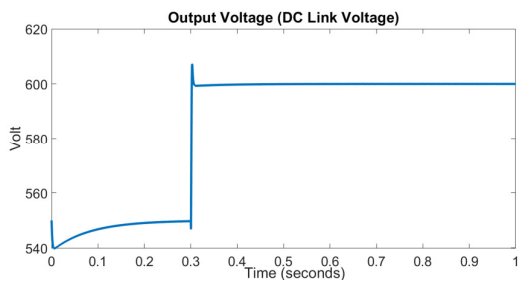
شکل ۱۴. توان اکتیو ورودی در روش VOC، یک سوساز دوسطحی



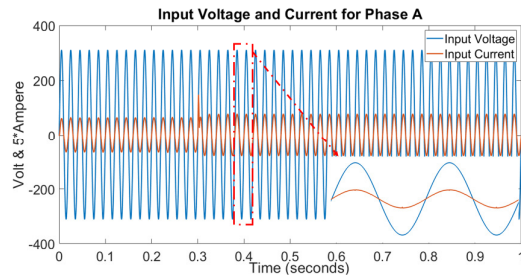
شکل ۱۵. توان راکتیو ورودی در روش VOC، یک سوساز دوسطحی



شکل ۱۶. نمودار میله‌ای هارمونیک‌های جریان ورودی در روش VOC، یک سوساز دوسطحی



شکل ۱۷. ولتاژ خروجی در روش DPC، یک سوساز دوسطحی



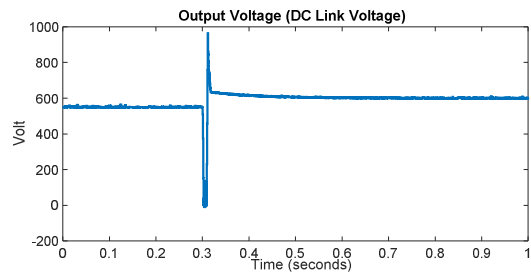
شکل ۱۸. ولتاژ و جریان ورودی در روش DPC، یک سوساز دوسطحی

در شکل‌های (۱۶-۱۲)، (۲۱-۱۷) و (۲۶-۲۲)، نتایج شبیه‌سازی به ترتیب برای روش‌های VOC، DPC و MPC نمایش داده شده است. در شبیه‌سازی این سه روش، تمامی مقادیر و پارامترها در ساختار مدار یکسان در نظر گرفته شده است. در این شبیه‌سازی در زمان ۰/۳ ثانیه مقدار ولتاژ مرجع خروجی از مقدار ۵۵۰ ولت به مقدار ۶۰۰ ولت تغییر پیدا می‌کند. با مشاهده نتایج شبیه‌سازی هر سه روش (شکل‌های ۲۶-۱۲)، می‌توان دریافت که سریع‌ترین پاسخ گذرا مربوط به روش DPC است که به واسطه فرکانس کلیدزنی بسیار بالا حاصل شده است. برای مقایسه دقیق‌تر، نتایج کمی 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 برتری نه‌چندان زیاد، با فرکانس کلیدزنی ۵ تا ۷ برابری نسبت به روش MPC حاصل شده است. لذا روش برتر برای کنترل بارهای پالسی را می‌توان روش MPC دانست.

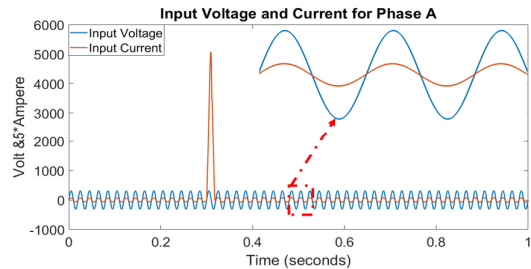
جدول ۳. مقایسه سه روش کنترلی VOC، DPC و MPC جهت تغذیه

بار اهمی سلفی

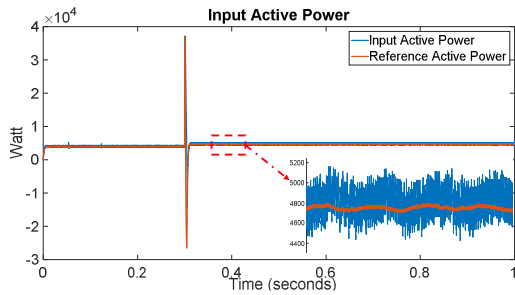
روش کنترلی			کمیت مورد بررسی
MPC	DPC	VOC	
%/۱۰۸	%/۵۷	%/۱۳	THD
۰/۹۹۹۹۹۹۹	۰/۹۹۹۹۹۸۶	۰/۹۹۹۹۰۶۸	PF
۱۱۳۲۹	۵۹۹۳۷	۷۴۵۲۲	فرکانس کلیدزنی



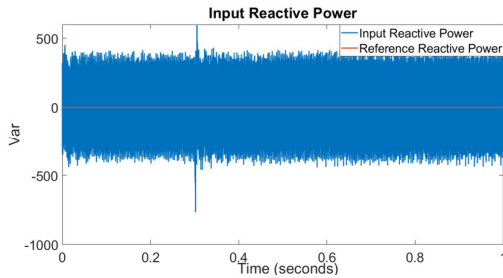
شکل ۱۹. ولتاژ خروجی در روش VOC ساختار یک سوساز دوسطحی



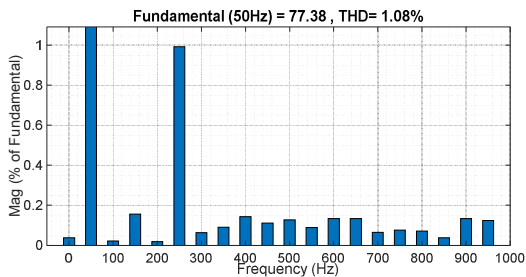
شکل ۲۰. ولتاژ و جریان ورودی در روش VOC، یک سوساز دوسطحی



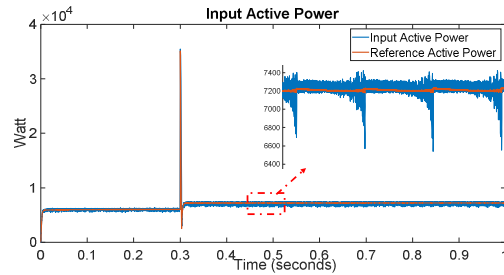
شکل ۲۴. توان اکتیو ورودی در روش MPC، یک‌سوساز دوسطحی



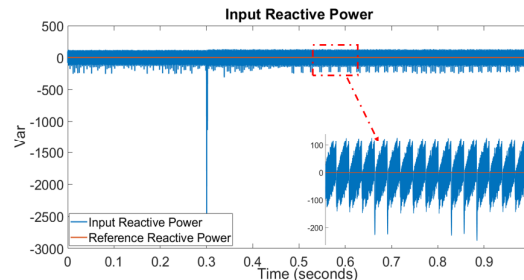
شکل ۲۵. توان راکتیو ورودی در روش MPC، یک‌سوساز دوسطحی



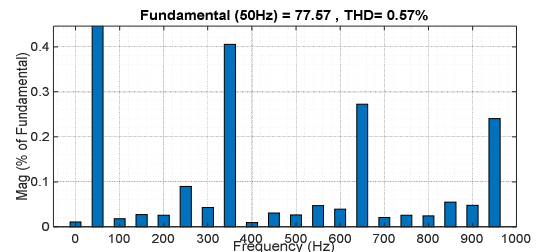
شکل ۲۶. نمودار میله‌ای هارمونیک‌های جریان ورودی در روش MPC، یک‌سوساز دوسطحی



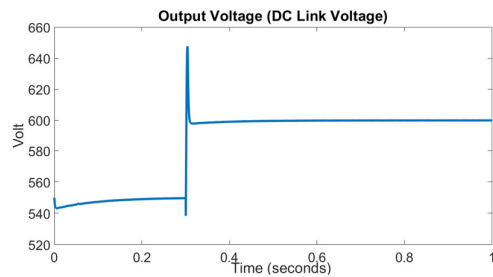
شکل ۱۹. توان اکتیو ورودی در روش DPC، یک‌سوساز دوسطحی



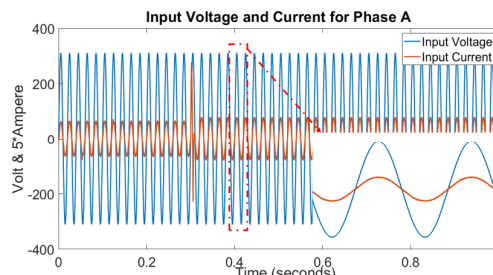
شکل ۲۰. توان راکتیو ورودی در روش DPC، یک‌سوساز دوسطحی



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



شکل ۲۲. ولتاژ خروجی در روش MPC، یک‌سوساز دوسطحی



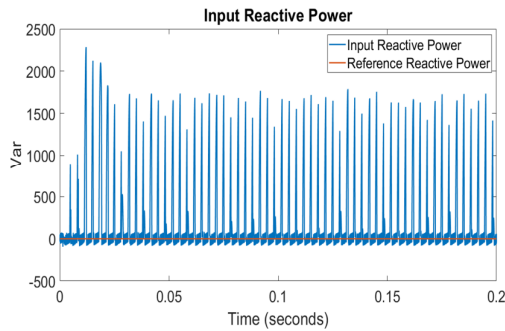
شکل ۲۳. ولتاژ و جریان ورودی در روش MPC، یک‌سوساز دوسطحی

۵. شبیه‌سازی یک‌سوساز فعال تغذیه‌کننده فرستنده

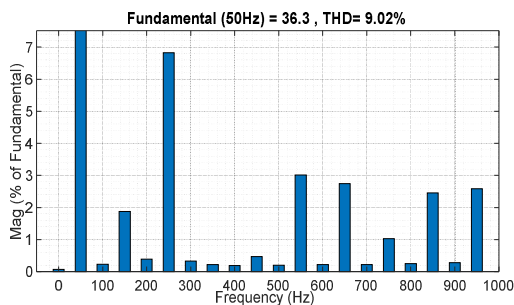
لورن با اعمال روش کنترل پیش‌بین

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 پرداخته شده 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 هارمونیک بسیار پایین مشاهده می‌شوند. در شکل (۲۹) شکل موج توان اکتیو و در شکل (۳۰) توان راکتیو ورودی که به خوبی توانسته‌اند مقدار مرجع خود را دنبال کنند، نمایش



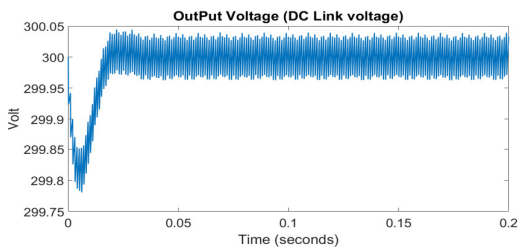
شکل ۳۰. توان راکتیو ورودی در یک‌سوساز دوسطحی کنترل‌شده با روش MPC، در تغذیه فرستنده لورن



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

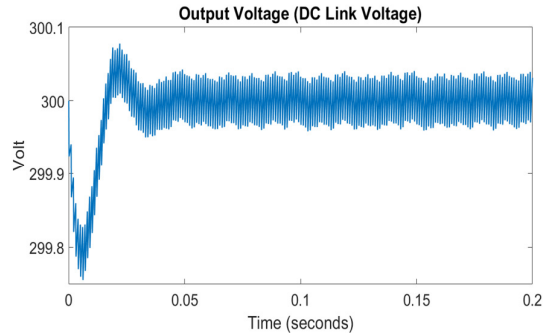
۲-۵. تغذیه فرستنده لورن با استفاده از ساختار یک‌سوساز سه سطحی دیودمهراری به روش پیش‌بین

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 داده شده 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 هارمونیک‌های جریان ورودی کمتر از مقدار اعوجاجات در یک‌سوسازهای دوسطحی است.

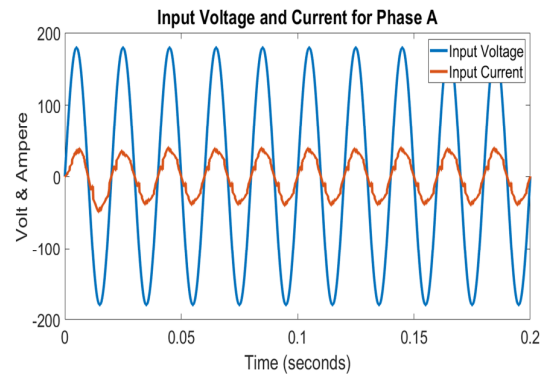


شکل ۳۲. ولتاژ خروجی یک‌سوساز سه‌سطحی دیودمهراری کنترل‌شده با روش MPC، در تغذیه فرستنده لورن

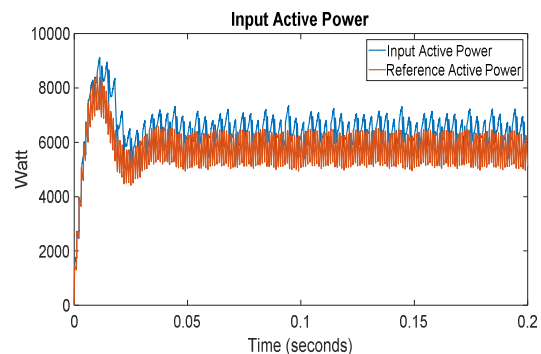
داده شده است. در این شبیه‌سازی، THD جریان ورودی برای فاز A برابر ۹/۶۵٪، ضریب قدرت ۰/۹۹۹۴۵ و میانگین فرکانس کلیدزنی نیز ۸۸۰۲ Hz حاصل شده است. شکل (۳۱) نیز نمودار میله‌ای هارمونیک‌های جریان ورودی یک‌سوساز دوسطحی کنترل‌شده با روش MPC را در تغذیه فرستنده لورن نشان می‌دهد.



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

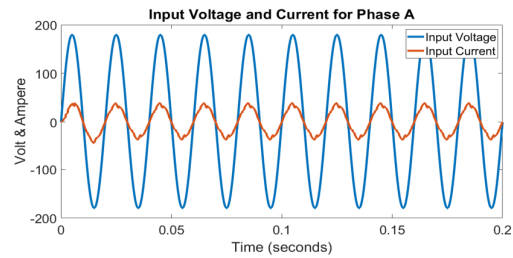
سه‌سطحی دیودمهراری، حاکی از برتری ساختار سه‌سطحی دیودمهراری است.

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

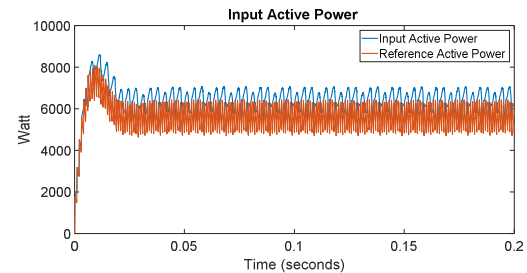
کمیت مورد بررسی	ساختار مورد بررسی	
	ساختار سه‌سطحی دیود مهراری	ساختار دوسطحی
THD	۰/۹۱۸۳	۰/۹۱۶۵
ضریب قدرت	۰/۹۹۹۸۶	۰/۹۹۹۴۵
فرکانس کلیدزنی	۶۵۳۷	۸۸۰۲

۶. نتیجه‌گیری

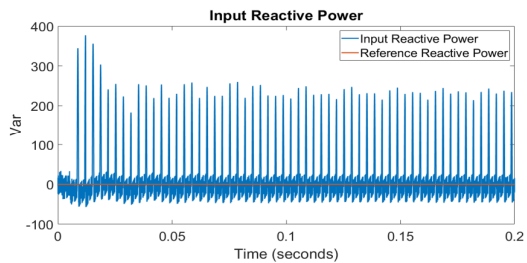
در این مقاله، جهت تغذیه سامانه فرستنده لورن، استفاده از یکسوسازهای فعال پیشنهاد شده و نیز جهت حصول بالاترین کارایی، استفاده از روش کنترل MPC در ساختار مذکور مدنظر قرار گرفته است. در ابتدا با بررسی روش‌های مختلف کنترل یکسوسازهای فعال، دریافت شده است که این روش‌ها، ضریب توان ورودی قابل قبولی دارند. روش VOC بیشترین فرکانس کلیدزنی را دارد و شکل موج جریان ورودی در این روش اعوجاج بسیار کمی دارد. در روش DPC، اعوجاج هارمونیک جریان ورودی کم بوده و نیز این روش فرکانس کلیدزنی بسیار بالایی دارد. اما در روش MPC، اعوجاج هارمونیک جریان ورودی بسیار کم بوده و همچنین، فرکانس کلیدزنی دارای کاهش 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 وزنی 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 در واقع این پدیده، هزینه ردیابی دقیق‌تر مرجع توان است. در صورت استفاده از روش MPC در ساختار یکسوساز سه‌سطحی دیودمهراری جهت تغذیه فرستنده لورن، فرکانس کلیدزنی برابر با ۶/۵۳ kHz، ضریب توان برابر با ۰/۹۹۹۸۶ و THD جریان ورودی نیز برابر با ۰/۹۱۸۳ خواهد شد که در مقایسه با ساختار دوسطحی و همچنین روش‌های کنترلی دیگر، بهبود عملکرد در نتایج کمی مشهود است. لذا می‌توان به این نتیجه رسید که روش MPC برترین روش کنترلی و ساختار سه‌سطحی دیودمهراری مناسب‌ترین ساختار جهت تغذیه فرستنده لورن است.



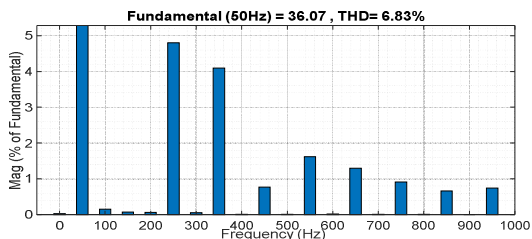
شکل ۳۳. ولتاژ و جریان ورودی یکسوساز سه‌سطحی دیودمهراری کنترل شده با روش MPC، در تغذیه فرستنده لورن



شکل ۳۴. توان اکتیو ورودی یکسوساز سه‌سطحی دیودمهراری کنترل شده با روش MPC، در تغذیه فرستنده لورن



شکل ۳۵. توان راکتیو ورودی یکسوساز سه‌سطحی دیودمهراری کنترل شده با روش MPC، در تغذیه فرستنده لورن



شکل ۳۶. نمودار میله‌ای هارمونیک‌های جریان ورودی یکسوساز سه‌سطحی دیودمهراری کنترل شده با روش MPC، در تغذیه فرستنده لورن

در جدول (۴) نتایج حاصل از یکسوسازهای دوسطحی و سه‌سطحی دیودمهراری، کنترل شده با روش MPC، که فرستنده لورن را تغذیه می‌نمایند، منعکس شده است. با توجه به نتایج، بهبود ۲/۸۲ درصدی اعوجاجات هارمونیک جریان ورودی و کاهش تقریباً ۲۰۰۰ هرتزی فرکانس کلیدزنی در ساختار

۷. مرجع ها

- [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.
- [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.