

مقایسه کنترل پیش‌بین FCS-MPC و کنترل پیش‌بین مبتنی بر تئوری لیاپانوف در یکسوساز PUC هفت‌سطحی

علی محمد محمدپور بهبید، محمدرضا علیزاده پهلوانی، آرش دهستانی کلاگر و سید علیرضا داوری

هستند که در عین حال اعوجاجات هارمونیک کمی داشته باشند. امروزه مبدل‌های چندسطحی به یک جایگزین سودمند برای دستیابی به این اهداف تبدیل شده‌اند؛ زیرا این نوع از مبدل‌ها اعوجاجات هارمونیک کمتری ایجاد نموده و دارای تحمل خطای بهتری بوده و نیز قابلیت تحمل ولتاژ بالاتری نسبت به مبدل‌های دوسطحی دارند. در این مبدل‌ها با تضعیف دامنه هارمونیک‌ها، احتیاجی به استفاده از فیلترهای توان فعال و غیرفعال حجیم نیست. بنابراین کاهش یا حذف فیلترها باعث کاهش ابعاد مبدل شده و یک مبدل فشرده و مطلوب را نتیجه می‌دهد. علاوه بر این، مبدل چندسطحی در ولتاژهای متوسط رو به بالا، مقدار dv/dt کمتری را در پی داشته و در نتیجه باعث کاهش تنش‌های ولتاژی در کلیدها شده و تداخل الکترومغناطیسی کمتری نیز نسبت به مبدل دوسطحی معمولی به‌همراه دارند.

توپولوژی‌های اصلی شناخته‌شده برای مبدل‌های چندسطحی مانند دیود مهاری^۱ (DC)، خازن شناور^۲ (FC) و پل H آشاری^۳ (CHB) [۱] تا [۳] از نظر تئوری می‌توانند با تعداد سطوح بالا کار کنند؛ ولی در آن صورت تعداد کلیدها، دیودها و خازن‌های آنها بیش از حد افزایش می‌یابد و پیچیدگی و هزینه مبدل را افزایش می‌دهد. امروزه افزایش تقاضا برای مبدل‌هایی که قادر به تولید تعداد بیشتری از سطوح ولتاژ خروجی و تعداد نیمه‌هادی‌های کمتری هستند، به‌طور وسیعی در کاربردهای مختلف الکترونیک- قدرت افزایش یافته است.

مبدل PUC^۴ به‌عنوان مبدل هفت‌سطحی در اوایل سال ۲۰۰۸ معرفی گردید [۴]. این توپولوژی به‌عنوان یک نسخه بهینه از پل H آشاری کلاسیک ارائه شد که به اجزای کمتری نسبت به توپولوژی‌های متداول برای همان تعداد سطوح، نیاز داشته و مزایای یکسانی مانند اعوجاج هارمونیک کم و تبدیل ولتاژ بالا بدون ترانسفورماتور را نیز حفظ می‌کند. در بسیاری از مبدل‌ها هدایت جریان به‌صورت ناپیوسته^۵ (DCM) انجام می‌گیرد که فرمول‌بندی ولتاژ خروجی را پیچیده می‌کند. از طرف دیگر، عملکرد DCM باعث می‌شود که کنترل ولتاژ DC خروجی وابسته به امپدانس بار باشد و استفاده از فیلترهای القایی بزرگ در سمت DC اجتناب‌ناپذیر گردد. در حالی که در این مبدل، هدایت جریان به‌صورت پیوسته^۶ (CCM) انجام می‌شود و گسستگی جریان اتفاق نمی‌افتد. مبدل PUC از ترکیب سلول‌های U شکل تشکیل شده که در هر

چکیده: در این مقاله، دو روش کنترل پیش‌بین برای یکسوساز چندسطحی با خروجی دوگانه مقایسه شده است. ساختار مورد بررسی، یکسوساز PUC هفت‌سطحی است که بر اساس قابلیت اطمینان بالا و هزینه کم انتخاب شده است. افزایش تعداد سطوح ولتاژ ورودی به کاهش دامنه هارمونیک‌ها و به تبع آن، کاهش حجم فیلترهای توان کمک می‌کند. از طرفی هدایت جریان در این مبدل به‌صورت پیوسته انجام می‌شود و مشکلات گسستگی جریان مانند پیچیدگی در تحلیل و اجبار به استفاده از فیلترهای القایی بزرگ در سمت DC برطرف می‌گردد. در مرحله اول، طراحی بر اساس روش FCS-MPC انجام شده و دو ولتاژ خروجی متفاوت با نسبت‌های ۱ و ۳ به‌دست آمده و کنترل مقادیر DC خروجی و رسیدن به ضریب توان واحد به‌خوبی تأمین گردیده است. سپس برای رسیدن به پایداری بهتر در سیستم از روش MPC مبتنی بر تئوری لیاپانوف استفاده شده است. در این روش، متغیرهای هدف در دل تابع لیاپانوف تعریف شده‌اند و تابع هزینه نیز برگرفته از همان تابع لیاپانوف می‌باشد. از مزایای این رهیافت نسبت به روش MPC معمولی، عدم نیاز به تنظیم بهره، پیاده‌سازی آسان‌تر و تعداد سنسورهای کمتر است (جریان بار با استفاده از مدل ریاضی یکسوساز PUC^۷ تخمین زده می‌شود). شبیه‌سازی هر دو روش FCS-MPC و MPC مبتنی بر روش لیاپانوف با استفاده از Matlab/Simulink انجام شده و نتایج هر دو روش در کنار هم، ارائه و با یکدیگر مقایسه گردیده‌اند. نهایتاً مشاهده می‌شود که در روش مبتنی بر لیاپانوف، رهگیری جریان به‌صورتی نرم‌تر و با نوسانات کمتری انجام شده و ولتاژ هفت‌سطحی یکسوساز نیز الگویی منظم‌تر و شکل سینوسی بهتری دارد.

کلیدواژه: تابع لیاپانوف، کنترل پیش‌بین با ورودی محدود (FCS-MPC)، مبدل چندسطحی، مبدل PUC هفت‌سطحی (PUCV).

۱- مقدمه

در دهه‌های اخیر، افزایش تقاضای جهانی برای انرژی، تحقیقات بسیاری را در سرتاسر جهان به موضوع تبدیل توان معطوف نموده است. تبدیل انرژی، کنترل انرژی و منابع انرژی تجدیدپذیر، همگی نیازمند استفاده از مبدل‌های الکترونیک- قدرت با قابلیت اطمینان و توان بالا این مقاله در تاریخ ۱۳ آذر ماه ۱۴۰۲ دریافت و در تاریخ ۱ اسفند ماه ۱۴۰۲ بازنگاری شد.

علی محمد محمدپور بهبید، مجتمع دانشگاهی برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی مالک اشتر، تهران، ایران، (email: a.mohammadpour@gmail.com).
محمدرضا علیزاده پهلوانی، مجتمع دانشگاهی برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی مالک اشتر، تهران، ایران، (email: mr_alizadehp@mut.ac.ir).
آرش دهستانی کلاگر (نویسنده مسئول)، مجتمع دانشگاهی برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی مالک اشتر، تهران، ایران، (email: a_dehestani@mut.ac.ir).
سید علیرضا داوری، دانشکده برق، دانشگاه تربیت دبیر شهید رجایی، تهران، ایران، (email: davari@sru.ac.ir).

1. Diode Clamp
2. Flying Capacitor
3. Cascaded H Bridge
4. Packed U-Cell
5. Discontinuous Conduction Mode
6. Continuous Conduction Mode

از دو منبع DC مستقل برای ورودی استفاده نمی‌شود و این از مزایای طراحی PUC می‌باشد. برای تولید خروجی AC مناسب، کفایت یک منبع DC مستقل به مدار تزریق گردد که به‌عنوان منبع ورودی اصلی شناخته می‌شود و خازن یا خازن‌های دیگر با تغذیه از منبع اصلی، طی یک الگوریتم کنترلی در یک ولتاژ مرجع، ثابت نگه داشته می‌شوند و ولتاژ DC تولید می‌کنند. به عبارت دیگر، مبدل PUC در حالت اینورتری، هم ولتاژ AC خروجی تولید می‌کند و هم ولتاژ DC کنترل‌شده در خازن‌های مدار ایجاد می‌کند [۱۶] تا [۱۸].

در [۱۹] یک اینورتر PUC متشکل از هشت کلید، یک منبع DC و دو خازن معرفی شده که نسبت ولتاژ خازن‌ها به یکدیگر به ترتیب $3V_{DC}$ ، $2V_{DC}$ و V_{DC} می‌باشد و بنابراین می‌تواند یک ولتاژ هفت‌سطحی تولید نماید. خازن‌های فوق، بدون هیچ کنترل حلقه بسته‌ای به مقدار مورد نظر همگرا می‌شوند. در [۲۰] نیز یک اینورتر هفت‌سطحی بدون ترانسفورماتور مورد تجزیه و تحلیل قرار گرفته که در آن از مدولاسیون سینوسی چندسطحی استفاده شده است؛ ولی کنترل اینورتر به روش کلیدزنی PWM انجام می‌شود. ساختار PUC باعث شده که مؤلفه‌های هارمونیک ولتاژ شبکه کاهش یافته و لذا استفاده از فیلتر چندان اهمیت نداشته باشد. اینورتر مذکور با توپولوژی‌های NPC و خازن شناور نیز مقایسه شده است. در [۲۱] یک اینورتر PUC هفت‌سطحی سه‌فاز معرفی شده که هر فاز آن به‌صورت مجزا کنترل می‌شود. در هر فاز، یک منبع DC ایزوله به‌عنوان منبع اصلی و یک خازن به‌عنوان منبع ولتاژ دوم وجود دارد. جریان مرجع در هر فاز به‌طور جداگانه با استفاده از خطای ولتاژ خازن همان فاز ساخته می‌شود و سپس با استفاده از تبدیل پارک در فضای dq کنترل ساده‌تری بر روی جریان‌ها اعمال می‌گردد. قابل ذکر است روش کنترلی در این مبدل، HPWM می‌باشد که مزایای روش MPC را ندارد.

در [۲۲] یک اینورتر PUC هفت‌سطحی با روش کنترلی FCS-MPC معرفی شده که علاوه بر خروجی AC، یک خروجی DC نیز دارد. مدار فوق دارای یک خازن به‌عنوان منبع DC اصلی است که انرژی آن از سلول خورشیدی تأمین شده و از طریق یک مبدل DC-DC به مدار تزریق می‌گردد. خازن دوم نیز یک ولتاژ DC ثابت تولید می‌کند که توسط الگوریتم MPC کنترل شده و مقدار مرجع خود را دنبال می‌کند. برای رسیدن به هفت سطح ولتاژ، یکی از ولتاژهای DC، سه برابر ولتاژ دیگر است. در این مبدل نیز مانند [۲۱]، هم ولتاژ DC و هم ولتاژ AC تولید می‌شود؛ ولی در آن به‌جای روش کنترلی HPWM از روش MPC استفاده شده و در تابع هزینه نیز هم جریان AC و هم ولتاژ DC دوم آمده است. البته به‌دلیل عدم تشابه و تجانس متغیرهای هدف و نیز اختلاف زیاد بین دامنه ولتاژ (چند صد ولت) و دامنه جریان (چند آمپر)، مقادیر ولتاژ و جریان در تابع هزینه به‌صورت نرمالیزه اعمال شده‌اند.

در این مقاله، یکسوساز PUC با استفاده از روش کنترلی FCS-MPC طراحی شده است؛ به‌طوری که در خروجی، دو ولتاژ DC مختلف تولید می‌شود که یکی از آنها سه برابر دیگری بوده و به این ترتیب می‌توان در ورودی یکسوساز به ولتاژ هفت‌سطحی دست یافت. در ادامه جهت حصول پایداری بهتر بر اساس روش ارائه‌شده در [۱۳]، طراحی مبتنی بر تئوری لیاپانوف انجام شده و نتایج هر دو طراحی در حالات پایدار و دینامیک (با تغییر در عناصر مدار) بررسی و مقایسه می‌شوند. بر این مبنای بخش دوم مقاله، نحوه مدل‌سازی یکسوساز PUC ارائه شده و در بخش سوم، مدل زمان گسسته یکسوساز PUC استخراج می‌گردد. در بخش چهارم به نحوه طراحی کنترل‌کننده پرداخته شده و نتایج شبیه‌سازی‌ها و تحلیل و تفسیر

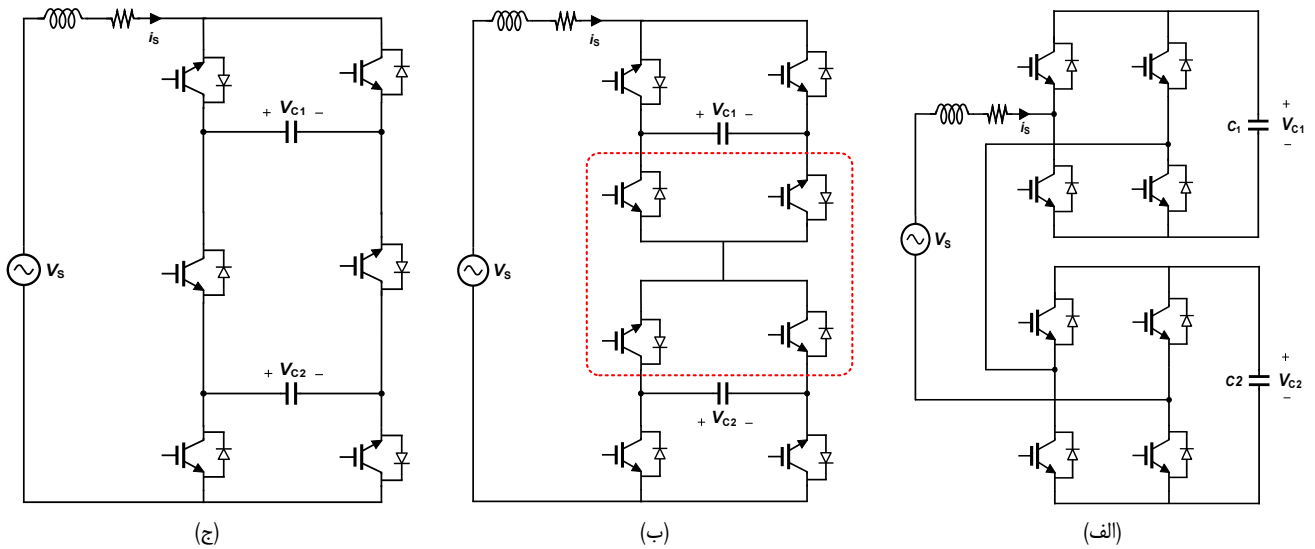
سلول آن، دو کلید دوطرفه و یک خازن وجود دارد. این ساختار را می‌توان به‌عنوان یک مبدل ترکیبی در نظر گرفت که مزایای مبدل‌های پل H آبشاری و خازن شناور را با تعداد سطوح ولتاژ بالاتر و در عین حال تعداد کلیدهای کمتر دارا می‌باشد. با این حال از معایب اصلی مبدل PUC، یکی پیچیدگی طراحی کنترل‌کننده (مسأله کنترل چندهدفه) و دیگری ماهیت ترکیبی آن است که باید ورودی‌های کنترلی در ماتریس سیستم گنجانده شوند. این معایب استفاده از روش‌های خطی و غیرخطی سنتی را دشوار می‌کند؛ ولی روش‌های کنترلی جدید مانند روش کنترل پیش‌بین (MPC) می‌تواند برای این مبدل مناسب باشد.

در [۵] توپولوژی PUC در حالت‌های یکسوسازی و اینورتری و در ساختارهای تک‌فاز و سه‌فاز و در سطوح سه‌سطحی، پنج‌سطحی و هفت‌سطحی مورد بررسی و تحلیل قرار گرفته است. ولتاژ چندسطحی در یکسوساز و اینورتر به ترتیب در ابتدا و انتهای شبکه کلیدزنی ایجاد می‌گردد. در برخی مقالات با تغییر در ساختار مبدل PUC [۶] و [۷] و یا با ترکیب آن با مبدل‌های چندسطحی دیگر مانند NPC [۸] و [۹] از قابلیت این مبدل در رسیدن به ولتاژ چندسطحی و خروجی مطلوب استفاده شده است. افزایش تعداد سطوح ولتاژ در مبدل چندسطحی فوق به حدی است که در [۱۰] با استفاده از چهار خازن، ۳۱ سطح ولتاژ در خروجی شبکه کلیدزنی ایجاد شده است. قابل ذکر است که مبدل PUC در حالت یکسوسازی، قابلیت تولید چند ولتاژ DC مستقل در خروجی را نیز دارد [۱۱] و [۱۲].

در [۱۳] یکسوساز PUC هفت‌سطحی با روش کنترل MPC مبتنی بر تئوری لیاپانوف معرفی گردیده است که نیاز به تنظیم بهره ندارد و تعداد سنسورهای آن نیز کاهش یافته و جریان بار نیز با استفاده از مدل ریاضی یکسوساز تخمین زده می‌شود. در [۱۴] یک یکسوساز PUC اصلاح‌شده معرفی گردیده که با روش FCS-MPC^۱ کنترل می‌شود. این یکسوساز در خروجی، دو ولتاژ DC تولید می‌نماید که یکی از آنها دو برابر دیگری است. هرچند در روش FCS-MPC متغیرهای هدفی که برای کنترل در نظر گرفته شده‌اند از قبیل ولتاژهای DC خروجی، جریان ورودی و فرکانس کلیدزنی در تابع هزینه آورده شده‌اند، ولی پایداری سیستم تضمین نمی‌شود. برای رسیدن به سیستم پایدار از تئوری پایداری لیاپانوف استفاده شده است. از طرف دیگر برای رسیدن به ضرایب وزنی مناسب در تابع هزینه، اثر ضرایب وزنی مختلف در یک نمودار به‌صورت منحنی سه‌بعدی مورد بررسی و ارزیابی قرار گرفته و ضرایب بهینه بر این اساس انتخاب شده‌اند.

در [۱۵]، یک یکسوساز PUC از نوع باک معرفی شده که با تغییر جهت یک جفت از کلیدهای آن، تحت عنوان جدید یکسوساز HPUC معرفی شده و با وجود یکسان‌بودن هر دو ولتاژ DC، پنج سطح در ولتاژ ورودی حاصل شده است. در ساختار کنترلی آن از روش کلیدزنی PWM تغییر سطح داده شده^۲ استفاده گردیده و برای رسیدن به ضریب توان واحد با استفاده از یک حلقه قفل فاز^۳ (PLL)، فاز ولتاژ، استخراج و جریان مرجع مورد نظر نیز هم‌فاز با ولتاژ ورودی ساخته شده است. به‌دلیل عملکرد این یکسوساز در مد جریان پیوسته از فیلتر خازنی در سمت AC و فیلتر القایی در سمت DC استفاده نشده است. در حالت اینورتری معمولاً

1. Neutral Point Clamp
2. Finite Control Set-Model Predictive Control
3. Level Shifted PWM
4. Phase Locked Loop



شکل ۱: (الف) مبدل CHB با دو سلول H، (ب) مبدل CHB شکل الف با نمایشی دیگر و (ج) مبدل PUC با تغییر در ساختار CHB.

جدول ۱: حالات کلیدزنی و ولتاژهای خروجی مبدل PUC.

حالت کلیدزنی	S_1	S_r	S_f	$v_{rec} \begin{cases} v_{C1} = 3E \\ v_{Cr} = E \end{cases}$
۱	۱	۰	۰	$v_{C1} = 3E$
۲	۱	۰	۱	$v_{C1} - v_{Cr} = 2E$
۳	۱	۱	۰	$v_{Cr} = E$
۴	۱	۱	۱	۰
۵	۰	۰	۰	۰
۶	۰	۰	۱	$-v_{Cr} = -E$
۷	۰	۱	۰	$-v_{C1} + v_{Cr} = -2E$
۸	۰	۱	۱	$-v_{C1} = -3E$

دو سر آن صفر و با باز شدن کلید S_1 ولتاژ دو سر آن $-v_{C1}$ می‌گردد. به این ترتیب می‌توان ولتاژ دو سر هر یک از کلیدهای اصلی S_1 ، S_r و S_f را به صورت زیر نوشت

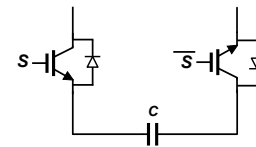
$$\begin{aligned} v_{AB} &= -(1-S_1)v_{C1} \\ v_{BC} &= (1-S_r)(v_{C1} - v_{Cr}) \\ v_{CN} &= (1-S_f)v_{Cr} \end{aligned} \quad (1)$$

اگر دوره کاری^۲ کلیدهای اصلی به ترتیب d_1 ، d_r و d_f در نظر گرفته شود می‌توان آنها را نیز به صورت زیر تعریف نمود

$$\begin{aligned} d_1 &= \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} S_1 dt \\ d_r &= \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} S_r dt \\ d_f &= \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} S_f dt \end{aligned} \quad (2)$$

با توجه به این تعاریف، مدار معادل میانگین مبدل PUC در شکل ۴ نشان داده شده است.

با اعمال هشت حالت کلیدزنی به مدار، بسته به اینکه ولتاژهای خروجی چه نسبتی با هم دارند در ورودی یکسوساز می‌توان به ولتاژ سه سطحی، پنج سطحی و یا هفت سطحی مطابق جدول ۱ رسید. در حالتی

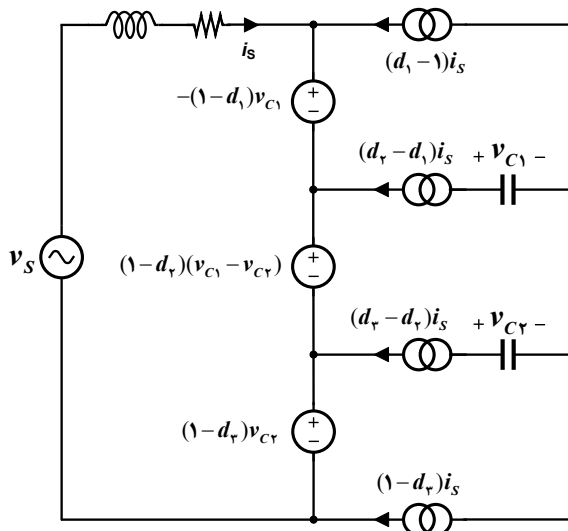


شکل ۲: نمایشی از سلول U.

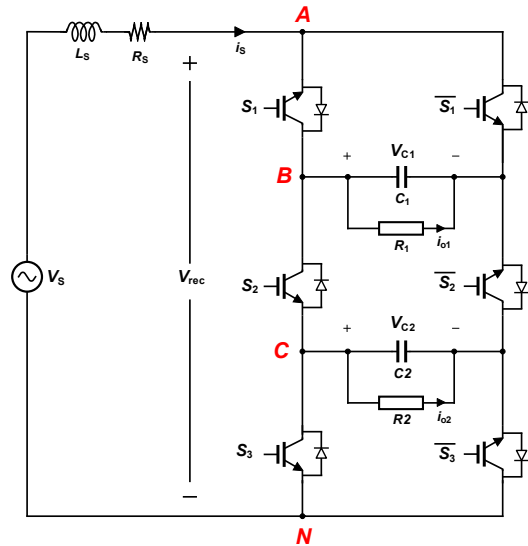
آنها نیز در بخش پنج ارائه می‌شوند. نهایتاً نتیجه‌گیری مقاله در بخش ششم آمده است.

۲- ساختار و مدل ریاضی یکسوساز PUC

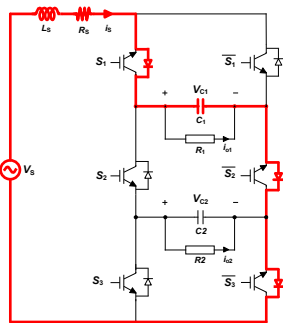
همان طور که اشاره شد، PUC نسخه‌ای بهینه از مبدل پل H آشنایی (CHB) است. شکل ۱-الف و ۱-ب، دو مبدل CHB دوسلولی را نشان می‌دهد که ساختار یکسانی داشته و تنها نحوه نمایش اجزای آنها متفاوت است. در این آرایش می‌توان با کم کردن تعداد کلیدها و استفاده از دو کلید به جای چهار کلید وسط به ساختار مبدل PUC رسید که در شکل ۱-ج آمده است. مبدل CHB با ولتاژ برابر در خازن‌های خروجی ($v_{C1} = v_{Cr}$) برای اینکه بتواند هفت سطح ولتاژ را در ورودی شبکه کلیدزنی نمایش دهد، طبق رابطه $2H+1$ باید متشکل از سه سلول پل H باشد و یا اینکه مقادیر ولتاژ خازن‌های خروجی متفاوت باشند. در یکسوساز PUC می‌توان با تغییر نسبت ولتاژ خازن‌های خروجی (v_{C1} و v_{Cr}) در ساختار شکل ۱-ج، یکسوساز سه سطحی، پنج سطحی و هفت سطحی ایجاد کرد. هر سلول U^۱ در مبدل ذکر شده را می‌توان به صورت شکل ۲ نشان داد و یکسوساز هفت سطحی PUC با جزئیات بیشتر نیز در شکل ۳ آمده است. در ساختار این یکسوساز از شش کلید استفاده شده است. کلیدهای S_1 ، S_r و S_f می‌توانند هشت حالت کلیدزنی را به خود اختصاص دهند و کلیدهای \bar{S}_1 ، \bar{S}_r و \bar{S}_f به صورت معکوس با آنها عمل می‌کنند. حالت کلیدهای S_1 ، S_r و S_f به گونه‌ای است که در صورت بسته بودن کلید، مقدار آن با عدد «یک» و در صورت باز بودن کلید مقدار آن با عدد «صفر» نشان داده می‌شود. یکسوساز از طریق سلف L_s با مقاومت داخلی R_s به منبع AC متصل شده است. انتظار می‌رود که ولتاژ ورودی AC به دو ولتاژ خروجی DC در دو سر خازن‌های C_1 و C_r تبدیل شود. با توجه به نقاط A، B، C و N مشاهده می‌گردد که با بسته شدن کلید S_1 ، ولتاژ



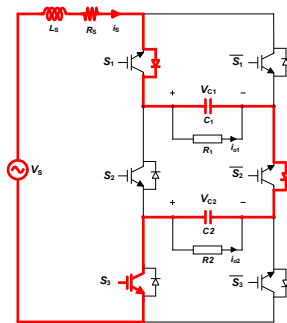
شکل ۴: مدار معادل میانگین یکسوساز PUCY با خروجی دوگانه.



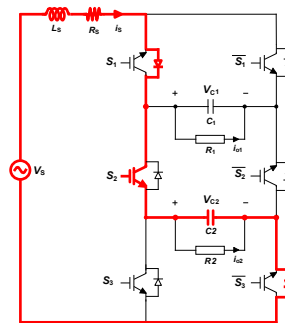
شکل ۳: مدار یکسوساز PUCY با خروجی دوگانه.



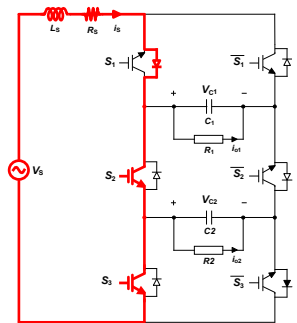
حالت اول
 $v_{rec} : v_{C1} = \Psi E$



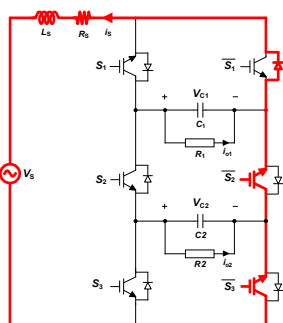
حالت دوم
 $v_{rec} : v_{C1} - v_{C2} = \Psi E$



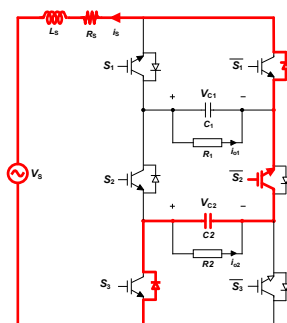
حالت سوم
 $v_{rec} : v_{C2} = E$



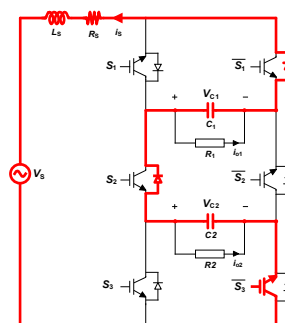
حالت چهارم
 $v_{rec} : \bullet$



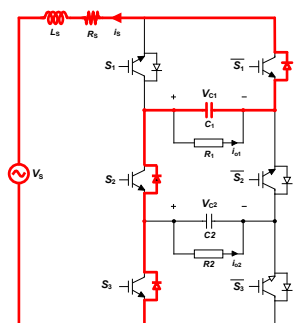
حالت پنجم
 $v_{rec} : \bullet$



حالت ششم
 $v_{rec} : -v_{C2} = -E$



حالت هفتم
 $v_{rec} : -v_{C1} + v_{C2} = -\Psi E$



حالت هشتم
 $v_{rec} : -v_{C1} = -\Psi E$

شکل ۵: نحوه عملکرد کلیدها در حالت‌های کاری هشت‌گانه مبدل PUCY.

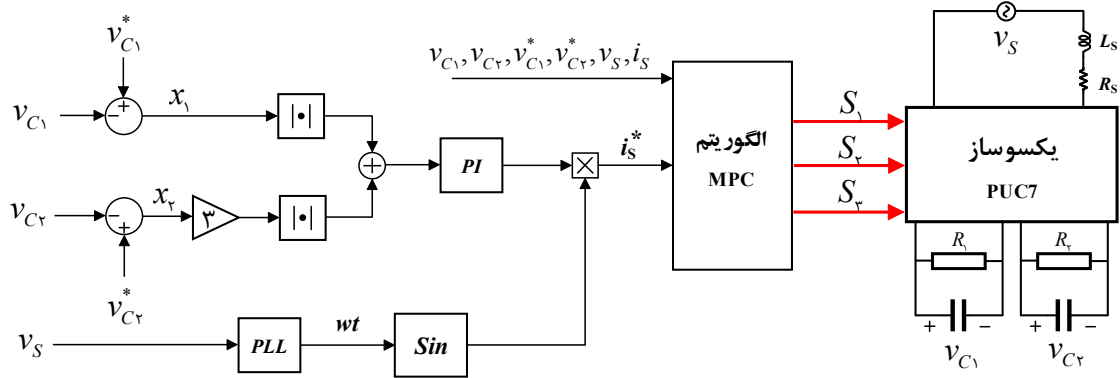
$$N_i = 2^{N_{C1} + 1} - 1 \quad (3)$$

$$N_i = 2^{\frac{N_{SW}}{2}} - 1 \quad (4)$$

که N_i ، N_{C1} و N_{SW} به ترتیب تعداد سطوح ولتاژ، تعداد خازن‌های خروجی و تعداد کلیدهای استفاده‌شده در مدار هستند. نحوه عملکرد کلیدها بر اساس هشت حالت کلیدزنی در شکل ۵ آمده است. جریان ورودی در چهار حالت کلیدزنی از سمت منبع AC به سمت یکسوساز، برقرار و در چهار حالت دیگر، جهت جریان معکوس می‌باشد. در حالت‌های چهارم و پنجم، هیچ کدام از خازن‌های خروجی در مدار قرار نمی‌گیرند و مقدار ولتاژ ورودی یکسوساز (v_{rec}) نیز برابر با صفر می‌شود. با در نظر گرفتن قانون جریان کیرشهف (KCL) در گره‌های B و C از شکل ۳ خواهیم داشت

که مقدار ولتاژ خازن‌ها با هم برابر باشند ($v_{C1} = v_{C2} = v_{DC}$)، یک ولتاژ سه‌سطحی به صورت $+v_{DC}, 0, -v_{DC}$ خواهیم داشت. اگر یکی از خازن‌ها ولتاژی دو برابر خازن دیگر داشته باشد، یک ولتاژ پنج‌سطحی خواهیم داشت که سطوح آن عبارتند از $+2v_{DC}, +v_{DC}, 0, -v_{DC}, -2v_{DC}$. به همین ترتیب برای رسیدن به یک ولتاژ هفت‌سطحی مطابق جدول ۱ نیاز است ولتاژ v_{C1} سه برابر ولتاژ v_{C2} باشد. در این صورت با در نظر گرفتن مقدار $v_{DC} = E$ به‌عنوان ولتاژ مرجع، ولتاژهای خروجی $v_{C1} = \Psi E$ و $v_{C2} = E$ می‌باشند و سطوح هفت‌گانه ولتاژ را نیز می‌توان به صورت $\Psi E, \pm E, \pm \Psi E, \pm E, \pm \Psi E, \pm E, 0$ نشان داد.

بیشترین تعداد سطوح ولتاژ ورودی یکسوساز PUCY را می‌توان به صورت زیر به‌دست آورد



شکل ۶: بلوک دیاگرام کنترل پیش‌بین مبدل PUCV.

۳- مدل زمان گسسته

مدل زمان گسسته یکسوساز PUCV را می‌توان با توجه به زمان نمونه‌برداری T_s به صورت زیر نوشت

$$v_{C1}(k+1) = v_{C1}(k) + \frac{T_s}{C_1} ((S_1(k) - S_r(k))i_s(k) - i_{o1}(k)) \quad (17)$$

$$v_{Cr}(k+1) = v_{Cr}(k) + \frac{T_s}{C_r} ((S_r(k) - S_r(k))i_s(k) - i_{or}(k)) \quad (18)$$

$$i_s(k+1) = (1 - \frac{R_s T_s}{L_s})i_s(k) + \frac{T_s}{L_s} (v_s(k) - v_{rec}(k)) \quad (19)$$

که $v_{rec}(k)$ با استفاده از (۸) به صورت زیر قابل نوشتن است

$$v_{rec}(k) = v_{C1}(k)(S_1(k) - S_r(k)) + v_{Cr}(k)(S_r(k) - S_r(k)) \quad (20)$$

مقادیر فوق در الگوریتم کنترل پیش‌بین استفاده می‌شوند. ولتاژ منبع، جریان مرجع و ولتاژ مرجع مبدل در دوره تناوب نمونه‌برداری $k+1$ ام عبارتند از

$$v_s(k+1) = \frac{3}{2}v_s(k) - \frac{1}{2}v_s(k-1) \quad (21)$$

$$i_s^*(k+1) = \frac{3}{2}i_s^*(k) - \frac{1}{2}i_s^*(k-1) \quad (22)$$

$$v_{in}^*(k+1) = v_s(k+1) - \frac{L_s}{T_s} (i_s^*(k+1) - i_s^*(k)) - R_s i_s^*(k+1) \quad (23)$$

از معادلات زمان گسسته فوق، مدل دینامیکی مبدل استخراج می‌گردد و می‌توان بر اساس آن توابع کنترلی مناسب را تولید نمود؛ به این صورت که با توجه به نوع کنترل‌کننده، یک تابع هزینه در نظر گرفته می‌شود که اساس کار کنترلی را شکل می‌دهد. با پردازش تابع هزینه، استخراج مقدار بهینه و اعمال به کلیدهای مبدل، اهداف کنترلی را می‌توان برآورده کرد. در ادامه نحوه طراحی کنترل‌کننده و تابع هزینه مورد بحث قرار می‌گیرد.

۴- طراحی کنترل‌کننده و تابع هزینه

بلوک دیاگرام روش کنترل پیش‌بین مبدل PUCV در شکل ۶ آمده است. برای رسیدن به ضریب توان واحد در ورودی، نیاز است که جریان و ولتاژ ورودی با یکدیگر هم‌فاز باشند. پس باید یک جریان مرجع AC،

$$i_s(S_1 - S_r) = i_{C1} + i_{o1} = C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} + i_{o1} \quad (5)$$

$$i_s(S_r - S_r) = i_{Cr} + i_{or} = C_r \frac{dv_{Cr}}{dt} + i_{or} \quad (6)$$

اکنون با نوشتن KVL و در نظر گرفتن حالت‌های سه کلید اصلی داریم

$$L_s \frac{di_s}{dt} = v_s - v_{C1}(S_1 - S_r) - v_{Cr}(S_r - S_r) - R_s i_s \quad (7)$$

به دلیل کوچک بودن $R_s i_s$ می‌توان از جمله آخر در رابطه بالا صرف نظر نمود. مقدار ولتاژ ورودی یکسوساز PUCV که یک ولتاژ هفت‌سطحی است، طبق (۸) به دست می‌آید

$$v_{rec} = v_{C1}(S_1 - S_r) + v_{Cr}(S_r - S_r) \quad (8)$$

متغیرهای هدف در طراحی یکسوساز PUCV عبارتند از ولتاژهای v_{C1} ، v_{Cr} و جریان i_s . یعنی هدف این است که (۱) ولتاژهای v_{C1} و v_{Cr} کنترل شده و در مقادیر E و $3E$ ثابت بمانند و (۲) جریان ورودی به شکل سینوسی و هم‌فاز با ولتاژ ورودی تولید گردد؛ به گونه‌ای که ضریب توان برابر با واحد شود. بنابراین برای رسیدن به مقاصد فوق، متغیرهای x_1 ، x_2 و x_3 را می‌توان به صورت زیر تعریف نمود

$$x_1 = v_{C1} - v_{C1}^* \quad (9)$$

$$x_2 = v_{Cr} - v_{Cr}^* \quad (10)$$

$$x_3 = i_s - i_s^* \quad (11)$$

متغیرهای v_{C1}^* ، v_{Cr}^* و i_s^* در (۹) تا (۱۱) به ترتیب ولتاژ مرجع خازن اول، ولتاژ مرجع خازن دوم و جریان مرجع ورودی هستند. بر این اساس با مشتق‌گیری از روابط بالا داریم

$$\dot{x}_1 = \frac{1}{C_1} ((S_1 - S_r)i_s - i_{o1}) \quad (12)$$

$$\dot{x}_2 = \frac{1}{C_r} ((S_r - S_r)i_s - i_{or}) \quad (13)$$

$$\dot{x}_3 = \frac{di_s}{dt} - \frac{di_s^*}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_s + \frac{1}{L_s} (v_s - v_{rec}) - \frac{di_s^*}{dt} \quad (14)$$

$$\dot{x}_3 = \frac{1}{L_s} (v_{in}^* - v_{rec}) \quad (15)$$

که در (۱۵) نشان‌دهنده مقدار مرجع ولتاژ ورودی یکسوساز با در نظر گرفتن جریان مرجع i_s^* است

$$v_{in}^* = v_s - L_s \frac{di_s^*}{dt} - R_s i_s^* \quad (16)$$

بنابراین تابع هزینه در روش FCS-MPC به صورت زیر قابل نوشتن است

$$g_1 = \lambda_1 \left| \frac{v_{C_1}^* - v_{C_1}(k+1)}{\Delta v_{C_1, \max}} \right| + \lambda_r \left| \frac{v_{C_r}^* - v_{C_r}(k+1)}{\Delta v_{C_r, \max}} \right| + \lambda_s \left| \frac{i_s^* - i_s(k+1)}{\Delta i_{S, \max}} \right| \quad (25)$$

۴-۲ الگوریتم MPC مبتنی بر تئوری لیاپانوف

اساس روش کنترل در این قسمت شبیه به روش FCS-MPC است؛ با این تفاوت که برای اطمینان از پایداری سیستم حلقه بسته، تابع هزینه در این کنترل کننده بر اساس تئوری لیاپانوف نوشته می شود. در این یکسوساز تنها ولتاژ بار اندازه گیری می شود و اندازه گیری روی جریان بار صورت نمی گیرد و بنابراین توان بار نامشخص است. برای تولید جریان مرجع مناسب نیز باید آن را به گونه ای ایجاد کرد که به ولتاژ بار وابسته باشد که برای این کار از کنترل کننده PI استفاده می شود. الگوریتم MPC بر پایه لیاپانوف نیازمند جریان مرجع منبع (i_s^*) ، ولتاژ منبع (v_s) و ولتاژهای بار اندازه گیری شده $(v_{C_1}$ و $v_{C_r})$ می باشد. در این کنترل کننده، یک تابع هزینه برای تمام ورودی های ممکن ارزیابی شده و ورودی بهینه که تابع هزینه را حداقل می کند، انتخاب می گردد. در این بخش، تابع هزینه بر اساس روش کنترل لیاپانوف نوشته شده است. روش پایداری لیاپانوف بیان می کند اگر یک تابع مثبت معین مثل $V(x)$ وجود داشته باشد که برحسب حالت های سیستم تعریف شود، در صورت وجود شرایط زیر، پایداری سیستم تضمین می گردد:

$$(1) \quad V(x) \text{ مثبت معین باشد.}$$

$$(2) \quad \dot{V}(x) \text{ منفی معین باشد.}$$

(3) با میل $\|x\| \rightarrow \infty$ ، آنگاه $V(x)$ نیز به سمت بی نهایت میل نماید. از آنجا که تابع لیاپانوف یک تابع شبه انرژی است، افزایش آن باعث افزایش و کاهش آن باعث کاهش در نرم x می شود. در این مقاله تابع لیاپانوف به صورت زیر در نظر گرفته شده است

$$V(x) = \frac{1}{\gamma} (\alpha_1 x_1^2 + \alpha_r x_r^2 + \alpha_s x_s^2) \quad (26)$$

که در آن α_1 ، α_r و α_s مقادیر حقیقی مثبت هستند. با توجه به مثبت معین بودن $V(x)$ در (26) با ایجاد $\dot{V}(x) < 0$ برای همه مقادیر x ، پایداری سیستم کنترلی تضمین می شود. با مشتق گرفتن از $V(x)$ داریم

$$\dot{V}(x) = \alpha_1 \dot{x}_1 x_1 + \alpha_r \dot{x}_r x_r + \alpha_s \dot{x}_s x_s \quad (27)$$

با جایگذاری \dot{x}_1 ، \dot{x}_r و \dot{x}_s داریم

$$\dot{V}(x) = \frac{\alpha_1}{C_1} ((S_1 - S_r) i_s - i_{o1}) x_1 + \frac{\alpha_r}{C_r} ((S_r - S_r) i_s - i_{or}) x_r + \frac{\alpha_s}{L_s} (v_{in}^* - v_{rec}) x_s \quad (28)$$

با قراردادن i_s از (11)، v_{rec} از (6) و ولتاژ خازن ها از (8) و (9) داریم

$$\dot{V}(x) = \frac{\alpha_1}{C_1} ((S_1 - S_r)(x_r + i_s^*) - i_{o1}) x_1 + \frac{\alpha_r}{C_r} ((S_r - S_r)(x_r + i_s^*) - i_{or}) x_r + \frac{\alpha_s}{L_s} (v_{in}^* - (S_1 - S_r)(x_1 + v_{C_1}^*) - (S_r - S_r)(x_r + v_{C_r}^*)) x_s \quad (29)$$

هم فاز با ولتاژ منبع ایجاد کرد و نیز در الگوریتم MPC، تابع هزینه را به گونه ای نوشت که جریان ورودی مبدل، آن را دنبال نماید. برای حصول این مقصود از حلقه قفل فاز (PLL) استفاده شده است. پس از عبور ولتاژ منبع از یک بلوک PLL، مقدار فاز آن استخراج شده و به این ترتیب فاز جریان مرجع نیز به دست می آید. برای تولید دامنه جریان مرجع نیز از خطای ولتاژهای DC خروجی استفاده می شود. با مقایسه ولتاژ خازن های خروجی و مقدار مرجع آنها، خطای ولتاژ خازن ها به دست می آید. پس از جمع کردن خطاها با هم و عبور از یک کنترل کننده PI، دامنه جریان مرجع استخراج می گردد. نهایتاً با ضرب دامنه و فاز می توان جریان مرجع مناسب را هم فاز با ولتاژ منبع تولید کرد. اکنون برای رسیدن به ضریب توان واحد، کافی است الگوریتم MPC به گونه ای طراحی گردد که جریان ورودی، مقدار مرجع خود را به خوبی دنبال نماید. در واقع، خطای جریان در درون خود، خطای ولتاژ خازن ها را نیز شامل می شود. در واقع، این بدان معناست که هر سه متغیر هدف به گونه ای با یکدیگر ترکیب شده اند.

۴-۱ الگوریتم FCS-MPC

چالش اصلی در کنترل مبدل PUC، حفظ ولتاژ خازن ها در مقادیر مرجعشان است؛ در حالی که ردیابی جریان مرجع ورودی (i_s^*) به خوبی انجام شود. از طرفی، متغیرهای مورد نظر به هم مرتبط هستند و هر تغییری در یکی از آنها ممکن است روی سایر آنها تأثیر بگذارد. این بدان معناست که اگر در مبدل PUC یکی از متغیرهای فوق با دقت و سواس بیشتری کنترل شود، ممکن است باعث کاهش دقت در کنترل متغیرهای دیگر گردد؛ پس در انتخاب نوع کنترل کننده و پارامترهای آن باید بسیار دقت کرد. انواع مختلفی از کنترل کننده ها در مقالات آمده که روش کنترل پیش بین با ورودی کنترلی محدود (FCS-MPC) یکی از این روش ها است که در آن، ورودی های کنترلی به صورت یک مجموعه گسسته تعریف شده و بهینه سازی در آن به صورت برخط و بدون نیاز به مدولاتور انجام می شود. این روش، ترکیبی از تمام حالت های کلیدزنی را ایجاد می کند و می تواند برای توپولوژی PUC مناسب باشد. روش MPC به دلیل عملکرد مطلوب و انعطاف پذیری گسترده، توجه زیادی را به خود جلب کرده است. از ویژگی های این روش کنترلی، در نظر گرفتن بخش وسیعی از قیدهای سیستم و بنابراین برای کنترل چندمتغیره مناسب است. در روش کنترلی FCS-MPC از مدل گسسته سیستم در زمان آینده (دوره تناوب نمونه برداری $k+1$) که در (17) تا (19) آمده است، استفاده می شود.

معمولاً پس از پیش بینی متغیرهای هدف، تابع هزینه به گونه ای نوشته می شود که هر یک از متغیرها، مقادیر مرجع خود را دنبال نمایند. در الگوریتم MPC، حالت کلیدزنی ای انتخاب می شود که کمترین خطا را بین مقدار مرجع و مقدار پیش بینی شده، ایجاد و تابع هزینه را حداقل نماید. به دلیل عدم تشابه محدوده متغیرهای هدف در تابع هزینه (چند صد ولت برای متغیرهای ولتاژ و چند امپر برای متغیرهای جریان)، قابلیت دنبال کردن متغیر مرجع تضعیف می گردد. بنابراین از ضرایب وزنی جهت یکسان سازی دامنه متغیرها استفاده می شود. در اینجا متغیرهای حالت با محاسبه بیشترین محدوده تغییرات، طبق [22] نرمالیزه می شوند

$$\Delta v_{C_1, \max} = \frac{\gamma i_s T_s}{C_1} \quad (24)$$

$$\Delta v_{C_r, \max} = \frac{\gamma i_s T_s}{C_r}$$

$$\Delta i_{S, \max} = \frac{\gamma v_{in} T_s}{L_s}$$

جدول ۲: مقادیر متغیرهای استفاده‌شده در یکسوساز.

مقدار	متغیر
۱۵۰ V	ولتاژ مرجع خازن C_1 ($v_{C_1}^*$)
۵۰ V	ولتاژ مرجع خازن C_r ($v_{C_r}^*$)
۳۰۰ mF	$C_1 = C_r$
۱۰ mH	L_S
۰٫۰۱ Ω	R_S
۲۰ μs	T_S
۲۰۰ Ω	R_1
۱۰۰ Ω	R_r

$$x_1(k+1) = v_{C_1}(k+1) - v_{C_1}^* = x_1(k) + \frac{T_S}{C_1}(S_a(k)i_S(k) - i_{o_1}(k+1)) \quad (۳۵)$$

$$x_r(k+1) = v_{C_r}(k+1) - v_{C_r}^* = x_r(k) + \frac{T_S}{C_r}(S_b(k)i_S(k) - i_{o_r}(k+1)) \quad (۳۶)$$

خطای جریان منبع در لحظه $k+1$ را نیز می‌توان با استفاده از رابطه زیر به‌دست آورد

$$x_r(k+1) = i_S(k+1) - i_S^*(k+1) \quad (۳۷)$$

۵- نتایج شبیه‌سازی

شبیه‌سازی مبدل تحت مطالعه و روش‌های کنترلی به‌کار گرفته شده بر روی آن در نرم‌افزار Matlab/Simulink انجام شده است. شبیه‌سازی بر این اساس انجام گرفته که پیک ولتاژ شبکه AC ورودی، ۱۰۰ V و فرکانس شبکه ۵۰ Hz است. با توجه به اینکه زمان نمونه‌برداری ۲۰ μs در نظر گرفته شده، فرکانس نمونه‌برداری ۵۰ kHz یعنی ۱۰۰۰ برابر فرکانس شبکه است. ضرایب وزنی $\lambda_1, \lambda_r, \lambda_h$ و α_r به‌کاررفته در توابع هزینه، همگی یکسان و برابر با یک در نظر گرفته شده‌اند. سایر مقادیر متغیرهای استفاده‌شده در شبیه‌سازی نیز در جدول ۲ آمده است. در شبیه‌سازی انجام‌شده، هر دو روش FCS-MPC و MPC مبتنی بر لیاپانوف در دو حالت ماندگار و دینامیکی مورد بررسی قرار گرفته‌اند. در حالت اول از ثانیه صفر تا ثانیه دهم، عملکرد مدار در برآورده‌ساختن اهداف کنترلی (یعنی رسیدن v_{C_1}, v_{C_r} به مقادیر مرجعشان) مورد بررسی و مقایسه قرار گرفته‌اند. در ادامه به بررسی عملکرد دینامیکی و واکنش مدار به تغییر اهداف کنترلی پرداخته شده است؛ به این صورت که در یک مرحله در ثانیه دهم مقدار مقاومت بار R_1 به نصف تقلیل داده می‌شود. این کار با موازی کردن یک مقاومت مساوی با آن در ثانیه دهم انجام می‌گردد. سپس به مدار پنج ثانیه فرصت داده شده تا تغییرات جدید را دنبال کند و در ثانیه پانزدهم دوباره مقاومت به مقدار اولیه برگردانده می‌شود. در مرحله دیگر در ثانیه دهم، ولتاژ خازن‌های خروجی از ۵۰ V به ۸۰ V و از ۱۵۰ V به ۲۴۰ V تغییر داده می‌شوند و عملکرد حاصل از این تغییر مورد بررسی قرار می‌گیرد.

۵-۱ بررسی نتایج حالت ماندگار

در این بخش نتایج شبیه‌سازی روش FCS-MPC و روش MPC مبتنی بر لیاپانوف، جهت مقایسه با یکدیگر آمده است. شکل ۷ کنترل ولتاژ خازن‌های خروجی را با روش FCS-MPC و شکل ۸ نمودارهای به‌دست‌آمده از روش MPC مبتنی بر لیاپانوف را نشان می‌دهد. ولتاژ مرجع خازن اول ۱۵۰ V و ولتاژ مرجع خازن دوم ۵۰ V بوده است. در روش اول (شکل ۷)، ولتاژ پیش‌بینی‌شده خازن‌ها در زمان آینده از (۱۷) و (۱۸) به‌دست می‌آید و با توجه به تابع هزینه (۲۵)، ولتاژ هر دو خازن با شرایط مشابه و ضرایب λ_1 و λ_r یکسان تنظیم می‌شوند؛ لذا منطقی است که با شیب یکسان و به‌صورت مستقل از هم حرکت کنند و هر کدام مقدار مرجع خود را دنبال نماید. اما در روش دوم (شکل ۸) با توجه به تابع هزینه ارائه‌شده در (۳۳)، شرایط برای v_{C_1} و v_{C_r} یکسان نیست و ضرایب آنها نیز متفاوت و بنابراین شیب خطوط نیز متفاوت خواهد بود. در این حالت، جریان‌های i_{o_1} و i_{o_r} متناسب با ولتاژ به‌ترتیب به مقادیر ۰٫۷۵ A و ۰٫۵ A می‌رسند که در شکل‌های ۹ و ۱۰ نشان داده

برای ساده‌نمودن روابط تعریف می‌کنیم $S_a = S_1 - S_r$ و $S_b = S_r - S_r$. به این ترتیب خواهیم داشت

$$\begin{aligned} \dot{V}(x) = & S_a x_1 x_r \left(\frac{\alpha_1}{C_1} - \frac{\alpha_r}{L_S} \right) + S_b x_r x_r \left(\frac{\alpha_r}{C_r} - \frac{\alpha_r}{L_S} \right) + \\ & \frac{\alpha_1}{C_1} (S_a i_S^* - i_{o_1}) x_1 + \frac{\alpha_r}{C_r} (S_b i_S^* - i_{o_r}) x_r + \\ & \frac{\alpha_r}{L_S} (v_{in}^* - S_a v_{C_1}^* - S_b v_{C_r}^*) x_r \end{aligned} \quad (۳۰)$$

جهت حذف عبارات $x_1 x_r$ و $x_r x_r$ روابط زیر در نظر گرفته می‌شود

$$\alpha_1 = \frac{C_1}{L_S} \alpha_r \quad (۳۱)$$

$$\alpha_r = \frac{C_r}{L_S} \alpha_r$$

لذا داریم

$$\begin{aligned} \dot{V}(x) = & \frac{\alpha_r}{L_S} ((S_a i_S^* - i_{o_1}) x_1 + (S_b i_S^* - i_{o_r}) x_r + \\ & (v_{in}^* - S_a v_{C_1}^* - S_b v_{C_r}^*) x_r) \end{aligned} \quad (۳۲)$$

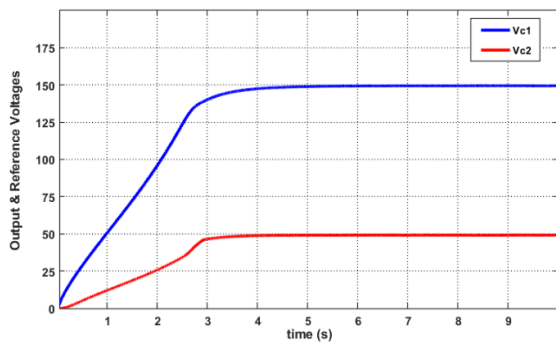
تابع هزینه کنترل‌کننده MPC مبتنی بر لیاپانوف مطابق با (۳۳) نوشته می‌شود. این کنترل‌کننده، ورودی‌های S_1, S_r و S_r را به‌گونه‌ای انتخاب می‌کند که با حداقل مقدار مشتق تابع لیاپانوف مطابقت داشته باشد

$$\begin{aligned} \dot{V}_x(k+1) = & \frac{\alpha_r}{L_S} ([S_a(k)i_S^*(k+1) - i_{o_1}(k+1)]x_1(k+1) + \\ & [S_b(k)i_S^*(k+1) - i_{o_r}(k+1)]x_r(k+1) + \\ & [v_{in}^*(k+1) - S_a(k)v_{C_1}^* - S_b(k)v_{C_r}^*]x_r(k+1)) \end{aligned} \quad (۳۳)$$

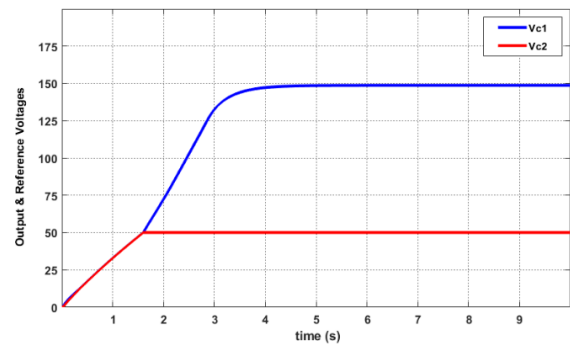
با توجه به اینکه از سنسور جریان در خروجی استفاده نشده است، مقادیر $i_{o_1}(k+1)$ و $i_{o_r}(k+1)$ در لحظه k در دسترس نیستند و جریان‌های بار با استفاده از روابط زیر تخمین زده می‌شوند

$$\begin{aligned} i_{o_1}(k+1) \approx i_{o_1}(k) = & S_a(k-1)i_S(k) - \frac{C_1}{T_S}(v_{C_1}(k) - v_{C_1}(k-1)) \\ i_{o_r}(k+1) \approx i_{o_r}(k) = & S_b(k-1)i_S(k) - \frac{C_r}{T_S}(v_{C_r}(k) - v_{C_r}(k-1)) \end{aligned} \quad (۳۴)$$

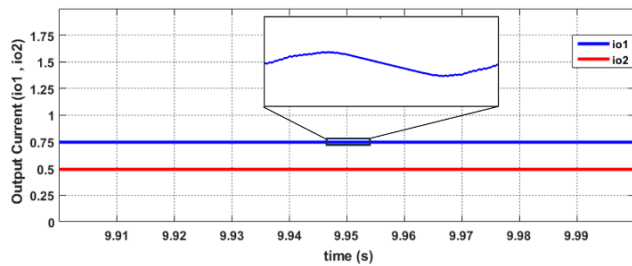
مقدار خطای ولتاژ خازن اول و دوم در لحظه $k+1$ نیز از روابط ذیل حاصل می‌شوند



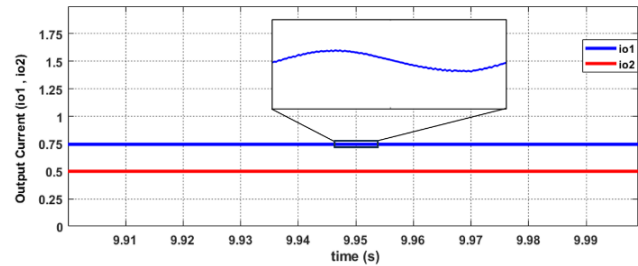
شکل ۸: ولتاژ خازن‌های V_{C1} و V_{C2} در خروجی یکسوساز PUCV حاصل از روش MPC مبتنی بر لیاپانوف.



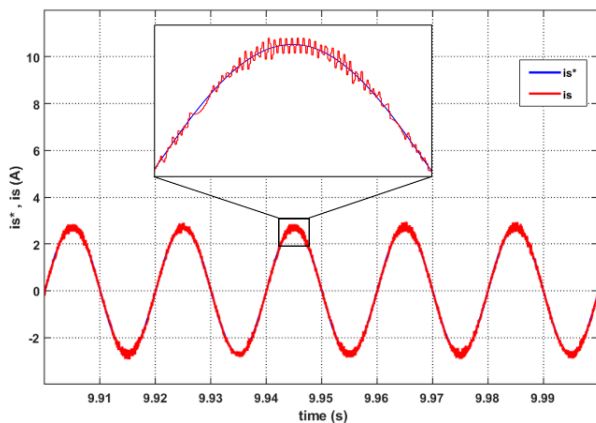
شکل ۷: ولتاژ خازن‌های V_{C1} و V_{C2} در خروجی یکسوساز PUCV حاصل از روش FCS-MPC.



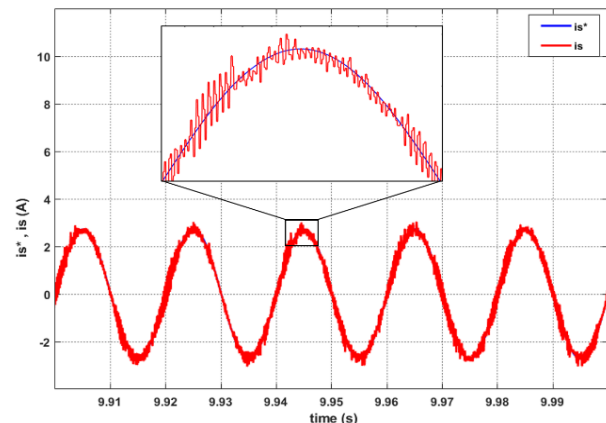
شکل ۱۰: جریان بار خروجی برای مقاومت‌های R_1 و R_2 در یکسوساز PUCV حاصل از روش MPC مبتنی بر لیاپانوف.



شکل ۹: جریان بار خروجی برای مقاومت‌های R_1 و R_2 در یکسوساز PUCV حاصل از روش FCS-MPC.



شکل ۱۲: جریان ورودی و مقدار مرجع آن حاصل از روش MPC مبتنی بر لیاپانوف.



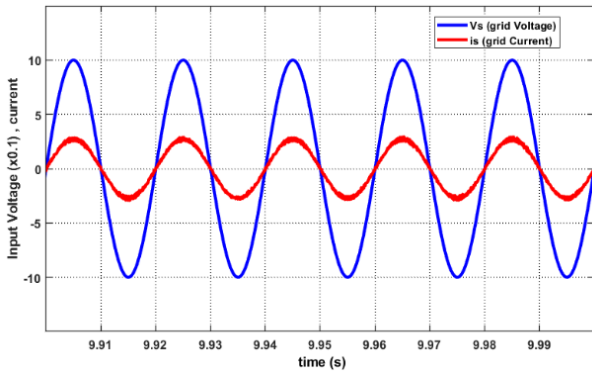
شکل ۱۱: جریان ورودی و مقدار مرجع آن حاصل از روش FCS-MPC.

در شکل‌های ۱۳ و ۱۴ پیک نمودار ولتاژ (صد ولت) و نمودار جریان (چند آمپر) با هم اختلاف ارتفاع زیادی دارند. پس برای اینکه ارتفاع دو نمودار در قاب تصویر در کنار هم به‌خوبی قابل مشاهده باشند، پیک ولتاژ بر ۱۰ تقسیم شده است.

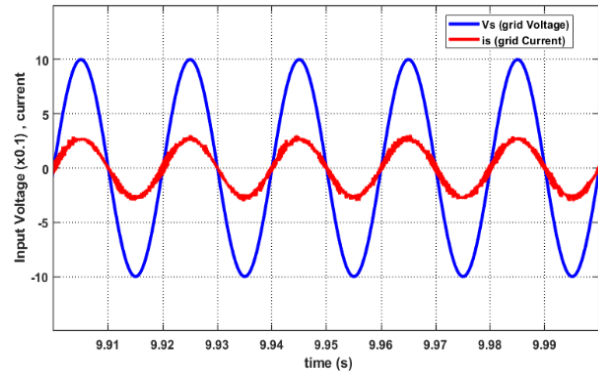
برای مقایسه کمی اعوجاجات جریان ورودی در هر دو روش کنترلی به‌کاررفته می‌توان مقدار درصد اعوجاجات هارمونیک کل (THD) را برای روش‌های FCS-MPC و MPC مبتنی بر لیاپانوف به‌ترتیب در شکل‌های ۱۵ و ۱۶ مشاهده نمود. شبیه‌سازی در این مرحله در طول یک دوره تناوب با فرکانس ۵۰ Hz انجام شده است. این کار در زمان $t = 4.4s$ یعنی در لحظه‌ای انجام شده که جریان شبکه ورودی به حالت پایدار رسیده و در مقدار مرجع خود ثابت شده است. دیده می‌شود که مقدار THD در روش مبتنی بر لیاپانوف (۳/۱۸٪) به‌مراتب کمتر از روش FCS-MPC (۹/۰۷٪) است. شکل‌های ۱۷ و ۱۸ نیز ولتاژ هفت‌سطحی در ورودی یکسوساز PUCV را پس از تثبیت ولتاژ خازن‌ها در مقادیر مورد

شده و توان به‌دست‌آمده از هر دو ولتاژ خروجی نیز حدود ۱۵۰ W است. با بزرگ‌نمایی قسمتی از شکل موج جریان مشاهده می‌گردد که میزان اعوجاج در هر دو روش ناچیز است و عملکرد آنها تقریباً مشابه است.

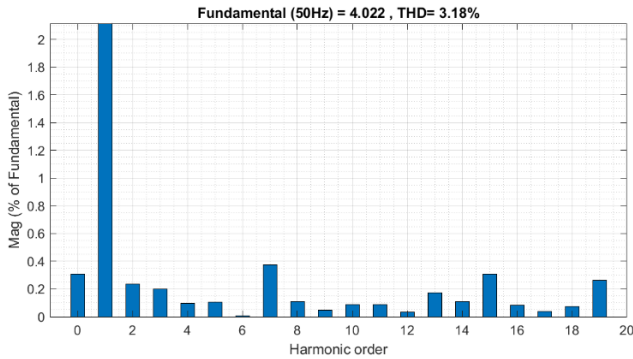
در شکل‌های ۱۱ و ۱۲، جریان ورودی و مقدار مرجع آن نشان داده شده‌اند و همان‌طور که مشاهده می‌گردد، جریان مرجع به‌خوبی توسط هر دو الگوریتم MPC دنبال می‌شود. با وجود این، روش MPC مبتنی بر لیاپانوف نوسانات کمتری حول جریان مرجع داشته و به شکل نرم‌تر و دقیق‌تری سیگنال مرجع سینوسی را دنبال می‌کند. به‌دلیل وجود سلف ورودی در لحظات ابتدایی (حالت گذرا)، مقداری اختلاف فاز بین ولتاژ و جریان ورودی ایجاد می‌شود؛ ولی با توجه به اینکه جریان مرجع ورودی (i_s^*) با اندازه‌گیری فاز ولتاژ ساخته شده و روش کنترلی نیز به‌گونه‌ای طراحی گردیده که جریان ورودی مقدار مرجع را به‌خوبی دنبال نماید، لذا فاز این جریان با فاز ولتاژ برابر شده و ضریب توان برابر با واحد می‌گردد. این امر در شکل‌های ۱۳ و ۱۴ منعکس شده است؛ ولی همان‌گونه که بیان گردید، جریان ورودی در روش MPC مبتنی بر لیاپانوف رهگیری بهتری دارد.



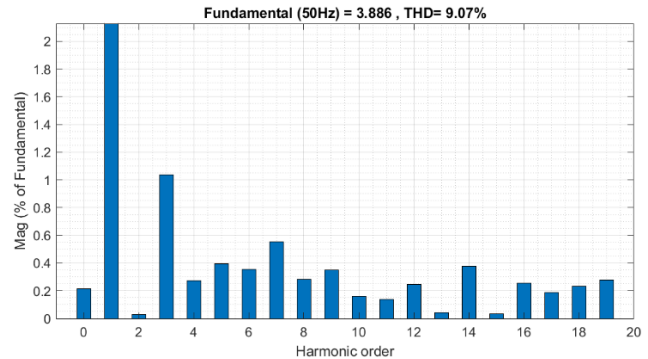
شکل ۱۴: جریان و ولتاژ ورودی حاصل از روش MPC مبتنی بر لیاپانوف.



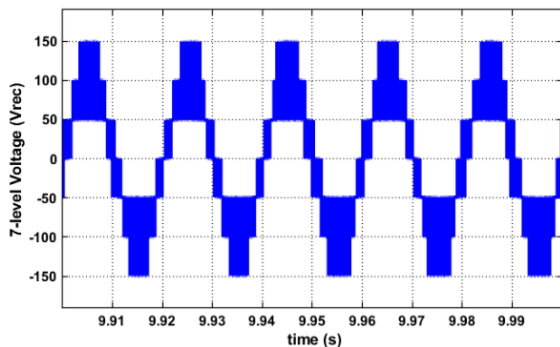
شکل ۱۳: جریان و ولتاژ ورودی حاصل از روش FCS-MPC.



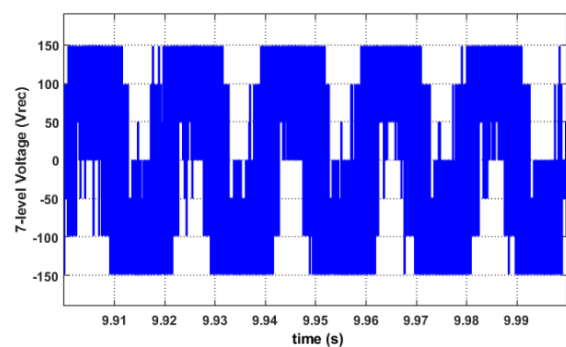
شکل ۱۶: مقدار درصد THD حاصل از روش MPC مبتنی بر لیاپانوف.



شکل ۱۵: مقدار درصد THD حاصل از روش FCS-MPC.



شکل ۱۸: ولتاژ هفت‌سطحی در ورودی یکسوساز PUCV حاصل از روش MPC مبتنی بر لیاپانوف.



شکل ۱۷: ولتاژ هفت‌سطحی در ورودی یکسوساز PUCV حاصل از روش FCS-MPC.

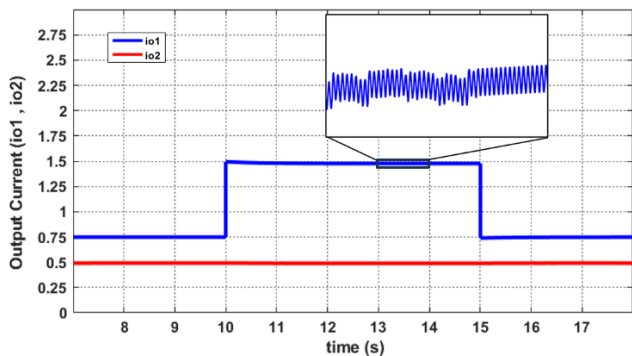
توجه نیست که بر عملکرد مبدل تأثیرگذار باشد. اثر تغییر جریان DC خروجی در جریان AC ورودی نیز دیده می‌شود و این جریان نیز با کاهش مقاومت بار افزایش می‌یابد. علت این است که با کاهش مقاومت بار به دلیل افزایش جریان و ثابت ماندن ولتاژ خروجی، توان خروجی افزایش می‌یابد و به تبع آن توان ورودی نیز که مبدل از منبع می‌کشد به همان مقدار دچار افزایش می‌گردد. این ازدیاد در توان ورودی به دلیل ثابت بودن پیک ولتاژ منبع، خودش را در جریان منبع نشان می‌دهد. شکل موج جریان منبع با تغییر مقاومت بار نیز در شکل‌های ۲۱ و ۲۲ آورده شده است.

در بازه زمانی کاهش مقاومت R_L و افزایش جریان ورودی نیز برای مقایسه کمی عملکرد مبدل می‌توان به سراغ THD جریان ورودی رفت. از آنجا که تغییر جریان ورودی در $t = 10s$ آغاز گردیده است، محاسبه THD با مقدار تأخیر (برای ثابت شدن جریان) در $t = 14.4s$ برای یک دوره تناوب انجام شده و نتایج آن در شکل‌های ۲۳ و ۲۴ آمده است. باز هم به سادگی می‌توان دید که مقدار THD در روش مبتنی بر لیاپانوف (۲/۶۲٪) کمتر از روش FCS-MPC (۵/۲۷٪) می‌باشد.

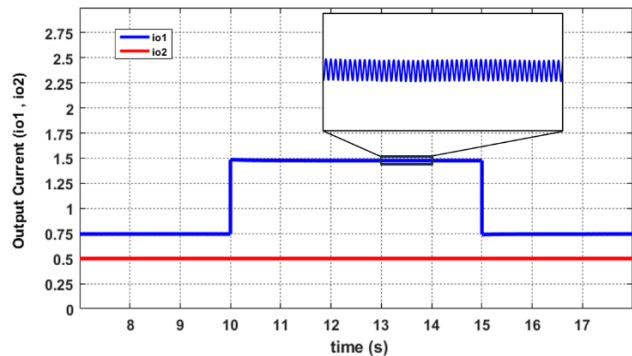
نظر نشان می‌دهند. همان گونه که مشاهده می‌گردد در هر دو روش ولتاژ هفت‌سطحی تشکیل می‌شود؛ ولی در روش MPC مبتنی بر لیاپانوف، الگوی منظم‌تری، ایجاد و شکل سینوسی بهتری تولید می‌گردد که این موضوع باعث کاهش هارمونیک‌های جریان ورودی شده و چنانکه پیشتر اشاره شد، اعوجاج را در جریان ورودی به حداقل می‌رساند.

۲-۵ بررسی نتایج دینامیکی

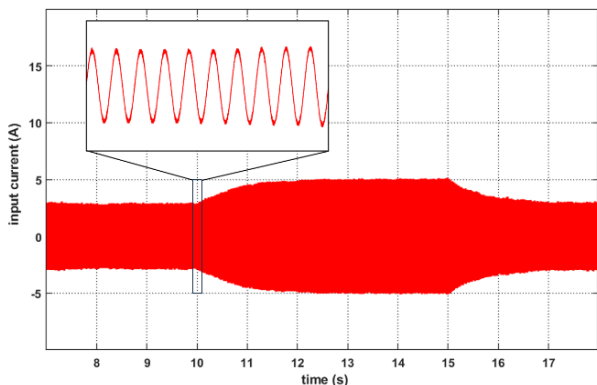
چنانچه در شبیه‌سازی، یک تغییر در مقاومت بار ایجاد شود، جریان بار به تناسب آن تغییر می‌کند. برای بررسی این موضوع، مقدار مقاومت R_L در ثانیه دهم از ۲۰۰ اهم به ۱۰۰ اهم کاهش داده شده؛ ولی مقاومت R_L همچنان در مقدار قبلی خود یعنی ۱۰۰ اهم نگه داشته شده است. همان گونه که در شکل‌های ۱۹ و ۲۰ نشان داده شده با کاهش مقاومت R_L جریان مربوط به آن افزایش می‌یابد ولی جریان بار دوم تغییری نمی‌کند. در ثانیه پانزدهم که مجدداً مقدار مقاومت به حالت اول خود برگردانده می‌شود، جریان نیز به حالت اول برمی‌گردد. با توجه به قسمت‌های بزرگ‌نمایی شده در شکل‌های ۱۹ و ۲۰ این گونه دیده می‌شود که در روش FCS-MPC مقدار اعوجاج در جریان کمتر است؛ ولی آنچنان قابل



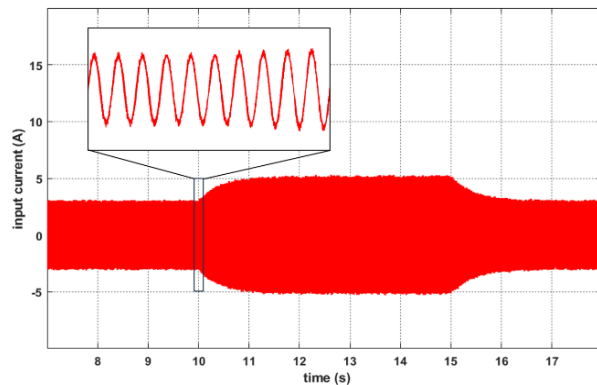
شکل ۱۹: جریان‌های بار خروجی با کاهش مقاومت R_f از ۲۰۰ اهم به ۱۰۰ اهم و باقی‌ماندن مقاومت R_f در ۱۰۰ اهم، حاصل از روش MPC مبتنی بر لیاپانوف.



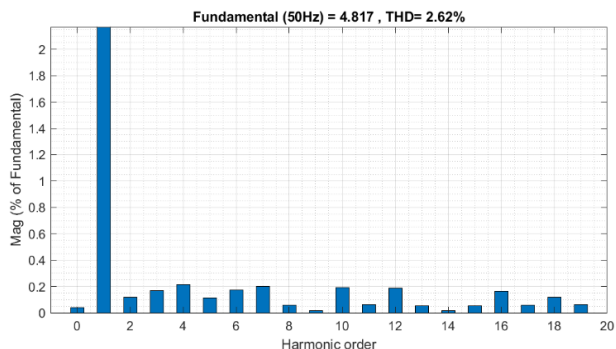
شکل ۲۰: جریان‌های بار خروجی با کاهش مقاومت R_f از ۲۰۰ اهم به ۱۰۰ اهم و باقی‌ماندن مقاومت R_f در ۱۰۰ اهم، حاصل از روش FCS-MPC.



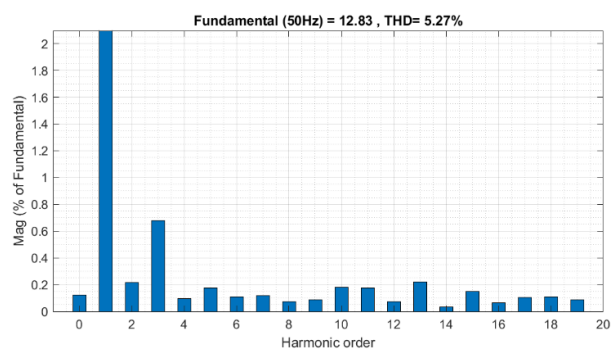
شکل ۲۱: جریان منبع با کاهش مقاومت R_f از ۲۰۰ اهم به ۱۰۰ اهم حاصل از روش MPC مبتنی بر لیاپانوف.



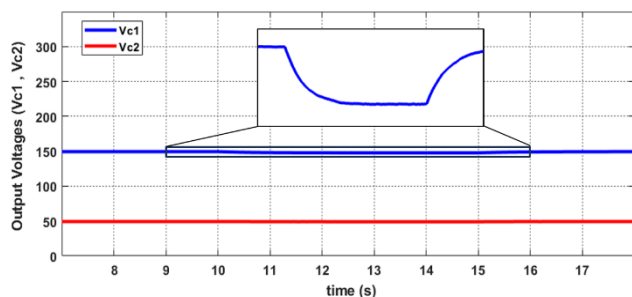
شکل ۲۲: جریان منبع با کاهش مقاومت R_f از ۲۰۰ اهم به ۱۰۰ اهم حاصل از روش FCS-MPC.



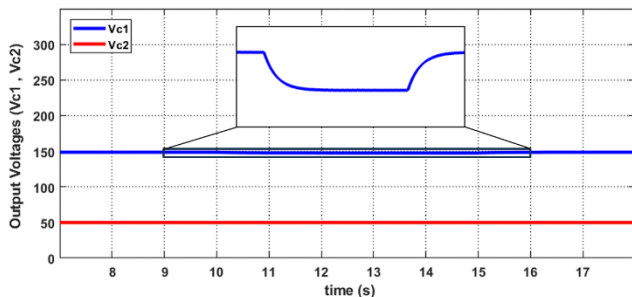
شکل ۲۳: مقدار درصد THD حاصل شده از روش MPC مبتنی بر لیاپانوف پس از تغییر در جریان شبکه.



شکل ۲۴: مقدار درصد THD حاصل شده از روش FCS-MPC پس از تغییر در جریان شبکه.



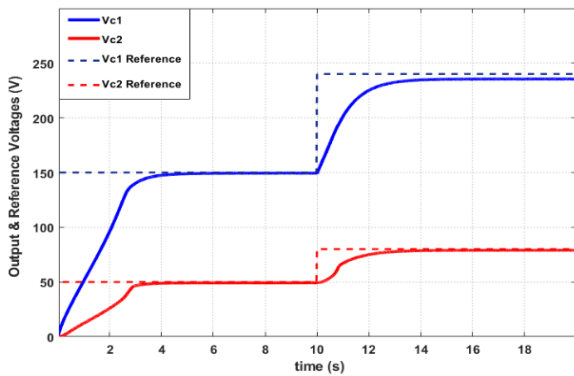
شکل ۲۵: ولتاژهای خازن‌ها خروجی با کاهش مقاومت R_f از ۲۰۰ اهم به ۱۰۰ اهم و باقی‌ماندن مقاومت R_f در ۱۰۰ اهم حاصل از روش MPC مبتنی بر لیاپانوف.



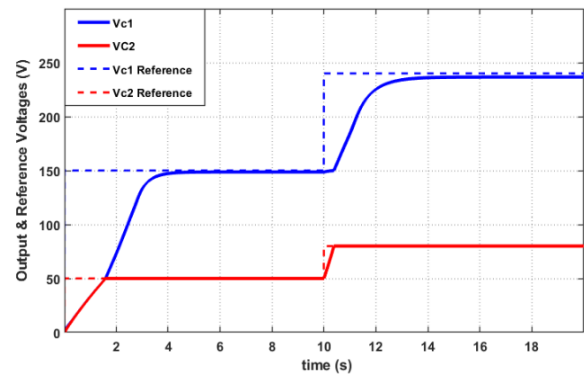
شکل ۲۶: ولتاژهای خازن‌ها خروجی با کاهش مقاومت R_f از ۲۰۰ اهم به ۱۰۰ اهم و باقی‌ماندن مقاومت R_f در ۱۰۰ اهم حاصل از روش FCS-MPC.

روش FCS-MPC ولتاژ خازن اول، حدود یک ولت تغییر می‌کند و در روش دوم که مبتنی بر لیاپانوف است، حدود ۱/۸ ولت تغییر می‌کند. تغییرات در هر دو روش نسبت به ولتاژ نهایی (۱۵۰ V) حدود ۱٪ یا کمتر است که مقدار ناچیزی می‌باشد. با این حال، عملکرد روش FCS-MPC در خصوص تغییرات، مقداری بهتر است.

با وجود تغییر مقاومت R_f باید ولتاژ خازن‌های V_{C1} و V_{C2} تحت تأثیر این تغییر مقدار قرار نگیرند. همان طور که در شکل‌های ۲۵ و ۲۶ مشاهده می‌گردد، تغییر چندانی در ولتاژهای خروجی اتفاق نمی‌افتد. با بزرگ‌نمایی جریان در شکل‌های ۲۵ و ۲۶ می‌توان مشاهده کرد که از لحظه تغییر جریان یعنی ثانیه دهم تا لحظه برگشت جریان یعنی ثانیه پانزدهم در



شکل ۲۸: ولتاژهای خروجی و مقادیر مرجع آنها در حالت تغییر ولتاژهای مرجع به ۸۰ و ۲۴۰ ولت حاصل از روش MPC مبتنی بر لیپانوف.



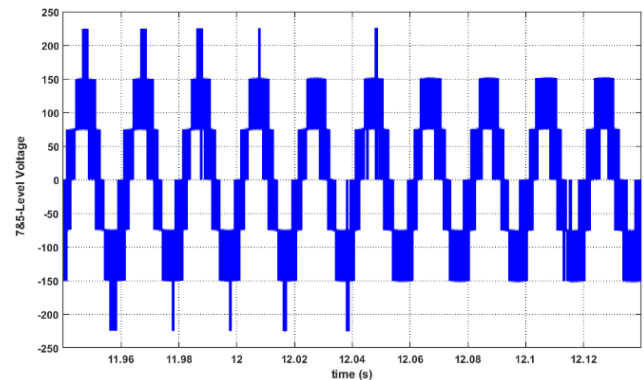
شکل ۲۷: ولتاژهای خروجی و مقادیر مرجع آنها در حالت تغییر ولتاژهای مرجع به ۸۰ و ۲۴۰ ولت حاصل از روش FCS-MPC.

تضمین پایداری سیستم از روش MPC مبتنی بر تابع لیپانوف استفاده شد. در روش دوم، تابع هزینه بر اساس روش پایداری لیپانوف طراحی گردیده و هم‌زمان کنترل سه متغیر را درون خود دارا می‌باشد. پیاده‌سازی این یکسوساز آسان است و در آن از سنسوری برای اندازه‌گیری جریان بار استفاده نشده؛ در صورتی که جریان بار در معادلات آمده و با استفاده از فرمولاسیون تخمین زده می‌شود. شبیه‌سازی این یکسوساز در نرم‌افزار Matlab/Simulink انجام شده است. نتایج به‌دست‌آمده در هر دو روش کنترلی در حالت عملکرد حالت ماندگار و عملکرد دینامیک (با تغییر در مقدار متغیرهای مدار) برای بررسی در کنار یکدیگر آورده شده‌اند و هر دو روش عملکرد مدار را تأیید می‌نمایند. ولتاژ خازن‌های خروجی، مقادیر مرجع خود را دنبال نموده و جریان و ولتاژ ورودی با هم هم‌فاز شده‌اند و به این ترتیب ضریب توان نیز به مقدار واحد رسیده است؛ ولی مشاهدات حاکی از این است که در روش MPC مبتنی بر لیپانوف، جریان ورودی به صورتی نرم‌تر و با نوسانات کمتر مقدار مرجع را دنبال می‌کند و ولتاژ هفت‌سطحی الگوی منظم‌تری دارد و شکل سینوسی بهتری تولید می‌کند و نهایتاً عملکرد بهتری نسبت به روش FCS-MPC دارد.

علاوه بر نتایج حالت ماندگار، عملکرد دینامیک مدار نیز مورد بررسی قرار گرفت؛ به این ترتیب که مقاومت خروجی کاهش داده شد و باعث تغییر جریان بار گردید. جریان منبع نیز در این حالت به تبع تغییر جریان بار، متناسب با آن تغییر نمود. در آزمون دیگری، ولتاژ مرجع جدید برای خروجی‌های مدار به سیستم اعمال شد که مدار به‌خوبی آن ولتاژها را دنبال کرد.

مراجع

- [1] X. Zhang, G. Tan, T. Xia, Q. Wang, and X. Wu, "Optimized switching finite control set model predictive control of NPC single-phase three-level rectifiers," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 35, no. 10, pp. 10097-10108, Oct. 2020.
- [2] S. H. Kim, R. Y. Kim, and S. I. Kim, "Generalized model predictive control method for single-phase N-level flying capacitor multilevel rectifiers for solid state transformer," *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 55, no. 6, pp. 7505-7514, Dec. 2019.
- [3] X. Wu, C. Xiong, F. Diao, and Y. Zhang, "Modularized model predictive control scheme with capacitor voltage balance control for single-phase cascaded H-bridge rectifier," in *Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE'18*, pp. 4021-4023, Portland, OR, USA, 23-27 Sept. 2018.
- [4] Y. Ounejjar, K. Al-Haddad, and L. A. Grégoire, "A novel high energetic efficiency multilevel topology with reduced impact on supply network," in *Proc. 34th Annual Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON'15*, pp. 489-494, Orlando, FL, USA, 10-13 Nov. 2015.
- [5] H. Vahedi, H. Y. Kanaan, and K. Al-Haddad, "PUC converter review: topology, control and applications," in *Proc. 41st Annual*



شکل ۲۹: ولتاژ ورودی یکسوساز پس از تثبیت خروجی در مقدار مرجع جدید، حاصل از روش MPC مبتنی بر لیپانوف.

در حالتی که مقدار ولتاژ مرجع را تغییر می‌دهیم باید این مدار، توانایی دنبال کردن ولتاژ مرجع جدید را داشته باشد. در این مرحله ولتاژ مرجع خازن دوم (V_{C2}^*) از مقدار 50 V به مقدار 80 V افزایش داده شد و به این ترتیب ولتاژ مرجع خازن اول یعنی V_{C1}^* به 240 V می‌رسد. برای بررسی این موضوع در ثانیه دهم ولتاژهای مرجع خازن‌های خروجی افزایش داده شدند. با این کار توان خروجی افزایش می‌یابد و به تبع آن توان ورودی اخذشده از شبکه نیز چهار افزایش می‌شود. شکل‌های ۲۷ و ۲۸ نتایج حاصل از شبیه‌سازی را در ولتاژهای خروجی نشان می‌دهند. تا قبل از ثانیه دهم، ولتاژهای V_{C1} و V_{C2} مقادیر مرجع قبلی را دنبال کرده‌اند و به 50 V و 150 V رسیده‌اند. مشاهده می‌گردد که پس از ثانیه دهم و تغییر مقادیر مرجع، دوباره ولتاژ خازن‌ها شروع به دنبال کردن مقادیر جدید نموده و به 80 V و 240 V نزدیک می‌شوند. پس مبدل در این زمینه عملکرد خوبی را از خود نشان داده است.

پس از دنبال کردن مقادیر مرجع ثانویه و تثبیت ولتاژ خروجی در روش MPC مبتنی بر لیپانوف مشاهده می‌گردد که در قسمتی از نمودار، مقادیر $+3E$ و $-3E$ کمتر تولید می‌شوند. علت این مسأله، مقدار توان منبع AC شبکه ورودی است و چنانچه از یک منبع با توان بالاتر استفاده شود، این مسأله رفع می‌گردد. این رفتار در عملکرد مبدل و دنبال کردن متغیرهای هدف، خللی ایجاد نمی‌کند. وضعیت فوق در شکل ۲۹ نشان داده شده است.

۶- نتیجه گیری

در این مقاله یک مبدل PUC هفت‌سطحی (PUCY) با روش کنترلی FCS-MPC طراحی شده است؛ به‌گونه‌ای که توانایی تغذیه دو بار DC خروجی با ولتاژهای متفاوت از یک منبع AC تنها وجود دارد. سپس برای

- validation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 4, pp. 1294-1306, Apr. 2011.
- [21] M. Y. Vialba Onizuka, R. C. Garcia, and J. O. Pereira Pinto, "Control of a 7-levels PUC Based three phase inverter through vector current control and hybrid modulation," in *Proc. 42nd Annual Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON'16*, pp. 6488-6493, Florence, Italy, 23-26 Oct. 2016.
- [22] M. Trabelsi, S. Bayhan, K. A. Ghazi, H. Abu-Rub, and L. Ben-Brahim, "Finite-control-set model predictive control for grid-connected packed-U-cells multilevel inverter," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 11, pp. 7286-7295, Nov. 2016.
- علی محمد محمدیور بهیید** در سال ۱۳۸۴ مدرک کارشناسی مهندسی برق- الکترونیک خود را از دانشگاه شهید چمران اهواز دریافت نمود و پس از چند سال کار تخصصی در صنعت، در سال ۱۳۹۲ در دوره کارشناسی ارشد مهندسی برق- الکترونیک با گرایش مدار و سیستم در دانشگاه تربیت مدرس تهران پذیرفته شد و در سال ۱۳۹۴ فارغ التحصیل گردید. وی هم‌اکنون در حال گذراندن دوره دکتری مهندسی برق با گرایش الکترونیک- قدرت در دانشگاه صنعتی مالک اشتر می‌باشد. زمینه‌های علمی و کاری مورد علاقه ایشان عبارتند از: مدل‌سازی، مدارات مجتمع فرکانس بالا، طراحی و کنترل مبدل‌های الکترونیک قدرت، درایو موتورهای الکتریکی و حفاظت شبکه‌های الکتریکی.
- محمدرضا علیزاده پهلوانی** در سال ۱۳۷۶ مدرک کارشناسی مهندسی برق خود را از دانشگاه شهید چمران اهواز و در سال ۱۳۸۰ مدرک کارشناسی ارشد مهندسی برق خود را از دانشگاه صنعتی مالک اشتر در تهران دریافت نمود. از سال ۱۳۷۷ الی ۱۳۸۸ نام‌برده به عنوان محقق سیستم‌های قدرت در مرکز تحقیقات کنترل دانشگاه صنعتی مالک اشتر مشغول به کار بود. در سال ۱۳۸۲ به دوره دکتری مهندسی برق در دانشگاه علم و صنعت ایران وارد گردید و در سال ۱۳۸۸ موفق به اخذ درجه دکتری مهندسی برق از دانشگاه مذکور گردید. ایشان از سال ۱۳۸۸ در مجتمع دانشگاهی برق و کامپیوتر دانشگاه صنعتی مالک اشتر در تهران مشغول به فعالیت گردید و اینک نیز عضو هیأت علمی این دانشگاه با مرتبه استادی می‌باشد. زمینه‌های علمی مورد علاقه ایشان متنوع بوده و شامل موضوعاتی مانند ماشین‌های الکتریکی و الکترونیک قدرت، سیستم پالسی، شبکه‌های الکتریکی و کنترل می‌باشد.
- آرش دهستانی کلاگر** در سال ۱۳۸۴ مدرک کارشناسی مهندسی برق خود را از دانشگاه تهران و در سال ۱۳۸۶ مدرک کارشناسی ارشد مهندسی برق خود را از دانشگاه اصفهان و مدرک دکتری خود را در سال ۱۳۹۲ از دانشگاه علم و صنعت ایران دریافت نمود. نام‌برده از سال ۱۳۹۳ به‌عنوان عضو هیأت علمی در دانشگاه صنعتی مالک اشتر در تهران مشغول به فعالیت گردید. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارتند از: الکترونیک قدرت، مبدل‌های توان بالا، فیلترهای اکتیو، کوره‌های قوس الکتریکی و سیستم‌های مغناطیسی.
- سید علیرضا داوری** در سال ۱۳۸۵ مدرک کارشناسی ارشد مهندسی برق خود را از دانشگاه علم و صنعت ایران و در سال ۱۳۹۱ نیز مدرک دکتری مهندسی برق خود را از همین دانشگاه دریافت نمود. از سال ۱۳۹۲ الی ۱۳۹۹ نام‌برده در دانشگاه تربیت دبیر شهید رجایی به عنوان استادیار مشغول به کار بوده است. همچنین، ایشان از سال ۱۳۹۹ تا کنون، در همان دانشگاه به‌عنوان دانشیار به همکاری خود ادامه داده است. نام‌برده بین سال‌های ۱۴۰۱ تا ۱۴۰۲، به عنوان استاد پژوهشی مدعو در دانشگاه Andres Bello حضور داشته است. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان شامل درایوهای کنترل دور، کنترل پیش‌بین، الکترونیک قدرت و انرژی‌های تجدیدپذیر می‌باشد.
- [6] K. Rafael, S. Ventura, M. Abarzadeh, and K. Al-Haddad, "23-level single DC source hybrid PUC (H-PUC) converter topology with reduced number of components: real-time implementation with model predictive control," *IEEE Open J. of the Industrial Electronics Society*, vol. 1, pp. 127-137, 2020.
- [7] M. Sharifzadeh and K. Al-Haddad, "Packed E-cell (PEC) converter topology operation and experimental validation," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 127-137, 2020.
- [8] Y. Ounejjar and K. Al-Haddad, "Current control of the three phase five-level PUC-NPC converter," in *Proc. 38th Annual Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON'12*, pp. 4949-4954, Montreal, QC, Canada, 25-28 Oct. 2012.
- [9] Y. Ounejjar and K. Al-Haddad, "Multiband hysteresis controller of the novel three phase seven-level PUC-NPC converter," in *Proc. 39th Annual Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON'13*, pp. 6257-6262, Vienna, Austria, 10-13 Nov. 2013.
- [10] Y. Ounejjar and K. Al-Haddad, "A novel 31-level packed U cells converter," in *Proc. Int. Conf., Power Engeneering, Energy and Electrical Drivers, POWERENG'11*, 6 pp., Malaga, Spain, 11-13 May 2011.
- [11] M. Babaie, M. Mehrasa, M. Sharifzadeh, and K. Al-Haddad, "Low frequency finite set model predictive control for seven-level modified packed U-cell rectifier," in *Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE'19*, pp. 2719-2724, Baltimore, MD, USA, 29 Sept.-3 Oct. 2019.
- [12] M. Sleiman, H. F. Blanchette, L. A. Gregoire, H. Kanaan, and K. Al-Haddad, "Model predictive control of a dual output seven-level rectifier," in *Proc. 41st Annual Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON'15*, vol. 5, pp. 005292-005297, Yokohama, Japan. 9-12 Nov. 2015.
- [13] H. Makhamreh, M. Trabelsi, O. Kukrer, and H. Abu-Rub, "A lyapunov-based model predictive control design with reduced sensors for a PUC7 rectifier," *IEEE Trans. Industrial Electron.*, vol. 68, no. 2, pp. 1139-1147, Feb. 2021.
- [14] M. Babaie, M. Mehrasa, M. Sharifzadeh, and K. Al-Haddad, "Floating weighting factors ANN-MPC based on lyapunov stability for seven-level modified PUC active rectifier," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 69, no. 1, pp. 387-398, Jan. 2022.
- [15] H. Vahedi and K. Al-Haddad, "A novel multilevel multi-output bidirectional active buck PFC rectifier," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 9, pp. 5442 - 5450, Sept. 2016.
- [16] F. B. Grigoletto, D. Schuetz, L. A. Junior, F. M. canielutti, and H. pinheiro, "Space vector modulation for packed-U-cell converters (PUC)," in *Proc. 44th Annual Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON'18*, pp. 4498-4503, Washington, DC, USA, 21-23 Oct. 2018.
- [17] M. Abarzadeh, S. Peyghami, and K. Al-Haddad, "Reliability and performance improvement of PUC converter using a new single-carrier sensor-less PWM method with pseudo reference functions," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 36, no. 5, pp. 6092-6105, May 2021.
- [18] A. Iqbal and M. Meraj, "Experimental investigation and comparative evaluation of standard level shifted multi-carrier modulation schemes with a constraint GA based SHE techniques for a seven-level PUC inverter," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 100605-100617, 2019.
- [19] R. Vasu, S. K. Chattopadhyay, and C. Chakraborty, "Seven-level packed U-cell (PUC) converter with natural balancing of capacitor voltages," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 56, no. 5, pp. 5234-5244, Sept./Oct. 2020.
- [20] Y. Ounejjar, K. Al-Haddad, and L. A. Grégoire, "Packed U cells multilevel converter topology: theoretical study and experimental