Archive of SID

ارائه روشی ترکیبی مبتنی بر رویکرد کنترلی پیش‌بین مدل به‌منظور کنترل طبقه یکسوساز ترانسفورماتور الکترونیک قدرت

پیمان حق‌گویی[۱]، دانشجوی کارشناسی ارشد؛ داود عرب خابوری[۲]، دانشیار؛ مهیار خسروی[۳]، دانشجوی دکتری

۱- دانشکده مهندسی برق- دانشگاه علم و صنعت ایران - تهران - ایران – p_haghgooei@elec.iust.ac.ir
۲- دانشکده مهندسی برق- دانشگاه علم و صنعت ایران - تهران - ایران – khaburi@iust.ac.ir
۳- دانشکده مهندسی برق- دانشگاه علم و صنعت ایران - تهران - ایران –Mkhosravi@elec.iust.ac.ir

چکیده: در این مقاله به بررسی و ارائه روشی کنترلی برای طبقه ورودی ترانسفورماتور الکترونیک قدرت پرداخته می‌شود. ساختار متداول ترانسفورماتور فرکانس پایین با هسته آهنی، دارای معایبی از قبیل عدم کنترل‌پذیری ولتاژ و جریان، حساسیت زیاد به هارمونیک، کیفیت پایین ولتاژ در هنگام اشباع و ... است. ترانسفورماتور الکترونیک قدرت از چندین طبقه مبدل الکترونیک قدرت تشکیل شده و ازآن‌جایی که در پژوهش حاضر، استفاده از آن به عنوان جایگزینی برای منبع تغذیه موجود در کاربرد قطارهای برقی مد نظر بوده است؛ به‌صورت کاهنده در نظر گرفته شده و خروجی آن به صورت ولتاژ DC است. بنابراین، ساختار مورد مطالعه از دو طبقه یکسوساز ورودی و DC-DC کاهنده تشکیل شده که به‌ترتیب وظیفه یکسوسازی ولتاژ متناوب ورودی و کاهش سطح ولتاژ یکسوشده را بر عهده دارند. در این مقاله، روشی ترکیبی مبتنی بر رویکرد پیش‌بین مدل به‌منظور متعادل‌سازی ولتاژ خازن‌های طبقه یکسوساز و هم‌چنین، کنترل ضریب قدرت ورودی ارائه می‌شود. مزیت روش پیشنهادی نسبت به دیگر روش‌های موجود، سادگی الگوریتم، کاهش قابل توجه حجم محاسبات نسبت به روش پیش‌بین سنتی و کنترل مناسب و هم‌زمان جریان و ضریب قدرت ورودی و ولتاژ خروجی است. در نهایت، با انجام شبیه‌سازی در محیط نرم‌افزار MATLAB/Simulink صحت عملکرد روش ارائه شده تصدیق می‌شود.

واژه‌های کلیدی: ترانسفورماتور الکترونیک قدرت، یکسوساز پل H آبشاری، روش کنترل پیش‌بین مدل، متعادل‌سازی ولتاژ خازن.

A Hybrid Control Strategy Based on Model Predictive Control Approach for the Rectifier Stage of Solid-State Transformer

Peyman Haghgooei[1], MSc Student; Davood A.Khaburi[2], Associate Professo; Mahyar Khosravi[3], Ph.D. Student

1- School of Electrical Engineering, Iran University of Science and Technology, Tehran, Iran, p_haghgooei@elec.iust.ac.ir
2- School of Electrical Engineering, Iran University of Science and Technology, Tehran, Iran, Khaburi@iust.ac.ir
3- School of Electrical Engineering, Iran University of Science and Technology, Tehran, Iran, Mkhosravi@elec.iust.ac.ir

Abstract: This paper focuses on studying the Solid-State Transformer (SST) and proposing a control strategy for its input stage. The conventional low-frequency transformers suffer some drawbacks such as uncontrolled voltages and currents, high sensitivity to harmonics, low voltage quality in saturation conditions and so on. The solid-state transformer consists of several power electronic converter stages and as it is designed to be utilized as the power supply in electric train applications in this research, it is considered to be step-down and only has a DC output. Therefore, the studied configuration only consists of rectification and DC-DC step-down conversion stages. The main contribution of this paper is to propose a hybrid method based upon the Model Predictive Control (MPC) approach in order to balance the capacitor voltages and also control the power factor of input rectifier. The suggested strategy provides some advantages compared to other methods such as simple algorithm, significantly lower computational burden (compared to the conventional predictive control method) and simultaneous control of the input current, power factor and also the output voltage. Finally, the feasibility of the proposed method is verified through conducting simulations in the MATLAB/Simulink environment.

Keywords: Solid-State Transformer (SST), Cascaded H-bridge (CHB) rectifier, Model Predictive Control (MPC) method, Capacitor voltage balancing.

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۶/۰۸/۱۳
تاریخ اصلاح مقاله: ۱۳۹۷/۰۳/۰۷
تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۷/۰۶/۱۲
نام نویسنده مسئول: داود عرب خابوری
نشانی نویسنده مسئول: ایران - تهران – خیابان هنگام - دانشگاه علم و صنعت ایران - دانشکده مهندسی برق

www.SID.ir

Archive of SID

۱ -مقدمه

ترانسفورماتور یکی از عناصر ضروری در سیستم‌های تولید، انتقال و توزیع توان الکتریکی و هم‌چنین کاربردهای صنعتی گوناگون از جمله حمل‌ونقل ریلی است که وظیفه‌ی تغییر سطح ولتاژ و جداسازی الکتریکی را بر عهده دارد. در ساختار ترانسفورماتورهای سنتی از بدنه‌ی آهنی، هسته‌ی فولادی، سیم‌پیچی مسی یا آلومینیومی و روغن‌های معدنی جهت عایق و خنک‌سازی استفاده می‌شود که برای عملکرد در فرکانس شبکه دارای وزن، حجم و قیمت بالایی هستند [۱]. از دیگر معایب ترانسفورماتور سنتی می‌توان به عملکرد نامناسب در شرایط وجود مؤلفه DC و بار غیرخطی، انتشار دوجهته هارمونیک، ضریب قدرت کنترل‌نشده، استفاده از روغن‌های شیمیایی و ناسازگار با محیط‌زیست جهت عایق و خنک‌سازی و ... اشاره کرد [۲].

امروزه یک نوع ترانسفورماتور مبتنی بر ادوات الکترونیک قدرت با عنوان ترانسفورماتور حالت جامد[۱] (SST) برای کاربردهای مختلف در مراجع گوناگون پیشنهاد شده است. این ساختار قادر است بدون به‌کارگیری تجهیزات اضافی، ولتاژ خروجی را تنظیم نموده، ضریب توان ورودی را کنترل کرده و بدون استفاده از روغن مورد بهره‌برداری قرار گیرد [۳]. هم‌چنین، ترانسفورماتور الکترونیک قدرت دارای مزایای دیگری از قبیل وزن کم و ابعاد کوچک، عدم حساسیت به هارمونیک و جلوگیری از انتشار آن در طبقات مختلف، عدم تأثیرپذیری سمت اولیه از اختلالات و خطای بار و ... می‌باشد. با توجه به تشکیل شدن ساختار SST از چندین طبقه‌ی پشت سر هم از مبدل‌های الکترونیک قدرت، این امکان وجود دارد که با انتخاب مناسب تعداد و نوع طبقات مبدلی، انواع گوناگون بارهای AC، DC یا ترکیبی از هر دو را بدون به‌کارگیری تجهیزات اضافی تغذیه نمود. اگر در ساختار سنتی، تغذیه بارهای DC و یا ترکیبی از بارهای AC و DC مدنظر باشد، باید علاوه بر ترانسفورماتور، در خروجی آن از یکسوساز اضافی نیز استفاده نمود که این امر منجر به پیچیدگی بیش‌تر سیستم و کاهش بازده می‌شود. با این وجود باید توجه نمود که علیرغم مزایای ذکر شده در بالا برای SST، این طرح دارای معایبی نظیر قیمت بالاتر نسبت به ترانسفورماتور سنتی (به‌دلیل قیمت نسبتاً بالای ادوات نیمه‌هادی و مدارات کنترلی)، قابلیت اطمینان نسبتاً پایین‌تر (به دلیل استفاده از کلیدهای الکترونیک قدرت متعدد) و هم‌چنین بازده پایین‌تر (در حالتی که ساختار SST تنها به‌عنوان جایگزینی برای ترانسفورماتور سنتی مدنظر بوده و تغذیه بارهای DC و ترکیبی مدنظر نباشد.) نسبت به ساختار سنتی می‌باشد [۴].

یکی از اولین اشارات به مفهوم ترانسفورماتور حالت جامد به سال ۱۹۸۰ میلادی بازمی‌گردد که توسط جیمز بروکس[۲] انجام شد [۵]. با توجه به محدودیت‌های سخت افزاری، در آن زمان راهکاری عملی برای توسعه این ساختار وجود نداشت. پیشرفت‌های اخیر در زمینه عناصر نیمه هادی و الکترونیک قدرت باعث شد که مجدداً این مبحث، مورد علاقه‌ی محققان قرار گرفته و پیشرفت و توسعه آن تسریع گردد؛ به‌نحوی‌که در سال ۲۰۱۰ میلادی، توسط موسسه فناوری ماساچوست[۳] (MIT) به عنوان یکی از ۱۰ فناوری نو ظهور در سال ۲۰۱۰ شناخته شد.

تاکنون در مقالات مختلف ساختارها و روش‌های کنترلی گوناگونی برای ترانسفورماتور الکترونیکی ارائه شده است. در متداول‌ترین و محبوب‌ترین ساختار ترانسفورماتور الکترونیک قدرت، ولتاژ AC ورودی یکسو شده و سپس توسط یک مبدل DC-DC جداسازی‌شده، سطح ولتاژ کاهش یا افزایش داده می‌شود. در نهایت و در صورت لزوم، با استفاده از یک اینورتر، ولتاژ AC در خروجی حاصل می‌شود [۶-۹]. ارائه ساختارهای جدید با اهداف گوناگونی نظیر ساده‌سازی ساختار و کاهش تعداد طبقات مورد استفاده [۱۰ و ۱۱]، اصلاح ساختار به‌منظور اتصال منابع مختلف انرژی تجدیدپذیر و ذخیره‌ساز [۱۲] و کاهش تعداد عناصر کلیدزنی [۱۳ و ۱۴] صورت می‌گیرد. به‌علاوه، به‌منظور عملکرد مناسب و دست‌یابی به مشخصه‌های مناسب نظیر تعادل توان و ولتاژ [۱۵]، دست‌یابی به ولتاژ خروجی و ضریب توان ورودی دلخواه [۱۶]، مدیریت انرژی خودکار [۱۷] و ....، کنترل مناسب طبقات مختلف SST امری ضروری است. از طرفی دیگر، با توجه به بالا بودن سطح ولتاژ ورودی (شبکه توزیع) و عدم دسترسی به نیمه‌هادی‌های تجاری با قابلیت تحمل ولتاژ بالا، معمولاً در بخش یکسوساز SST از ساختارهای چندسطحی مانند پل H آبشاری[۴] (CHB) استفاده می‌شود. یکی از چالش‌های کنترلی مهم در مورد این یکسوسازهای چند-سطحی، تعادل ولتاژ خازن‌های موجود در خروجی یکسوساز است. عدم تعادل ولتاژ خازن‌های خروجی می‌تواند منجر به ناپایداری کل سیستم گردد [۱۸]. هم‌چنین، کنترل ضریب قدرت ورودی از دیگر اهداف کنترلی با اهمیت در مورد این بخش است. در بخشی از کارهای اولیه در زمینه کنترل این یکسوسازها، تنها یکی از دو هدف کنترلی در نظر گرفته شده است. به عنوان نمونه، در [۱۹] روش ارائه شده تنها برای کنترل جریان ورودی یکسوساز مناسب بوده و به متعادل‌سازی ولتاژ خازن‌ها توجهی نشده است. در [۲۰]، تنها روشی برای متعادل‌سازی ولتاژ خازن‌ها پیشنهاد شده اما کنترل جریان ورودی مورد توجه قرار نگرفته است. در عمده پژوهش‌هایی که هر دو امر کنترل ضریب قدرت ورودی و تعادل ولتاژ خازن‌ها مدنظر بوده است، در طرح کنترلی از کنترل‌کننده‌های متعدد PI استفاده شده است. به‌عنوان مثال، در [۲۱] از یک کنترل‌کننده خطی PI و یک کنترل‌کننده تناسبی-رزونانسی (PR) برای کنترل جریان ورودی به فرم سینوسی و هم‌فاز با ولتاژ ورودی و سپس، متعادل‌سازی ولتاژ خازن‌ها استفاده شده است. در [۲۲] از سه کنترل‌کننده PI در کنار مدولاسیون SHE به‌منظور تحقق اهداف کنترلی فوق استفاده شده است. هم‌چنین در [۲۳]، روشی مبتنی بر کنترل‌کننده‌های PI مختص کنترل ترانسفورماتور الکترونیکی ارائه شده است. در [۲۴] برای کنترل ساختار سه فازِ طبقه یکسوساز، از ۵ کنترل‌کننده PI استفاده شده است. لازم به ذکر است که با توجه به غیرخطی بودن سیستم، استفاده از کنترل‌کننده PI روش مناسبی نیست؛ زیرا در این حالت، مبدل حول نقطه کار خطی فرض شده و در

www.SID.ir

Archive of SID

صورتی که نقطه کار جابه‌جا شود، عملکرد روش کنترلی از لحاظ پاسخ‌های دینامیکی و حالت دائم بهینه نخواهد بود. هم‌چنین، یکی دیگر از چالش‌های استفاده از کنترل‌کننده‌های PI متعدد، وابسته بودن تنظیم پارامترهای آن‌ها به یکدیگر است. برای غلبه بر این محدودیت-ها، رویکردهای گوناگونی در مراجع پیشنهاد شده است. در [۲۵] طرح کنترلی استفاده شده بسیار شبیه به مرجع [۲۲] بوده وتنها تفاوت آن است که سه کنترل‌کننده PI موجود با سیستم‌های فازی جایگزین شده‌اند. گرچه با استفاده از کنترل‌کننده فازی می‌توان بر برخی از نقایص کنترل‌کننده PI فائق آمد، اما باید توجه نمود که روش‌های مبتنی بر هوش مصنوعی، ذاتاً نیازمند حجم حافظه بالا و انجام محاسبات نسبتاً پیچیده‌ای هستند. روش کنترل پیش‌بین یکی از روش‌های کنترلی و کلیدزنی نوین برای مبدل‌های الکترونیک قدرت است. در این روش می‌توان با استفاده از مدل سیستم و هم‌چنین تعریف یک تابع هزینه مناسب، اهداف مختلف کنترلی را به نحو مناسب و تنها به‌وسیله تعریف یک تابع هزینه برآورده نمود [۲۶]. از ویژگی‌های روش پیش‌بین، عدم نیاز به مدولاتور اضافی و هم‌چنین عدم وجود چالش در زمینه تعیین پارامترهای کنترل‌کننده است. مقالات متعددی در زمینه کنترل پیش‌بین ساختار CHB ارائه شده است. تمرکز اصلی در این زمینه، بر روی اینورترهای CHB بوده است [۲۷-۲۹]. از اولین پژوهش‌هایی که در زمینه کاربرد کنترل پیش‌بین برای یکسوسازهای CHB انجام شده است، می‌توان به [۱۹] و [۳۰] اشاره کرد. همانگونه که قبلاً نیز اشاره شد، در این مقالات اغلب تنها بخشی از اهداف کنترلی تحقق داده شده است. در یکی از کارهای پژوهشی اخیر [۳۱]، روشی برای کنترل همزمان ضریب قدرت ورودی و متعادل‌سازی ولتاژ خازن‌های خروجی یکسوساز پل H آبشاری با رویکرد پیش‌بین ارائه داده شده است. با وجود دست‌یابی به عملکرد دینامیکی و حالت ماندگار مناسب توسط روش پیش‌بین، از عمده چالش‌های موجود در هنگام به‌کارگیری روش پیش‌بین برای ساختار یکسوساز CHB رشد چشمگیر و نمایی حجم محاسبات با افزایش تعداد سلول‌هاست. به‌منظور غلبه بر این مشکل اخیراً تلاش‌هایی صورت پذیرفته است. به‌عنوان نمونه، در [۳۲] به منظور کاهش حجم محاسبات، دوره نمونه‌برداری به بخش‌هایی به تعداد سلول‌های یکسوساز تقسیم شده و محاسبات برای هر سلول، در بخش مربوطه انجام می‌شود. به نظر می‌رسد که با افزایش تعداد سلول‌ها عملکرد روش ارائه شده تضعیف شود. هم‌چنین در [۳۳]، روشی برای ساختار سه‌فاز ارائه شده است که رشد محاسبات با افزایش تعداد سلول‌ها از حالت نمایی به حالت چندجمله‌ای تبدیل شود.

در این مقاله، یک روش کنترلی ترکیبی مبتنی بر رویکرد پیش‌بین برای طبقه یکسوساز ترانسفورماتور الکترونیکی پیشنهاد می‌شود. این روش کنترلی، مزیت‌های روش پیش‌بین را در مورد کنترل جریان و ضریب توان ورودی به همراه داشته و در عین حال، پیچیدگی نسبی و حجم محاسبات بسیار بالای روش کنترل پیش‌بین در این کاربرد خاص را ندارد؛ زیرا برای تعادل ولتاژ خازن‌ها از روش کنترل پیش‌بین استفاده نشده و به‌جای آن، الگوریتم متعادل‌سازی ولتاژ مورد استفاده قرار گرفته است. این امر منجر به کاهش قابل توجه حجم محاسبات می‌شود. دستاوردهای روش ارائه شده شامل کنترل ساده و رضایت-بخش ولتاژ خروجی، جریان ورودی و ضریب توان ورودی و هم‌چنین، تعادل ولتاژ خازن‌های خروجی در عین کم کردن حجم محاسبات است؛ به‌نحوی‌که روش ارائه‌شده برای هر تعداد سلول دلخواه قابلیت پیاده‌سازی برخط را داشته باشد.

۲ -ترانسفورماتور الکترونیک قدرت

ترانسفورماتور الکترونیکی از یک یا چندین طبقه مبدل الکترونیک قدرت و یک ترانسفورماتور فرکانس متوسط تشکیل شده است [۳۴]. ترکیبات و ساختارهای متنوعی از مبدل‌ها وجود دارد که می‌توانند عملیات تبدیل AC-AC را به صورت جداسازی‌شده[۵] انجام داده و در نتیجه، به‌صورت ذاتی برای کاربرد SST مناسب باشند. ساختارهای گوناگون SST را می‌توان به چهار گروه کلی دسته بندی کرد:

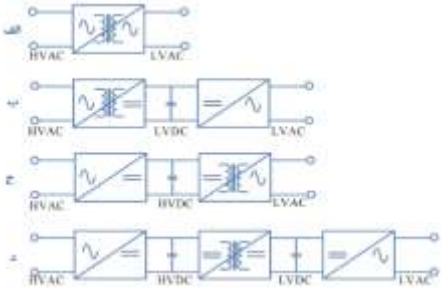
۱ - ساختار یک‌طبقه و بدون لینک DC

۲ - ساختار دوطبقه و با لینک DC در سمت ثانویه

۳ - ساختار دوطبقه و با لینک DC در سمت اولیه

۴ - ساختار سه‌طبقه و همراه با لینک DC در سمت اولیه و ثانویه

شکل ۱ پیکربندی کلی ساختارهای فوق را نشان می‌دهد.



شکل ۱: انواع کلی ساختارهای SST؛ الف) ساختار یک‌طبقه و بدون لینک DC، ب) ساختار دوطبقه و با لینک DC در سمت ثانویه، ج) ساختار دوطبقه و با لینک DC در سمت اولیه، د) ساختار سه‌طبقه و همراه با لینک DC در سمت اولیه و ثانویه

ساختار تک‌طبقه با توجه به دارا بودن ساختمانی ساده، یک مبدل کم‌هزینه و سبک وزن می‌باشد. در این ساختار، برای انتقال دوطرفه‌ی توان به عناصر الکترونیک قدرتی نیاز است که قابلیت عملکرد در هر ۴ ناحیه را داشته باشند. به دلیل عدم وجود لینک DC، این ساختار برای کاربردهایی که به جبران‌سازی توان راکتیو احتیاج دارند، مناسب نمی‌باشد. علاوه بر این، اختلال در یک سمت مبدل می‌تواند در سمت دیگر نیز تأثیر بگذارد که این امر از معایب ترانسفورماتورهای متداول نیز هست.

www.SID.ir

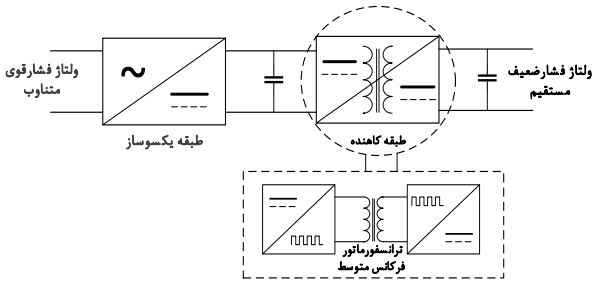
Archive of SID

بیشتر SST ها از ساختار سه‌طبقه استفاده می‌کنند؛ زیرا بهترین ساختاری است که برای هر طبقه، امکانی مناسب برای بهینه‌سازی عملکرد آن به‌لحاظ بازده، حجم و وزن را فراهم می‌کند. با استفاده از این ساختار، بسیاری از ویژگی‌های جذاب مانند جبران‌سازی توان راکتیو، جبران‌سازی افت ولتاژ، اتصال منابع انرژی تجدیدپذیر و انتقال دوطرفه توان به‌طور بالقوه به‌دست می‌آید. بنابراین، در این مقاله از این ساختار استفاده شده است.

۲-۱ ترانسفورماتور الکترونیکی در کاربرد قطار برقی

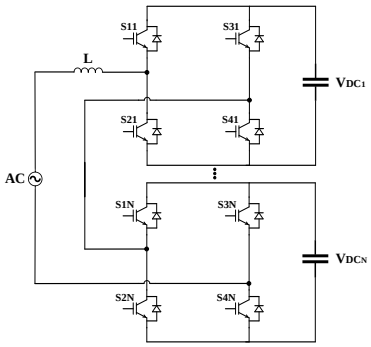
ترانسفورماتور مرسومی که در حال حاضر در اغلب لوکوموتیوها استفاده می‌گردد، دارای فرکانس کاری ۱۶/۷ و یا ۵۰ هرتز بوده و حدود ۱۵٪ از وزن لوکوموتیو را شامل می‌شود [۳۵]. با جایگزین نمودن ترانسفورماتور الکترونیکی به جای ترانسفورماتور متداول می‌توان باعث کاهش وزن قابل توجهی شد که مزیت مهمی در کاربرد قطار برقی محسوب می‌شود. باید توجه نمود که این کاهش وزن عمدتاً به‌دلیل بالاتر بودن فرکانس کاری ترانسفورماتور موجود در ساختار SST نسبت به ترانسفورماتور متداول است.

ترانسفورماتور الکترونیکی مورد مطالعه در این مقاله، برای کاربرد منبع تغذیه قطار برقی بوده و بنابراین، در خروجی تنها ولتاژ DC کاهش یافته موردنیاز است. از این‌رو، در این مقاله از ساختار SST سه-طبقه که در آن اینورتر خروجی حذف شده است، استفاده می‌گردد. بنابراین، ساختار مورد مطالعه دارای دو طبقه از مبدل‌ها بوده که به صورت پشت‌به‌پشت قرار می‌گیرند. لازم به توضیح است که در حالتی-که در ساختار SST طبقه انتهایی (اینورتر) حذف شده و تنها به‌عنوان یک منبع تغذیه AC/DC در کاربردهایی مانند قطار برقی مورد استفاده قرار گیرد، بازده سیستم نسبت به ساختار سنتی (ترانسفورماتور فرکانس پایین + یکسوساز) بهبود خواهد یافت. مطابق با نتایج موجود در [۴]، در این حالت بازده ساختار مبتنی بر SST حدود ۲ درصد نسبت به ساختار سنتی بالاتر است. شکل ۲ ساختار طبقاتی ترانسفورماتور مورد مطالعه را نشان می‌دهد.



شکل ۲: طبقات ترانسفورماتور الکترونیکی مورد مطالعه

همان‌طور که ذکر شد، در کاربرد مدنظر این مقاله، طبقه اول ساختار SST به ولتاژ فشارقوی متصل است؛ لذا برای بهره‌برداری از آن در سطح ولتاژ بالا، دو گزینه وجود دارد: ۱- استفاده از مبدل دوسطحی تشکیل شده از عناصر نیمه‌هادی ولتاژ بالا؛ ۲- استفاده از مبدل‌های چندسطحی. به‌کارگیری ساختار دوسطحی به‌همراه عناصر نیمه‌هادی ولتاژ و توان بالا، امکان استفاده از روش‌های کنترلی و کلیدزنی مرسوم و ساده را فراهم می‌کند. بااین‌حال، یکی از معایب عناصر نیمه‌هادی نوین با ولتاژ قابل‌تحمل بالا، قیمت زیاد آن‌هاست. از سوی دیگر، در ساختار مبدل‌های چندسطحی می‌توان از عناصر الکترونیک قدرت با قیمت پایین‌تر بهره گرفت. از نظر تئوری، مبدل‌های چندسطحی قابلیت گسترش به هر تعداد سطح ولتاژ دلخواه را دارند؛ اما این کار منجر به ایجاد پیچیدگی مداری و چالش‌هایی در زمینه پیاده‌سازی و کنترل می‌شود. بااین‌وجود، این پیچیدگی درجه آزادی کنترلی بیشتری را در اختیار می‌گذارد که منجر به بهبود کیفیت توان و بازده بالاتر می‌گردد. مبدل CHB یک نوع مبدل چندسطحی بوده که از چندین پل H تک‌فاز تشکیل شده است. در حالت اینورتری، هر پل H به یک منبع DC جداسازی‌شده متصل بوده و تنها می‌تواند سه سطح ولتاژ را تولید کند. دو یا چندین پل H با اتصال سری، می‌توانند در خروجی تعداد سطوح ولتاژ مختلفی را ایجاد نمایند که این امر باعث افزایش سطح ولتاژ و توان خروجی خواهد شد. در طبقه یکسوساز SST، از ساختار پل H آبشاری به‌عنوان یکسوساز استفاده می‌شود. لذا افزایش تعداد پل‌های H با اتصال سری، به‌منظور افزایش تعداد سطوح ولتاژ تولیدی در خروجی نیست؛ بلکه برای تقسیم ولتاژ ورودی بین پل‌هاست. شکل ۳ مبدل پل H آبشاری با دو سلول سری را نشان می‌دهد.



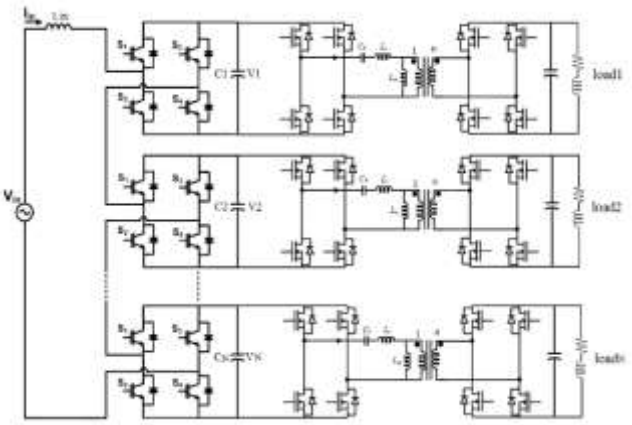
شکل ۳: ساختار مبدل پل H آبشاری

ازآنجایی‌که سطح ولتاژ ورودی بین چندین پل H تقسیم شده است، در طبقه دوم ساختار SST (طبقه کاهنده ولتاژ) می‌توان از مبدل دوسطحی استفاده نمود. مبدل‌های مختلفی می‌توانند سطح ولتاژ را به صورت جداسازی‌شده کاهش دهند که هر یک دارای مزایا و معایبی هستند [۳۶]. در این مقاله، مبدل پل فعال دوگانهٔ تشدیدی LLC برای طبقه کاهنده در نظر گرفته شده است. مبدل‌های تشدیدی، جریانی با شکل‌موج نزدیک به سینوسی در ترانسفورماتور تولید می‌نمایند که این امر منجر به تلفات کلیدزنی پایین می‌شود. در واقع، وجود تانک تشدیدِ LLC که از یک سلف و یک خازن به‌صورت سری و یک سلف به‌صورت موازی تشکیل‌شده است؛ باعث سینوسی شدن جریان ترانسفورماتور شده که علاوه بر کاهش تلفات، باعث کاهش هارمونیک‌های جریانی ترانسفورماتور هم می‌شود. هم‌چنین، این مبدل همانند دیگر مبدل‌های تشدیدی نسبت به مبدل‌های دیگر دارای مزیت تداخل الکترمغناطیسی کمتر است [۳۷]. در ساختار تانک LLC،

www.SID.ir

Archive of SID

وظیفه خازن سری سد ولتاژ DC و جلوگیری از اشباع ترانسفورماتور است. هر دو سمت اولیه و ثانویه‌ی ترانسفورماتور فرکانس بالا در ساختار طبقه کاهنده ولتاژ، به یک پل کامل متصل هستند. شکل ۴ ساختار کامل ترانسفورماتور الکترونیکی مورد مطالعه را نشان می‌دهد.



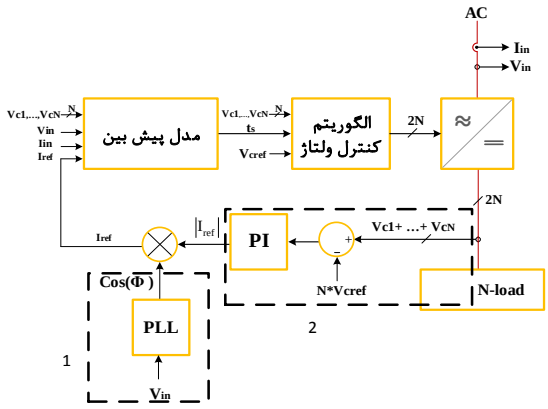
شکل ۴: ساختار ترانسفورماتور الکترونیکی مورد مطالعه

۳ -روش کنترلی ترکیبی پیشنهادی مبتنی بر رویکرد پیش‌بین

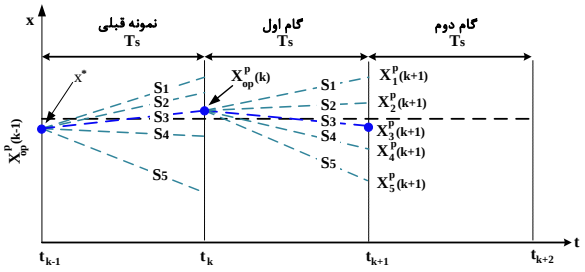
در این بخش، نحوه عملکرد روش پیشنهادی جهت کنترل طبقه یکسوساز با اهداف کنترل جریان ورودی، ضریب توان ورودی و ولتاژ خازن‌های لینک DC تشریح شده است. الگوریتم ارائه شده از دو بخش اصلی تشکیل می‌شود. قسمت اول الگوریتم کنترلی، بر اساس رویکرد کنترلی پیش‌بین بوده که وظیفه تعیین سطح ولتاژ مورد نیاز برای تولید توسط مبدل را بر عهده دارد. تعیین سطح ولتاژ بر این اساس انجام می‌گیرد که ولتاژ دو سر سلف ورودی به نحوی باشد تا جریان دلخواه مرجع از ورودی عبور کند. در حقیقت قسمت اول الگوریتم کنترلی پیشنهادی، باعث کنترل جریان ورودی به صورت سینوسی و با فاز موردنظر می‌شود. قسمت دوم الگوریتم کنترلی، به‌منظور کنترل ولتاژ خروجی و تعادل ولتاژ خازن‌های لینک DC مورد استفاده قرار می‌گیرد. در حقیقت، این قسمت از الگوریتم تصمیم می‌گیرد که سطح ولتاژ مورد نیاز، که توسط قسمت اول الگوریتم محاسبه شده است؛ چگونه ساخته شود. لازم به توضیح است که در پیاده‌سازی سنتی روش کنترلی پیش‌بین، می‌بایستی جمله‌ای نیز برای متعادل‌سازی ولتاژ خازن در تابع هزینه قرار داده شده و کل اهداف کنترلی به‌وسیله الگوریتم پیش‌بین تحقق بیابد. همانگونه که در انتهای این بخش نشان داده خواهد شد، گنجاندن تمامی اهداف کنترلی در الگوریتم پیش‌بین، منجر به افزایش نمایی حجم محاسبات موجود شده که عملاً پیاده‌سازی آن را برای تعداد سطوح بالا ناممکن می‌شود. با نوآوری صورت گرفته در این مقاله، حجم محاسبات به‌نحو چشمگیری کاهش می‌یابد. ساختار کلی روش ارائه شده در شکل ۵ نشان داده شده است. در ادامه، هر یک از دو بخش روش کنترلی توضیح داده خواهند شد.

۳-۱ کنترل جریان ورودی بر اساس رویکرد کنترلی پیش‌بین

روش کنترل پیش‌بین با استفاده از مدل سیستم، پاسخ آینده آن را پیش‌بینی می‌کند. این پیش‌بینی‌ها برای تولید پاسخ کنترلی بهینه مورد استفاده قرار می‌گیرد. در این روش کنترلی، با استفاده از مدل گسسته سیستم و هم‌چنین اندازه‌گیری کمیت‌هایی در لحظه نمونه‌برداری کنونی، رفتار آینده متغیرهای کنترلی پیش‌بینی می‌شود. در روش کنترل پیش‌بین مدل، حالت‌های کلیدزنی مبدل به‌طور مستقیم و بدون مدولاتور واسط به سیستم اعمال می‌شوند. اصول کاری روش پیش‌بین برای پیش‌بینی مقدار متغیر کنترلی با در نظر گرفتن افق پیش‌بینی یک مرحله‌ای، در شکل ۶ نشان داده شده است.



شکل ۵: ساختار کنترلی پیشنهادی طبقه یکسوساز



شکل ۶: روش کنترل پیش‌بین مدل با افق پیش‌بینی یک مرحله‌ای

در این بخش، روش کنترل پیش‌بین مبتنی بر مدل با مجموعه کنترلی محدود[۲] (FCS-MPC) با در نظر گرفتن معادلات حاکم بر مدار مبدل یکسوساز ارائه می‌گردد. برای این منظور، مدل زمان گسسته این مبدل ارائه شده و اهداف کنترلی به‌صورت یک تابع هزینه بیان می‌شود. مبنای این رویکرد کنترلی، به حداقل رساندن مقدار این تابع هزینه به عنوان یک معیار برای انتخاب بهترین سطح ولتاژ بوده و این حالت بهینه در طول فاصله نمونه‌برداری بعدی به مبدل اعمال می‌شود. ساختار طبقه یکسوساز ترانسفورماتور از چندین سلول پل کامل با اتصال سری تشکیل شده است. هر سلول با چهار حالت کلیدزنی متفاوت، قادر به تولید ۳ سطح ولتاژ متفاوت در خروجی است.

به‌منظور کنترل جریان ورودی مبدل به روش پیش‌بین، ابتدا معادلات حاکم بر مدار برای یک سلول نوشته شده و سپس، برای تعداد

www.SID.ir

Archive of SID

بیشتر سلول‌ها بسط داده می‌شود. برای یک سلول، سه سطح مختلف ولتاژ خروجی وجود دارد که برای هر کدام، معادلات مداری مبدل به‌صورت زیر خواهد بود:

الف) سطح ۱

اگر کلیدهای S_1 و S_4 روشن باشند، می‌توان نوشت:

$$V_i - L\frac{di_L}{dt} - V_c = 0 \qquad (۱)$$

که در آن، V_i ولتاژ متناوب ورودی به پل، L اندوکتانس ورودی، i_L جریان اندوکانس ورودی و V_c ولتاژ خازن خروجی است.

ب) سطح ۰

اگر کلیدهای S_1 و S_3 یا کلیدهای S_2 و S_4 هم‌زمان روشن باشند، رابطه زیر برقرار است:

$$V_i - L\frac{di_L}{dt} = 0 \qquad (۲)$$

ج) سطح ۱-

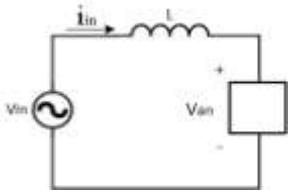
اگر کلیدهای S_2 و S_3 روشن باشند، می‌توان نوشت:

$$V_i - L\frac{di_L}{dt} + V_c = 0 \qquad (۳)$$

برای به دست آوردن یک مدل گسسته از سیستم به‌منظور پیش‌بینی رفتار آن در لحظه نمونه‌برداری بعدی، باید از یک روش گسسته‌سازی استفاده شود. از طرفی، در روش پیش‌بین معمولاً از گسسته‌سازی معادلات حالت حاکم بر سیستم (در این‌جا معادلات حاکم بر جریان سلف به‌عنوان یکی از متغیرهای حالت)، برای پیش‌بینی رفتار آینده سیستم استفاده می‌گردد. همان‌گونه که می‌دانیم، معادلات حالت سیستم از نوع مرتبه اول بوده و برای معادلات دیفرانسیل مرتبه اول، تقریب اویلر دارای خطای اندکی بوده و به علت سادگی و مناسب بودن عملکرد آن، اغلب در روش پیش‌بین از آن استفاده می‌شود. با استفاده از روش اویلر رو به جلو[۸]، معادل گسسته‌ی روابط فوق به‌ترتیب، به‌صورت نشان داده شده در معادله (۴) خواهند بود:

$$\begin{aligned} I_L(k+1) &= I_L(k) + \frac{(V_i(k) - V_c(k))T_s}{L} \\ I_L(k+1) &= I_L(k) + \frac{V_i(k)T_s}{L} \\ I_L(k+1) &= I_L(k) + \frac{(V_i(k) + V_c(k))T_s}{L} \end{aligned} \qquad (۴)$$

که در رابطه فوق T_s زمان نمونه‌برداری، اندیس k نشان دهنده مقدار گسسته‌ی متغیر در زمان کنونی و اندیس $k+1$ نشان‌دهنده مقدار پیش‌بینی شده‌ی متغیر در زمان نمونه برداری بعدی است. در این مرحله، معادلات برای حالت وجود N سلول بسط داده می‌شوند. با توجه به شکل ۳، مدار معادل از دید ورودی به‌صورت نشان‌داده‌شده در شکل ۷ خواهد بود.



شکل ۷: مدار معادل یکسوساز از دید ورودی

ازآنجایی‌که هر سلول می‌تواند ولتاژهای $+V_c$، ۰ یا $-V_c$ را اختیار کند، به‌شرط متعادل بودن ولتاژ خازن‌ها، ولتاژ V_{an} می‌تواند مقداری بین $+NV_c$ و $-NV_c$ داشته باشد ($2N+1$ مقدار متمایز و گسسته). لذا معادلات مدل پیش‌بین برای N سلول را می‌توان به شکل روابط (۵) نوشت:

$$\begin{aligned} &(N) \to I_L(k+1) = I_L(k) + \frac{(V_i(k) - NV_c(k))T_s}{L} \\ &(N-1) \to I_L(k+1) = I_L(k) + \frac{(V_i(k) - (N-1)V_c(k))T_s}{L} \\ &\dots \\ &(0) \to I_L(k+1) = I_L(k) + \frac{V_i(k)T_s}{L} \\ &\dots \\ &-(N-1) \to I_L(k+1) = I_L(k) + \frac{(V_i(k) + (N-1)V_c(k))T_s}{L} \\ &-(N) \to I_L(k+1) = I_L(k) + \frac{(V_i(k) + NV_c(k))T_s}{L} \end{aligned} \qquad (۵)$$

با توجه به روابط موجود در (۵)، دامنه ولتاژ متناوب ورودی و میانگین ولتاژ خازن‌ها اندازه‌گیری و به‌عنوان ورودی به کنترل‌کننده اعمال می‌شوند. سپس، جریان ورودی در لحظه نمونه برداری بعدی توسط این روابط پیش‌بینی می‌گردد.

گام بعدی در طراحی کنترل‌کننده، تعریف یک تابع هزینه مناسب بوده که با حداقل‌سازی مقدار آن در هر لحظه نمونه‌برداری، اهداف کنترلی تحقق خواهد یافت. با توجه به آن‌که، هدف از به‌کارگیری رویکرد پیش‌بین در روش ارائه شده، کنترل جریان سلف ورودی است؛ تابع هزینه به‌صورت زیر تعریف می‌شود:

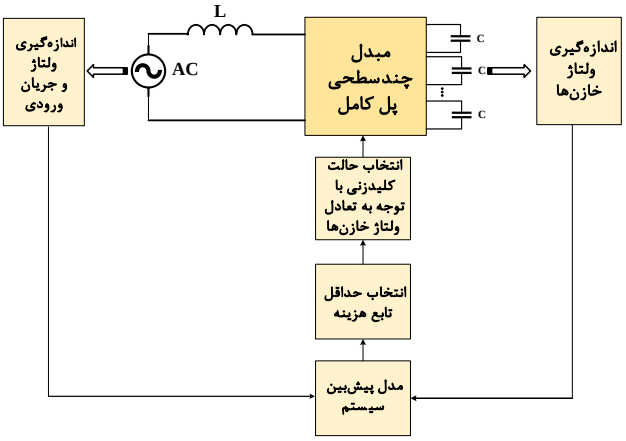
$$g = \left| i_L^*(k+1) - i_L^p(k+1) \right| \qquad (۶)$$

در رابطه فوق، $i_L^*(k+1)$ و $i_L^p(k+1)$ به‌ترتیب مقادیر مرجع و پیش‌بینی‌شده جریان ورودی برای لحظه نمونه‌برداری بعدی هستند.

با توجه به مدل‌سازی‌های انجام‌شده در بالا، رویکرد کنترل پیش‌بین برای مبدل چندسطحی پل کامل قابل پیاده‌سازی است. شکل ۸، عملکرد بخش اول کنترل‌کننده پیشنهادی نشان داده شده است. در این روش کنترلی، ابتدا ولتاژ و جریان ورودی و ولتاژ خازن‌های لینک DC اندازه‌گیری شده و به بلوک مدل پیش‌بین سیستم وارد می‌شوند. سپس، با توجه به مدل سیستم حداقل‌سازی تابع هزینه صورت گرفته و بر مبنای آن، مناسب‌ترین مقدار سطح ولتاژ جهت ردیابی جریان مرجع ورودی به الگوریتم تعادل ولتاژ خازن‌ها اعمال می‌شود.

www.SID.ir

Archive of SID



شکل ۸: الگوریتم روش پیش‌بین برای کنترل جریان ورودی

۳-۲ الگوریتم متعادل‌سازی ولتاژ خازن‌ها

تابه‌این‌جا، سطح ولتاژ خروجی مبدل (t_s) توسط روش کنترل پیش‌بین تعیین شد. در مرحله نهایی روش کنترلی که مرحله متعادل-سازی ولتاژ است، بر اساس الگوریتم شرح داده شده در این بخش، پارامتر $V(i)$ (سطح هر سلول) مقداردهی می شود؛ که در آن i نشان‌دهنده‌ی شماره سلول است. اگر مقدار $V(i)$ برابر ۱+ شود، به این معناست که سلول i ام باید در سطح ۱+ (که در نیم‌سیکل مثبت ولتاژ ورودی، به‌معنای شارژ خازنِ سلول است.) قرار گیرد. در این حالت، کلیدهای S_1i و S_4i در حالت روشن و کلیدهای S_2i و S_3i در حالت خاموش قرار می‌گیرند. اگر مقدار $V(i)$ برابر ۰ تعیین شود، بدین معناست که سلول i ام باید در سطح ۰ (حالت بای‌پس) قرار گیرد؛ یعنی کلیدهای S_1i و S_3i (و یا S_2i و S_4i) در حالت روشن و کلیدهای S_2i و S_4i (و یا S_1i و S_3i) در حالت خاموش قرار می‌گیرند. در نهایت، اگر مقدار $V(i)$ برابر ۱- تعیین شود، بدین معناست که سلول i ام باید در سطح ۱- (که در نیم‌سیکل مثبت ولتاژ ورودی، به‌معنای دشارژ خازن سلول است.) قرار گیرد؛ یعنی کلیدهای S_1i و S_4i در حالت خاموش و کلیدهای S_2i و S_3i در حالت روشن قرار می‌گیرند. شکل ۹ فلوچارت الگوریتم متعادل‌سازی ولتاژ را نشان می‌دهد. در گام نخست این الگوریتم، مقادیر اندازه‌گیری شده ولتاژ خازن‌ها از کم به زیاد مرتب می‌شود. در گام دوم، تعداد سلول‌هایی که ولتاژ آن‌ها از مقدار ولتاژ مرجع بزرگ‌تر است (U)، مشخص می‌گردد (بلوک ۱ در فلوچارت). با توجه به آن‌که تعداد خالص سلول‌های با وضعیت ۱+ (تفاضل تعداد سلول‌های با سطح ۱+ و سلول‌های با سطح ۱-)، باید دقیقاً برابر با t_s باشد؛ حداکثر $r = (N - t_s)/2$ (گِرد شده رو به پایین) سلول می‌توانند در سطح ۱- باشند که در این رابطه N تعداد سلول‌هاست. حال، برای ساخت سطح ولتاژ مورد نیاز بدین صورت عمل می‌شود: اگر مقدار U برابر صفر باشد، تنها تعداد t_s خازنِ با ولتاژ کمتر در حالت شارژ قرار گرفته (سطح ۱+ در نیم‌سیکل مثبت و سطح ۱- در نیم-سیکل منفی)، و باقی خازن‌ها بای‌پس می‌شوند (سطح ۰) (بلوک ۲ در فلوچارت). اگر مقدار U از مقدار r بیشتر باشد، تعداد $t_s + r$ خازن با ولتاژ کمتر در حالت شارژ، تعداد r سلول با ولتاژ بیشتر در حالت تخلیه (سطح ۱- در نیم‌سیکل مثبت و سطح ۱+ در نیم‌سیکل منفی) و مابقی بای‌پس می‌شوند (سطح ۰). درنهایت، اگر مقدار r از مقدار U بیشتر باشد، تعداد $t_s + U$ خازن با ولتاژ کمتر در حالت شارژ، تعداد U سلول با ولتاژ بیشتر در حالت تخلیه و مابقی بای‌پس می‌شوند (سطح ۰) (بلوک ۳ در فلوچارت). لازم به ذکر است که در این فلوچارت پارامتر M برای یکسان‌سازی روابط، مورد استفاده قرار گرفته است که مقدار آن با توجه به رابطه‌ی بین U و r و مطابق آن‌چه در فلوچارت نشان داده شده است، می‌باشد.

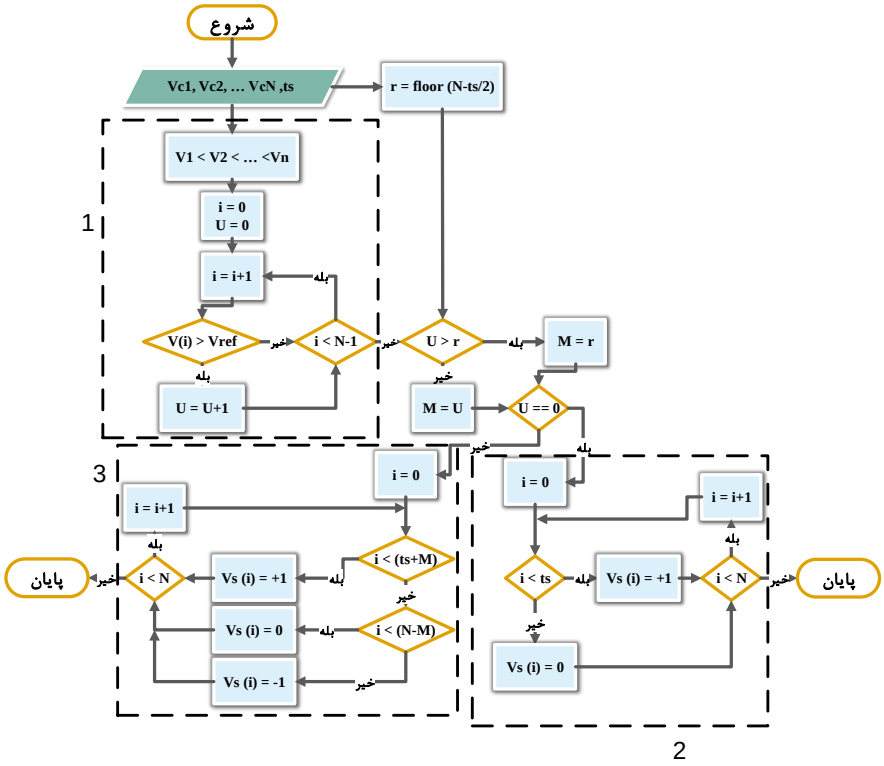
در پایان و پس از شرح مجزای عملکرد هر یک از دو بخش روش کنترلی ارائه شده، نحوه عملکرد و اجرای روش به‌صورت خلاصه و با توجه به شکل ۵ بیان می‌شود:

در گام نخست، ولتاژ ورودی، جریان ورودی و ولتاژ خازن‌ها برای استفاده در فرآیند کنترلی اندازه‌گیری می‌شوند. در گام دوم، فاز ولتاژ ورودی توسط واحد PLL تشخیص داده می‌شود (بلوک شماره ۱ در شکل ۵). با توجه به آن‌که هدف دست‌یابی به ضریب قدرت واحد در سمت ورودی است، مقدار فاز جریان مرجع نیز همین مقدار انتخاب می‌شود. لازم به ذکر است که هر اختلاف فاز دلخواه بین ولتاژ ورودی و جریان مرجع نیز قابل حصول است. در گام بعدی، مجموع ولتاژ خازن‌ها با N برابر ولتاژ مرجع مقایسه شده و اختلاف آن به بلوک کنترل‌کننده PI اعمال می‌شود. (بلوک شماره ۲ در شکل ۵) در گام چهارم، خروجی PI در کسینوس فاز مرجع ضرب شده و بدین‌صورت، مرجع جریان ورودی تعیین می‌گردد. در مرحله بعدی و در بلوک پیش‌بین، میانگین ولتاژ خازن‌های خروجی محاسبه می‌شود. سپس، مقدار ولتاژ ورودی، مقدار جریان ورودی و میانگین ولتاژ خازن‌ها به این بخش وارد شده و پس از محاسبه تابع هزینه، سطح ولتاژ مورد نیاز (t_s) برای رسیدن به جریان مرجع محاسبه می‌شود. این مقدار می‌تواند از $-N$ تا $+N$ باشد (تعداد معادلات پیش‌بین برابر با $2N+1$ است). در نهایت، مقدار t_s به عنوان ورودی به الگوریتم متعادل‌سازی ولتاژ وارد می‌شود.

با توجه به توضیحات بخش قبل، مقایسه‌ای در زمینه نوآوری اصلی مقاله، یعنی کاهش حجم محاسبات، بین روش ارائه شده، روش پیش-بین سنتی و روش پیشنهادی در [۳۲] انجام شده است. کمیت مقایسه شده در این‌جا، تعداد دفعات محاسبه تابع هزینه در یک دوره تناوب نمونه‌برداری و تعداد معادلات گسسته‌ای است که به‌ازای هر بار محاسبه تابع هزینه، باید حل شوند. حاصلضرب این دو مورد تخمینی مناسب از حجم محاسباتی روش‌ها را مشخص می‌نماید.

www.SID.ir

Archive of SID



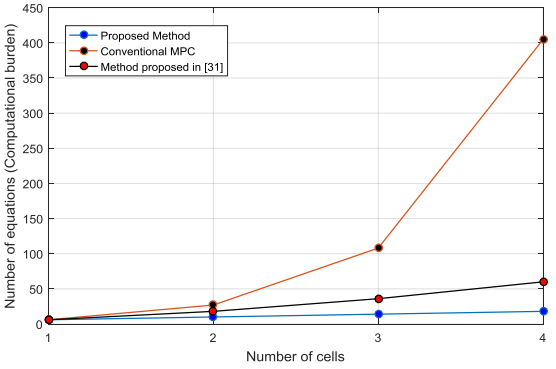
شکل ۹: فلوچارت الگوریتم متعادل سازی ولتاژ

البته باید توجه نمود که در روش پیش‌بین سنتی و هم‌چنین روش ارائه شده در مرجع [۳۲]، تمامی اهداف کنترلی به‌وسیله الگوریتم پیش‌بین پیاده‌سازی می‌شوند ولی در الگوریتم ارائه شده، علاوه بر الگوریتم پیش‌بین، الگوریتم متعادل‌سازی ولتاژ نیز مقداری بار محاسباتی به ریزپردازنده تحمیل می‌کند. با توجه به کد اولیه نوشته شده و در نظر گرفتن تعداد دستورالعمل‌های معادل در زبان اسمبلی، الگوریتم متعادل‌سازی نیز تقریباً به میزان یکسان با الگوریتم پیش‌بین، بار محاسباتی به سیستم اضافه می‌کند. بنابراین، برای لحاظ کردن این موضوع تعداد معادلات محاسبه شده در هر دوره نمونه‌برداری به‌وسیله الگوریتم پیش‌بین برای روش پیشنهادی، در ۲ ضرب می‌شود. نتایج مقایسه مقدار محاسبات، در جدول ۱ آورده شده است.

جدول ۱: مقایسه حجم محاسبات روش ارائه شده با دو روش دیگر

تعداد سلول	تعداد معادلات محاسبه شده در هر دوره نمونه‌برداری (حجم محاسبات)		
روش کنترلی	روش پیش‌بین سنتی	روش ارائه شده در [۳۲]	روش پیشنهادی
۱	۶	۶	۶
۲	۲۷	۱۸	۱۰
۳	۱۰۸	۳۶	۱۴
۴	۴۰۵	۶۰	۱۸
۵	۱۴۵۸	۹۰	۲۲
.	.	.	.
n	$(n+1)*3^n$	(n+1)*3n	1*(2n+1)*2

هم‌چنین برای نمایش بهتر، نتایج جدول فوق به‌صورت نمودار در شکل ۱۰ نشان داده شده است.



شکل ۱۰: نمودار حجم محاسبات بر حسب تعداد سلول‌های یکسوساز

۴- شبیه‌سازی و تحلیل نتایج

برای بررسی و تصدیق عملکرد سیستم مورد مطالعه و هم‌چنین روش کنترلی ارائه شده، شبیه‌سازی‌هایی در محیط نرم‌افزار MATLAB/Simulink صورت گرفته و نتایج آن در این بخش آورده شده است. بدین‌منظور، ترانسفورماتور الکترونیک قدرت نشان داده شده در شکل ۴ شبیه‌سازی شده و پارامترهای مورد استفاده در شبیه‌سازی نیز در جدول ۲ آورده شده است. به‌علاوه، زمان نمونه‌برداری برای انجام محاسبات کنترل‌کننده پیش‌بین برابر با ۱۰۰ میکروثانیه و افق پیش‌بینی نیز برابر ۱ در نظر گرفته شده است. نکته‌ی مهمی که باید بدان توجه شود، آن است که با در نظر گرفتن انواع تأخیرهای موجود نظیر زمان لازم برای خواندن ورودی-

www.SID.ir

Archive of SID

های آنالوگ وتبدیل آن به داده‌های دیجیتال به‌وسیله بلوک ADC، زمان لازم برای خواندن ورودی‌های دیجیتال (در صورت وجود)، زمان لازم برای انجام محاسبات الگوریتم کنترلی، زمان لازم برای صدور فرمان خروجی (تأخیرهای احتمالی مدارات گیت درایور) و تأخیر کلیدهای قدرت، به طور تخمینی حداکثر ۱۰ درصد مدت-زمان یک دوره نمونه‌برداری صرف این موارد شده و امکان پیاده-سازی برخطِ الگوریتم توسط پردازنده‌هایی نظیر DSP وجود دارد. هم‌چنین، ضرایب تناسبی و انتگرالی تک کنترل‌کننده‌ی PI مورد استفاده در طرح کنترلی نیز به‌ترتیب برابر با ۰/۰۶ و ۰/۶ هستند. برای بررسی جنبه‌های گوناگون عملکرد سیستم، حالت‌های مختلفی در نظر گرفته شده و نتیجه شبیه‌سازی برای آن‌ها آورده شده است.

۴-۱ بررسی عملکرد کنترل‌کننده برای کنترل ضریب قدرت ورودی

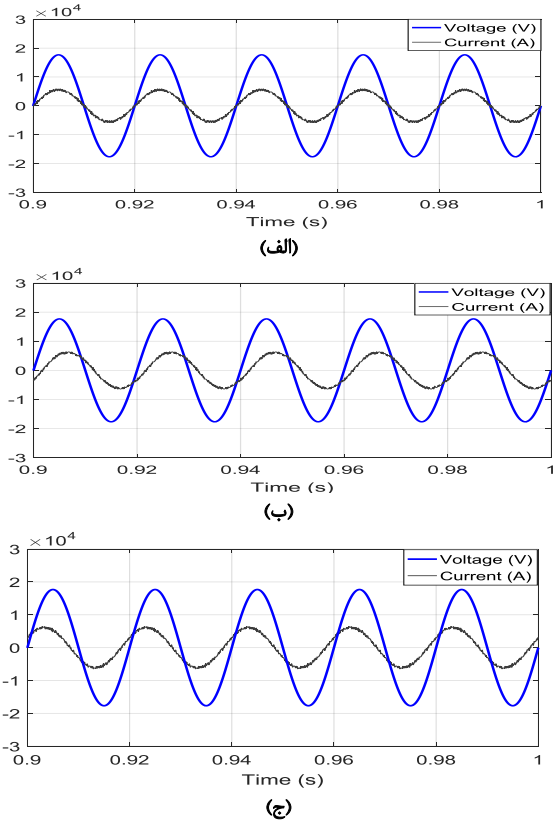
در این بخش، سه مقدار مرجع برای فاز جریان ورودی به‌صورت صفر، ۳۰+ درجه و ۳۰- درجه در نظر گرفته شده است. در این حالت، شکل‌موج‌های ولتاژ و جریان ورودی در سه حالت هم‌فاز (صفر درجه)، پس‌فاز (۳۰- درجه) و پیش‌فاز (۳۰+ درجه) در شکل ۱۱ نشان داده شده است. لازم به ذکر است که برای نمایش بهتر، دامنه شکل موج جریان ۵۰ برابر شده است. با توجه به این شکل می‌توان دریافت که در هر سه حالت، عملکرد کنترل‌کننده دقیق و فاز جریان واقعی با مقدار مرجع برابر است به علاوه در این وضعیت، مقدار THD جریان ورودی برای هر سه حالت برابر با ۵/۳۵ درصد به‌دست می‌آید که مطابق با استانداردهای رایج مقدار مناسبی است. هم‌چنین، بازده مبدل در این حالات برابر با ۹۷/۹۴ درصد است.

۴-۲ بررسی تعادل ولتاژ خازن‌ها

شکل‌موج ولتاژ خازن‌های لینک DC در حالت ضریب قدرت ورودی برابر با ۱، در شکل ۱۲ نمایش داده شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود، با وجود تفاوت چشمگیر بارهای متصل به سلول-های مختلف یکسوساز، علاوه بر حصول تعادل بین ولتاژ خازن‌های لینک DC، مقدار ولتاژ خازن‌ها نیز در حالت ماندگار برابر با مقدار مرجع گردیده است. هم‌چنین، ملاحظه می‌شود که طبقه اول که مقاومت بار کمتری دارد، ریپل بیشتر و طبقه ششم که مقاومت بیشتری دارد، دارای ریپل ولتاژ کمتری است. بیش‌ترین مقدار ریپل ولتاژ برابر ۰/۸ درصد و کم‌ترین مقدار آن برابر ۰/۴ درصد است. بنابراین، حداکثر اختلاف ریپل موجود برابر با ۰/۴ درصد بوده که مقدار اندکی است. هم‌چنین، بیش‌ترین مقدار بالازدگی ولتاژ خازن-ها در حالت گذرا برابر ۵ درصد است.

جدول ۲: پارامترهای شبیه سازی

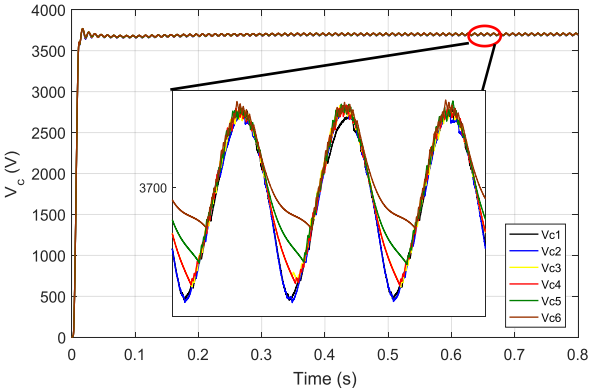
پارامتر	نماد	مقدار
ولتاژ ورودی	V_{in}	*12.5 kV (rms)*
ولتاژ مرجع خازن‌ها	V_{cref}	*3.7 kV*
اندوکتانس سلف ورودی	L_{in}	*20 mH*
ظرفیت خازن‌های لینک DC	$C_1 \dots C_6$	*2400 µF*
سلف سری رزونانس	L_r	*1.45 mH*
خازن سری رزونانس	Cr	*174 nF*
سلف موازی رزونانس	L_m	*7.27 mH*
نسبت تبدیل ترانسفورماتور فرکانس متوسط	n	*1/2.46*
بار متصل به سلول اول	Load1	*R=10Ω L=10mH*
بار متصل به سلول دوم	Load2	*R=10Ω L=10µH*
بار متصل به سلول سوم	Load3	*R=15Ω L=10µH*
بار متصل به سلول چهارم	Load4	*R=15Ω L=80µH*
بار متصل به سلول پنجم	Load5	*R=20Ω L=40µH*
بار متصل به سلول ششم	Load6	*R=30Ω L=20µH*



شکل ۱۱: شکل‌موج ولتاژ و جریان ورودی (شکل موج جریان با ضریب ۵۰ برابر رسم شده است)؛ الف) فاز مرجع جریان ۰ درجه، ب) فاز مرجع جریان ۳۰- درجه و ج) فاز مرجع جریان ۳۰+ درجه

www.SID.ir

Archive of SID



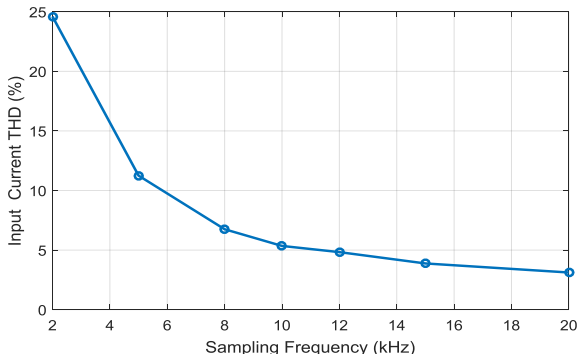
شکل ۱۲: شکل موج ولتاژ خازن‌های لینک DC

۴ -۳ بررسی تأثیر فرکانس نمونه‌برداری

در این بخش، تأثیر مقدار فرکانس نمونه‌برداری بر شکل موج جریان بررسی می‌شود. بدین منظور، فرکانس نمونه برداری برای انجام محاسبات مربوط به کنترل پیش‌بین، از ۲ کیلوهرتز تا ۲۰ کیلوهرتز تغییر داده شده و مقدار THD جریان ورودی برای مقادیر مختلف فرکانس نمونه‌برداری در جدول ۳ ثبت گردیده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود، با افزایش فرکانس نمونه‌برداری، مقدار THD جریان ورودی کاهش یافته و شکل‌موج جریان واقعی به شکل موج سینوسی نزدیک‌تر می‌شود. دلیل این امر آن است که با افزایش فرکانس نمونه‌برداری، محاسبات مربوط به کنترل‌کننده پیش‌بین در فواصل نزدیک‌تری به هم تکرار شده و در نتیجه، بهینه‌سازی تابع هدف با دقت بالاتری انجام خواهد شد. البته باید توجه شود که افزایش فرکانس نمونه‌برداری باید بر اساس قدرت محاسباتی ریزپردازنده مورد استفاده صورت گیرد. استفاده از ریزپردازنده‌های سریع‌تر و با قدرت محاسباتی بالاتر باعث تحمیل هزینه بیشتر خواهد شد. همچنین، افزایش فرکانس نمونه‌برداری می‌تواند باعث افزایش فرکانس کلیدزنی و به‌تبع آن، افزایش تلفات کلیدزنی شود. شکل ۱۳ نمودار تغییرات THD جریان بر حسب فرکانس نمونه‌برداری را نشان می‌دهد.

جدول ۳: تاثیر فرکانس نمونه برداری بر THD جریان ورودی

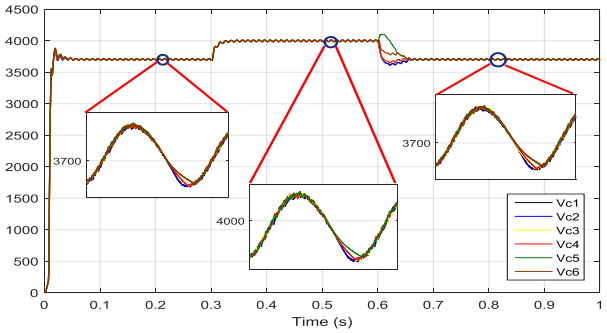
فرکانس نمونه برداری	THD جریان ورودی (درصد)
۲ کیلوهرتز	۲۴/۶
۵ کیلوهرتز	۱۱/۲۵
۸ کیلوهرتز	۶/۷۵
۱۰ کیلوهرتز	۵/۳۵
۱۲ کیلوهرتز	۴/۸۳
۱۵ کیلوهرتز	۳/۸۸
۲۰ کیلوهرتز	۳/۱۲



شکل ۱۳: تغییرات THD جریان نسبت به فرکانس نمونه‌برداری

۴-۴ بررسی عملکرد کنترل‌کننده در حالت گذرا

برای بررسی عملکرد کنترل‌کننده در حالت گذرا، از تغییرات پله‌ای مرجع ولتاژ لینک DC استفاده شده است؛ به‌نحوی‌که در لحظه‌ی ۰/۳ ثانیه، مرجع این ولتاژ از ۳/۷ کیلوولت به ۴ کیلو ولت افزایش یافته و در لحظه‌ی ۰/۶ ثانیه مجدداً با اعمال پله‌ای دیگر، به مقدار ۳/۷ کیلوولت بازمی‌گردد. شکل موج ولتاژ خازن‌های لینک DC در شکل ۱۴ قابل مشاهده است. همانطور که ملاحظه می‌شود، در حالت عملکرد ماندگار ولتاژ خازن‌های لینک DC متعادل بوده و به‌خوبی مقدار مرجع را دنبال نموده‌اند. هم‌چنین، زمان صعود از مقدار مرجع ۳۷۰۰ به ۴۰۰۰ ولت برابر ۰/۰۱۲ ثانیه و زمان نزول از مقدار مرجع ۴۰۰۰ به ۳۷۰۰ ولت برابر با ۰/۰۴۷ ثانیه است که مقادیری مناسب و قابل‌قبول هستند.



شکل ۱۴: ولتاژ خازن‌های خروجی طبقه یکسوساز در حالت تغییر ولتاژ مرجع

۴-۵ بررسی تأثیر اغتشاش ولتاژ ورودی بر عملکرد کنترل‌کننده

برای بررسی میزان مقاوم بودن عملکرد روش کنترلی ارائه شده، چندین اغتشاش با دامنه و فرکانس‌های مختلف در ولتاژ ورودی ایجاد کرده و شکل‌موج جریان ورودی و مقدار THD جریان در این وضعیت اندازه‌گیری می‌شود. جدول ۴ تأثیر اعمال اغتشاش‌های مختلف ولتاژ ورودی را بر عملکرد مدار نشان می‌دهد. باید توجه نمود که در این بخش، فرکانس نمونه برداری ثابت و برابر با ۱۰ کیلوهرتز است. شکل ۱۵ نیز شکل‌موج ولتاژ و جریان ورودی را در

www.SID.ir

Archive of SID

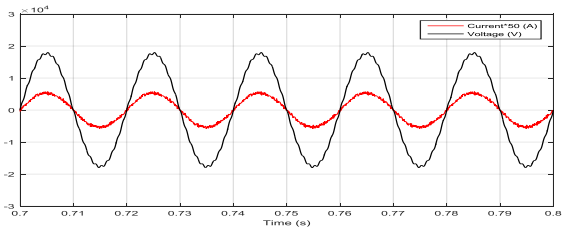
هنگام اغتشاش نشان می‌دهد. همانطور که مشاهده می‌شود، با وجود اغتشاش شدید ولتاژ ورودی، جریان ورودی سینوسی و با THD پایین است. بنابراین، عملکرد کنترل‌کننده ارائه شده در مقابل اغتشاش ورودی مقاوم است.

جدول ۴: تاثیر اغتشاش ولتاژ ورودی بر THD جریان

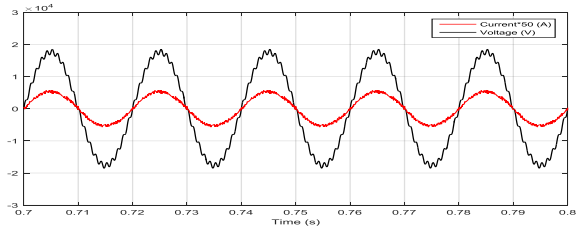
مقدار دامنه اغتشاش	فرکانس اغتشاش	THD جریان ورودی
بدون اغتشاش	بدون اغتشاش	۵/۳۵ درصد
۲ درصد دامنه ولتاژ ورودی	۱ کیلوهرتز	۵/۴۶ درصد
۵ درصد دامنه ولتاژ ورودی	۱ کیلوهرتز	۵/۵۸ درصد
۱۰ درصد دامنه ولتاژ ورودی	۱ کیلوهرتز	۵/۹۸ درصد
۲ درصد دامنه ولتاژ ورودی	۱۰ کیلوهرتز	۵/۸۳ درصد
۵ درصد دامنه ولتاژ ورودی	۱۰ کیلوهرتز	۵/۷۳ درصد
۱۰ درصد دامنه ولتاژ ورودی	۱۰ کیلوهرتز	۵/۹۴ درصد

۴-۶ بررسی تأثیر خطای اندازه‌گیری بر عملکرد کنترل‌کننده

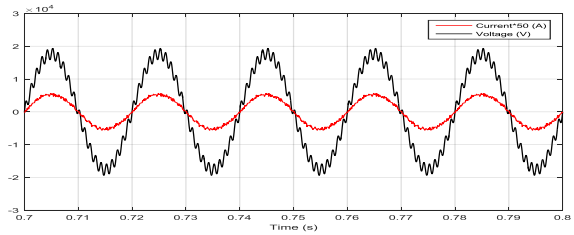
در این بخش، ابتدا خطایی در فرآیند اندازه‌گیری ولتاژ ورودی در نظر گرفته شده و دامنه ولتاژ خروجی و THD جریان ورودی در این وضعیت ثبت می‌شود. سپس، خطایی برای اندازه‌گیری جریان ورودی در نظر گرفته شده و جریان ورودی به‌صورت خطادار به بلوک محاسبات اعمال می‌گردد. در این حالت نیز ولتاژ خروجی و THD جریان ورودی اندازه‌گیری می‌شود. جدول‌های ۵ و ۶ تأثیرپذیری عملکرد کنترل‌کننده از خطای اندازه‌گیری را نشان می‌دهد. هم‌چنین، شکل‌های ۱۶ و ۱۷ به ترتیب میزان تأثیر خطای اندازه‌گیری ولتاژ و جریان را بر تغییرات ولتاژ خروجی و تغییرات THD جریان ورودی نشان می‌دهند. بنابراین، همانطور که مشاهده می‌شود، عملکرد کنترل‌کننده در مقابل خطای اندازه‌گیری ولتاژ و جریان نیز نسبتاً مقاوم است.



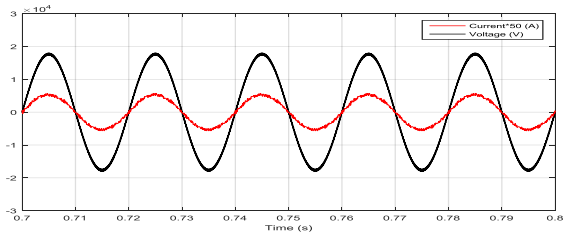
(الف)



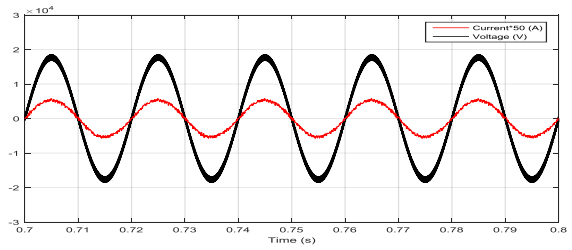
(ب)



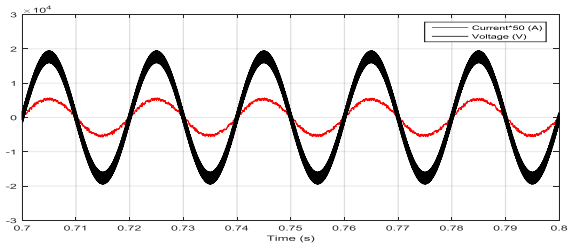
(ج)



(د)



(ه)



شکل ۱۵: شکل موج ولتاژ و جریان ورودی در حضور اغتشاشاتی با دامنه و فرکانس؛ الف)۲ درصد،۱ کیلوهرتز ب)۲ درصد، ۱۰ کیلوهرتز ج)۵ درصد، ۱ کیلوهرتز د)۵ درصد ۱۰ کیلوهرتز ه)۱۰ درصد، ۱ کیلوهرتز، و)۱۰ درصد، ۱۰ کیلوهرتز

جدول ۵: تأثیر خطای اندازه‌گیری ولتاژ ورودی بر دامنه ولتاژ خروجی و THD جریان ورودی

میزان خطای اندازه‌گیری ولتاژ	میزان تغییرات ولتاژ خروجی	THD جریان ورودی
-۴۰ درصد	-۰/۸۹ درصد	۵/۴۷ درصد
-۳۰ درصد	-۰/۴۸ درصد	۵/۴۱ درصد
-۲۰ درصد	-۰/۲۱ درصد	۵/۳۷ درصد
-۱۰ درصد	-۰/۰۸ درصد	۵/۵۵ درصد

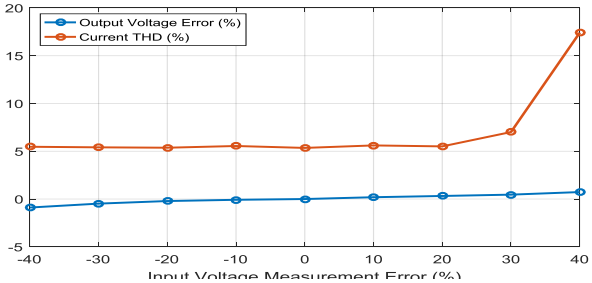
www.SID.ir

Archive of SID

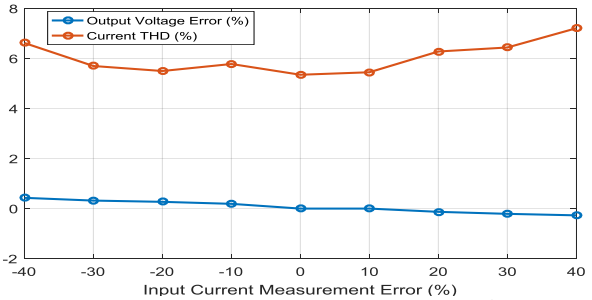
۰ درصد	۰ درصد	۵/۳۵ درصد
۱۰ درصد	۰/۱۹ درصد	۵/۶۱ درصد
۲۰ درصد	۰/۳۲ درصد	۵/۵۱ درصد
۳۰ درصد	۰/۴۶ درصد	۷/۰۱ درصد
۴۰ درصد	۰/۷۳ درصد	۱۷/۴۱ درصد

جدول ۶: تأثیر خطای اندازه‌گیری جریان ورودی بر دامنه ولتاژ خروجی و THD جریان ورودی

میزان خطای اندازه‌گیری جریان	میزان تغییرات ولتاژ خروجی	THD جریان ورودی
-۴۰ درصد	۰/۴۳ درصد	۶/۶۲ درصد
-۳۰ درصد	۰/۳۲ درصد	۵/۷۰ درصد
-۲۰ درصد	۰/۲۷ درصد	۵/۵۰ درصد
-۱۰ درصد	۰/۱۹ درصد	۵/۷۸ درصد
۰ درصد	۰ درصد	۵/۳۵ درصد
۱۰ درصد	۰ درصد	۵/۴۵ درصد
۲۰ درصد	-۰/۱۳ درصد	۶/۲۸ درصد
۳۰ درصد	-۰/۲۱ درصد	۶/۴۴ درصد
۴۰ درصد	-۰/۲۷ درصد	۷/۲۱ درصد



شکل ۱۶: تأثیر خطای اندازه‌گیری ولتاژ ورودی بر دامنه ولتاژ خروجی و THD جریان ورودی



شکل ۱۷: تأثیر خطای اندازه‌گیری جریان ورودی بر دامنه ولتاژ خروجی و THD جریان ورودی

۴ -نتیجه‌گیری

در این مقاله، یک روش کنترلی ترکیبی برای طبقه یکسوساز ترانسفورماتور الکترونیک قدرت در کاربرد قطارهای برقی ارائه شد. روش ارائه شده مبتنی بر رویکرد پیش‌بین بوده که در آن بخشی از فرآیند کنترل توسط روش پیش‌بین و بخشی از آن توسط الگوریتم متعادل‌سازی ولتاژ صورت گرفته است. مزیت‌های این روش سادگی و کم بودن حجم محاسبات و در عین حال، پاسخ حالت ماندگار و حالت گذرای مناسب است. همچنین، با توجه به نتایج شبیه‌سازی مشخص گردید که این روش در برابر خطای اندازه‌گیری و هم‌چنین اغتشاشات ورودی بسیار مقاوم است.

مراجع

[1] H. Chen, and D. Divan, "Soft-switching solid state transformer (S4T)," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 4, pp. 2933-2947, 2017.

[2] B. L. Liu, Y. B. Zha, and T. Zhang, "DQ frame predictive current control methods for inverter stage of solid state transformer," *IET Power Electronics*, vol. 10, no. 6, pp. 687-696, 2017.

[3] X. She, A. Q. Huang, and R. Burgos, "Review of solid-state transformer technologies and their application in power distribution systems," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 1, no. 3, pp. 186-198, 2013.

[4] J. E. Huber, and J. W. Kolar, "Volume/weight/cost comparison of a 1MVA 10 kV/400 V solid-state against a conventional low-frequency distribution transformer," *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Pittsburgh, PA, USA, 2014.

[5] J. L. Brooks, *Solid State Transformer Concept Development*, No. CEL-TN-1575. CIVIL ENGINEERING LAB (NAVY) PORT HUENEME CA, 1980.

[6] R. J. G. Montoya, A. Mallela, and J. C. Balda, "An evaluation of selected solid-state transformer topologies for electric distribution systems," *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Charlotte, NC, USA*, 2015.

[7] F. Wang, G. Yao, A. Huang, W. Song, and X. Ni, "A 3.6 kV high performance solid state transformer based on 13kV SiC MOSFET," *IEEE 5th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, Galway, Ireland, 2014.

[8] D. Wang, J. Tian, C. Mao, J. Lu, Y. Duan, J. Qiu, and H. Cai, "A 10-kV/400-V 500-kVA electronic power transformer," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 11, pp. 6653-6663, 2016.

[9] D. G. Shah, and M. L. Crow, "Stability Assessment Extensions for Single-Phase Distribution Solid-State Transformers," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 30, no. 3, pp. 1636-1638, 2015.

[10] H. Qin, and J. W. Kimball, "Solid-state transformer architecture using AC–AC dual-active-bridge converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 9, pp. 3720-3730, 2013.

[11] S. F. Pinto, P. V. Mendes, and J. F. Silva, "Modular matrix converter based solid state transformer for smart grids," *Electric Power Systems Research*, vol. 136, pp. 189-200, 2016.

[12] S. Falcones, R. Ayyanar, and X. Mao, "A DC–DC multiport-converter-based solid-state transformer integrating distributed generation and storage," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 5, pp. 2192-2203, 2013.

[13] H. Chen, A. Prasai, R. Moghe, K. Chintakrinda, and D. Divan, "A 50-kVA Three-Phase Solid-State Transformer Based on the Minimal Topology: Dyna-C," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 12, pp. 8126-8137, 2016.

[14] H. Chen, A. Prasai, and D. Divan, "Dyna-C: A Minimal Topology for Bidirectional Solid-State Transformers," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 2, pp. 995-1005, 2017.

www.SID.ir

Archive of SID

[15] L. Wang, D. Zhang, Y. Wang, B. Wu, and H. S. Athab, "Power and voltage balance control of a novel three-phase solid-state transformer using multilevel cascaded H-bridge inverters for microgrid applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 4, pp. 3289-3301, 2016.

[16] P. Yong, M. Hong, Z. C. Bi, and Z. C. Feng, "A solid-state transformer with controllable input power factor and output voltage," *International Conference on Power System Technology (POWERCON)*, Chengdu, China, 2014.

[17] Q. Chen, N. Liu, C. Hu, L. Wang, and J. Zhang, "Autonomous Energy Management Strategy for Solid-State Transformer to Integrate PV-Assisted EV Charging Station Participating in Ancillary Service," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 13, no. 1, pp. 258-269, 2017.

[18] J. Shi, W. Gou, H. Yuan, T. Zhao, and A. Q. Huang, "Research on voltage and power balance control for cascaded modular solid-state transformer," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 4,pp. 1154-1166, 2011.

[19] P. Zanchetta, D. B. Gerry, V. G. Monopoli, J. C. Clare, and P. W. Wheeler, "Predictive current control for multilevel active rectifiers with reduced switching frequency," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 1, pp. 163-172, 2008.

[20] D. Gerry, P. Wheeler, and J. Clare, "High-voltage multicellular converters applied to ac/ac conversion," *International journal of electronics*, vol. 90, no. 11-12, pp. 751-762, 2003.

[21] M. Moosavi, G. Farivar, H. Iman-Eini, and S. M. Shekarabi, "A voltage balancing strategy with extended operating region for cascaded H-bridge converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 9, pp. 5044-5053, 2014.

[22] A. Moeini, H. Iman-Eini, and A. Marzoughi, "DC link voltage balancing approach for cascaded H-bridge active rectifier based on selective harmonic elimination-pulse width modulation," *IET Power Electronics*, vol. 8, no. 4, pp. 583-590, 2015.

[23] T. Zhao, G. Wang, S. Bhattacharya, and A. Q. Huang, "Voltage and power balance control for a cascaded H-bridge converter-based solid-state transformer," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 4, pp. 1523-1532, 2013.

[24] X. Wang, J. Liu, S. Ouyang, T. Xu, F. Meng, and S. Song, "Control and experiment of an H-bridge-based three-phase three-stage modular power electronic transformer," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 3, pp. 2002-2011, 2016.

[25] M. Dabbaghjamanesh, A. Moeini, M. Ashkaboosi, P. Khazaei, and K. Mirzapalangi, "High performance control of grid connected cascaded H-Bridge active rectifier based on type II-fuzzy logic controller with low frequency modulation technique," *International Journal of Electrical and Computer Engineering*, vol. 6, no. 2, pp. 484-494, 2016.

[۲۶] داود عرب خابوری، علی سراجیان، و علیرضا عباس‌زاده، «کنترل پیش‌بین گشتاور بدون حسگر ماشین سنکرون رلوکتانسی مجهزشده با آهن‌ربای دائم»، *مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز*، دوره ۴۷، شماره ۱، صفحه ۱۷۱-۱۸۲، ۱۳۹۶.

[27] P. Cortes, G. Ortiz, J. I. Yuz, J. Rodriguez, S. Vazquez, and L. G. Franquelo, "Model predictive control of multilevel cascaded H-bridge inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 8, pp. 2691-2699, 2010.

[28] M. A. Pérez, P. Cortés, and J. Rodríguez, "Predictive control algorithm technique for multilevel asymmetric cascaded H-bridge inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 12, pp. 4354-4361, 2008.

[29] L. Tarisciotti, P. Zanchetta, A. Watson, S. Bifaretti, and J. C. Clare, "Modulated model predictive control for a seven-level cascaded H-bridge back-to-back converter," *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 61, no. 10, pp. 5375-5383, 2014.

[30] M. Vasiladiotis, K. Pavlou, S. Manias, and A. Rufer, "Model predictive-based control method for cascaded H-bridge multilevel active rectifiers," *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Phoenix, AZ, USA, 2011.

[31] P. Karamanakos, K. Pavlou, and S. Manias, "An enumeration-based model predictive control strategy for the cascaded H-bridge multilevel rectifier," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 7, pp. 3480-3489, 2014.

[32] C. Qi, X. Chen, P. Tu, and P. Wang, "Cell-by-Cell-Based Finite-Control-Set Model Predictive Control for a Single-Phase Cascaded H-Bridge Rectifier," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 2, pp. 1654-1665, 2017.

[33] Y. Zhang, X. Wu, X. Yuan, Y. Wang, and P. Dai, "Fast model predictive control for multilevel cascaded h-bridge statcom with polynomial computation time," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 8, pp. 5231-5243, 2016.

[34] X. Yu, X. She, X. Zhou, and A. Q. Huang, "Power management for DC microgrid enabled by solid-state transformer," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 5, no. 2, pp. 954-965, 2014.

[35] D. Dujic, C. Zhao, A. Mester, J. K. Steinke, M. Weiss, S. Lewdeni-Schmid, T. Chaudhuri, and P. Stefanutti, "Power electronic traction transformer-low voltage prototype," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 12, pp. 5522-5534, 2013.

[36] S. Han, and D. Divan, "Bi-directional DC/DC converters for plug-in hybrid electric vehicle (PHEV) applications," *Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Austin, TX, USA, 2008.

[37] X. Li, and A. K. S. Bhat, "Analysis and design of high-frequency isolated dual-bridge series resonant DC/DC converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 4, pp. 850-862, 2010.

[1] Solid-State Transformer
[2] JL Brooks
[3] Massachusetts Institute of Technology
[4] Cascaded H-bridg
[5] Isolated
[6] Dual Active Bridge
[7] Finite Control Set Model Predictive Control
[8] Forward Euler

www.SID.ir