



Semnan University



Research Article

Improved Switch Model Accuracy in Dual Active Bridge Converter Small Signal Modeling

Seyed Omid Golpayegani ^a, Mostafa Jazaeri ^{a,*} , Naser Eskandarian ^a

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

PAPER INFO

Paper history:

Received: 2024-02-13

Revised: 2024-02-20

Accepted: 2024-02-24

Keywords:

Reduced-Order Average Value Model (RAVM);
Dual Active Bridge (DAB) converter;
Triple-Phase-Shift (TPS) modulation;
Small-Signal mModeling.

ABSTRACT

In this paper, a new reduced-order average model (RAVM) for a DAB converter is presented. The model can be applied to all modulation techniques, such as Single-Phase-Shift (SPS) modulation, Extended-Phase-Shift (EPS) modulation, Dual-Phase-Shift (DPS) modulation and Triple-Phase-Shift (TPS) modulation. In the proposed model, conduction losses, inductor losses, transformer losses, switching losses with input/output filters are considered to improve the accuracy of modeling. This article employs a virtual resistance for switching power losses to model the large and small signals of the dual active bridge converter with triple-phase shift modulation. Using this virtual resistance enhances the accuracy of modeling and better estimating converter efficiency and losses, especially at high switching frequencies. The introduced model is successfully implemented in PLECS software and then large and small signal analyses are carried out. Comparison of simulation results under different operating conditions show a suitable accuracy of the proposed model in tracking the behavior of the DAB converter compared to other methods, without considering all the significant elements affecting the converter's performance.

DOI: <https://doi.org/10.22075/jme.2024.33275.2623>

© 2025 Published by Semnan University Press.

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

* Corresponding author.

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

How to cite this article:

Golpayegani, S. , Jazaeri, M., and Eskandarian, N. (2025). Improved Switch Model Accuracy in Small Signal Modeling of a Dual Active Bridge Converter. Journal of Modeling in Engineering, 23(80), 111-129. doi: 10.22075/jme.2024.33275.2623

بهبود دقت مدل سوئیچ در مدل سازی سیگنال کوچک مبدل پل فعال دوگانه

سید امید گلیایگانی^۱، مصطفی جزائری^{۱*}، ناصر اسکندریان^۱

اطلاعات مقاله	چکیده
دریافت مقاله: ۱۴۰۲/۱۱/۲۴	در این مقاله، یک مدل میانگین کاهش مرتبه یافته (RAVM) برای یک مبدل پل فعال دوگانه (DAB) ارائه می‌شود. این مدل می‌تواند برای تمام روش‌های مدولاسیون، نظیر مدولاسیون شیفت فاز منفرد (SPS)، مدولاسیون شیفت فاز گسترش یافته (EPS)، مدولاسیون شیفت فاز دوگانه (DPS) و مدولاسیون شیفت فاز سه گانه (TPS) بکار برده شود. این مدل پیشنهادی، تلفات هدایتی، تلفات سلف، تلفات ترانسفورماتور و تلفات کلیدزنی به همراه فیلترهای ورودی/خروجی را به منظور بهبود دقت مدل سازی در نظر می‌گیرد. این مقاله با استفاده از یک مقاومت مجازی معادل برای تلفات کلیدزنی به مدل سازی سیگنال بزرگ و سیگنال کوچک مبدل پل فعال دوگانه با مدولاسیون شیفت فاز سه گانه می‌پردازد. استفاده از این مقاومت مجازی منجر به بهبود دقت مدل سازی و تخمین بهتر بازدهی و تلفات مبدل بخصوص در فرکانس‌های کلیدزنی بالا می‌گردد. مدل پیشنهادی با موفقیت در نرم افزار PLECS پیاده سازی شده و سپس تحلیل‌های سیگنال بزرگ و سیگنال کوچک انجام شده است. مقایسه نتایج شبیه سازی در شرایط کاری مختلف دقت مناسب مدل پیشنهادی را در دنبال کردن رفتار مبدل DAB نسبت به سایر روش‌ها بدون در نظر گرفتن تمام المان‌های تأثیرگذار بر عملکرد مبدل را نشان می‌دهد.
بازنگری مقاله: ۱۴۰۲/۱۲/۰۱	
پذیرش مقاله: ۱۴۰۲/۱۲/۰۵	
واژگان کلیدی:	
مدل مقدار میانگین کاهش مرتبه یافته، مبدل پل فعال دوگانه، مدولاسیون شیفت فاز سه گانه، مدل سازی سیگنال کوچک.	

DOI: <https://doi.org/10.22075/jme.2024.33275.2623>

© 2025 Published by Semnan University Press.

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

۱- مقدمه

معرفی شده است. در [۸، ۹]، یک بررسی کامل از استراتژی‌های کنترلی و مدولاسیون، استراتژی کلیدزنی نرم، استراتژی بهبود بازدهی، ملاحظات طراحی و بهبود پاسخ دینامیکی مبدل‌های پل دوگانه DC به DC مورد مطالعه قرار گرفته است. رایج‌ترین روش مدولاسیون DAB، شامل مدولاسیون شیفت فاز منفرد (SPS)^۵ [۱۰] بررسی شده است. SPS، روش اصلی استفاده شده در مبدل DAB است، که در آن پل ثانویه نسبت به پل اولیه شیفت داده شده است. مدولاسیون SPS ساده‌ترین روش کنترل با تنها یک پارامتر کنترلی برای تعیین شده است. با این حال، نسبت ولتاژ انتقال به توان قابل انتقال مبدل در این روش

در میان مبدل‌های مدولاسیون پهنای پالس (PWM)^۲، مبدل‌های دو پل فعال (DAB)^۳ با مزایای ذاتی از جمله تعداد کمتر المان‌های مداری، چگالی توان بالاتر، بهره‌وری انرژی بیشتر، ایزولاسیون گالوانیکی، و همچنین قابلیت انتقال دوطرفه توان، به عنوان یکی از رایج‌ترین مبدل‌ها در کاربردهای مختلف بکار برده شده‌اند. این کاربردها شامل ترانسفورماتورهای جامد (SST)^۴ [۱]، کاربردهای شبکه هوشمند [۲، ۳] و شارژرهای باتری برای خودروهای الکتریکی و هیبریدی [۴-۶] می‌شود. تجزیه و تحلیل جامع از عملکرد، طراحی و کنترل مبدل‌های DAB در [۷]

^۲ Pulse Width Modulation

^۳ Dual Active Bridge

^۴ Solid-State Transformer

^۵ Single Phase Shift

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

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

استناد به این مقاله:

گلیایگانی، سیدامید، جزائری، مصطفی و اسکندریان، ناصر. (۱۴۰۴). بهبود دقت مدل سوئیچ در مدل سازی سیگنال کوچک مبدل پل فعال دوگانه. مدل سازی در مهندسی، ۲۳(۸۰)، ۱۱۱-۱۲۹. doi: 10.22075/jme.2024.33275.2623

دیدگاه برای مدل‌سازی مبدل DAB وجود دارد: (۱) یک مدل ساده کاهش مرتبه‌یافته با حذف دینامیک جریان ترانسفورماتور [۱۴-۱۶]؛ (۲) یک مدل مرتبه کامل با در نظر گرفتن دینامیک جریان ترانسفورماتور و عناصر تأثیرگذار بر پاسخ فرکانسی مبدل DAB [۱۷-۱۹]. در روش مدل میانگین متداول در مبدل‌های DC-DC، اندازه انحراف جریان باید قابل چشم‌پوشی باشد [۲۰]. با این حال، این شرایط در مبدل DAB برآورده نمی‌شود زیرا جریان ترانسفورماتور کاملاً AC است. یک مدل دقیق زمان گسسته برای مبدل‌های توان رزونانسی در [۲۱] ارائه شده است که می‌تواند برای مدل‌سازی مبدل‌های DAB [۱۷] استفاده شود. مطالعه جامع در مورد تجزیه و تحلیل حالت ماندگار و مدل‌سازی سیگنال کوچک مبدل DAB با کنترل SPS در [۲۲] توضیح داده شده است. مدل‌سازی فازور برای بدست آوردن تابع انتقال مبدل DAB با مدولاسیون شیف‌فاز چند زاویه‌ای [۲۳] استفاده شده است. در فرکانس‌های کلیدزنی بالاتر و در کاربردهای توان پایین، تلفات توان کلیدزنی عامل مهم‌تری می‌شود که بر عملکرد دینامیکی تأثیر می‌گذارد. در [۲۴]، یک مدل سیگنال کوچک زمان گسسته از مبدل DAB توسعه داده شده است که اثرات دوره‌های انتقال با ولتاژ صفر (ZVS) را در نظر می‌گیرد. نویسندگان در [۲۵]، یک تحلیل سیگنال کوچک مبتنی بر مدل میانگین کلید برای مبدل دوگانه نیم‌پل ارائه داده‌اند که هدف آن کاهش پیچیدگی مدل و هزینه محاسباتی است. یک مدل میانگین تمام مرتبه توسعه‌یافته با در نظر گرفتن تعداد بیشتری از اجزای سری فوریه برای بررسی اثر مقاومت سری معادل (ESR)^{۱۰} بر رفتار دینامیکی مبدل DAB ارائه شده است [۲۶]. در [۲۷، ۲۸] تحلیل سیگنال کوچک و روش دقیقی برای طراحی سیستم کنترل مبدل‌های DAB با تغذیه جریانی ارائه شده است. مدل‌سازی سیگنال کوچک و تحلیل پایداری شارژر خودروی الکتریکی دوطرفه (OBC)^{۱۱} در [۱۸، ۲۹] مورد مطالعه قرار گرفته است. نویسنده در [۳۰]، یک مدل تخمین هارمونیک مرتبه اول بهبودیافته (FHA)^{۱۲} ارائه داده تا به دقت بیشتری در مدل‌سازی سیگنال کوچک مبدل DAB دست یابد. مدل‌سازی سیگنال کوچک

محدود است. بنابراین، در بارهای سبک یا نسبت ولتاژ انتقال کم، استرس جریان و مقدار موثر جریان سلف به سرعت افزایش می‌یابد و منجر به کاهش محدوده سوئیچینگ نرم می‌شود. برای حل مشکلات مدولاسیون SPS، روش‌های مختلفی پیشنهاد شده‌اند. در [۱۱]، مدولاسیون شیف‌فاز گسترده (EPS)^۶ پیشنهاد شده تا استرس جریان را کاهش دهد، محدوده سوئیچینگ با ولتاژ صفر (ZVS)^۷ را گسترش دهد و بازدهی نسبت به مدولاسیون SPS را ارتقاء دهد. با این حال، در کنترل EPS، هنگامی که حالت عملیاتی نیاز به تغییر بین حالت‌های بوست (افزایشی) و باک (کاهنده) می‌باشد و جهت انتقال توان بایستی تغییر کند، عملکرد دو پل باید با یکدیگر تعویض شود تا توان هرزگردی کاهش یابد. در [۱۲]، مدولاسیون شیف‌فاز دوگانه (DPS)^۸ برای کاهش استرس جریان، بهبود بازدهی، گسترش محدوده سوئیچینگ با ولتاژ صفر (ZVS) و حداقل کردن سایز خازن خروجی پیشنهاد شده است. در مقایسه با کنترل EPS، وضعیت عملکرد دو پل هنگامی که حالت تبدیل ولتاژ یا جهت انتقال قدرت تغییر کند با یکدیگر همسو می‌شوند. بنابراین، کنترل DPS راحت‌تر به اجرا در می‌آید که این بنوبه خود به بهبود در عملکرد دینامیکی منجر می‌شود. در [۱۳]، مدولاسیون شیف‌فاز سه‌گانه (TPS)^۹ پیشنهاد شده است. این یک شکل عمومی از کنترل شیف‌فاز است، که SPS، DPS و EPS موارد خاص آن می‌باشند. کنترل TPS می‌تواند حداقل استرس جریان، حداقل تلفات توان، حداکثر بازدهی و حداکثر محدوده سوئیچینگ با ولتاژ صفر (ZVS) را در میان همه روش‌های مدولاسیون به دست آورد. بنابر این عملکرد مبدل DAB به همراه روش کنترل TPS بیشترین کاربرد عملی را دارد.

مدل‌سازی مبدل‌ها پیش از ایجاد یک نمونه آزمایشگاهی، یک راه‌حل مؤثر برای انتخاب صحیح عناصر مداری، طراحی کنترل‌کننده، استراتژی مدولاسیون بهینه و انجام اندازه‌گیری‌های اولیه عملکرد کلی سیستم DC می‌باشد. طراحی یک سیستم کنترل بازخورد نیازمند یک مدل میانگین سیگنال کوچک برای مبدل DAB است. در سال‌های اخیر، بسیاری از مقالات به مدل‌سازی سیگنال کوچک مبدل‌های DAB پرداخته‌اند. به طور کلی، دو

¹⁰ Equivalent Series Resistance

¹¹ On-Board Charger

¹² First Harmonic Approximation

⁶ Extended Phase Shift

⁷ Zero Voltage Switching

⁸ Dual Phase Shift

⁹ Triple Phase Shift

کاربری شارژر خودروی الکتریکی در [۴۷] معرفی شده که با استفاده از مدل سیگنال کوچک، توابع انتقال به جهت تحلیل عملکرد دینامیکی این مبدل بدست می‌آید. در [۴۸] به بررسی یک مدل مد-مشترک (Common-Mode) برای مبدل DAB با در نظر گرفتن خازن‌های پارازیتی هیت-سینک و سیم‌پیچ‌های ترانسفورماتور پرداخته شده است. این مدل می‌تواند به منظور تحلیل عملکرد مبدل و اثرات این عناصر، به ویژه در نواحی فرکانسی بالا بکار برده شود اما منجر به پیچیده‌تر شدن مدل می‌گردد.

این مقاله به ارائه یک مدل مقدار میانگین کاهش مرتبه‌یافته (RAVM)^{۱۵} جدید با در نظر گرفتن تمامی المان‌های مداری می‌پردازد. در این مدل علاوه بر در نظر گرفتن تلفات هدایتی کلیدها، ترانسفورماتور و سلف نشتی، تلفات کلیدزنی در مبدل DAB محاسبه شده و یک مقاومت مجازی معادل با تلفات کلیدزنی معرفی می‌گردد. این بنوبه خود منجر به بهبود دقت در پیش‌بینی حالت ماندگار و پاسخ دینامیکی بخصوص برای کاربردهای ولتاژ بالا خواهد شد. به منظور ارزیابی دقت مدل‌سازی، مدل پیشنهادی برای حالت‌های کاری مختلف مورد بررسی قرار می‌گیرد و نیز کارایی مدل در تخمین رفتار مبدل نیز مورد بررسی و مقایسه قرار می‌گیرد.

۲- مدل مداری مبدل DAB برای کاربردهای شارژر خودرو برقی

دیگرام اتصالات یک مبدل دوطرفه DAB با حضور تمام عناصر مداری متصل به باس DC، در شکل (۱) نشان داده شده است. این مبدل شامل یک فیلتر LC ورودی، یک ترانسفورماتور با فرکانس بالا (با نسبت تبدیل ۱:n)، دو مبدل پل فعال، یکی در سمت اولیه و دیگری در سمت ثانویه ترانسفورماتور، یک فیلتر LC خروجی و یک بار خروجی است. ترانسفورماتور با فرکانس بالا عایق گالوانیکی ایجاد کرده و انتقال انرژی را از طریق سیم‌پیچ فراهم می‌نماید. علاوه بر این، شاخه‌های RC به فیلترهای LC اضافه شده تا ریبیل ولتاژ و جریان را کاهش دهند. کلیدهای سوئیچینگ در هر دو سمت اولیه و ثانویه به صورت دیود و خازن موازی با کلید در نظر گرفته می‌شوند تا تأثیر المان‌های پارازیتی بروی رفتار دینامیکی مبدل قابل بررسی باشد. با توجه به فرکانس کلیدزنی می‌توان از ترانزیستور دو

تعمیم‌یافته مبدل DAB، شامل تجزیه و تحلیل حالت ماندگار پریونیت در [۳۱] بررسی شده است. در [۳۲] یک مدل تعمیم‌یافته ارائه شده است که وضعیت بهینه کاری را برای مبدل DAB تعریف می‌کند تا بوسیله کنترل TPS به حداقل جریان موثر در کل بازه انتقال توان دست یابد. یک مدل کاهش یافته برای DAB سری رزونانسی در [۳۳] ارائه شده است. مدل‌سازی سیگنال کوچک و طراحی کنترل‌کننده برای مبدل نیم‌پل دوگانه با تغذیه جریانی در [۳۴] مورد مطالعه قرار گرفته است. در [۳۵] یک مدل تعمیم‌یافته جدید برای مبدل DAB برای هر مدولاسیون شیف‌فاز پیشنهاد شده است، که هر حالت عملکرد را به یک حالت ساده تجزیه می‌کند. در [۳۶] یک مدل سیگنال بزرگ و کوچک برای مبدل DAB سه فاز با در نظر گرفتن سه ترکیب مختلف ترانسفورماتور در نظر می‌گیرد تا به یک مدل کلی برای هر شرایطی دست یابد. در [۳۷]، یک مدل زمان گسسته از مبدل DAB با در نظر گرفتن شیف‌فاز به عنوان یک متغیر حالت و استفاده از ماتریس‌های جهش [۳۸] بدست آمده است. یک استراتژی کنترل فعال تعدیل-شده برای یک SST چند سلولی AC به DC به منظور کاهش تأثیر مؤلفه مقاومت وابسته به بار در شرایط حرکت معکوس توان ارائه شده است [۳۹]. یک مدل میانگین کلی بهبودیافته برای مبدل DAB در [۴۰] با در نظر گرفتن تلفات توان، ESR برای خازن خروجی و مؤلفه سوم هارمونیک سلف نشتی ترانسفورماتور در شرایط بار سبک ارائه شده است. یک تحلیل مقایسه‌ای از سه مدل مختلف سیگنال کوچک زمان‌پیوسته DAB با کنترل SPS در [۴۱] مورد مطالعه قرار گرفته است. یک طراحی کنترلر PI با پارامترهای متغیر بر اساس مدولاسیون شیف‌فاز چندفازی مبدل DAB در [۴۲، ۴۳] فرموله شده است. مدل میانگین تعمیم‌یافته (GAM)^{۱۳} مبدل DAB با کنترل DPS در [۴۴] ارائه شده است. در [۴۵]، یک مدل‌سازی زمان گسسته برای مبدل DAB با استفاده از رویکرد دو مقیاس زمانی پیشنهاد شده تا پیچیدگی را کاهش و دقت را افزایش دهد. رویکرد نوآورانه‌ای برای مدل‌سازی مبدل DAB با تغذیه جریانی و با استفاده از مدولاسیون شیف‌فاز دوگانه PWM در [۴۶] ارائه شده است. مبدل DAB با ساختار ورودی به صورت سری و خروجی به صورت موازی (ISOP)^{۱۴} برای

¹⁵ Reduced-Order Average Value Model

¹³ Generalized Average Model

¹⁴ Input-Series Output-Parallel

دارد. بنابراین، در این مقاله شیفت فاز سه گانه (TPS) برای استخراج یک مدل عمومی قابل استفاده برای تمام استراتژی‌های مدولاسیون انتخاب شده است.

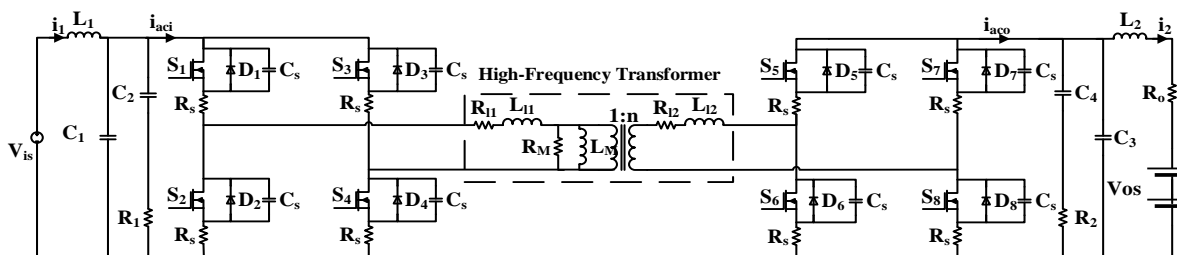
۲-۲- مدار معادل مبذل DAB

شکل (۱) تمامی اجزای استفاده شده در مبذل DAB را نشان می‌دهد. بمنظور حذف نوسانات جریان و ولتاژ، طراحی فیلترهای ورودی/خروجی به عنوان یک ساختار LC با یک شاخه RC در نظر گرفته می‌شوند. در این مدار معادل، مقاومت‌های وصل سوئیچ R_s ، خازن‌های سوئیچ C_s ، مقاومت‌های سیم‌پیچ R_{s1} و R_{s2} ، اندوکتانس‌های نشتی L_{l1} و L_{l2} ، مقاومت معادل تلفات هسته R_M ، اندوکتانس مغناطیس‌شوندگی ترانسفورماتور L_M در نظر گرفته می‌شوند. بعلاوه R_{eq} مقاومت معادل مقاومت‌های R_{s1} ، R_{s2} ، R_{l1} و R_{l2} ارجاع شده به طرف اولیه ترانسفورماتور است. به همین ترتیب، L_{eq} نیز اندوکتانس نشتی معادل اندوکتانس‌های نشتی L_{l1} و L_{l2} ارجاع شده به اولیه ترانس می‌باشد. این مقادیر معادل می‌توانند به کمک روابط زیر محاسبه شوند:

$$R_{eq} = R_{l1} + 2R_s + \frac{R_{l2} + 2R_s}{n^2} \quad (1)$$

$$L_{eq} = L_{l1} + \frac{L_{l2}}{n^2} \quad (2)$$

با توجه به اینکه مقدار مقاومت مغناطیسی R_M بسیار بزرگتر از مقاومت‌های R_{s1} ، R_{s2} ، R_{l1} و R_{l2} می‌باشد در بدست آوردن مقاومت معادل (R_{eq}) در رابطه ۱ می‌توان از آن صرف نظر کرد. به صورت مشابه L_M نیز بسیار بزرگتر از اندوکتانس‌های نشتی ترانسفورماتور (L_{l1} ، L_{l2}) می‌باشد و لذا در محاسبه رابطه ۲ برای اندوکتانس معادل (L_{eq})، از آن چشم‌پوشی می‌گردد. مدار معادل ساده‌شده مبذل DAB در شکل (۲) نشان داده شده است.



شکل ۱- مدل مداری مبذل DAB دو طرفه

قطبی با گیت عایق (IGBT)^{۱۶} و ماسفت (MOSFET)^{۱۷} استفاده کرد. با افزایش فرکانس کلیدزنی محدودیت‌های ساختاری کلیدهای IGBT بیشتر نمایان شده و لذا تمایل به استفاده از کلیدهای IGBT سریع و یا ماسفت‌ها بیشتر خواهد شد. برای افزایش دقت مدل، تلفات هدایتی، تلفات کلیدزنی، تلفات ترانسفورماتور و تلفات سلف نشتی در مدار معادل الکتریکی DAB در نظر گرفته می‌شوند. ذکر این نکته مهم است که در نظر گرفتن خازن‌های پارازیتی کلید در این مدل منجر به بهبود دقت بخصوص در فرکانس‌های بالا خواهد شد. به طور کلی در زمان روشن شدن یک کلید مدت زمانی طول می‌کشد تا ولتاژ دو سر کلید به صفر برسد و هدایت توسط کلید صورت گیرد. در این بازه زمانی جریان عبوری از کلید باعث ایجاد یک تلفات می‌شود که به تلفات کلیدزنی موسوم است. با توجه به مفاهیم مدل‌سازی و ارائه یک مدل برای مبذل DAB، محاسبه و بدست آوردن ارتباط بین تلفات کلیدزنی می‌تواند منجر به بهبود دقت مدل پیشنهادی گردد. این مقاله با هدف مدل‌سازی تلفات کلیدزنی در مبذل DAB یک مقاومت مجازی پیشنهاد می‌کند. در بخش ۳-۴، این مقاومت مجازی از طریق تعیین رابطه تلفات کلیدزنی و ارتباط آن با مؤلفه‌های مداری معرفی می‌شود.

۲-۱- مدولاسیون و شرایط کاری مبذل DAB

با وجود آنکه مدولاسیون SPS ساده‌ترین روش مدولاسیون است اما در نسبت انتقال ولتاژ و سطح توان انتقالی با محدودیت‌های جدی مواجه است. در مرجع [۹]، ویژگی‌های اصلی، نقاط کاری، و استراتژی‌های مدولاسیون برای مبذل DAB مورد بررسی قرار گرفته است. برای غلبه بر این محدودیت‌ها، مدولاسیون DPS و EPS پیشنهاد شده است. همانطور که در [۹] ذکر شده است به دلیل اینکه DPS و EPS حالت‌های خاصی از TPS هستند، مدل DAB با استراتژی مدولاسیون TPS جنبه‌های عملی‌تری

¹⁷ Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor

¹⁶ Insulated-Gate Bipolar Transistor

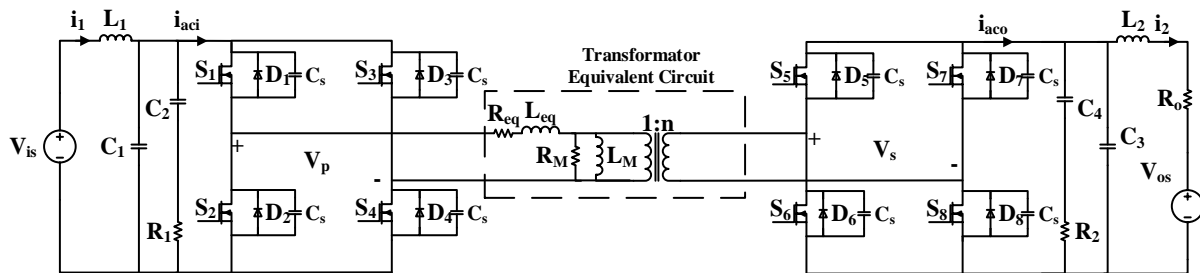
$$C_4 \frac{dV_{c_4}}{dt} = \frac{V_{c_3} - V_{c_4}}{R_2} \quad (۶)$$

$$C_1 \frac{dV_{c_1}}{dt} = i_1 - i_{aci} - \frac{V_{c_1} - V_{c_2}}{R_1} \quad (۷)$$

$$C_3 \frac{dV_{c_3}}{dt} = i_{aco} - i_2 - \frac{V_{c_3} - V_{c_4}}{R_2} \quad (۸)$$

با توجه به اینکه مدولاسیون‌های SPS و DPS حالت خاصی از مدولاسیون TPS می‌باشند، لذا در این مقاله و به منظور تحلیل جامع رفتار دینامیکی مبدل، از مدولاسیون TPS استفاده می‌شود. جریان‌های ورودی و خروجی (i_{aco} و i_{aci}) دارای تغییرات متناوب مطابق با شکل (۳) می‌باشند. حداکثر مقادیر این جریان‌ها در این شکل نشان داده شده اند. به جای مقادیر لحظه‌ای، مقادیر متوسط آنها در مدل مقدار میانگین (AVM) استفاده می‌شود. V'_{c_3} ولتاژ ارجاع شده به سمت اولیه ترانسفورماتور می‌باشد. فرض می‌شود که در بازه زمانی T، مقادیر V_{c_3} و V_{c_1} ثابت باقی بمانند. جریان i_{aci} را می‌توان به صورت رابطه ۹ بیان کرد. با توجه به قانون پیوستگی جریان سلف، روابط ۱۰ قابل دستیابی است.

$$i_{aci}(t) = \begin{cases} i_1 = \frac{V'_{c_3}}{R_{eq}} + \left(-I_{t_4} - \frac{V'_{c_3}}{R_{eq}}\right) e^{-\frac{R_{eq}t}{L_{eq}}} & 0 \leq t < d_1T \\ i_2 = \frac{V_{c_1} + V'_{c_3}}{R_{eq}} + \left(I_{t_1} - \frac{V_{c_1} + V'_{c_3}}{R_{eq}}\right) e^{-\frac{R_{eq}(t-d_1T)}{L_{eq}}} & d_1T \leq t < d_2T \\ i_3 = \frac{V_{c_1}}{R_{eq}} + \left(I_{t_2} - \frac{V_{c_1}}{R_{eq}}\right) e^{-\frac{R_{eq}(t-d_2T)}{L_{eq}}} & d_2T \leq t < d_3T \\ i_4 = \frac{V_{c_1} - V'_{c_3}}{R_{eq}} + \left(I_{t_3} - \frac{V_{c_1} - V'_{c_3}}{R_{eq}}\right) e^{-\frac{R_{eq}(t-d_3T)}{L_{eq}}} & d_3T \leq t < T \end{cases} \quad (۹)$$



شکل ۲- مدار معادل مبدل DAB

۳- مدل سیگنال بزرگ مبدل DAB

مدل سیگنال بزرگ به دلیل داشتن اطلاعات سیگنال‌های بزرگ و کوچک می‌تواند دقت مدل‌سازی و بررسی دقیق‌تر عملکرد مبدل DAB را بهبود ببخشد. از آنجایی که با استفاده از مدل سیگنال بزرگ، امکان بررسی عملکرد سیگنال کوچک مبدل وجود دارد، بنابر این بدست‌آوردن مدل سیگنال بزرگ برای مبدل DAB می‌تواند یک نیاز اساسی تلقی شود.

۳-۱- رفتار دینامیکی مبدل DAB

با توجه به شکل (۲)، عملکرد دینامیکی مبدل DAB را می‌توان به کمک مجموعه‌ای از معادلات دیفرانسیل بشرح زیر تشریح کرد:

$$L_1 \frac{di_1}{dt} = V_{is} - V_{c_1} \quad (۳)$$

$$L_2 \frac{di_2}{dt} = V_{c_3} - V_{os} - R_o i_2 \quad (۴)$$

$$C_2 \frac{dV_{c_2}}{dt} = \frac{V_{c_1} - V_{c_2}}{R_1} \quad (۵)$$

(R_M) در رابطه ۱۶ نمایان می‌گردد. بعلاوه در رابطه ۱۶ تاثیر در نظر گرفتن مقاومت مجازی معادل برای تلفات کلیدزنی کلیدها نیز نشان داده شده است. بخش‌های بعدی به روش محاسبه تلفات کلیدزنی و بدست آوردن مقدار مقاومت مجازی پیشنهادی در این مقاله می‌پردازد.

۲-۳- مدهای کاری مبدل DAB

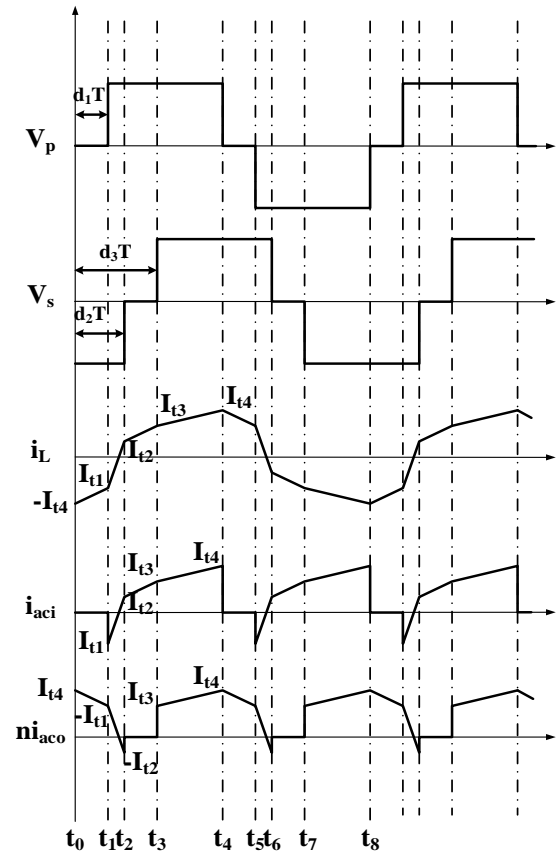
مد اول: همان طوری که در شکل (۳) قابل مشاهده است در بین زمان‌های t_0 تا t_1 کلیدهای (S_1, S_3) در سمت اولیه و کلیدهای (S_6, S_7) روشن می‌باشند و در لحظه گذار t_1 ، کلید S_3 خاموش و کلید S_4 روشن می‌گردد. جریان کلیدزنی در این لحظه برابر با I_{t1} می‌باشد.

مد دوم: در بین زمان‌های t_1 تا t_2 جفت کلیدهای (S_1, S_4) و (S_6, S_7) روشن می‌باشند. در زمان گذار t_2 کلید S_6 خاموش و کلید S_5 روشن خواهد شد. در این لحظه جریان کلیدزنی در سمت ثانویه معادل جمع جریان سلف نشستی و سلف مغناطیس‌شوندگی و مقاومت هسته ترانسفورماتور می‌باشد که به سمت ثانویه ارجاع داده شده‌اند.

مد سوم: در بین زمان‌های t_2 تا t_3 جفت سوئیچ‌های (S_1, S_4) و (S_5, S_7) روشن هستند. در زمان گذار t_3 کلید S_7 خاموش و کلید S_8 روشن می‌شود. در این لحظه جریان کلیدزنی در سمت ثانویه معادل با جمع جریان سلف نشستی و سلف مغناطیس‌شوندگی ترانسفورماتور می‌باشد که به سمت ثانویه ارجاع داده شده‌اند.

مد چهارم: در بین زمان‌های t_3 تا t_4 جفت سوئیچ‌های (S_1, S_4) و (S_5, S_8) روشن می‌باشند و در زمان گذار t_4 کلید S_1 خاموش و کلید S_2 روشن می‌شود. جریان در لحظه گذار t_4 برابر با I_{t4} می‌باشد. از زمان t_4 به بعد، نیم‌سیکل دو مدهای کاری مشابه با نیم‌سیکل اول آغاز می‌گردد. بنابراین از تحلیل آن به دلیل مشابهت با نیم‌سیکل اول صرف‌نظر می‌شود. ذکر این نکته حائز اهمیت می‌باشد که نسبت‌های شیفت فاز (d_1, d_2, d_3) مشخص شده در شکل (۳) در واقع زمان روشن شدن کلیدهای مبدل را نشان می‌دهد. d_1 تأخیر در زمان هدایت کلید S_4 نسبت به کلید S_1 را مشخص می‌کند. به همین ترتیب، d_2 و d_3 به ترتیب تأخیر در هدایت کلیدهای S_5 و S_8 نسبت به کلید S_1 را تعیین می‌کنند. همچنین از آنجایی که کلیدهای هر ساق دارای هدایت متمم نسبت به هم می‌باشند لذا این نسبت شیفت فازها توالی روشن شدن تمامی کلیدهای مبدل را معین می‌کنند.

$$\begin{aligned} i_{aci}(0) &= i_1(0) = -I_{t4} \\ i_{aci}(d_1T) &= i_1(d_1T) = I_{t1} \\ i_{aci}(d_2T) &= i_2(d_2T) = I_{t2} \\ i_{aci}(d_3T) &= i_3(d_3T) = I_{t3} \\ i_{aci}(d_4T) &= i_4(d_4T) = I_{t4} \end{aligned} \quad (10)$$



شکل ۳- شکل موج عملکرد مبدل DAB با مدولاسیون TPS

به منظور بدست آوردن مقدار اولیه جریان‌های I_{t1} ، I_{t2} و I_{t3} که در شکل (۳) دیده می‌شوند با جایگذاری رابطه ۱۰ در رابطه ۹ و حل معادلات به وسیله تبدیل لاپلاس جریان‌های I_{t1} ، I_{t2} ، I_{t3} و I_{t4} براساس روابط ۱۱ تا ۱۴ قابل استخراج می‌باشد. همچنین مقدار متوسط جریان ورودی (\bar{I}_{aci}) و مقدار متوسط جریان خروجی (\bar{I}_{aco}) طبق روابط ۱۵ و ۱۶ قابل دستیابی است. در روابط ۳ تا ۶ و ۱۱ تا ۱۴ جریان مغناطیس‌شوندگی ناشی از L_M و R_M در نظر گرفته نشده است. در عمل، این دو مؤلفه ترانسفورماتور جریان کوچکی را از منبع دریافت می‌کنند و نباید از آن صرف‌نظر کرد. همچنین بازه زمانی ذخیره‌سازی و تخلیه انرژی در اندوکتانس L_M در طول یک دوره تناوب $2T$ مساوی می‌باشد و متوسط جریان سلف مغناطیس‌شوندگی در یک دوره تناوب برابر صفر می‌شود. بنابراین متوسط جریان خروجی \bar{I}_{aco} با لحاظ کردن تاثیر مقاومت مغناطیسی هسته

$$I_{t_1} = \frac{\frac{V'c_3}{Req} - \frac{Vc_1}{Req} e^{-\frac{Req}{Leq}d_1T} - \frac{V'c_3}{Req} e^{-\frac{Req}{Leq}(1+d_1-d_2)T}}{1 + e^{-\frac{ReqT}{Leq}}} \quad (11)$$

$$\frac{\frac{V'c_3}{Req} e^{-\frac{Req}{Leq}(1+d_1-d_3)T} - \frac{Vc_1+V'c_3}{Req} e^{-\frac{ReqT}{Leq}}}{1 + e^{-\frac{ReqT}{Leq}}}$$

$$I_{t_2} = \frac{\frac{Vc_1+V'c_3}{Req} - \frac{Vc_1}{Req} e^{-\frac{Req}{Leq}d_2T} - \frac{Vc_1}{Req} e^{-\frac{Req}{Leq}(d_2-d_1)T}}{1 + e^{-\frac{ReqT}{Leq}}} \quad (12)$$

$$\frac{\frac{V'c_3}{Req} e^{-\frac{Req}{Leq}(1+d_2-d_3)T} - \frac{Vc_1}{Req} e^{-\frac{ReqT}{Leq}}}{1 + e^{-\frac{ReqT}{Leq}}}$$

$$I_{t_3} = \frac{\frac{Vc_1-V'c_3}{Req} - \frac{Vc_1}{Req} e^{-\frac{Req}{Leq}d_3T} - \frac{Vc_1}{Req} e^{-\frac{Req}{Leq}(d_3-d_1)T}}{1 + e^{-\frac{ReqT}{Leq}}} \quad (13)$$

$$+ \frac{\frac{V'c_3}{Req} e^{-\frac{Req}{Leq}(d_3-d_2)T} + \frac{Vc_1-V'c_3}{Req} e^{-\frac{ReqT}{Leq}}}{1 + e^{-\frac{ReqT}{Leq}}}$$

$$I_{t_4} = \frac{\frac{Vc_1-V'c_3}{Req} - \frac{Vc_1}{Req} e^{-\frac{Req}{Leq}(1-d_1)T} + \frac{V'c_3}{Req} e^{-\frac{Req}{Leq}(1-d_2)T}}{1 + e^{-\frac{ReqT}{Leq}}} \quad (14)$$

$$+ \frac{\frac{V'c_3}{Req} e^{-\frac{Req}{Leq}(1-d_3)T} - \frac{V'c_3}{Req} e^{-\frac{ReqT}{Leq}}}{1 + e^{-\frac{ReqT}{Leq}}}$$

$$\bar{I}_{aci} = \frac{Vc_1 + V'c_3}{Req} (d_2 - d_1) + \frac{Vc_1}{Req} (d_3 - d_2) - \frac{Vc_1 - V'c_3}{Req} (1 - d_3)$$

$$- \frac{1}{T} \times \frac{Leq}{Req} \times \left(I_{t_1} - \frac{Vc_1 + V'c_3}{Req} \right) \times \left(e^{-\frac{Req}{Leq}(d_2-d_1)T} - 1 \right) \quad (15)$$

$$- \frac{1}{T} \times \frac{Leq}{Req} \times \left(I_{t_2} - \frac{Vc_1}{Req} \right) \times \left(e^{-\frac{Req}{Leq}(d_3-d_2)T} - 1 \right)$$

$$- \frac{1}{T} \times \frac{Leq}{Req} \times \left(I_{t_3} - \frac{Vc_1 - V'c_3}{Req} \right) \times \left(e^{-\frac{Req}{Leq}(1-d_3)T} - 1 \right)$$

$$\begin{aligned}
 n \times \bar{I}_{aco} = & -\frac{V'_{c3}}{R_{eq}} d_1 - \frac{V_{c1} + V'_{c3}}{R_{eq}} (d_2 - d_1) + \frac{V_{c1} - V'_{c3}}{R_{eq}} (1 - d_3) \\
 & - \frac{1}{T} \times \frac{L_{eq}}{R_{eq}} \times \left(I_{t4} + \frac{V'_{c3}}{R_{eq}} \right) \times \left(e^{-\frac{R_{eq}}{L_{eq}} d_1 T} - 1 \right) \\
 & + \frac{1}{T} \times \frac{L_{eq}}{R_{eq}} \times \left(I_{t1} - \frac{V_{c1} + V'_{c3}}{R_{eq}} \right) \times \left(e^{-\frac{R_{eq}}{L_{eq}} (d_2 - d_1) T} - 1 \right) \\
 & - \frac{1}{T} \times \frac{L_{eq}}{R_{eq}} \times \left(I_{t3} - \frac{V_{c1} - V'_{c3}}{R_{eq}} \right) \times \left(e^{-\frac{R_{eq}}{L_{eq}} (1 - d_3) T} - 1 \right) \\
 & - \frac{V'_{c3}}{R_M} - \frac{V'_{c3}}{R_{SW}}
 \end{aligned} \tag{۱۶}$$

$$\begin{aligned}
 P_{SW} = & \frac{1}{2} V_{c1} (I_{t1} + I_{t4}) \\
 & \times (t_{on} + t_{off}) f_{sw} \times 2 \\
 & + \frac{1}{2} V'_{c3} \left(I_{t2} - I_{t3} + \frac{V'_{c3}}{R_M} \right) \\
 & \times (t_{on} + t_{off}) f_{sw} \times 2
 \end{aligned} \tag{۲۳}$$

۳-۴- مقاومت مجازی تلفات کلیدزنی (Rsw)

توان تلف شده طی فرآیند کلیدزنی را می‌توان براساس رابطه ۲۳ پیدا کرد. برای درک اثر تلفات کلیدزنی بروی مدل‌سازی مبدل، ساده‌سازی‌های بعدی لحاظ می‌شود. اولاً، R_M و L_M بسیار بزرگتر از R_{eq} و L_{eq} بوده و تاثیرشان بروی تلفات کلیدزنی قابل صرف‌نظر می‌باشد. به عنوان یک فرض دیگر، بهره ولتاژی مبدل DAB ($\frac{V_{is}}{V_{os}}$) تقریباً برابر با $\frac{1}{n}$ برای شرایط کاری بهینه می‌باشد. بنابراین، رابطه ۲۴ فرض قابل قبول است.

$$\frac{V_{c1}}{V_{c3}} \cong \frac{1}{n} \tag{۲۴}$$

با این فرضیات، تلفات توان حقیقی رابطه ۲۳ را می‌توان به صورت زیر معادل کرد.

$$\begin{aligned}
 P_{SW} = & V_{c1} (I_{t1} + I_{t4} + I_{t2} - I_{t3}) \\
 & \times (t_{on} + t_{off}) f_{sw}
 \end{aligned} \tag{۲۵}$$

از طرف دیگر همانطور که در شکل ۳ مشاهده می‌شود، جریان سلف نشستی IL به صورت خطی-تکه‌ای می‌باشد و لذا روابط زیر را می‌توان استنتاج نمود:

$$L_{eq} \frac{(I_{t1} + I_{t4})}{d_1 T} = V'_{c3} \tag{۲۶}$$

$$L_{eq} \frac{(I_{t3} - I_{t2})}{(d_3 - d_2) T} = V_{c1} \tag{۲۷}$$

۳-۳- تخمین تلفات کلیدزنی مبدل

به منظور محاسبه تلفات کلیدزنی در مبدل DAB از رابطه ۱۷ استفاده می‌شود. ساختار یک مبدل DAB از دو مبدل تمام‌پل (FB)^{۱۸} تشکیل شده است که هر کدام از پل‌ها دارای ۴ سوئیچ می‌باشند. بنابراین میزان تلفات کلیدزنی مبدل DAB معادل جمع جبری تلفات کلیدزنی ۸ سوئیچ خواهد بود.

$$P_{SW} = \sum_{i=1}^8 \frac{1}{2} V_{sw_i} I_{sw_i} (t_{on} + t_{off}) f_{sw} \tag{۱۷}$$

که i شمارنده‌ی تعداد سوئیچ‌های مبدل DAB در شکل (۲) می‌باشد. با فرض مدولاسیون TPS و مطابق شکل (۳)، جریان لحظه‌ای در زمان کلیدزنی را می‌توان به صورت روابط ۱۸ تا ۲۱ بیان کرد:

$$I_{SW_{1,3}} = I_{t1} \tag{۱۸}$$

$$I_{SW_{2,4}} = I_{t4} \tag{۱۹}$$

$$I_{SW_{6,8}} = \frac{1}{n} (I_{t2} + i_{M,Peak}) \tag{۲۰}$$

$$I_{SW_{5,7}} = \frac{1}{n} \left(-I_{t3} + \frac{V'_{c3}}{R_M} - i_{M,Peak} \right) \tag{۲۱}$$

بیشترین مقدار جریان مغناطیس‌شوندگی از طریق رابطه ۲۲ بدست می‌آید.

$$\begin{aligned}
 L_M \frac{(i_{M,Peak} - (-i_{M,Peak}))}{T} & = V'_{c3} \\
 \Leftrightarrow i_{M,Peak} & = \frac{1}{2} V'_{c3} \times \frac{T}{L_M}
 \end{aligned} \tag{۲۲}$$

با جایگذاری روابط ۱۸ تا ۲۱ در رابطه ۱۷، تلفات کلیدزنی به صورت رابطه ۲۳ بدست خواهد آمد.

¹⁸ Full Bridge

بررسی اثرات المان‌های مداری بر روی عملکرد مبدل DAB به جای مدل مداری که در آن از کلیدها استفاده می‌شود بهره جست. همچنین تحلیل سیگنال کوچک و توابع تبدیل کنترلی قابل دستیابی هستند.

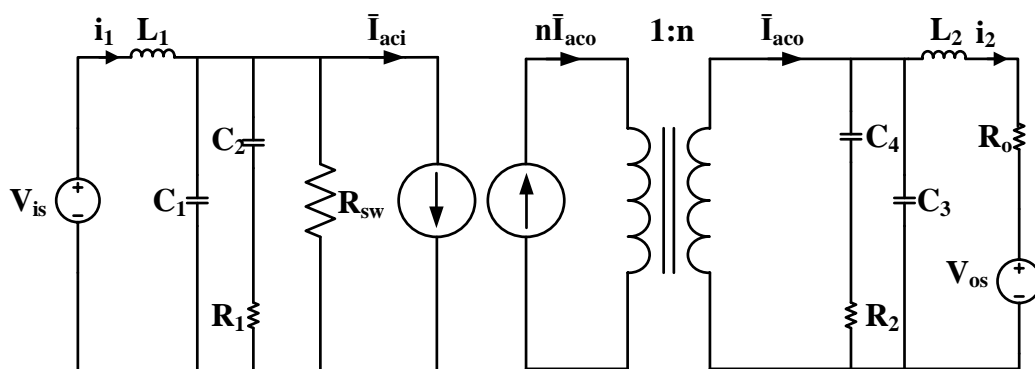
۳-۶- مدل سیگنال کوچک مبدل DAB

به منظور بدست آوردن مدل سیگنال کوچک برای مبدل DAB حول یک نقطه کار DC، پارامترها بایستی به صورت جمع دو مؤلفه‌ی مقدار ثابت DC و یک مقدار دارای اعوجاج AC به صورت زیر در نظر گرفته شود:

$$\begin{aligned} v_{is} &= \bar{V}_{is} + \hat{v}_{is} \\ v_{os} &= \bar{V}_{os} + \hat{v}_{os} \\ d_1 &= \bar{D}_1 + \hat{d}_1 \\ d_2 &= \bar{D}_2 + \hat{d}_2 \\ d_3 &= \bar{D}_3 + \hat{d}_3 \end{aligned} \quad (30)$$

بعلاوه، متغیرهای حالت $V_{c1}, V_{c2}, V_{c3}, V_{c4}$ و i_1, i_2, i_3 را می‌توان به صورت زیر در نظر گرفت، یعنی:

$$\begin{aligned} i_1 &= \bar{I}_1 + \hat{i}_1 \\ i_2 &= \bar{I}_2 + \hat{i}_2 \\ v_{c1} &= \bar{V}_{c1} + \hat{v}_{c1} \\ v_{c2} &= \bar{V}_{c2} + \hat{v}_{c2} \\ v_{c3} &= \bar{V}_{c3} + \hat{v}_{c3} \\ v_{c4} &= \bar{V}_{c4} + \hat{v}_{c4} \end{aligned} \quad (31)$$



شکل ۴- مدل مقدار میانگین کاهش مرتبه‌یافته مبدل DAB با منابع جریان وابسته و در نظر گرفتن تلفات کلیدزنی

است.

به کمک روابط ۳۰ و ۳۱ و جایگذاری آنها در معادلات حالت حاکم بر عملکرد سیستم (روابط ۳-۸)، مدل سیگنال کوچک مبدل براساس روابط ۳۲ تا ۴۹ بدست می‌آید.

سپس می‌توان روابط ۲۶ و ۲۷ را در رابطه ۲۵ قرار داد و یک رابطه‌ی ساده شده برای محاسبه تلفات کلیدزنی به شیف‌ت‌فازهای سه گانه و بصورت زیر بدست آورد:

$$P_{SW} = \frac{V_{c1}^2}{2L_{eq}} (d_1 + d_2 - d_3) \times (t_{on} + t_{off}) f_{sw} \quad (28)$$

نهایتاً براساس رابطه اخیر مقاومت مجازی کلیدزنی به صورت زیر بدست می‌آید:

$$R_{SW} = \frac{V_{c1}^2}{P_{SW}} = \frac{2L_{eq}}{(d_1 + d_2 - d_3)(t_{on} + t_{off})} \quad (29)$$

۳-۵- مدل کاهش مرتبه‌یافته پیشنهادی مبدل DAB

با توجه به مقدار متوسط جریان‌های ورودی و خروجی مطابق با روابط ۱۵ و ۱۶، بخش‌های کلید و ترانسفورماتور به صورت دو منبع جریان وابسته قابل مدل کردن است. بنابراین حذف اندوکتانس معادل و اندوکتانس مغناطیسی ترانسفورماتور (L_{eq}, L_M) به منزله کاهش مرتبه مدار معادل بدست آمده می‌باشد. به این مدل، یک مدل مقدار میانگین کاهش مرتبه یافته (RAVM) گفته می‌شود که در شکل (۴) نشان داده شده است. مزیت اصلی این مدل نسبت به مدل مداری، حذف المان‌های غیرخطی نظیر ادوات کلیدزنی و ترانسفورماتور می‌باشد. با توجه به اینکه المان‌های کلیدزنی در این مدل معرفی شده وجود ندارند بنابراین می‌توان از این مدل برای شبیه‌سازی در محیط نرم‌افزار و

با قراردادن رابطه ۳۰ و ۳۱ در معادلات حالت حاکم بر عملکرد سیستم (روابط ۳ تا ۸) و حذف مؤلفه‌های DC از دوطرف معادله و نادیده گرفتن مؤلفه‌های ac مرتبه دو و بالاتر، مدل سیگنال کوچک مبدل DAB قابل دستیابی

$$C_4 \frac{d\hat{v}_{c4}}{dt} = \frac{\hat{v}_{c3} - \hat{v}_{c4}}{R_2} \quad (35)$$

$$C_1 \frac{d\hat{v}_{c1}}{dt} = \hat{i}_1 - \hat{i}_{aci} - \frac{\hat{v}_{c1} - \hat{v}_{c2}}{R_1} - \frac{\hat{v}_{c1}}{R_{SW}} \quad (36)$$

$$C_3 \frac{d\hat{v}_{c3}}{dt} = \hat{i}_{aco} - \hat{i}_2 - \frac{\hat{v}_{c3} - \hat{v}_{c4}}{R_2} \quad (37)$$

$$\hat{i}_{aci} = p_1 \hat{d}_1 + p_2 \hat{d}_2 + p_3 \hat{d}_3 + q \hat{v}_{c1} + r \hat{v}_{c3} \quad (38)$$

$$n \times \hat{i}_{aco} = x_1 \hat{d}_1 + x_2 \hat{d}_2 + x_3 \hat{d}_3 + y \hat{v}_{c1} + z \hat{v}_{c3} \quad (39)$$

$$p_1 = -\frac{V_{c1} + V'_{c3}}{R_{eq}} + \frac{V_{c1} e^{-\frac{R_{eq} D_1 T}{L_{eq}}} + V_{c1} e^{-\frac{R_{eq} (1-D_1) T}{L_{eq}}}}{R_{eq} \left(1 + e^{-\frac{R_{eq} T}{L_{eq}}}\right)} \quad (40)$$

$$+ \frac{V'_{c3} e^{-\frac{R_{eq} (1+D_1-D_2) T}{L_{eq}}} + V'_{c3} e^{-\frac{R_{eq} (1+D_1-D_3) T}{L_{eq}}}}{R_{eq} \left(1 + e^{-\frac{R_{eq} T}{L_{eq}}}\right)}$$

$$p_2 = \frac{V'_{c3}}{R_{eq}} - \frac{V'_{c3} e^{-\frac{R_{eq} (1-D_2) T}{L_{eq}}} + V'_{c3} e^{-\frac{R_{eq} (1+D_1-D_2) T}{L_{eq}}}}{R_{eq} \left(1 + e^{-\frac{R_{eq} T}{L_{eq}}}\right)} \quad (41)$$

$$p_3 = \frac{V'_{c3}}{R_{eq}} - \frac{V'_{c3} e^{-\frac{R_{eq} (1-D_3) T}{L_{eq}}} + V'_{c3} e^{-\frac{R_{eq} (1+D_1-D_3) T}{L_{eq}}}}{R_{eq} \left(1 + e^{-\frac{R_{eq} T}{L_{eq}}}\right)} \quad (42)$$

$$q = \frac{1 - D_1}{R_{eq}} - \frac{1}{T} \times \frac{L_{eq}}{R_{eq}} \times \frac{1 + e^{-\frac{R_{eq} D_1 T}{L_{eq}}} - e^{-\frac{R_{eq} (1-D_1) T}{L_{eq}}} - e^{-\frac{R_{eq} T}{L_{eq}}}}{R_{eq} \left(1 + e^{-\frac{R_{eq} T}{L_{eq}}}\right)} \quad (43)$$

$$r = \frac{1}{n} \left[\begin{aligned} & -\frac{1 + D_1 - D_2 - D_3}{R_{eq}} + \frac{1}{T} \times \frac{L_{eq}}{R_{eq}} \times \frac{2 - e^{-\frac{R_{eq} (1-D_2) T}{L_{eq}}} - e^{-\frac{R_{eq} (1-D_3) T}{L_{eq}}}}{R_{eq} \left(1 + e^{-\frac{R_{eq} T}{L_{eq}}}\right)} \\ & -\frac{1}{T} \times \frac{L_{eq}}{R_{eq}} \times \frac{e^{-\frac{R_{eq} (1+D_1-D_2) T}{L_{eq}}} + e^{-\frac{R_{eq} (1+D_1-D_3) T}{L_{eq}}} - 2e^{-\frac{R_{eq} T}{L_{eq}}}}{R_{eq} \left(1 + e^{-\frac{R_{eq} T}{L_{eq}}}\right)} \end{aligned} \right] \quad (44)$$

ضرایب مشخص شده در معادلات ۳۸ و ۳۹ در معادلات ۴۰ تا ۴۹ مشخص می‌شوند. با توجه به معادلات ۳۰ تا ۴۹ می‌توان مدل سیگنال کوچک برای مبدل DAB همانند مدل سیگنال بزرگ را بدست آورد. تنها تفاوت مدل سیگنال کوچک و مدل سیگنال بزرگ تعویض متغیرهای dc با متغیرهای ac می‌باشد. بنابراین به دلیل شباهت شکلی، از آوردن شکل مدل سیگنال کوچک خودداری می‌گردد.

$$L_1 \frac{d\hat{i}_1}{dt} = \hat{v}_{is} - \hat{v}_{c1} \quad (32)$$

$$L_2 \frac{d\hat{i}_2}{dt} = \hat{v}_{c3} - \hat{v}_{os} - R_o \hat{i}_2 \quad (33)$$

$$C_2 \frac{d\hat{v}_{c2}}{dt} = \frac{\hat{v}_{c1} - \hat{v}_{c2}}{R_1} \quad (34)$$

$$x_1 = \frac{V_{c1}}{R_{eq}} - \frac{V_{c1} e^{-\frac{Req(D_2-D_1)T}{Leq}} + V_{c1} e^{-\frac{Req(D_3-D_1)T}{Leq}}}{R_{eq} \left(1 + e^{-\frac{ReqT}{Leq}}\right)} \quad (45)$$

$$x_2 = -\frac{V_{c1} + V'_{c3}}{R_{eq}} + \frac{V_{c1} e^{-\frac{ReqD_2T}{Leq}} + V_{c1} e^{-\frac{Req(D_2-D_1)T}{Leq}}}{R_{eq} \left(1 + e^{-\frac{ReqT}{Leq}}\right)} + \frac{V'_{c3} e^{-\frac{Req(D_3-D_2)T}{Leq}} + V'_{c3} e^{-\frac{Req(1+D_2-D_3)T}{Leq}}}{R_{eq} \left(1 + e^{-\frac{ReqT}{Leq}}\right)} \quad (46)$$

$$x_3 = -\frac{V_{c1} - V'_{c3}}{R_{eq}} + \frac{V_{c1} e^{-\frac{ReqD_3T}{Leq}} + V_{c1} e^{-\frac{Req(D_3-D_1)T}{Leq}}}{R_{eq} \left(1 + e^{-\frac{ReqT}{Leq}}\right)} - \frac{V'_{c3} e^{-\frac{Req(D_3-D_2)T}{Leq}} + V'_{c3} e^{-\frac{Req(1+D_2-D_3)T}{Leq}}}{R_{eq} \left(1 + e^{-\frac{ReqT}{Leq}}\right)} \quad (47)$$

$$y = \frac{1 + D_1 - D_2 - D_3}{R_{eq}} + \frac{1}{T} \times \frac{Leq}{R_{eq}} \times \frac{2 - e^{-\frac{ReqD_2T}{Leq}} - e^{-\frac{ReqD_3T}{Leq}}}{R_{eq} \left(1 + e^{-\frac{ReqT}{Leq}}\right)} - \frac{1}{T} \times \frac{Leq}{R_{eq}} \times \frac{e^{-\frac{Req(D_2-D_1)T}{Leq}} + e^{-\frac{Req(D_3-D_1)T}{Leq}} - 2e^{-\frac{ReqT}{Leq}}}{R_{eq} \left(1 + e^{-\frac{ReqT}{Leq}}\right)} \quad (48)$$

$$z = \frac{1}{n} \left[\frac{1}{T} \times \frac{Leq}{R_{eq}} \times \frac{1 - e^{-\frac{Req(1+D_2-D_3)T}{Leq}} + e^{-\frac{Req(D_3-D_2)T}{Leq}} - e^{-\frac{ReqT}{Leq}}}{R_{eq} \left(1 + e^{-\frac{ReqT}{Leq}}\right)} - \frac{1 + D_2 - D_3}{R_{eq}} - \frac{1}{R_{SW}} - \frac{1}{R_M} \right] \quad (49)$$

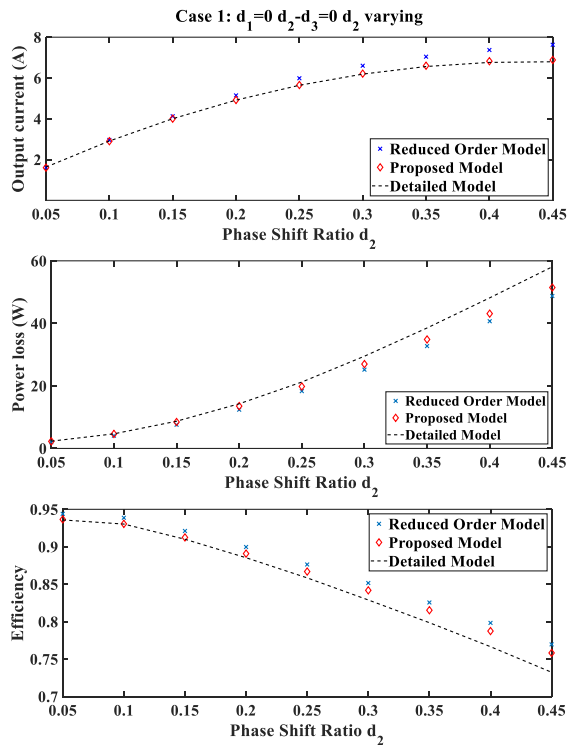
مقایسه مدل‌سازی با رفتار واقعی مبدل از نرم‌افزار PLECS استفاده می‌شود که امکان شبیه‌سازی مبدل‌های الکترونیک قدرت را تسهیل می‌کند [۴۹]. این نرم‌افزار شامل دو نسخه مستقل و جعبه‌ابزار سیمولینک متلب می‌باشد که امکان

۴- نتایج شبیه‌سازی

این بخش به شبیه‌سازی مدل مقدار میانگین‌گیری شده پیشنهادی و مقایسه آن با مدل مداری مبدل DAB در محیط شبیه‌ساز سیمولینک متلب^{۱۹} می‌پردازد. به منظور

¹⁹ SIMULINK MATLAB

که مقدار D_1 برابر صفر و نسبت‌های شیفت‌فاز D_2 و D_3 برابر با هم تغییر کنند. دقت مدل پیشنهادی با فرض مقادیر فوق مورد بازبینی قرار می‌گیرد. نتایج مقایسه مدل مداری^{۲۰} و مدل مقدار میانگین کاهش مرتبه یافته پیشنهادی که در بخش ۳-۵ اشاره گردیده است در شکل (۵) نشان داده شده است.



شکل ۵- منحنی جریان خروجی، تلفات توان و بازده مبدل در شرایط کاری اول

نتایج شبیه‌سازی در این شکل علاوه بر مدل مداری و مدل پیشنهادی، با یک مدل کاهش مرتبه یافته (Reduced Order Model) مقایسه گردیده است که در آن از تلفات کلیدزنی صرف‌نظر شده است. همان‌گونه که از این نتایج استنباط می‌گردد دقت مدل پیشنهادی (Proposed Model) برای ارزیابی رفتار مدل مداری مبدل DAB بهتر از مدل کاهش مرتبه یافته است. بهبود دقت عملکرد مدل بویژه در تعیین تلفات توان و در نتیجه بازدهی مبدل به خوبی نشان می‌دهد که مدل پیشنهادی با خطای کمتری رفتار مبدل را دنبال می‌کند.

حالت دوم: مدولاسیون نسبت وظیفه^{۲۱} برای سمت اولیه ($0 < D_1 < D_2 < 1$, $D_3 - D_2 = 0$)

تحلیل همزمان مدل مداری و مدار معادل پیشنهادی را فراهم می‌کند. روش مقایسه بدین صورت است که مدل پیشنهادی در نرم‌افزار سیمولینک به همراه مدل مداری ساخته شده در نرم‌افزار PLECS به صورت همزمان به اجرا درمی‌آید و نتایج شبیه‌سازی هر دو مدل مورد بررسی قرار می‌گیرد. در این بخش به منظور بررسی نتایج شبیه‌سازی، پارامترهای کنترلی (D_1, D_2, D_3) که نسبت‌های مرتبط با تأخیر وصل کلیدهای قدرت در مبدل DAB را تعیین می‌کنند، در چهار حالت کاری مختلف مورد بررسی قرار می‌گیرند تا شایستگی مدل پیشنهادی برای مدولاسیون‌های متفاوت را بررسی و صحت‌سنجی کند. در ادامه به بررسی جریان خروجی بار (i_2)، تلفات توان مبدل و بازدهی مبدل در چهار وضعیت کاری متفاوت پرداخته شده است. به منظور محاسبه تلفات توان و بازدهی مبدل DAB از روابط زیر استفاده می‌گردد.

$$P_{loss} = V_{is} \times i_1 - v_o \times i_2 \quad (50)$$

$$v_o = V_{os} + R_o \times i_2 \quad (51)$$

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{v_o \times i_2}{V_{is} \times i_1} = \frac{(V_{os} + R_o \cdot i_2) \times i_2}{V_{is} \times i_1} \quad (52)$$

متغیرهای V_{os} و V_{is} به ترتیب منبع تغذیه ورودی و خروجی مبدل DAB می‌باشند که در شکل (۴) نمایش داده شده‌اند. همچنین جریان منبع تغذیه ورودی و خروجی به صورت متغیرهای i_1 و i_2 در این شکل قابل ملاحظه می‌باشد. توان تلف‌شده معادل تفاضل توان ورودی و خروجی مبدل می‌باشد که در رابطه ۵۰ بیان شده است. همچنین جهت محاسبه بازدهی مبدل از رابطه ۵۲ استفاده می‌شود که در آن V_o به صورت رابطه ۵۱ بدست خواهد آمد. در ادامه به بررسی مدل مقدار میانگین کاهش مرتبه یافته معرفی شده (شکل ۴) و مقایسه نتایج شبیه‌سازی آن نسبت به مدل مداری مبدل (شکل ۱) پرداخته می‌شود.

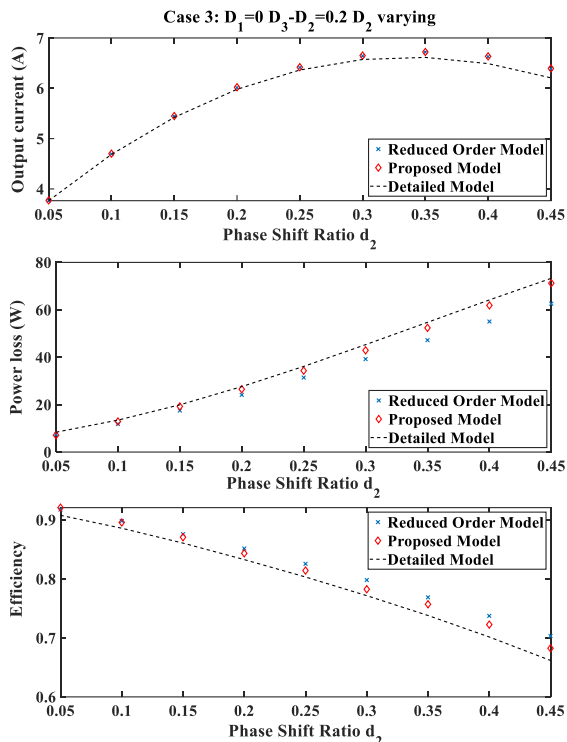
حالت اول: مدولاسیون شیفت‌فاز واحد

$$(D_1 = 0 , 0 < D_2 < 1 , D_3 - D_2 = 0)$$

این حالت مشابه مدولاسیون SPS می‌باشد. فرض می‌شود

²⁰ Detailed Model

²¹ Duty Ratio Modulation



شکل ۷- منحنی جریان خروجی، تلفات توان و بازده مبدل در شرایط کاری سوم

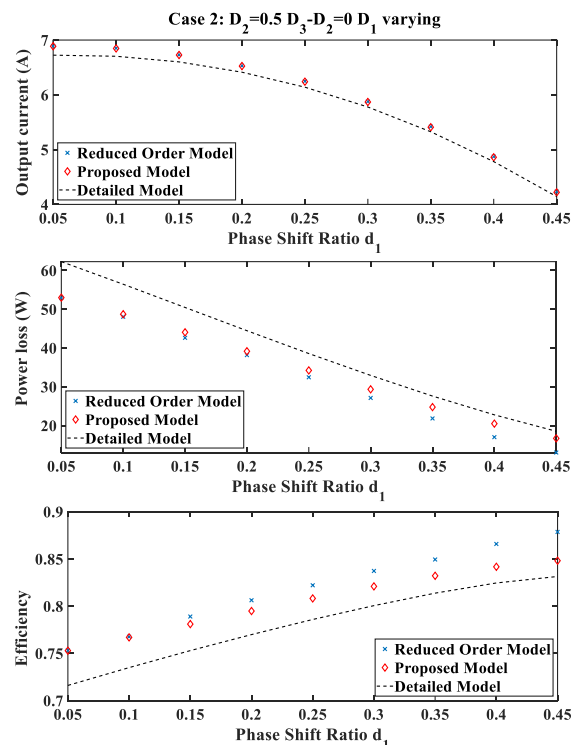
حالت سوم: مدولاسیون نسبت وظیفه برای سمت ثانویه ($0 < D_2 < D_3 < 1$, $D_1 = 0$)

این حالت نیز مشابه با مدولاسیون EPS می‌باشد با این تفاوت که این بار تأخیر در وصل شدن کلیدهای قطری پل برای سمت ثانویه ترانسفورماتور مورد بررسی قرار می‌گیرد و نسبت شیفت‌فاز پل اولیه برابر صفر و نسبت‌های شیفت‌فاز ثانویه D_2 و D_3 غیرمساوی و متغیر خواهند بود. مدل پیشنهادی تحت شرایط کاری با مقادیر فرضی $D_1=0$ و $D_3-D_2=0.2$ مورد بررسی قرار گرفته است. شکل (۷) نتایج شبیه‌سازی رفتار مبدل DAB در این شرایط را نشان می‌دهد. همان‌طور که مشاهده می‌شود مدل پیشنهادی در نسبت‌های شیفت‌فاز از مقادیر کم تا زیاد به خوبی رفتار مبدل را تقلید می‌کند. دقت مدل‌سازی در این حالت مشابه با حالت دوم می‌باشد و مدل پیشنهادی در محدوده وسیعی از مقادیر کم تا زیاد نسبت‌های شیفت‌فاز به خوبی رفتار مدل مداری مبدل DAB را دنبال می‌کند.

حالت چهارم: مدولاسیون نسبت وظیفه برای دو سمت ترانسفورماتور ($0 < D_1 < D_2 < D_3 < 1$)

این حالت مشابه با مدولاسیون TPS بوده و حالت کامل تمامی مدولاسیون‌های رایج بکار رفته در حالت‌های قبلی است. در این وضعیت تأخیر زمان روشن و خاموش شدن

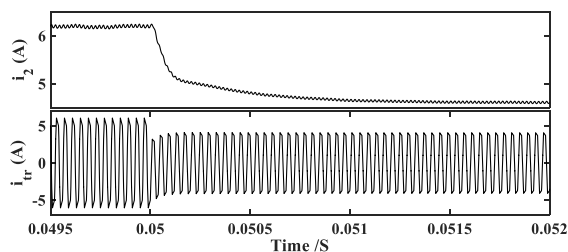
این حالت مشابه با مدولاسیون EPS می‌باشد. در این وضعیت نسبت‌های شیفت‌فاز D_2 و D_3 با هم مساوی هستند و در واقع تأخیر بین روشن و خاموش شدن کلیدهای قطری در پل ثانویه وجود ندارد و تنها پل ثانویه به نسبت پل اولیه دارای یک تأخیر فاز در روشن شدن کلیدهای مشابه با سمت اولیه می‌باشد و در سمت اولیه تأخیر در وصل شدن کلید S_4 نسبت به کلید S_1 و به طور مشابه کلید S_2 نسبت به S_3 وجود دارد. نسبت شیفت‌فاز پل سمت اولیه ترانسفورماتور (D_1) متغیر و دارای مقداری بزرگتر از صفر و کوچکتر از نسبت شیفت‌فاز ثابت پل ثانویه ترانسفورماتور می‌باشد. نتایج شبیه‌سازی در این شرایط با فرض مقادیر $D_2=D_3=0.5$ در حالیکه D_1 تغییر می‌کند در شکل (۶) نشان داده شده است.



شکل ۶- منحنی جریان خروجی، تلفات توان و بازده مبدل در شرایط کاری دوم

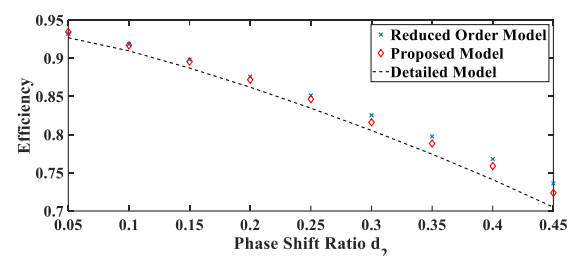
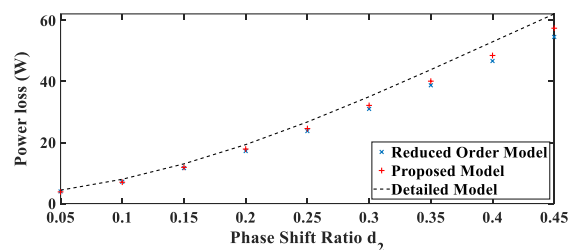
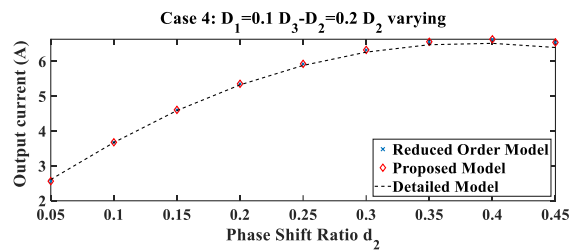
همان‌گونه که در این شکل دیده می‌شود هر چقدر نسبت شیفت‌فاز بزرگتر می‌گردد مدل پیشنهادی با خطای کمتر و دقت بالاتری به نسبت مدل RAVM به تخمین مدل مداری مبدل می‌پردازد. در نتیجه می‌توان گفت دقت مدل پیشنهادی در توان‌های بالاتر بهتر از مدل کاهش مرتبه‌یافته می‌باشد و در توان‌های پایین‌تر دقت هر دو مدل به یک میزان می‌باشد.

کاهش مرتبه یافته مطابق شکل های (۶) تا (۸) توانست رفتار مدل مداری را با دقت خوبی دنبال کند، لذا می توان از این مدل به منظور بررسی رفتار دینامیکی مبدل DAB در شرایط تغییرات لحظه ای هریک از المان های کنترلی استفاده کرد. در این بخش فرض می گردد که مبدل با روش مدولاسیون TPS حول یک نقطه کار حالت ماندگار ($D_3=0.5, D_2=0.3, D_1=0.1$) در حال کار می باشد. در لحظه $t=0.05$ s یکی از پارامترهای کنترلی شیفت فاز ناگهان از مقدار تعیین شده کاری تغییر می کند و دو متغیر دیگر شیفت فاز ثابت باقی می ماند. با توجه به اینکه کدامیک از متغیرهای شیفت فاز دچار تغییر ناگهانی شده است سه حالت ممکن پیش می آید که در هر حالت جریان سلف ناشی ترانسفورماتور (i_{Tr}) و جریان خروجی مبدل (i_2) مطابق شکل (۹) تا (۱۱) دچار تغییر می شوند. در شکل (۹) متغیر شیفت فاز D_1 در لحظه 0.05 ثانیه دچار تغییر ناگهانی می شود و مقدار آن از 0.1 به 0.3 تغییر می کند و متغیرهای شیفت فاز D_2 و D_3 در مقدار پیش فرض تعیین شده ثابت باقی می ماند. با توجه به اینکه افزایش نسبت شیفت فاز D_1 منجر به کاهش زمان انتقال انرژی نسبت به نقطه کار پیش فرض می شود این انتظار می رود که جریان ترانسفورماتور و جریان خروجی شروع به کاهش کنند تا در نهایت در نقطه کاری جدید به تعادل برسند همانطور که شکل (۹) نشان می دهد. در شکل (۱۰) متغیر کنترلی D_2 ناگهان دچار تغییر آنی می گردد و از مقدار پیش فرض 0.3 به مقدار جدید 0.5 در لحظه 0.05 ثانیه تغییر می کند درحالی که پارامترهای شیفت فاز کنترلی D_1 و D_3 ثابت باقی می ماند. از آنجایی که ایجاد این تغییر منجر به بیشتر شدن زمان انتقال توان از سمت اولیه به سمت ثانویه می شود بنابراین مقدار جریان ترانسفورماتور و جریان خروجی مبدل شروع به افزایش می کند و پس از طی مدت زمانی در نقطه کاری جدید به تعادل می رسد.



شکل ۹- جریان ترانسفورماتور و جریان خروجی در شرایط تغییر متغیر کنترلی D_1 از مقدار 0.1 به 0.3 در لحظه $t=0.05$ s

کلیدهای قطری برای هر دو پل سمت اولیه و ثانویه وجود دارد و در نهایت پل سمت ثانویه نسبت به اولیه دارای یک تأخیر هدایت کلیدهای مشابه به پل اولیه می باشد. شبیه سازی مدل پیشنهادی در این حالت برای شرایط کاری $D_1=0.1$ و $D_3=D_2=0.2$ در حالیکه D_2 مقدار متغییری دارد مورد بررسی قرار گرفته و نتایج آن در شکل (۸) قابل مشاهده می باشد.



شکل ۸- منحنی جریان خروجی، تلفات توان و بازده مبدل در شرایط کاری چهارم

همان گونه که در این شکل دیده می شود مدل پیشنهادی در مقادیر متفاوت شیفت فاز پل ثانویه به خوبی توانسته است تطابق خوبی با رفتار مدل مداری مبدل DAB داشته باشد. بنابراین می توان نتیجه گرفت که مدل معرفی شده توانسته است به خوبی رفتار مبدل در شرایط کاری متفاوت را تقلید نماید.

۵- پاسخ دینامیکی حلقه باز مبدل DAB

در این قسمت فرض می شود مبدل در یک حالت ماندگار در حال کار می باشد. سپس با تغییر ناگهانی یکی از مؤلفه های کنترلی نسبت های شیفت فاز مبدل، پاسخ حلقه باز مبدل بروی خروجی بار و ترانسفورماتور مورد بررسی و ارزیابی قرار می گیرد. با توجه به اینکه مدل پیشنهادی

شرایط کاری مختلف به ویژه در محدوده فرکانس بالا خواهد شد. مزیت مدل پیشنهادی حذف متغیرهای غیرخطی نظیر کلیدها و ترانسفورماتور براساس روابط جریان متوسط عبوری از آنهاست. لحاظ کردن تمامی المان‌هایی که در ایجاد تلفات و عملکرد مبدل مؤثر می‌باشند منجر به بهبود عملکرد مدل پیشنهادی نسبت به سایر روش‌ها می‌گردد. به منظور صحت‌سنجی و ارزیابی دقت مدل پیشنهادی، نتایج شبیه‌سازی برای چهار حالت کاری که مدولاسیون‌های کاری مختلف مبدل DAB را نشان می‌دهند مورد بررسی قرار گرفت. مدل پیشنهادی در تمامی حالت‌ها توانسته است رفتار مبدل مداری را به خوبی تقلید نماید و به دلیل در نظر گرفتن تلفات کلیدزنی در تخمین بازدهی و تلفات مبدل از روش‌های مرسوم می‌کنند که از تلفات کلیدزنی صرف‌نظر می‌کنند بهتر عمل می‌کند. همچنین پاسخ دینامیکی حلقه باز مدل پیشنهادی برای مبدل DAB تحت تغییر ناگهانی هر یک از پارامترهای کنترلی (D_1, D_2, D_3) به خوبی توانسته نتایج امیدوار کننده‌ای بدنبال داشته باشد. با استفاده از مدولاسیون شیفت‌فاز سه‌گانه (TPS)، امکان بررسی عملکرد مبدل در مدولاسیون‌های شیفت‌فاز مختلف (SPS، DPS و EPS) فراهم آمده و بدین ترتیب و با ارائه یک تحلیل یکپارچه، قابلیت بررسی عدم قطعیت در مقادیر پارامترهای کنترلی و اعوجاج در مقادیر ورودی و خروجی فراهم می‌شود.

تقدیر و تشکر

در انجام این پژوهش از امکانات آزمایشگاهی و تجهیزات دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر دانشگاه سمنان استفاده شده است. بنابر این نویسندگان مراتب تقدیر و تشکر خود را از مسئولین محترم این دانشکده که همکاری لازم را به عمل آورده‌اند اعلام می‌دارند.

تعارض منافع

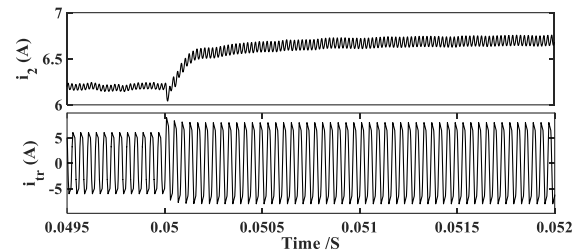
نویسندگان اعلام می‌کنند که در مورد انتشار این مقاله تعارض منافع وجود ندارد.

تاییدیه اخلاقی

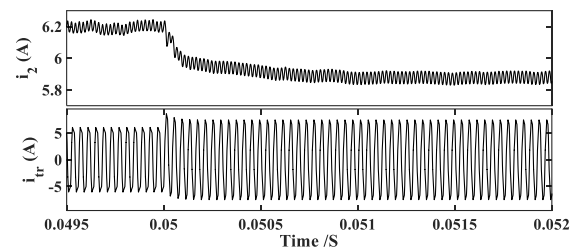
نویسندگان متعهد می‌شوند که مطالب این مقاله را در هیچ مجله دیگری به چاپ نرسانند.

مشارکت‌های نویسندگان

سید امید گلپایگانی: روش‌شناسی، نرم‌افزار، اعتبارسنجی، نگارش پیش‌نویس اصلی، بررسی و ویرایش، منابع



شکل ۱۰- جریان ترانسفورماتور و جریان خروجی در شرایط تغییر متغیر کنترلی D_2 از مقدار 0.3 به 0.5 در لحظه $t=0.05s$



شکل ۱۱- جریان ترانسفورماتور و جریان خروجی در شرایط تغییر متغیر کنترلی D_3 از مقدار 0.5 به 0.6 در لحظه $t=0.05s$

در شکل (۱۱) متغیر کنترلی D_3 دچار تغییر ناگهانی می‌شود و در زمان 0.05 ثانیه از مقدار پیش‌فرض 0.5 به مقدار جدید 0.6 تغییر می‌کند و نسبت‌های شیفت‌فاز D_1 و D_2 تغییری نمی‌کنند. با توجه به اینکه پارامتر کنترلی D_3 تاخیر در هم زمان روشن بودن یا خاموش شدن کلیدهای قطری مبدل در سمت ثانویه را کنترل می‌کند لذا این افزایش مقدار منجر به افزایش تأخیر در وصل کلیدهای قطری و در نتیجه کاهش زمان انتقال توان از سمت اولیه به سمت ثانویه می‌شود. در نتیجه همان‌گونه که در شکل (۱۱) مشاهده می‌شود جریان خروجی کاهش اما جریان ترانسفورماتور افزایش می‌یابد. با توجه به تشریح مدهای کاری مبدل DAB در بخش ۳-۲، این‌گونه می‌توان بیان کرد که جریان سلف نشستی ترانسفورماتور در زمان هدایت جفت کلیدهای (S_5, S_7) همچنان افزایش پیدا می‌کند چرا که ولتاژ دو سر سلف برابر $V_{in} +$ می‌باشد.

۶- نتیجه‌گیری

در این مقاله یک مدل کاهش مرتبه‌یافته جدید برای مبدل DAB معرفی شده است. در این مدل پیشنهادی با محاسبه و لحاظ کردن تلفات کلیدزنی و بیان آن به صورت یک مقاومت مجازی در مدل‌سازی، باعث بهبود دقت مدل‌سازی می‌شود. علاوه بر این در نظر گرفتن تلفات کلیدزنی در مدل‌سازی منجر به بهبود تخمین تلفات و بازدهی مبدل در

منابع مالی

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

مصطفی جزائری: روش‌شناسی، اعتبارسنجی، بررسی و

ویرایش محتوا، راهنمایی

ناصر اسکندریان: روش‌شناسی، اعتبارسنجی، بررسی و

ویرایش محتوا، راهنمایی

مراجع

- [1] H. Qin, and J.W. Kimball. "Solid-state transformer architecture using AC–AC dual-active-bridge converter." *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 60, no. 9 (2013): 3720–3730.
- [2] Y. Shi, R. Li, Y. Xue, and H. Li. "Optimized operation of current-fed dual active bridge DC–DC converter for PV applications." *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 62, no. 11 (2015): 6986–6995.
- [3] S.P. Engel, N. Soltau, H. Stagge, and R.W. De Doncker. "Dynamic and balanced control of three-phase high-power dual-active bridge DC–DC converters in DC-grid applications." *IEEE Transactions on Power Electronics* 28, no. 4 (2013): 1880–1889.
- [4] L. Xue, Z. Shen, D. Boroyevich, P. Mattavelli, and D. Diaz. "Dual active bridge-based battery charger for plug-in hybrid electric vehicle with charging current containing low frequency ripple." *IEEE Transactions on Power Electronics* 30, no. 12 (2015): 7299–7307.
- [5] F. Krismer, and J.W. Kolar. "Efficiency-optimized high-current dual active bridge converter for automotive applications." *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 59, no. 7 (2012): 2745–2760.
- [6] S.A. Assadi, H. Matsumoto, M. Moshirvaziri, M. Nasr, M.S. Zaman, and O. Trescases. "Active saturation mitigation in high-density dual-active-bridge DC–DC converter for on-board EV charger applications." *IEEE Transactions on Power Electronics* 35, no. 5 (2020): 4376–4387.
- [7] C. Mi, H. Bai, C. Wang, and S. Gargies. "Operation, design and control of dual H-bridge-based isolated bidirectional DC–DC converter." *IET Power Electronics* 1, no. 4 (2008): 507–517.
- [8] B. Zhao, Q. Song, W. Liu, and Y. Sun. "Overview of dual-active-bridge isolated bidirectional DC–DC converter for high-frequency-link power-conversion system." *IEEE Transactions on Power Electronics* 29, no. 8 (2014): 4091–4106.
- [9] N. Hou, and Y. Wei Li. "Overview and comparison of modulation and control strategies for a nonresonant single-phase dual-active-bridge DC–DC converter." *IEEE Transactions on Power Electronics* 35, no. 4 (2020): 3148–3172.
- [10] K. Wang, C.Y. Lin, L. Zhu, D. Qu, F.C. Lee, and J.S. Lai. "Bi-directional DC to DC converters for fuel cell systems." *In Power electronics in transportation* (Cat. No. 98TH8349), pp. 47-51. IEEE, 1998.
- [11] B. Zhao, Q. Song, and W. Liu. "Extended-phase-shift control of isolated bidirectional DC–DC converter for power distribution in microgrid." *IEEE Transactions on Power Electronics* 27, no. 11 (2012): 4667–4680.
- [12] B. Zhao, Q. Song, and W. Liu. "Efficiency characterization and optimization of isolated bidirectional DC–DC converter based on dual-phase-shift control for DC distribution application." *IEEE Transactions on Power Electronics* 28, no. 4 (2013): 1711–1727.
- [13] K. Wu, C.W. de Silva, and W.G. Dunford. "Stability analysis of isolated bidirectional dual active full-bridge DC–DC converter with triple phase-shift control." *IEEE Transactions on Power Electronics* 27, no. 4 (2012): 2007–2017.
- [14] D. Costinett. "Reduced order discrete time modeling of ZVS transition dynamics in the dual active bridge converter." *In 2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 365-370. IEEE, 2015.
- [15] B. Farhangi, and H.A. Toliyat. "Piecewise linear model for snubberless dual active bridge commutation." *IEEE Transactions on Industry Applications* 51, no. 5 (2015): 4072–4078.
- [16] H. Bai, Z. Nie, and C.C. Mi. "Experimental comparison of traditional phase-shift, dual-phase-shift, and model-based control of isolated bidirectional DC–DC converters." *IEEE Transactions on Power Electronics* 25, no. 6 (2010): 1444–1449.
- [17] F. Krismer, and J.W. Kolar. "Accurate small-signal model for the digital control of an automotive bidirectional dual active bridge." *IEEE Transactions on Power Electronics* 24, no. 12 (2009): 2756–2768.

- [18] V.M. Iyer, S. Guler, and S. Bhattacharya. "Small-Signal Stability Assessment and Active Stabilization of a Bidirectional Battery Charger." *IEEE Transactions on Industry Applications* 55, no. 1 (2019): 563–574.
- [19] C. Zhao, S.D. Round, and J.W. Kolar. "Full-order averaging modelling of zero-voltage-switching phase-shift bidirectional DC–DC converters." *IET Power Electronics* 3, no. 3 (2010): 400–410.
- [20] R.W. Erickson, and D. Maksimovic. *Fundamentals of Power Electronics*. 2nd ed. Springer Science & Business Media, 2001.
- [21] I. Batarseh, and K. Siri. "Generalized approach to the small signal modelling of DC-to-DC resonant converters." *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems* 29 (1993): 894–909.
- [22] A.R.R. Alonso, J. Sebastian, D.G. Lamar, M.M. Hernando, and A. Vazquez. "An overall study of a dual active bridge for bidirectional DC/DC conversion." In *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 1129–1135. IEEE, 2010.
- [23] D. Seltzer, L. Corradini, D. Bloomquist, R. Zane, and D. Maksimović. "Small signal phasor modeling of dual active bridge series resonant DC/DC converters with multi-angle phase shift modulation." In *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2757–2764. IEEE, 2011.
- [24] D. Costinett, R. Zane, and D. Maksimović. "Discrete-time small-signal modeling of a 1 MHz efficiency-optimized dual active bridge converter with varying load." In *2012 IEEE 13th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, 1–7. IEEE, 2012.
- [25] M. Wang, Y. Du, S. Lukic, and A.Q. Huang. "Small-signal analysis and modeling of the dual active half-bridge converter." In *2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 1833–1837. IEEE, 2012.
- [26] H. Qin, and J.W. Kimball. "Generalized average modeling of dual active bridge DC–DC converter." *IEEE Transactions on Power Electronics* 27 (2012): 2078–2084.
- [27] U.R. Prasanna, and A.K. Rathore. "Small-signal modeling of active-clamped ZVS current-fed full-bridge isolated DC/DC converter and control system implementation using PSoC." *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 61 (2013): 1253–1261.
- [28] P. Xuewei, and A.K. Rathore. "Small-signal analysis of naturally commutated current-fed dual active bridge converter and control implementation using Cypress PSoC." *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 64 (2014): 4996–5005.
- [29] E.L. Carvalho, E. Carati, J.P. da Costa, C.M.O. de Stein, and R. Cardoso. "Small-signal modeling and analysis of an isolated bidirectional battery charger." In *2018 13th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*, 439–445. IEEE, 2018.
- [30] S.S. Shah, and S. Bhattacharya. "Large & small signal modeling of dual active bridge converter using improved first harmonic approximation." In *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 1175–1182. IEEE, 2017.
- [31] O.M. Hebal, A.A. Aboushady, K.H. Ahmed, S. Burgess, and R. Prabhu. "Generalized small-signal modeling of dual active bridge DC/DC converter." In *2018 7th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, 914–919. IEEE, 2018.
- [32] A. Tong, L. Hang, G. Li, X. Jiang, and S. Gao. "Modeling and analysis of a dual-active-bridge-isolated bidirectional DC/DC converter to minimize RMS current with whole operating range." *IEEE Transactions on Power Electronics* 33 (2017): 5302–5316.
- [33] B. Yang, Q.X. Ge, L. Zhao, Z. Da Zhou, and Y.H. Li. "A small-signal model of dual-bridge series resonant DC/DC converter for power electronic traction transformer." In *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 1370–1374. IEEE, 2019.
- [34] K. Khatun, and A.K. Rathore. "Small signal modeling, closed-loop design, and transient results of snubberless naturally-clamped soft-switching current-fed half-bridge DC/DC converter." In *2019 IEEE 28th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2571–2576. IEEE, 2019.
- [35] S.S. Shah, and S. Bhattacharya. "A simple unified model for generic operation of dual active bridge converter." *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 66 (2018): 3486–3495.
- [36] M.T. Iqbal, and A.I. Maswood. "A frequency domain-based large and small signal modeling of three-phase dual active bridge." In *IECON 2020 The 46th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 3421–3426. IEEE, 2020.

- [37] R. Mallik, A.M. Pace, S.A. Burden, and B. Johnson. "Accurate Small-Signal Discrete-Time Model of Dual Active Bridge using Saltation Matrices." In *2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 6312–6317. IEEE, 2020.
- [38] K. Mandal, S. Banerjee, and C. Chakraborty. "A new algorithm for small-signal analysis of DC-DC converters." *IEEE Transactions on Industrial Informatics* 10 (2013): 628–636.
- [39] V.M. Iyer, S. Gurur, and S. Bhattacharya. "An Active Damping Control Strategy for a Multi-Cell AC-DC Solid State Transformer." In *2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 4842–4848. IEEE, 2020.
- [40] B. Liu, P. Davari, and F. Blaabjerg. "An enhanced generalized average modeling of dual active bridge converters." In *2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 85–90. IEEE, 2020.
- [41] S. Cyriac, T. Kobaku, and R. Ramchand. "Comparative Analysis of Continuous Time Small Signal Models of Single Phase Shift Modulated Dual Active Bridge Converter." In *2020 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, 1–6. IEEE, 2020.
- [42] Y. Yan, and H. Bai. "Dynamic Response Analysis Based on Multiple-Phase-Shift in Dual-Active-Bridge." In *2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 1546–1551. IEEE, 2020.
- [43] M. Safayatullah, and I. Batarseh. "Small Signal Model of Dual Active Bridge Converter for Multi-Phase Shift Modulation." In *2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 5960–5965. IEEE, 2020.
- [44] S. Chaurasiya, and B. Singh. "Small Signal Modelling and Performance Prediction of DAB with DPS Control." In *2020 IEEE 17th India Council International Conference (INDICON)*, 1–6. IEEE, 2020.
- [45] M.T. Iqbal, A.I. Maswood, H. DehghaniTafti, M. Tariq, and Z. Bingchen. "Explicit discrete modelling of bidirectional dual active bridge dc-dc converter using multi-time scale mixed system model." *IET Power Electronics* 13 (2020): 4252–4260.
- [46] P. Vu, D. Anh, and H. Chinh. "A Novel Modeling and Control Design of the Current-Fed Dual Active Bridge Converter under DPDPS Modulation." *Engineering, Technology & Applied Science Research* 11 (2021): 7054–7059.
- [47] M. ElMenshawy, and A. Massoud. "Multi-Module DC-DC Converter-based Fast Chargers for Neighborhood Electric Vehicles." In *2021 IEEE 11th IEEE Symposium on Computer Applications & Industrial Electronics (ISCAIE)*, 185–190. IEEE, 2021.
- [48] Y. Yan, Y. Huang, R. Chen, and H. Bai. "Building common-mode analytical model for dual active bridge incorporating with different modulation strategies." *IEEE Transactions on Power Electronics* 36 (2021): 12608–12619.
- [49] Plexim. "PLECS – Simulation Software for Power Electronics." <https://www.plexim.com/products/plecs>