

# ارائه یک مبدل ایزوله تشدید دوسویه جدید جهت اتصال منبع ذخیره‌ساز چرخ طیار به شبکه‌های توزیع dc

محمد مهدوی فخر<sup>۱</sup>، کارشناسی ارشد؛ محسن حمزه<sup>۲</sup>، استادیار؛ علی بزرگمهر<sup>۳</sup>، دانشجوی دکتری

۱- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه شهید بهشتی - تهران - ایران - mohamad.mahdavi7@gmail.com

۲- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه شهید بهشتی - تهران - ایران - mo\_hamzeh@sbu.ac.ir

۳- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه شهید بهشتی - تهران - ایران - a\_bozorgmehr@sbu.ac.ir

**چکیده:** با توجه به تقاضای روزافزون برای مصرف انرژی الکتریکی، نیاز به ذخیره‌سازی آن بیش از پیش احساس می‌شود. در راستای برآورد این نیاز تکنولوژی‌های مختلف ذخیره‌سازی انرژی فراهم آمد. در این میان، به منابع ذخیره‌ساز چرخ طیار به دلیل چگالی توان بالا و دینامیک سریع توجه خاصی شده است. در این مقاله یک ساختار جدید برای اتصال منابع چرخ طیار به شبکه‌های توزیع dc معرفی می‌شود. از جمله ویژگی‌های این ساختار آن است که اولاً ولتاژ dc لینک بالایی را برای مدارات داریو موتور BLDC فراهم می‌آورد که این موضوع سبب افزایش انرژی قابل ذخیره‌سازی در منابع چرخ طیار می‌شود. ثانیاً، مبدل پیشنهادی دارای ساختار تشدید بوده که سبب افزایش راندمان مبدل و بهره برداری حداکثری از انرژی ذخیره‌شده در منابع چرخ طیار می‌شود. مبدل پیشنهادی یک مبدل دوسویه بوده تا بتوان شارژ و دشارژ منابع چرخ طیار را به کمک یک مبدل انجام داد. مدل‌سازی مبدل پیشنهادی در دو حالت عملکرد آن صورت می‌گیرد و با انجام شبیه‌سازی از عملکرد آن اطمینان حاصل می‌شود.

**واژه‌های کلیدی:** مبدل ایزوله تشدید دوسویه، منابع چرخ طیار، شبکه توزیع، مراکز داده.

## Introducing A New Isolated Resonant Bidirectional Converter for Connecting Flywheel Storage Systems to the dc Grids.

M. Mahdavyfakhr<sup>1</sup>, MSc; M. Hamzeh<sup>2</sup>, Assistant Professor; A. Bozorgmehr<sup>3</sup>, PhD Student

1- Faculty of Electrical and Computer Engineering, University of Shahid Beheshti, Tehran, Iran, Email: mohamad.mahdavi7@gmail.com

2- Faculty of Electrical and Computer Engineering, University of Shahid Beheshti, Tehran, Iran, Email: mo\_hamzeh@sbu.ac.ir

3- Faculty of Electrical and Computer Engineering, University of Shahid Beheshti, Tehran, Iran, Email: a\_bozorgmehr@sbu.ac.ir

**Abstract:** Different storage systems have developed as the key solution for the growing demand of electric power. To this aim, the flywheel storage systems are gaining a wide acceptance for their higher power density and fast dynamic response. In this paper, a novel power electronic topology is proposed for connecting the flywheel storage systems to the distribution systems. This topology provides high dc-link voltage for the power electronic circuit required for driving BLDC motors in flywheel. Consequently, larger power can be stored in flywheel storage system. Since, it is desired to fully exploit the stored energy in flywheel systems, the proposed topology have ZVS feature, which leads to increase of power conversion efficiency. Moreover, the proposed topology is a bidirectional converter for charging and discharging purposes. Also, when the converter is in discharging mode its output voltage remains constant with changes of load. The small signal and fundamental frequency analysis is performed to model the proposed converter. The converter is simulated in Matlab environment to validate its convincing performance.

**Keywords:** Isolated resonant bidirectional converter, flywheel storages, distribution grids, data centers.

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۵/۰۹/۱۸

تاریخ اصلاح مقاله: ۱۳۹۵/۱۱/۱۳

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۵/۱۲/۱۵

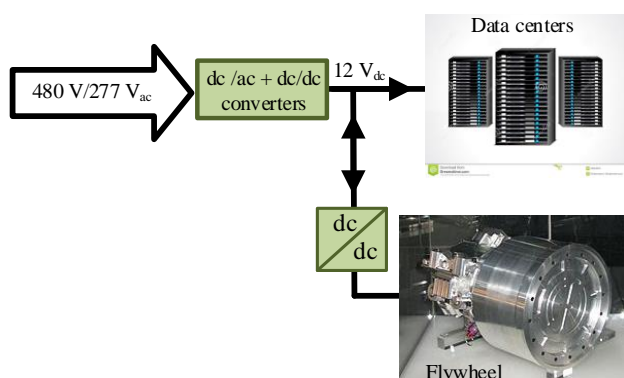
نام نویسنده مسئول: محسن حمزه

نشانی نویسنده مسئول: ایران - تهران - دانشگاه شهید بهشتی - دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر.

## ۱- مقدمه

مشکل دیگر سیستم‌های چرخ طیار آن است که برای سرعت‌های دورانی بسیار بالا، دیگر نمی‌توان از بلبرینگ‌های مکانیکی استفاده نمود. در عوض در سیستم‌های چرخ طیار جدید از برینگ‌های مغناطیسی استفاده می‌شود. در این تکنولوژی جدید برای تعلیق روتور از نیروی مغناطیسی استفاده می‌شود که مشکل اصطکاک را به‌طور کامل حل می‌کند [۶، ۷]. از سوی دیگر، به دلیل وجود استهلاک بالای آیرودینامیکی در سرعت‌های بالا، چرخ طیارها باید در خلاء کار کنند. این مسئله مشکل جدیدی را ایجاد می‌کند. در حقیقت گرمای تولیدشده توسط سیم‌پیچ‌های موتور و برینگ‌ها را نمی‌توان در خلاء به راحتی دفع نمود. همچنین، برینگ‌های مغناطیسی فعال ذاتاً ناپایدار می‌باشند و برای کنترل تعلیق نیاز به کامپیوترهای پیچیده دارند.

یکی از کاربردهای مهم چرخ طیارها در برآورد تغذیه شبکه‌های dc مراکز داده در مواقع اضطراری می‌باشد که این موضوع در شکل ۱ نشان داده شده است. برای مثال همان‌طور که در شکل ۱ نشان داده شده است، در مراکز داده می‌توان منابع چرخ طیار را به باس dc شبکه‌ی تغذیه مراکز داده متصل نمود تا در زمان وجود انرژی الکتریکی شارژ شوند و در ادامه با قطع انرژی الکتریکی، انرژی ذخیره‌شده در خود را به بارهای الکتریکی منتقل نمایند.



شکل ۱: سیستم برق‌رسانی در مراکز داده

استفاده از مبدل‌های الکترونیک قدرت دوسویه در کاربرد منابع چرخ طیار ضروری محسوب می‌شود. این مبدل‌ها می‌بایست توان و بازدهی بالایی نیز داشته باشند [۸]. برای رسیدن به راندمان بالا در مبدل‌های الکترونیک قدرت توان بالا، باید کلیدزنی در فرکانس‌های بالا صورت پذیرد. در سرعت‌های پایین چرخ طیار، بخش عمده تلفات چرخ طیار را تلفات کلیدزنی تشکیل می‌دهد [۹]. تلفات کلیدزنی را می‌توان به وسیله کلیدزنی در ولتاژ صفر (تکنیک کلیدزنی ZVS) یا کلیدزنی در جریان صفر (تکنیک کلیدزنی ZCS) کاهش داد. در واقع کلیدزنی در ولتاژ صفر به معنای روشن کردن کلید در ولتاژ صفر و کلیدزنی در جریان صفر به معنای خاموش کردن کلید در جریان صفر می‌باشد.

تاکنون تحقیقات زیادی بر روی ساختارهای قابل استفاده در تکنیک‌های کلیدزنی در ولتاژ صفر [۱۴-۱۰] و جریان صفر [۱۸-۱۵] انجام شده‌اند. ساختارهای پیشنهادی در [۱۹، ۲۰]، از مقاومت اسنابر

ذخیره‌سازی انرژی الکتریکی از دیرباز مورد توجه بوده است. در واقع هدف اصلی از ذخیره‌سازی انرژی الکتریکی، استفاده از آن به هنگامی است که تقاضای برای مصرف انرژی بیش‌تر از میزان ظرفیت تولیدکنندگان انرژی الکتریکی باشد. انرژی الکتریکی را می‌توان به روش‌های مختلف ذخیره نمود اما هر یک از این انواع روش‌ها، کاربردها، مزایا و معایب خاص خود را خواهند داشت [۱].

ذخیره‌سازی انرژی الکتریکی عمدتاً به دو صورت؛ الف) انرژی زیاد و توان کم و ب) انرژی کم و توان زیاد صورت می‌گیرد. از جمله مواردی که ذخیره‌سازی انرژی به صورت الف) صورت می‌گیرد می‌توان به موضوعات مرتبط با مدیریت و مصرف انرژی الکتریکی نظیر متعادل‌سازی بار و پیک‌زدایی بار اشاره نمود. بدین منظور می‌توان انرژی مورد نیاز را از طریق ذخیره‌سازهایی نظیر نیروگاه‌های تلمبه ذخیره‌ای و ذخیره‌سازهای هوای فشرده ذخیره نمود. از جمله مواردی که ذخیره‌سازی انرژی به صورت ب) انجام می‌شود، می‌توان به سیستم‌های منبع تغذیه بدون وقفه و یا سیستم‌های بهبوددهنده کیفیت توان اشاره نمود. ذخیره‌سازهایی را که می‌توان در این راستا مورد استفاده قرار داد می‌توان در چهار دسته‌ی کلی گنجانند [۲].

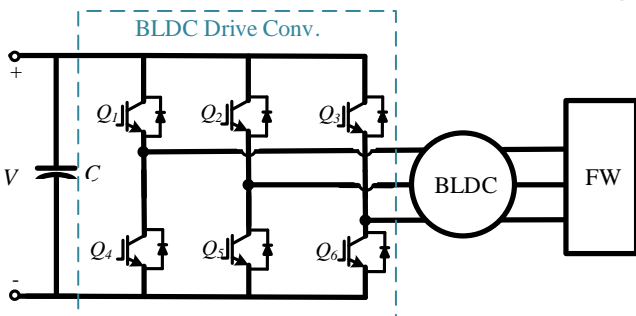
- ذخیره‌سازهای انرژی در میدان الکتریکی: خازن‌های فیلمی، خازن‌های الکتrolیت و ابر خازن‌ها،
- ذخیره‌سازهای الکتروشیمیایی: باتری‌ها و سلول‌های سوختی،
- ذخیره‌سازهای انرژی در میدان مغناطیسی: ابر رساناها،
- ذخیره‌سازهای انرژی به صورت جنبشی: چرخ طیارها.

در سال‌های اخیر تلاش‌های زیادی به منظور توسعه‌ی تکنولوژی ذخیره‌سازی انرژی در چرخ طیارها شده است. از جمله مزایای ذخیره‌ساز چرخ طیار نسبت به باتری‌های معمول چگالی توان بالاتر، عمر بالاتر و نگرانی‌های زیست‌محیطی کم‌تر می‌باشد. برای رسیدن به انرژی و توان بالاتر در چرخ طیارها، محققان از مواد کامپوزیتی جدید و تکنولوژی‌های الکترونیک قدرت نوین بهره می‌برند. به این ترتیب، چرخ طیارها دارای قابلیت کار در سرعت‌های خطی بسیار بالا می‌شوند [۳، ۴]. چرخ طیارهای نوین در وسایل الکتریکی و هیبرید الکتریکی و همچنین در تجهیزات کنترل سرعت ماهواره‌ها استفاده می‌شوند. همچنین از فلاویل‌ها می‌توان برای پایدارسازی ولتاژ ریز شبکه‌ها و بهبود کیفیت توان و قابلیت اطمینان آن‌ها نیز بهره برد [۵]. مطلبی که در کاربردهای فوق حائز اهمیت است آن است که بیش‌ترین مقدار ممکن انرژی ذخیره و منتقل گردد و همچنین کم‌ترین وزن و فضای ممکن اشغال شود.

انرژی ذخیره‌شده در داخل چرخ طیار با مربع سرعت دورانی آن رابطه مستقیم دارد. لذا برای افزایش انرژی ذخیره‌شده در چرخ طیار باید سرعت دورانی آن را افزایش داد. نکته قابل توجه آن است که سرعت گردشی چرخ طیار را نمی‌توان به هر میزان دلخواه افزایش داد. دلیل این موضوع، ایجاد تنش‌های مکانیکی در دیسک گردان بر اثر نیروها و اینرسی دورانی می‌باشد [۳].

توجه آن است که هرچه ولتاژ لینک dc (V) بیش تر باشد می توان موتور BLDC را با سرعت بیش تری چرخاند و در نتیجه انرژی ذخیره شده درون منبع چرخ طیار افزایش می یابد. بنابراین مبدل پیشنهادی یک مبدل افزایش دهنده ایزوله خواهد بود که سبب افزایش انرژی قابل ذخیره سازی در منابع چرخ طیار می شود. علاوه بر این، به منظور افزایش بهره وری توان مبدل پیشنهادی به صورت تشدیدي عمل می کند. نکته ی دیگر آن است که این مبدل دارای دو حالت عملکرد است. حالت یک آن به هنگام شارژ چرخ طیار بوده و حالت دو آن به هنگام دشارژ چرخ طیار می باشد.

در این مقاله در بخش بعدی در ابتدا به معرفی ساختار پیشنهادی پرداخته می شود. سپس نحوه عملکرد آن در دو حالت آن توضیح داده می شود. در قسمت سوم به مدل سازی مبدل در دو حالت عملکرد آن و همچنین طراحی کنترل کننده پرداخته می شود. در قسمت چهارم به شبیه سازی مبدل ها و تأیید مدل های به دست آمده پرداخته می شود و در نهایت در قسمت پنجم جمع بندی و نتایج در مورد این مقاله ارائه می شوند.



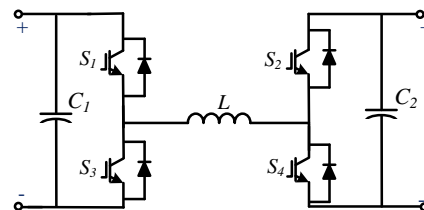
شکل ۳: دیاگرام مدار محرکه موتور BLDC به همراه منبع ذخیره ساز چرخ طیار

## ۲- معرفی مبدل ایزوله تشدیدي دوسویه پیشنهادی

در این بخش به معرفی مبدل پیشنهادی و بررسی نحوه عملکرد آن در دو حالت عملکرد آن پرداخته می شود. مبدل دوسویه تشدیدي در شکل ۴ نشان داده شده است. این مبدل دارای دو حالت عملکرد می باشد. در حالت یک رله های (1) در به حالت (1) وصل می باشند (سیم پیچ ثانویه ترانسفورماتور به صورت کامل در مدار است) و رله های (2) قطع می باشند. در این حالت چرخ طیار شارژ خواهد شد توان از ترمینال سمت چپ به ترمینال سمت راست (از  $V_1$  به  $V_2$ ) می رود و ولتاژ ورودی به مقدار  $m_1$  برابر در سمت ثانویه ترانسفورماتور افزایش می یابد. در حالت دو، رله های (1) به حالت (2) وصل می شوند و رله های (2) نیز وصل می شوند. در این حالت مبدل پیشنهادی، چرخ طیار دشارژ می شود، توان از ترمینال سمت راست به ترمینال سمت چپ (از  $V_2$  به  $V_1$ ) می رود و ولتاژ ورودی به مقدار  $1/m_2$  برابر در سمت چپ ترانسفورماتور کاهش خواهد یافت. با توجه به اینکه به هنگام دشارژ چرخ طیار باید راندمان مبدل بالا باشد تا از حداکثر انرژی ذخیره شده در آن استفاده نمود، شبکه تشدیدي (RN) به وسیله رله های تعبیه شده (re,2) به مبدل وصل شده

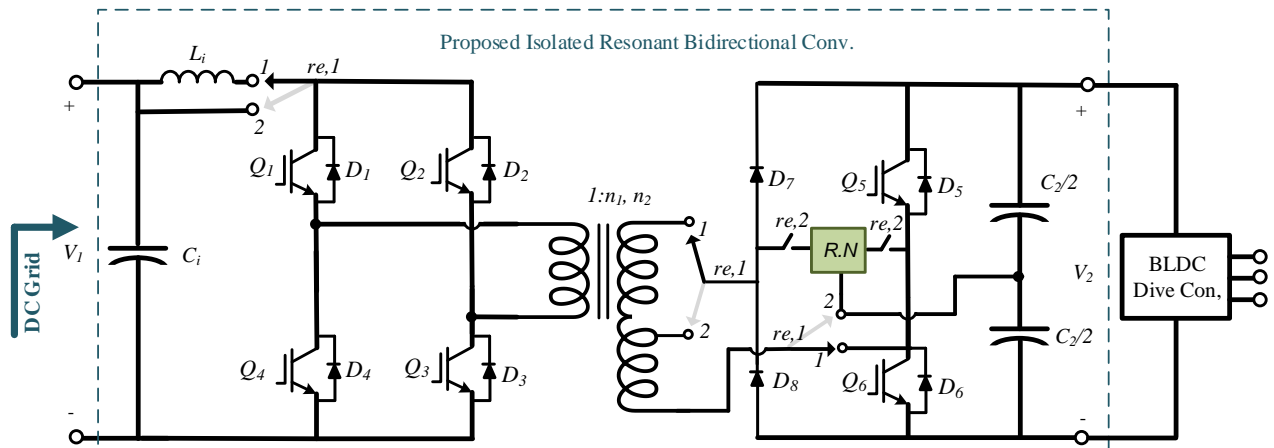
برای خاموش کردن کلیدها استفاده می کنند که بدین وسیله تلفات کلیدزنی کاهش می یابد. برای آنکه در هنگام خاموش شدن کلیدها، جریان آن ها کم باشد می توان از خازن های موازی با کلید اسنابر استفاده نمود [۲۱]. برای آنکه به هنگام روشن شدن کلیدها، ولتاژ دوسر آن ها کم باشد می توان از سلف به صورت سری با کلید استفاده کرد [۲۲، ۲۳]. همچنین می توان بیان کرد اگر در یک مبدل، کلیدها تنها در زمان روشن شدن تحت تنش های دینامیکی جریانی قرار گیرند استفاده از یک سلف سری کافی می باشد و اگر در یک مبدل کلیدها تنها در زمان خاموش شدن تحت تنش های دینامیکی قرار ولتاژی گیرند می توان از یک خازن موازی استفاده کرد [۲۴].

تا به حال تعدادی مبدل الکترونیک قدرت به منظور استفاده برای منابع ذخیره ساز فلاویل پیشنهاد گردیده اند. ویژگی مشترک و ضروری این مبدل ها دوسویه بودن آن ها است. در [۲۵] یک مبدل ماژولار چندسطحی برای اتصال منابع چرخ طیار به شبکه های dc پیشنهاد گردیده است. با توجه به این که مبدل دارای ۲۴ کلید می باشد، استفاده از آن در مواردی که مباحث اقتصادی اولویت نداشته، محدود می شود. مبدل پیشنهادی در [۲۶] در شکل ۲ نشان داده شده است. با توجه به آنکه منابع چرخ طیار منابع توان بالایی هستند، جریان و ولتاژ بالای تحمیلی به کلیدها سبب تلفات زیاد کلیدزنی می شود. بنابراین لازم است که از تکنیک های کاهش تلفات کلیدزنی استفاده شود. در [۲۷] مبدلی پیشنهاد شده است که می تواند انرژی داده شده به منابع چرخ طیار را به خوبی باز گرداند، اما با استفاده از این مبدل نمی توان چرخ طیار را در سرعت های بالا چرخاند چراکه این مبدل سطح ولتاژ بالایی را برای لینک dc مدار محرکه موتورهای BLDC استفاده شده در چرخ طیارها فراهم نمی آورد. در [۲۹، ۲۸] نیز یک مبدل برای اتصال به منابع چرخ طیار پیشنهاد شده است. این مبدل نیز نه تنها بهره بالایی ندارد (انرژی قابل ذخیره سازی در منابع چرخ طیار محدود می باشد) همچنین تلفات کلیدزنی در آن مورد توجه می باشد.

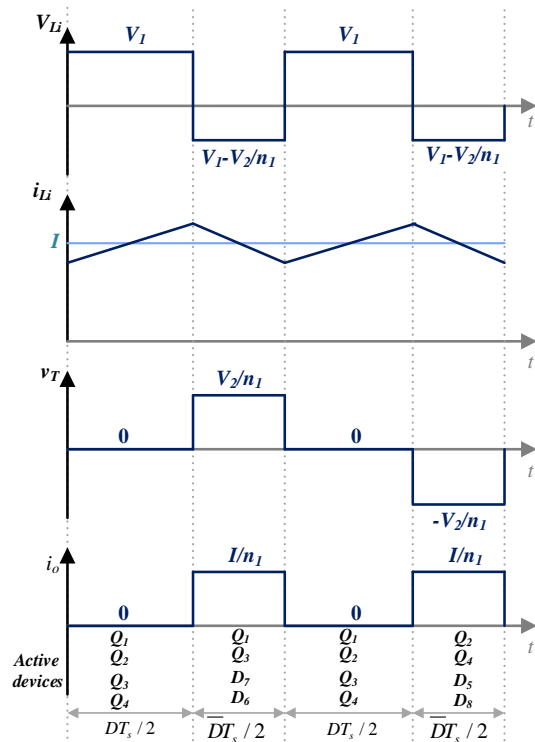


شکل ۴: مبدل پیشنهادی در [۲۶] برای اتصال منابع چرخ طیار

در این مقاله یک مبدل جدید برای اتصال منابع چرخ طیار در مراکز داده (شکل ۱) و شبکه های توزیع dc پیشنهاد می شود. استفاده از موتورهای بدون جاروبک dc (BLDC) در منابع چرخ طیار بیش از پیش مورد توجه قرار گرفته است [۳۰]. دلیل این موضوع سرعت بالای این موتورها بوده که سبب ذخیره انرژی هرچه بیش تر در منابع چرخ طیار می شود. علاوه بر این، بازیافت انرژی در حالت ژنراتوری از این ماشین ها با راندمان بالایی انجام می شود. دیاگرام مدار محرکه موتور BLDC به همراه منبع ذخیره ساز چرخ طیار در شکل ۳ نشان داده شده است. نکته قابل

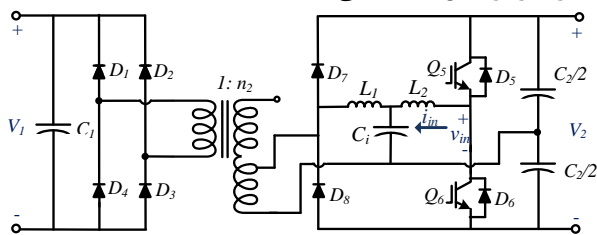


شکل ۴: مبدل دوسویه ایزوله تشدیدی پیشنهادی



شکل ۶: شکل موجهای مدار قدرت مبدل پیشنهادی در حالت یک عملکرد

شبکه‌های تشدیدی که دارای سه جزء می‌باشند در واقع به منظور رفع عیب شبکه‌های تشدیدی دو جزئی پیشنهاد می‌شوند که در آنها می‌توان در بی‌باری نیز ولتاژ خرجی را تحت کنترل داشت. شبکه تشدیدی پیشنهادی دارای ویژگی‌هایی نظیر: الف) غیروابسته بودن ولتاژ خروجی به بار و ب) نسبت بالای جریان بار به جریان ورودی به هنگام عملکرد در فرکانس تشدید، می‌باشد.



شکل ۷: مدار فعال مبدل پیشنهادی در حالت دو

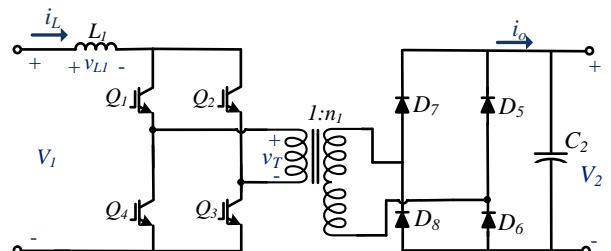
تا یک مبدل تشدید حاصل شود. همچنین برای آنکه در حالت دو مبدل پیشنهادی فرکانس تشدید طراحی شده برای شبکه تشدید ثابت بماند سلف  $L_i$  به وسیله‌ی یک رله بای پس می‌شود.

### ۱-۲- عملکرد مبدل پیشنهادی در حالت یک (حالت شارژ)

مدار مبدل پیشنهادی در حالت یک آن در شکل ۵ نشان داده شده است. در این حالت عملکرد، شبکه‌ی تشدید  $R.N$  به مبدل وصل نمی‌باشد و سلف  $L_i$  مستقیماً در مدار حضور دارد. در این صورت با فرض اینکه مبدل در حالت پیوسته عمل می‌کند، شکل موج‌های ولتاژ سلف  $(V_{Li})$ ، جریان سلف  $(i_{Li})$ ، ولتاژ ترانسفورماتور  $(v_T)$  و جریان خروجی  $(i_o)$  در دوره‌های مختلف کلیدزنی به صورت شکل ۶ می‌باشند. در این حالت در اولین دوره تمامی کلیدها با هم روشن می‌شوند. در این دوره، سلف  $L_i$  توسط منبع ورودی شارژ می‌شود و دیودها از خود جریانی را عبور نمی‌دهند. در دوره دوم، کلیدهای  $Q_1$  و  $Q_2$  خاموش می‌شوند و دیودهای  $D_6$  و  $D_7$  شروع به هدایت کرده و همچنین سلف انرژی ذخیره شده در خود را تحویل مدار می‌دهد. در دوره سوم، تمامی کلیدها با هم روشن می‌شوند و وضعیت مشابهی مانند دوره اول ایجاد خواهد شد. در دوره چهارم، کلیدهای  $Q_1$  و  $Q_3$  خاموش می‌شوند و روند دشارژ سلف در این دوره نیز تکرار می‌شود.

### ۲-۲- عملکرد مبدل پیشنهادی در حالت دو (حالت دشارژ)

مدار مبدل پیشنهادی در حالت دو آن در شکل ۷ نشان داده شده است. در این حالت رله‌های تعبیه شده در مدار سلف  $L_i$  را بای پس کرده، نسبت تبدیل ترانسفورماتور را تغییر داده و شبکه تشدید در نظر گرفته شده را به مدار وصل خواهند نمود.



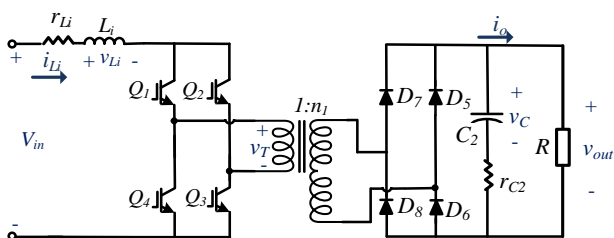
شکل ۵: مدار فعال مبدل پیشنهادی در حالت یک

دیویدهای غیرسریع نیز به صورت موازی با کلیدها استفاده نمود. همچنین اسنابرهای حالت روشن حذف می‌شوند. این حالت بهره برداری مطلوب است و مبدل به نحوی طراحی می‌شود که بتواند در این حالت کار کند.

### ۳- مدل سازی مبدل پیشنهادی در دو حالت کارکرد

#### ۳-۱- مدل سازی مبدل پیشنهادی در حالت یک کارکرد

در این قسمت به مدل سازی مبدل پیشنهادی در حالت یک کارکرد آن پرداخته می‌شود. برای مدل سازی مبدل می‌توان از روش میانگین گیری از فضای حالت [۳۱، ۳۲] و یا روش گراف سیگنال جریان [۳۳] کمک گرفت و هر دو روش مشابه یکدیگر بوده و نتایج یکسانی خواهند داشت. در این مقاله از روش میانگین گیری از فضای حالت به منظور مدل سازی استفاده می‌شود. مدار در نظر گرفته شده برای مبدل پیشنهادی، در حالت یک و به منظور انجام مدل سازی فضای حالت به صورت شکل ۹ است. برای انجام مدل سازی سیگنال کوچک لازم است در هر کدام از دوره‌های کلیدزنی، مدل فضای حالت مبدل به دست آید.



شکل ۹: مدار مبدل پیشنهادی در حالت یک به منظور مدل سازی سیگنال کوچک

با فرض در نظرگیری دوره اول ( دوره‌ای که در آن همه کلیدها روشن هستند) مدل فضای حالت مبدل به صورت روابط (۸) - (۱) خواهد بود (مدار معادل مبدل در این مد به صورت شکل ۱۰ (الف) می‌باشد).

$$\begin{cases} \dot{x} = A_1 x + B_1 u \\ y = E_1 x + F_1 u \end{cases} \quad (1)$$

$$x = \begin{bmatrix} i_{L_i} \\ v_C \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$u = V_{in} \quad (3)$$

$$y = v_{out} \quad (4)$$

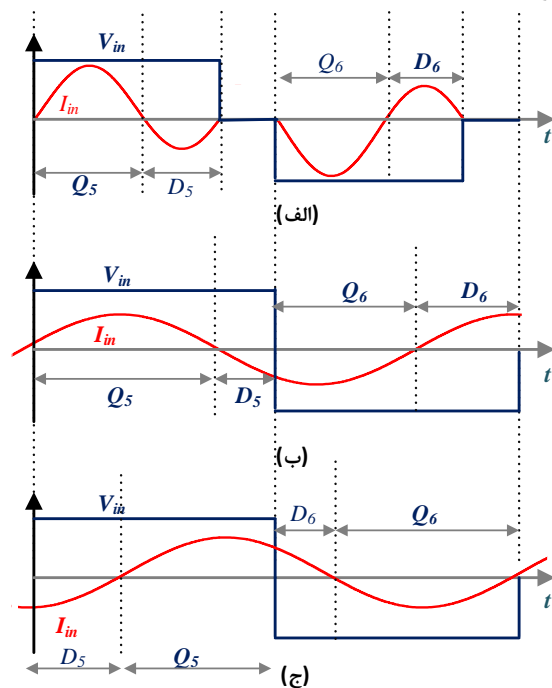
$$A_1 = \begin{bmatrix} \frac{-r_{L_i}}{L_i} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{C_2(R+r_{C_2})} \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_i} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$E_1 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{R}{R+r_{C_2}} \end{bmatrix} \quad (7)$$

حالت‌های عملکرد مبدل تشدیدي را بر اساس فرکانس کلیدزنی می‌توان به دو دسته‌ی ناپیوسته و پیوسته تقسیم نمود. در واقع در حالت ناپیوسته فرکانس کلیدزنی کم‌تر از نصف فرکانس تشدید می‌باشد و در حالت پیوسته فرکانس کلیدزنی بیش‌تر از نصف فرکانس تشدید می‌باشد. همچنین بسته به فرکانس کلیدزنی در حالت پیوسته جریان ورودی به فیلتر می‌تواند از ولتاژ ورودی فیلتر جلوتر یا عقب‌تر باشد.

در حالت ناپیوسته همان‌طور که در شکل ۸ (الف) نشان داده شده است، کلیدها به صورت طبیعی در ولتاژ و جریان صفر خاموش می‌شوند و در جریان صفر روشن می‌شوند. همچنین دیویدهای موازی کلیدها در جریان صفر خاموش و روشن می‌شوند. در این حالت بهره برداری، نسبت جریان پیک به جریان مؤثر بالا بوده که این مسئله سبب تلفات هدایتی بالایی می‌شود. همچنین با توجه به اینکه برای کنترل (کاهش) ولتاژ خروجی فرکانس کلیدزنی را باید کاهش داد، که این موضوع خود استفاده از فیلترهای بزرگ‌تر را برای کاهش رپل‌های جریان سبب می‌شود.



شکل ۸: شکل موج‌های ولتاژ و جریان ورودی شبکه تشدیدي در حالت‌های مختلف

در حالت پیوسته، با ضریب توان پیش‌فاز (شکل ۸ (ب))، کلیدها در جریان صفر خاموش می‌شوند. در این شرایط به هنگامی که کلیدها روشن می‌شوند دیوید متناظر با کلید دیگر در همان ساق در حال هدایت می‌باشد. بنابراین استفاده از دیویدهای سریع موازی با کلیدها و اسنابرهای حالت روشن ضروری می‌باشد. همچنین کلیدها متحمل جریان بازبایی معکوس دیویدها و خازن خروجی کلیدها خواهند شد. بنابراین این حالت بهره برداری نیز مطلوب نمی‌باشد.

در حالت پیوسته با ضریب توان پس‌فاز (شکل ۸ (ج))، دیوید موازی هر کلید قبل از روشن شدن کلید هدایت کرده که این مسئله سبب روشن شدن کلیدها در ولتاژ صفر خواهد شد. در این حالت می‌توان از

$$A_4 = \begin{bmatrix} \frac{-1}{L_i} \left( r_{Li} + \frac{r_{C2}R}{n_1^2(R+r_{C2})} \right) & \frac{-R}{L_i n_1 (R+r_{C2})} \\ \frac{R}{C_2 n_1 (R+r_{C2})} & \frac{-1}{C_2 (R+r_{C2})} \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$B_4 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_i} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$E_4 = \begin{bmatrix} \frac{r_{C2}R}{n_1(R+r_{C2})} & \frac{R}{R+r_{C2}} \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$F_4 = 0 \quad (18)$$

پس انجام مراحل فوق لازم است که از ماتریس‌های به‌دست‌آمده در طول یک دوره‌ی کلیدزنی متوسط‌گیری شود. در گام بعدی، در معادلات به‌دست آمده مقدار سیگنال بزرگ هر پارامتر با مجموع متوسط و سیگنال کوچک آن جایگزین می‌شوند. سپس معادلات به‌دست آمده خطی‌سازی می‌شوند و به‌صورت مدل فضای حالت سیگنال کوچک بیان می‌شوند که این مدل در روابط (۲۵) - (۱۹) آمده است.

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu + Nd \\ y = Ex + Fu + Md \end{cases} \quad (19)$$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-1}{L_i} \left( r_{Li} + \frac{2\bar{D}Rr_{C2}}{n_1^2(R+r_{C2})} \right) & \frac{-2\bar{D}R}{L_i n_1 (R+r_{C2})} \\ \frac{2\bar{D}R}{C_2 n_1 (R+r_{C2})} & \frac{-1}{C_2 (R+r_{C2})} \end{bmatrix} \quad (20)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_i} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (21)$$

$$N = \begin{bmatrix} \frac{2r_{Co}R\bar{I}_{Li} + 2Rn_1\bar{V}_C}{L_i n_1^2 (R+r_{Co})} \\ \frac{-2R\bar{I}_{Li}}{n_1 C_o (R+r_{Co})} \end{bmatrix} \quad (22)$$

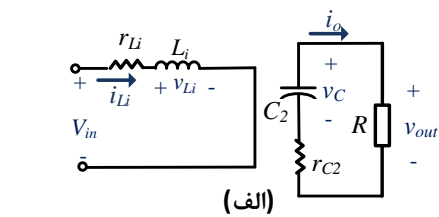
$$E = \begin{bmatrix} \frac{2\bar{D}Rr_{Co}}{n_1 (R+r_{Co})} & \frac{R}{R+r_{Co}} \end{bmatrix} \quad (23)$$

$$F = 0 \quad (24)$$

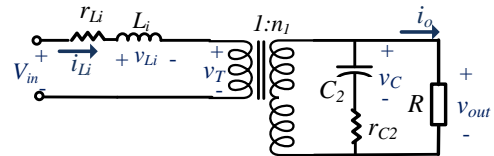
$$M = \frac{-2Rr_{Co}\bar{I}_{Li}}{n_1 (R+r_{Co})} \quad (25)$$

که در این روابط  $\bar{D}$ ،  $\bar{I}_{Li}$  و  $\bar{V}_C$  به‌ترتیب مقدار سیگنال بزرگ مکمل دوره هدایت، مقدار سیگنال بزرگ جریان سلف و مقدار سیگنال بزرگ ولتاژ خازن می‌باشند. مدل سیگنال کوچک مستخرج می‌تواند رفتار دینامیکی مبدل را نشان دهد. برای طراحی کنترل‌کننده به‌منظور عملکرد در حالت یک آن می‌توان از مدل دینامیکی به‌دست آمده استفاده نمود. با فرض اینکه مبدل در حالت کنترل ولتاژ عمل می‌کند توابع تبدیل حلقه بازی که معین رفتار دینامیکی مبدل باشند از طریق روابط (۲۶) و (۲۷) به‌دست می‌آیند.

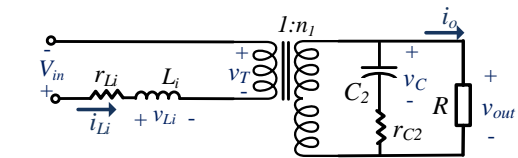
$$F_1 = 0 \quad (8)$$



(الف)



(ب)



(ج)

شکل ۱۰: مدار معادل مبدل در هر یک از دوره‌های کلیدزنی، (الف) مدار معادل در دوره اول و سوم، (ب) مدار معادل در دوره دوم، (ج) مدار معادل در دوره چهارم

در دوره دوم، مطابق شکل ۶ که کلیدهای  $Q_2$  و  $Q_4$  خاموش می‌شوند معادلات فضای حالت مبدل به‌صورت روابط (۱۳) - (۹) خواهد بود (مدار معادل مبدل در این حالت به‌صورت شکل ۱۰ (ب) می‌باشد).

$$\begin{cases} \dot{x} = A_2x + B_2u \\ y = E_2x + F_2u \end{cases} \quad (9)$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_i} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} \frac{-1}{L_i} \left( r_{Li} + \frac{r_{C2}R}{n_1^2(R+r_{C2})} \right) & \frac{-R}{L_i n_1 (R+r_{C2})} \\ \frac{R}{C_2 n_1 (R+r_{C2})} & \frac{-1}{C_2 (R+r_{C2})} \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$E_2 = \begin{bmatrix} \frac{r_{C2}R}{n_1(R+r_{C2})} & \frac{R}{R+r_{C2}} \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$F_2 = 0 \quad (13)$$

در دوره سوم نیز شرایط مشابهی با دوره‌ی اول کلیدزنی ایجاد می‌شود و مدل فضای حالت همانند مدل فضای حالت دوره اول است. در دوره چهارم مطابق شکل ۱۰ که کلیدهای  $Q_2$  و  $Q_4$  خاموش می‌شوند معادلات فضای حالت مبدل به‌صورت روابط (۱۸) - (۱۴) می‌باشند (مدار معادل مبدل در این حالت به‌صورت شکل ۱۰ (ج) می‌باشد).

$$\begin{cases} \dot{x} = A_4x + B_4u \\ y = E_4x + F_4u \end{cases} \quad (14)$$

با توجه به روابط فوق می‌توان بهره ولتاژ و بهره جریان مبدل تشدیدي را به شکل زیر به دست آورد.

$$M = \frac{V_{out} n_2}{V_f} = \frac{1}{(1 - \omega_n^2) + j \frac{\pi^2}{8} Q [(1 + \gamma) \omega_n - \gamma \omega_n^3]} \quad (35)$$

$$H = \frac{i_o / n_2}{V_f / Z_n} = \frac{1}{Q (1 - \omega_n^2) + j \frac{\pi^2}{8} [(1 + \gamma) \omega_n - \gamma \omega_n^3]} \quad (36)$$

نکته مهمی که از رابطه (۳۵) می‌توان برداشت کرد آن است که اگر مبدل در فرکانس تشدید کلیدزنی شود جریان بار مستقل از مقدار بار می‌شود. در ادامه به مدل سازی سیگنال کوچک مبدل پیشنهادی در حالت دو آن پرداخته می‌شود. بدین منظور باید معادلات KVL و KCL در شکل ۱۱ نوشته شود که در این صورت روابط (۴۲) - (۳۷) حاصل می‌شود.

$$v_{in} = L_1 \frac{di_{L1}}{dt} + v_{C1} \quad (37)$$

$$C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = i_{L1} - i_{L2} \quad (38)$$

$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = v_{C1} - n_2 |i_{L2}| v_{out} \quad (39)$$

$$C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} + \frac{v_{out}}{R} = n_2 |i_{L2}| \quad (40)$$

$$v_{out} = n_2 |i_{L2}| r_0 + v_{C1} \frac{r_0}{r_{C1}} \quad (41)$$

$$r_0 = \frac{R r_{C1}}{R + r_{C1}} \quad (42)$$

با فرض آنکه انتقال توان فقط از طریق هارمونیک اصلی صورت می‌گیرد می‌توان متغیرهای جریان و ولتاژ شبکه تشدیدي را با مؤلفه‌های اصلی آن‌ها تقریب زد. در این صورت روابط (۴۳) - (۴۵) را برای ادامه مدل سازی می‌توان مدنظر گرفت.

$$i_{L1} = i_{L1,c} \cos(\omega_s t) + i_{L1,s} \sin(\omega_s t) \quad (43)$$

$$v_{C1} = v_{C1,c} \cos(\omega_s t) + v_{C1,s} \sin(\omega_s t) \quad (44)$$

$$i_{L2} = i_{L2,c} \cos(\omega_s t) + i_{L2,s} \sin(\omega_s t) \quad (45)$$

با در نظرگیری فرض‌های روابط فوق، مدل فضای حالت سیگنال بزرگ مبدل به شکل روابط (۴۶) - (۵۰) حاصل می‌شود.

$$\dot{x} = A_1 x + B_1 u \quad (46)$$

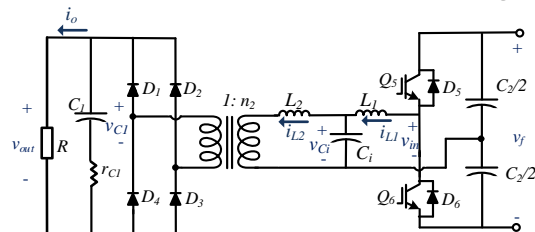
$$x = \begin{bmatrix} i_{L1,c} \\ i_{L1,s} \\ v_{C1,c} \\ v_{C1,s} \\ i_{L2,c} \\ i_{L2,s} \end{bmatrix} \quad (47)$$

$$G_{id} = \frac{\hat{i}_{L1}}{d} \Big|_{V_{in} = 0} \quad (26)$$

$$G_{vd} = \frac{\hat{v}_{out}}{d} \Big|_{V_{in} = 0} \quad (27)$$

### ۲-۳- مدل سازی مبدل پیشنهادی در حالت دو کارکرد آن

در این قسمت به مدل سازی مبدل پیشنهادی در حالت دو کارکرد آن پرداخته می‌شود. بدین منظور می‌توان از تحلیل ac فرکانس اصلی استفاده نمود. مدار در نظر گرفته شده مبدل در حالت دو کارکرد آن و به منظور استفاده در این تحلیل در شکل ۱۱ نشان داده شده است. در این تحلیل، یکسوسازها و فیلترها با یک مقاومت معادل ac و همچنین شکل موج مربعی ورودی با مولفه‌ی فرکانس اصلی آن جایگزین می‌شوند. علاوه بر این در این تحلیل فرض می‌شود که انتقال توان از ورودی به خروجی تنها به وسیله‌ی مولفه‌ی فرکانس اصلی صورت می‌پذیرد. با در نظرگیری این فرضیات مقاومت معادل ac و مقدار مؤثر مؤلفه اصلی شکل موج ورودی برابر خواهند بود با:



شکل ۱۱: مدار مبدل پیشنهادی در حالت دو به منظور استفاده در تحلیل فرکانس اصلی و مدل سازی سیگنال کوچک

$$R_{ac} = \frac{8Rn_2^2}{\pi^2} \quad (28)$$

$$V_{in,rms} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} V_f \quad (29)$$

فرکانس تشدید و فرکانس کلیدزنی پریونیت شده به شکل زیر تعریف می‌شوند:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_i}} \quad (30)$$

$$\omega_n = \frac{\omega}{\omega_0} \quad (31)$$

امپدانس مشخصه ( $Z_n$ ) و ضریب  $Q$  شبکه تشدیدي برابر است با:

$$Z_n = \sqrt{\frac{L_1}{C_i}} \quad (32)$$

$$Q = \frac{\omega_0 L_1}{n_2 R} = \frac{Z_n}{n_2^2 R} \quad (33)$$

همچنین نسبت دو سلف برابر پارامتر در نظر گرفته می‌شود.

$$\gamma = \frac{L_2}{L_1} \quad (34)$$

$$a_{ii} = \begin{cases} a_{13} = a_{24} = -1 / L_1, & a_{31} = a_{42} = 1 / C_i \\ a_{35} = a_{46} = -1 / C_i, & a_{53} = a_{64} = -1 / L_2 \\ a_{55} = a_{66} = -4V_{c1}n_2 / L_2\pi I_p \\ I_p = \sqrt{I_{L2,s}^2 + I_{L2,c}^2} \\ a_{75} = 2n_2 I_{L2,c} (R - r_0) / RC_i \pi I_p \\ a_{76} = 2n_2 I_{L2,s} (R - r_0) / RC_i \pi I_p \\ a_{77} = -r_0 / r_{C1} RC_i \end{cases}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -I_{L1,s} \\ b_{21} & b_{22} & I_{L1,c} \\ 0 & 0 & -V_{Ci,s} \\ 0 & 0 & -V_{Ci,c} \\ 0 & 0 & -I_{L2,s} \\ 0 & 0 & I_{L2,c} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (56)$$

$$\begin{cases} b_{21} = 2V_f \cos(\pi D) / L_1 \\ b_{22} = 4 \sin(\pi D) / \pi L_1 \end{cases}$$

$$E = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad e_{15} \quad e_{16} \quad r_0 / r_{C1}] \quad (57)$$

$$\begin{cases} e_{15} = 2n_2 r_0 I_{L2,c} / \pi I_p \\ e_{16} = 2n_2 r_0 I_{L2,s} / \pi I_p \end{cases}$$

$$F = 0 \quad (58)$$

با استفاده از مدل سیگنال کوچک به دست آمده می توان تابع تبدیلی (رابطه (۵۹)) به دست آورد که از آن برای طراحی کنترل کننده مبدل استفاده می شود. در ادامه به طراحی سیستم کنترلی برای مبدل در دو حالت عملکرد آن پرداخته می شود.

$$G_{vd} = \frac{\hat{v}_{out}}{d} \Big|_{V_{in} = 0} \quad (59)$$

### ۳-۳- طراحی سیستم کنترلی مبدل پیشنهادی

سیستم کنترلی طراحی شده برای مبدل پیشنهادی به منظور عملکرد در حالت یک در شکل ۱۲ (الف) نشان داده شده است. همان طور که مشاهده می شود، سیستم کنترلی مبدل دارای دو حلقه کنترلی است. حلقه بیرونی حلقه کنترل ولتاژ خروجی بوده و حلقه داخلی جریان سلف  $Li$  را کنترل می کند. دلیل دو حلقه کردن سیستم کنترلی مبدل در مد یک بهبود رفتار دینامیکی آن است. برای طراحی سیستم دو حلقه ای در ابتدا حلقه داخلی طراحی شده و سپس حلقه بیرونی طراحی می شود. همچنین لازم است حلقه بیرونی دینامیک کندتری داشته باشد تا سیستم کنترلی به نحو مناسبی عمل نماید. کنترل کننده برای حلقه داخلی ( $C_i$ ) باید به نحوی طراحی شود که پایه حلقه باز مبدل (که توسط رابطه (۶۰) تعریف می شود) دارای حد فاز و حد بهره مثبت باشد. کنترل کننده برای حلقه بیرونی ( $C_v$ ) نیز باید به نحوی طراحی شود که بهره حلقه باز آن (که توسط رابطه (۶۱) تعریف می شود) نیز دارای حد فاز و حد بهره مثبت باشد.

$$u = \begin{bmatrix} D \\ V_f \\ \omega_s \end{bmatrix} \quad (48)$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & \omega_s & a_{13} & 0 & 0 & 0 \\ \omega_s & 0 & 0 & a_{24} & 0 & 0 \\ a_{31} & 0 & 0 & -\omega_s & a_{35} & 0 \\ 0 & a_{42} & \omega_s & 0 & 0 & a_{46} \\ 0 & 0 & a_{53} & 0 & a_{55} & -\omega_s \\ 0 & 0 & 0 & a_{64} & \omega_s & a_{66} \end{bmatrix} \quad (49)$$

$$a_{ii} = \begin{cases} a_{13} = a_{24} = -1 / L_1, & a_{31} = a_{42} = 1 / C_i \\ a_{35} = a_{46} = -1 / C_i, & a_{53} = a_{64} = -1 / L_2 \\ a_{55} = a_{66} = -8Rn_2^2 / L_2\pi^2 \end{cases}$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 2 \sin(\pi D) / \pi & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (50)$$

پس از جایگزینی پارامترهای سیگنال بزرگ با مجموع پارامترهای سیگنال کوچک و متوسط و صرف نظر از مقادیر سیگنال کوچک مرتبه دوم مدل سیگنال کوچک مبدل به شکل روابط (۵۸)-(۵۱) زیر حاصل می شود:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Ex + Fu \end{cases} \quad (51)$$

$$u = \begin{bmatrix} d \\ \hat{v}_f \\ \omega_s \end{bmatrix} \quad (52)$$

$$x = \begin{bmatrix} \hat{i}_{L1,c} \\ \hat{i}_{L1,s} \\ \hat{v}_{Ci,c} \\ \hat{v}_{Ci,s} \\ \hat{i}_{L2,c} \\ \hat{i}_{L2,s} \\ \hat{v}_{C1} \end{bmatrix} \quad (53)$$

$$y = \hat{v}_{out} \quad (54)$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s & a_{13} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \omega_s & 0 & 0 & a_{24} & 0 & 0 & 0 \\ a_{31} & 0 & 0 & -\omega_s & a_{35} & 0 & 0 \\ 0 & a_{42} & \omega_s & 0 & 0 & a_{46} & 0 \\ 0 & 0 & a_{53} & 0 & a_{55} & -\omega_s & a_{56} \\ 0 & 0 & 0 & a_{64} & \omega_s & a_{66} & a_{67} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & a_{75} & a_{76} & a_{77} \end{bmatrix} \quad (55)$$

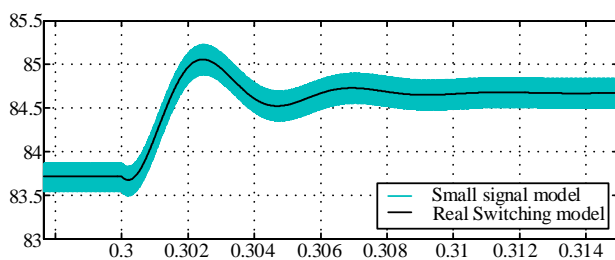


جدول ۱: پارامترهای مدار قدرت مبدل پیشنهادی.

$L_1=230 \mu\text{H}$ , $r_{L1}=0.1 \Omega$ , $n_1=3$ , $C_2=50 \mu\text{F}$ , $r_{C2}=0.02 \Omega$ , $f_{sw,model1}=15 \text{ kHz}$ , $L_f=4/5 \mu\text{H}$ , $L_2=4/5 \mu\text{H}$ , $C_f=0.2 \mu\text{F}$ , $C_1=50 \mu\text{F}$ , $r_{C1}=0.02 \Omega$ , $n_2=1$ , $f_{sw,model1}=100 \text{ kHz}$	پارامترهای مدار قدرت
---	-------------------------

همان‌طور که ذکر شد برای به‌دست آوردن مدل سیگنال کوچک مبدل در دو حالت عملکرد آن می‌توان از رابطه (۲۶)، (۲۷) و (۵۹) کمک گرفت. بر این اساس و با استفاده از پارامترهای مدار قدرت نشان‌داده شده در جدول ۱ مدل سیگنال کوچک مبدل در دو حالت عملکرد آن به‌دست آورده شد. از طرفی لازم است این مدل‌های سیگنال کوچک سیگنال کوچک در حالت یک و همچنین مدل حقیقی آن به‌دست آمده مدل به‌دست آمده مورد ارزیابی قرار گیرند. بدین منظور پاسخ پله مدل سیگنال کوچک در حالت یک و همچنین مدل حقیقی آن به‌دست آمده که هر دو این پاسخ‌ها در شکل ۱۳ به تصویر کشیده شده‌اند. در این شکل، در لحظه ۰/۳ ثانیه، دوره کار به‌اندازه‌ی ۲ درصد تغییر کرده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود، این دو پاسخ دینامیکی کاملاً با هم تطابق دارند. پس می‌توان اطمینان حاصل نمود که مدل دینامیکی سیگنال کوچک مبدل در حالت یک کاملاً صحیح می‌باشد. همچنین به‌صورت مشابه مدل سیگنال کوچک مبدل در حالت دو آن نیز مورد ارزیابی قرار گرفت و از صحت آن اطمینان حاصل شد.

با توجه به اینکه اطمینان حاصل شد مدل دینامیکی به‌دست‌آمده برای مبدل در حالت یک و دو صحیح است، می‌توان به طراحی کنترل‌کننده برای سیستم کنترلی آن‌ها پرداخت. بر اساس مدل سیگنال کوچک به‌دست‌آمده برای مبدل کنترل‌کننده‌های (۶۵) - (۶۳) برای مبدل طراحی گردیدند.



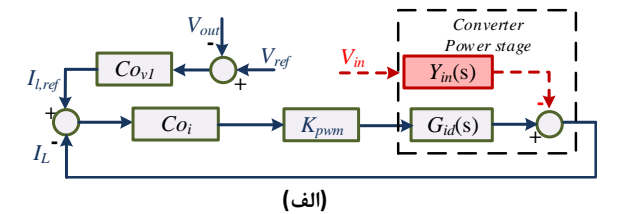
شکل ۱۳: پاسخ پله مدل سیگنال کوچک استخراجی در حالت یک و مدل حقیقی

$$C_{o1} = 1.87 \quad (63)$$

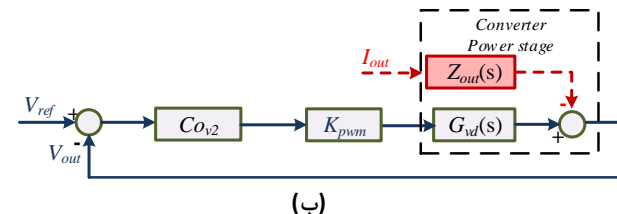
$$C_{o,v1} = 0.08 + \frac{210.52}{s} \quad (64)$$

$$C_{o,v2} = 0.02 + \frac{84.75}{s} \quad (65)$$

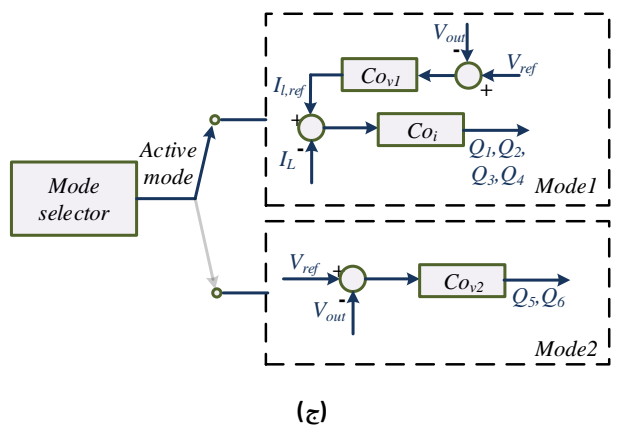
با استفاده از این کنترل‌کننده، می‌توان دی‌گرام بود بهره حلقه باز مبدل در قبل و بعد از جبران‌سازی را به‌دست آورد. بدین منظور دی‌گرام بود بهره حلقه باز مبدل در حالت یک آن، در قبل و بعد از جبران‌سازی و برای هر دو حلقه داخلی و خارجی در شکل ۱۴ نشان داده شده است.



(الف)



(ب)



(ج)

شکل ۱۲: سیستم کنترلی طراحی شده برای مبدل پیشنهادی به‌منظور عملکرد در: (الف) حالت یک، (ب) حالت دوم، (ج) سیستم کنترلی کلی مبدل پیشنهادی

$$T_{s_i} = G_{id} * K_{pwm} * C_{o_i} \quad (60)$$

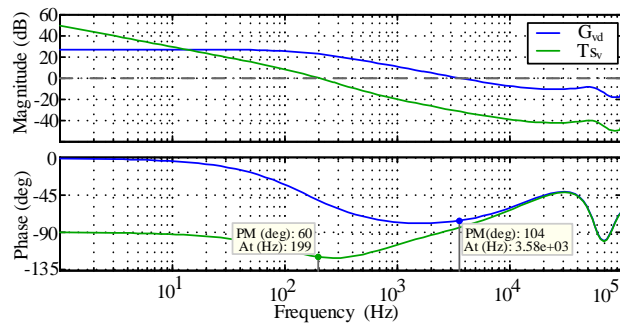
$$G_{op,v} = C_{o,v1} * \frac{T_{s_i}}{1 + T_{s_i}} \quad (61)$$

سیستم کنترلی طراحی شده برای مبدل به‌منظور عملکرد در حالت دو نیز در شکل ۱۲ (ب) نشان داده شده است. به‌صورت مشابه کنترل‌کننده برای این حالت به‌نحوی طراحی می‌شود که بهره حلقه باز مبدل (رابطه ۶۲) دارای حد فاز و حد بهره مثبت باشد. شکل ۱۲ (ج) سیستم کنترلی مبدل را در دو حالت آن نشان می‌دهد. همان‌طور که نشان داده شده است در سیستم کنترلی مبدل واحدی وجود دارد که در هر یک از حالت‌های عملکرد مبدل، حلقه کنترلی متناظر به همان حالت را فعال می‌سازد.

$$T_{s_v} = G_{vd} * K_{pwm} * C_{o,v2} \quad (62)$$

#### ۴- شبیه‌سازی مبدل پیشنهادی

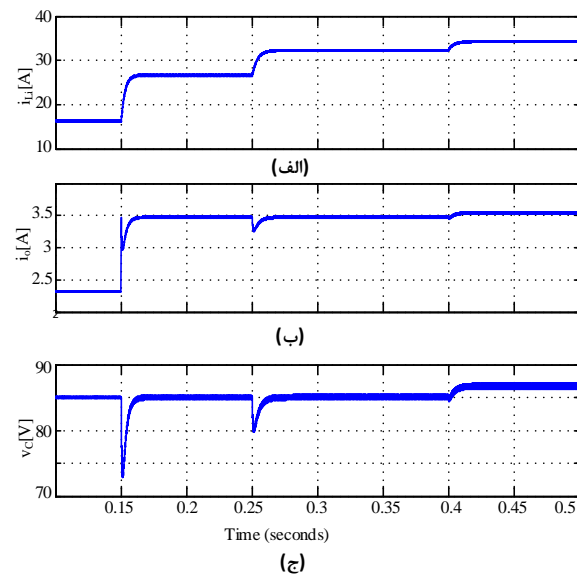
در این قسمت به شبیه‌سازی مبدل پیشنهادی در دو حالت عملکرد آن و تصدیق عملکرد آن پرداخته می‌شود. بدین منظور از نرم‌افزار متلب استفاده می‌شود. جدول ۱ پارامترهای مدار قدرت مبدل پیشنهادی را نشان می‌دهد.



شکل ۱۵: دیاگرام بود بهره حلقه باز مبدل پیشنهادی در حالت دو قبل و بعد از جبران سازی

#### ۲-۴- شبیه سازی مبدل پیشنهادی در حالت دو

در این قسمت، به شبیه سازی مبدل پیشنهادی در حالت دو کارکرد آن پرداخته می شود. بدین منظور شکل ۱۷ جریان خروجی مبدل ( $i_o$ )، ولتاژ خروجی آن ( $V_{out}$ ) و جریان خروجی شبکه تشدیدی ( $i_{in}$ ) را نشان می دهد. مبدل در لحظه ۰/۰۵ ثانیه راه اندازی می شود. همان طور که مشاهده می شود، در این حالت ولتاژ خروجی بر روی ۱۲ ولت تنظیم شده است. در زمان ۰/۱ ثانیه، بار خروجی کاهش پیدا می کند و از ۵/۶ آمپر به ۳/۲ آمپر می رسد. در اثر این کاهش بار کنترل کننده مقدار دوره کار را کم نموده تا ولتاژ بر روی همان ۱۲ ولت تثبیت شود. در لحظه ۰/۱۵ ثانیه، بار خروجی دوباره به مقدار اولیه افزایش می یابد که در این حالت نیز می توان مشاهده کرد که ولتاژ خروجی بر روی ۱۲ ولت تثبیت شده است. در لحظه ۰/۲ ثانیه، ولتاژ ورودی مبدل ۱۰ ولت افت کرده است. در این حالت کنترل کننده با افزایش دوره کار مقدار ولتاژ را به ۱۲ ولت می رساند. در لحظه ۰/۲۵ ثانیه، مرجع ولتاژ بر روی ۱۱ ولت تنظیم گشته است. همان طور که دیده می شود، کنترل کننده به خوبی سیگنال مرجع را ردیابی می کند.



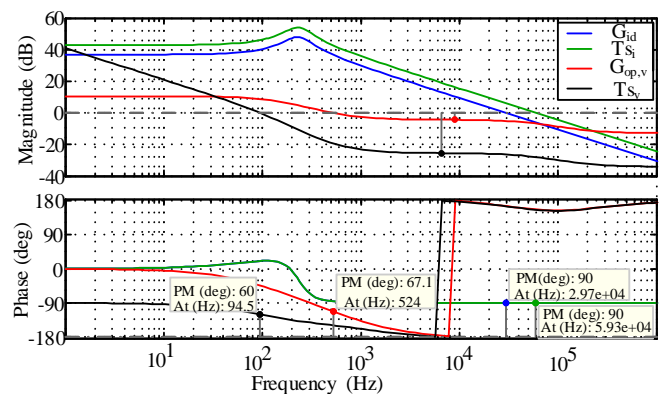
شکل ۱۶: پارامترهای مبدل در حالت یک کارکرد آن؛ (الف) جریان سلف مبدل، (ب) جریان خروجی و (ج) ولتاژ خازن

در این شکل  $G_{id}$  بهره حلقه باز حلقه داخلی بدون جبران سازی،  $T_{Si}$  بهره حلقه باز حلقه داخلی پس از جبران سازی،  $G_{op,v}$  بهره حلقه باز حلقه بیرونی قبل از جبران سازی و  $T_{sv}$  بهره حلقه باز حلقه بیرونی پس از جبران سازی است. همان طور که مشاهده می شود بهره های حلقه باز پس از جبران سازی دارای حد فاز و حد بهره مثبت هستند. لذا می توان ادعا نمود که مبدل در حالت پایدار عمل می کند. همچنین می توان مشاهده نمود که فرکانس  $T_{sv}$  کوچک تر از فرکانس قطع  $T_{Si}$  است. بنابراین می توان ادعا نمود که حلقه های کنترلی به صورت مستقل عملکرد مناسبی از خود نشان می دهند.

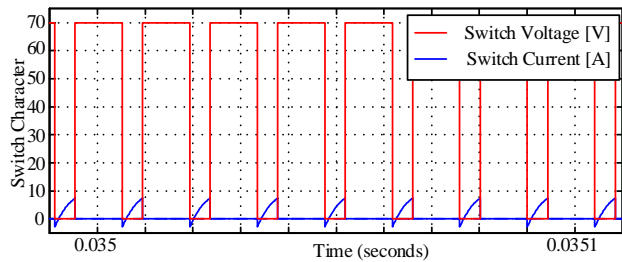
دیاگرام بود بهره حلقه باز مبدل در حالت دوم آن در قبل و بعد از جبران سازی در شکل ۱۵ نشان داده شده است. همان طور که در این شکل مشاهده می شود، در این حالت نیز مبدل به دلیل دارا بودن بهره حلقه باز با حد فاز و حد بهره مثبت در حالت پایدار عمل می کند. ادامه به شبیه سازی مبدل در دو حالت کارکرد آن پرداخته می شود.

#### ۱-۴- شبیه سازی مبدل پیشنهادی در حالت یک

در این قسمت، به شبیه سازی مبدل پیشنهادی در حالت یک کارکرد آن پرداخته می شود. بدین منظور شکل ۱۶ جریان سلف مبدل ( $i_{Li}$ )، جریان خروجی ( $i_o$ ) و ولتاژ خازن ( $v_c$ ) را تحت سناریوهای مختلف شبیه سازی نشان می دهد. در لحظه ۰/۱ ثانیه، مبدل راه اندازی می شود. در زمان ۰/۱۵ ثانیه، بار خروجی افزایش می یابد و بدین وسیله جریان خروجی حدود ۱/۱ آمپر افزایش می یابد. در این دوره، کنترل کننده قادر به تثبیت ولتاژ خازن می باشد. در زمان ۰/۲۵ ثانیه، ولتاژ ورودی به میزان ۱۰ درصد افت پیدا کرده و کنترل کننده در این زمان با افزایش دوره هدایت سبب تثبیت ولتاژ خروجی خواهد شد. در زمان ۰/۴ ثانیه، مرجع ولتاژ کنترل کننده به میزان ۲ درصد افزایش یافته که در اثر آن همان طور که در شکل ۱۶ (ج) مشاهده می شود کنترل کننده به خوبی ولتاژ مرجع را تعقیب کرده و ولتاژ خازن را به ولتاژ مرجع می رساند.



شکل ۱۴: دیاگرام بود بهره حلقه باز مبدل پیشنهادی در حالت یک قبل و بعد از جبران سازی



شکل ۱۸: ولتاژ و جریان کلیدهای مبدل پیشنهادی در حالت دو آن

در این مقاله، مبدل پیشنهاد شده در دو حالت کاری آن مورد تحلیل قرار گرفت. با تحلیل سیگنال کوچک انجام شده در حالت یک و دو آن، مدلی برای مبدل به دست آمد که از این مدل برای طراحی کنترل کننده استفاده شد. در نهایت با انجام شبیه سازی مبدل پیشنهادی، کارایی مبدل در شرایط مختلف مورد تأیید قرار گرفت.

### مراجع

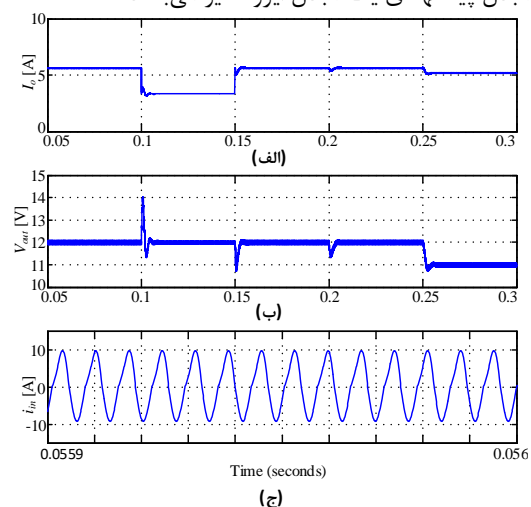
- [1] H. Ibrahim, A. Ilinca and J. Perron, "Energy storage systems—Characteristics and comparisons," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 12, no. 5, pp. 1221-1250, June 2008.
- [2] P. F. Ribeiro, B. K. Johnson, M. L. Crow, A. Arsoy and Y. Liu, "Energy storage systems for advanced power applications," *Proceedings of the IEEE*, vol. 89, no. 12, pp. 1744-1756, 2001.
- [3] B. Bolund, H. Bernhoff and M. Leijon, "Flywheel energy and power storage systems," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 11 no. 2, pp. 235-258, Feb. 2007.
- [4] J. Tzeng, R. Emerson and P. Moy, "Composite flywheels for energy storage," *Composites Science and Technology*, vol. 66, no. 14, pp. 2520-2527, Nov. 2006.
- [5] H. Liu and J. Jiang, "Flywheel energy storage-An upswing technology for energy sustainability," *Energy and Buildings*, vol. 39, no. 5, pp. 599-604, May 2007.
- [6] T. Ichihara, K. Matsunaga, M. Kita, I. Hirabayashi, M. Isono, M. Hirose, K. Yoshii, K. Kurihara, O. Saito, S. Saito, M. Murakami, H. Takabayashi, M. Natsumeda and N. Koshizuka, "Application of superconducting magnetic bearings to a 10 kWh-class flywheel energy storage system," *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 15, no. 2, pp. 2245-2248, 2005.
- [7] S. Nagaya, N. Kashima, M. Minami, H. Kawashima and S. Unisuga, "Study on high temperature superconducting magnetic bearing for 10 kWh flywheel energy storage system," *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 11, no. 1, pp. 1649-1652, 2001.
- [8] G. Ma, W. Qu, G. Yu, Y. Liu, N. Liang and W. Li, "A Zero-Voltage-Switching Bidirectional DC-DC Converter With State Analysis and Soft-Switching-Oriented Design Consideration," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 6, pp. 2174-2184, 2009.
- [9] S. R. Gurumurthy, A. Sharma, S. Sarkar and V. Agarwal, "Apportioning and mitigation of losses in a Flywheel Energy Storage system." *4th IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, Rogers, AR, 2013, pp. 1-6.
- [10] D. Bandeira and I. Barbi, "A T-Type Isolated Zero Voltage Switching DC-DC Converter With Capacitive Output," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. PP, no. 99, pp. 1-1, 2016.

شکل ۱۸ نیز جریان کلیدهای مبدل و ولتاژ دوسر آن‌ها را نشان می‌دهد. همان‌طور که دیده می‌شود، قبل از روشن شدن هر کلید دیود موازی آن‌ها هدایت می‌کند. این موضوع سبب آن می‌شود که کلیدها در ولتاژ صفر روشن شوند و تلفات کلیدزنی به مقدار قابل ملاحظه‌ای کاهش پیدا کند.

### ۵- نتیجه گیری

در این مقاله یک مبدل جدید به منظور استفاده در منابع ذخیره‌ساز چرخ طیار معرفی شد. این مبدل دوسویه ایزوله بوده و می‌تواند منبع چرخ طیار را شارژ یا دشارژ نماید. با توجه به اینکه هرچه سطح ولتاژ لینک dc بیش‌تر باشد سرعت چرخش موتور افزایش می‌یابد و یا به عبارت دیگر انرژی ذخیره‌شده در منبع چرخ طیار بیش‌تر خواهد شد، مبدل پیشنهادی در حالت یک آن ولتاژ خروجی را با بهره‌ریزی افزایش خواهد داد. در حالت دو نیز با توجه به آنکه مطلوب آن است که از حداکثر انرژی ذخیره‌شده در منبع چرخ طیار استفاده شود، مبدل به صورت تشدیدی عمل کرده تا تلفات کلیدزنی افت قابل توجهی داشته باشد. از جمله مزایای مبدل ارائه شده در این مقاله نسبت به سایر مقالات از جمله [۲۶] آن است:

- مبدل به صورت تشدیدی عمل نموده و با استفاده از آن می‌توان از حداکثر انرژی ذخیره‌شده در چرخ طیار استفاده نمود.
- مبدل دارای بهره ولتاژی بالایی بوده که این موضوع سبب ذخیره‌سازی انرژی بیش‌تری در منابع ذخیره‌ساز چرخ طیار می‌شود.
- با استفاده از مدل سیگنال کوچک به دست آمده کنترل مبدل در مد تشدیدی نیازمند استفاده از پروسسورهای خیلی پیشرفته نیست. این در حالی است که مبدل‌های تشدیدی که با تغییر فرکانس کلیدزنی کنترل می‌شوند نیازمند استفاده از پروسسورهای پیشرفته هستند.
- مبدل پیشنهادی یک مبدل ایزوله نیز می‌باشد.



شکل ۱۷: پارامترهای مبدل در حالت دو کارکرد آن؛ (الف) جریان خروجی، (ب) ولتاژ خروجی و (ج) جریان خروجی شبکه‌ی تشدید

- [22] S. Dusmez, A. Khaligh and A. Hasanzadeh, "A Zero-Voltage-Transition Bidirectional DC/DC Converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 5, pp. 3152-3162, 2015.
- [23] F. Zhang and Y. Yan, "Novel Forward-Flyback Hybrid Bidirectional DC-DC Converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 5, pp. 1578-1584, 2009.
- [24] W. McMurray, "Resonant snubbers with auxiliary switches," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 29, no. 2, pp. 355-362, 1993.
- [25] M. I. Daoud, A. Massoud, A. Elserougi, A. Abdel-Khalik and S. Ahmed, "A dual three-phase induction machine based flywheel storage system driven by modular multilevel converters for fault ride through in HVDC systems" *IEEE PES Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC)*, Brisbane, QLD, pp. 1-5, 2015.
- [26] J. Gonçalves de Oliveira, "Power control systems in a flywheel based all-electric driveline," *Acta Universitatis Upsaliensis*, 2011.
- [27] J. Zou, K. Liu, J. Hu and J. Li, "A Modified C-Dump Converter for BLDC Machine Used in a Flywheel Energy Storage System," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 47, no. 10, pp. 4175-4178, 2011.
- [28] A. Elserougi, A. M. Massoud and S. Ahmed, "Flywheel Energy Storage System based on boost DC-AC converter", *IET Conference on Renewable Power Generation*, Edinburgh, pp. 1-7, 2011.
- [29] S. Xu and H. Wang, "Simulation and analysis of back-to-back PWM converter for flywheel energy storage system" *15th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Sapporo, pp. 1-5, 2012.
- [30] S. R. Gurumurthy, V. Agarwal and A. Sharma, "A Novel Dual-Winding BLDC Generator-Buck Converter Combination for Enhancement of the Harvested Energy From a Flywheel," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 12, pp. 7563-7573, 2016.
- [31] M. K. Kazimierczuk, *Pulse-width modulated DC-DC power converters*: John Wiley & Sons, 2015.
- [32] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of power electronics*: Springer Science & Business Media, 2007.
- [33] لیلا محمدیان، ابراهیم بابایی، و محمدباقر بناء شریفیان، «ارائه روش جدیدی برای مدل‌سازی مبدل کاهنده - افزایشنده دوسویه با استفاده از شیوه جدیدی از روش گراف سیگنال جریان و به‌کارگیری آن در سیستم مدیریت انرژی خودروی برقی»، *مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز*، جلد ۴۶، شماره ۲، صفحه ۲۲۱-۲۳۵، تابستان ۱۳۹۵
- [11] C. Du, D. Xu, N. He and N. Zhu, "Modeling and Optimization of a Zero-Voltage Switching Inverter for High Efficiency and Miniaturization," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 1, pp. 150-163, 2017
- [12] M. Ekhtiari, Z. Zhang and M. A. E. Andersen, "Analysis of Bidirectional Piezoelectric-Based Converters for Zero-Voltage Switching Operation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 1, pp. 866-877, 2017.
- [13] G. Chen, Y. Deng, Y. Tao, X. He, Y. Wang and Y. Hu, "Topology Derivation and Generalized Analysis of Zero-Voltage-Switching Synchronous DC-DC Converters With Coupled Inductors," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 8, pp. 4805-4815, 2016.
- [14] محسن کریمی‌زاده، نویدرضا ایجادی، غلامرضا عرب مارکده، و جعفر سلطانی، «کنترل تطبیقی با خطی‌سازی فیدبک ورودی-خروجی یک مبدل تشدید سری-موازی dc-dc»، *مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز*، جلد ۴۴، شماره ۱، صفحه ۳۳-۴۲، پاییز ۱۳۹۲
- [15] H. Bodur and A. F. Bakan, "An improved ZCT-PWM DC-DC converter for high-power and frequency applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no. 1, pp. 89-95, 2004.
- [16] W. Liu, J. Zhang and R. Chen, "Modelling and control of a novel zero-current-switching inverter with sinusoidal current output," *IET Power Electronics*, vol. 9, no. 11, pp. 2205-2215, 2016.
- [17] Y. Li, X. Lyu and D. Cao, "A Zero-Current-Switching High Conversion Ratio Modular Multilevel DC-DC Converter," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. PP, no. 99, pp. 1-1, 2016.
- [18] K. R. Sree and A. K. Rathore, "Analysis and Design of Impulse Commutated Zero Current Switching Single Inductor Current-fed Three-phase Push-Pull Converter," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. PP, no. 99, pp. 1-1.
- [19] J. L. Russi, V. F. Montagner, M. L. d. S. Martins and H. L. Hey, "A Simple Approach to Detect ZVT and Determine Its Time of Occurrence for PWM Converters", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 7, pp. 2576-2585, July 2013
- [20] C. Gang, L. Yim-Shu, S. Y. R. Hui, X. Dehong and W. Yousheng, "Actively clamped bidirectional flyback converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 47, no. 4, pp. 770-779, 2000.
- [21] J. Ke and R. Xinbo, "Hybrid Full-Bridge Three-Level LLC Resonant Converter- A Novel DC-DC Converter Suitable for Fuel Cell Power System." pp. 361-367.