

مبدل واسط ادغام شده با قابلیت متعادل سازی ولتاژهای لینک DC در ریزشبه هیبریدی دوقطبی

پرویز نجفی^{۱*}، عباس هوشمند و یکی^۲، مهدی شاه پرستی^۳

اطلاعات مقاله	چکیده
دریافت مقاله: ۱۳۹۷/۱۱/۱۴	ریزشبه هیبریدی دوقطبی، ساختاری نوظهور است که در سال های اخیر توجهات بسیاری را به خود جلب کرده است. قلب این ساختار، یک مبدل واسط است که نقشی حیاتی در این سیستم ایفا می کند و سه قابلیت ویژه دارد: ۱. اتصال دوطرفه بین زیرسیستم های AC و DC؛ ۲. تزریق توان سینوسی به شبکه AC با ضریب توان مطلوب؛ ۳. فراهم سازی دو باس با ولتاژ یکسان در بخش DC. این مقاله از یک اینورتر ۱۰ سوئیچ به عنوان مبدل واسط برای ریزشبه هیبریدی دوقطبی استفاده می کند که می تواند کارایی، قابلیت اطمینان و کیفیت توان را در هر دو بخش AC و DC بالا برد. مبدل ۱۰ سوئیچ به قیمت، حجم، و اندازه کمتری نسبت به مبدل های واسط سه سطحی دارد. مدولاسیون و استراتژی کنترل جدیدی برای مبدل ۱۰ سوئیچ در ریزشبه هیبریدی دوقطبی ارائه شده که برخلاف سیستم های پیشین، نیازی به یک مبدل مجزا برای متعادل سازی ولتاژ قطب های باس DC ندارد. کارایی مدولاسیون پیشنهادی و استراتژی کنترلی مبدل ۱۰ سوئیچ، ارزیابی و توسط شبیه سازی های انجام گرفته با ساختارهای پیشین و رایج مقایسه شده است. توان تلف شده و هزینه نیمه های مورد استفاده در مبدل ها محاسبه و با دو مبدل واسط دیگر نیز مقایسه شده است تا برتری مبدل واسط پیشنهادی را نشان دهد.
پذیرش مقاله: ۱۳۹۸/۰۶/۱۳	
واژگان کلیدی: ریزشبه هیبریدی دوقطبی، مبدل های قدرت AC-DC، کنترل ولتاژ لینک DC، توزیع توان.	

مقدمه^۱

ساختار سیستم های قدرت قدیمی با به کارگیری منابع انرژی پراکنده (DG) رفته رفته در حال تجدید ساختار است. این منابع، مزایایی همچون درجه انعطاف پذیری بالا، افزایش کیفیت توان و افزایش ثبات را به شبکه اضافه می کند. یک ریزشبه از چندین منبع انرژی پراکنده، بار و ذخیره سازهای انرژی تشکیل شده است که می تواند به شبکه اصلی متصل باشد که در این صورت به آن، حالت متصل به شبکه گفته می شود یا می تواند به صورت مستقل عمل کند که به آن، حالت جزیره ای می گویند [۱-۳]. در

حالت متصل به شبکه، ولتاژ و فرکانس ریزشبه توسط یک باس بی نهایت با ظرفیت تولید بسیار بزرگ تر از ریزشبه، کنترل می شود [۴ و ۵]. استفاده از منابع انرژی پراکنده، توپولوژی های متعددی در ریزشبه ها در حالت AC، DC و AC/DC ایجاد کرده است. بیشتر منابع پراکنده، توان DC تولید می کنند یا حداقل نیاز به یک لینک DC برای اتصال به شبکه دارند و از طرف دیگر، زیرساخت های فعلی شبکه با توان AC کار می کنند. با توجه به دلایل ذکر شده، استفاده از ساختار هیبریدی AC/DC با هر دو باس AC و

* پست الکترونیک نویسنده مسئول: parviz.najafi@ee.kntu.ac.ir

۱. دانشجوی دکتری، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی

۲. استادیار، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی

۳. استادیار، گروه مهندسی برق، واحد تهران شرق، دانشگاه آزاد اسلامی

[۱۱-۱۴].

شکل (۲) سه توپولوژی مبدل واسط را برای ریزشبهک هیبریدی دوقطبی نشان می‌دهد که مزایا و معایب آن‌ها از جهات مختلف در این مقاله بررسی شده‌اند. شکل (۲-الف) از یک مبدل شش سوئیچ به‌عنوان مبدل واسط و یک مبدل متعادل کننده ولتاژ DC/DC برای ایجاد قابلیت دوقطبی در مبدل سه فاز دوسطحی استفاده می‌کند که به دلیل وجود دو خازن اضافی، یک سلف و یک سیستم کنترلی مجزا، منجر به افزایش هزینه می‌شود. این مبدل دارای ولتاژ خروجی AC دوسطحی است که در مقایسه با گزینه‌های دیگر مناسب نیست، در حالی که اینورترهای چندسطحی دارای ولتاژ خروجی AC سه‌سطحی و بیشتر بوده، همچنین کیفیت توان AC بالاتری ارائه می‌کنند.

به‌منظور دستیابی به کیفیت توان بهتر در سمت AC، مبدل واسط ریزشبهک هیبریدی باید از ساختار مبدل دوسطحی سه فاز به ساختار مبدل چندسطحی تغییر یابد. شکل (۲-ب)، یک مبدل NPC را به‌عنوان مبدل واسط نشان می‌دهد که خروجی AC سه‌سطحی تولید می‌کند و در مقایسه با مبدل دوسطحی ذکر شده، کیفیت توان بهتری را در بخش AC ارائه می‌دهد. مانع اصلی برای استفاده از این مبدل، تعداد سوئیچ‌های زیاد آن است. در این مبدل، چهار سوئیچ به طرح قبلی افزوده شده که باعث پیچیدگی سیستم کنترل می‌شود و هزینه‌ها را بالا برده، قابلیت اطمینان مبدل را کاهش می‌دهد.

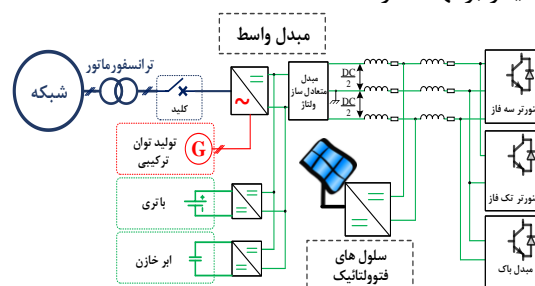
در این مقاله به‌منظور غلبه بر مشکلات مبدل قبلی و در عین حال، بهره‌وری از مزایای آن، از یک اینورتر با تعداد سوئیچ کمتر استفاده شده تا به‌عنوان مبدل واسط در ریزشبهک هیبریدی دوقطبی عمل کند. این مبدل، از طرفی از مزایای چندسطحی بودن ولتاژ AC بهره می‌برد و از سوی دیگر، نیازی به مبدل متعادل کننده ولتاژ در بخش DC ندارد [۱۵].

شکل (۲-ج)، مبدل واسط پیشنهادی را نشان می‌دهد که یک مبدل ترکیبی است با ولتاژ خروجی بین ۲ و ۳ سطح که در این مقاله به آن، مبدل ۱۰ سوئیچ گفته می‌شود. توپولوژی این مبدل، ترکیبی از دو مبدل دیگر است و به همین دلیل، از مزیت‌های هر دو مبدل بهره می‌برد که می‌توان به مواردی همانند کیفیت توان بهتر در بخش AC نسبت به مبدل دوسطحی و تعداد سوئیچ کمتر نسبت به مبدل NPC اشاره کرد.

DC بهترین گزینه برای ریزشبهک‌ها است؛ زیرا تمام مزیت‌های استفاده از هر دو باس AC و DC را دارد [۶ و ۷]. ریزشبهک هیبریدی زیرشاخه مهمی به نام ریزشبهک هیبریدی دوقطبی دارد که دارای ساختار لینک DC سه‌سیمه دوقطبی بوده، در آن بارها و منابع می‌توانند به کل یا نصف ولتاژ لینک DC متصل شوند. ریزشبهک DC دوقطبی در [۸] معرفی شد که دارای قابلیت اطمینان و کارایی بالاست و سهم بزرگی در کاهش اندازه مبدل واسط و هزینه‌ها ایفا می‌کند.

با این حال، ویژگی دوقطبی بودن سمت DC باعث ایجاد مشکل عدم تعادل ولتاژ در هر قطب می‌شود. زمانی که یک اتصال DC در ریزشبهک DC دوقطبی از بین برود، این قطعی می‌تواند توسط دو خط دیگر و یک مبدل کمکی جبران شود. ویژگی هیبریدی بودن، از تبدیل‌های غیرضرور AC به DC جلوگیری کرده، از تعداد اینورترهای مورد نیاز برای اتصال منابع و بارها به میکروگرید می‌کاهد؛ بنابراین کارایی کلی سیستم افزایش می‌یابد [۸]. علاوه بر این، خاصیت دوقطبی بودن سمت DC برای منابع یا بارهایی که نیاز به ولتاژ بالا ندارند، بسیار مناسب است. برای مثال، محدوده ولتاژ DC ۷۰۰ ولت در تبدیل انرژی بادی معمول به نظر می‌رسد، ولی برای یک پنل PV بسیار بالاست [۹ و ۱۰].

شکل (۱) توپولوژی یک ریزشبهک هیبریدی دوقطبی متصل به شبکه را نشان می‌دهد. مبدل واسط، مهم‌ترین نقش موجود، یعنی اتصال زیرسیستم‌های AC و DC را به یکدیگر برعهده دارد.



شکل ۱: مفهوم ریزشبهک هیبریدی AC/DC دوقطبی

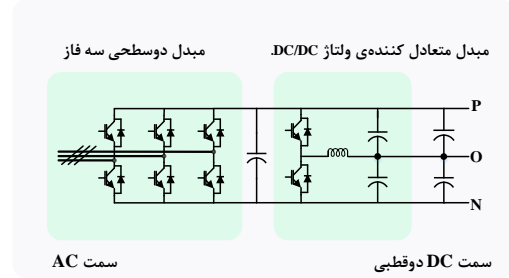
وظیفه اصلی مبدل واسط، دریافت یا تزریق توان به شبکه AC در حالت متصل به شبکه و همچنین تغذیه بارهای محلی در حالت جزیره‌ای است. چالش‌های پیش رو برای مبدل‌های واسط در حالت متصل به شبکه، شامل کنترل کیفیت جریان تزریق شده به شبکه، تزریق توان اکتیو و راکتیو و تغذیه بارها توسط ولتاژی با کیفیت مناسب است

- ارائه یک مبدل ۱۰ سوئیچ که به عنوان یک مبدل واسط عمل می کند و کیفیت توان را هم در بخش AC و هم در بخش DC بهبود می بخشد و تعداد سوئیچ و اجزای غیرفعال مدار در آن به حداقل رسیده است.
- ارائه یک روش مدولاسیون جدید برای مبدل واسط ۱۰ سوئیچ به منظور کاهش الگوریتم های محاسباتی.
- تعبیه طرح متعادل سازی ولتاژ در سیستم کنترلی مبدل واسط به منظور حذف مبدل متعادل کننده ولتاژ از ریزشکده های دوقطبی.
- مقایسه دقیق و کامل کیفیت توان، کارایی، توان تلف شده در مبدل و هزینه بین مبدل واسط پیشنهادی و دیگر مبدل های واسط بیان شده.

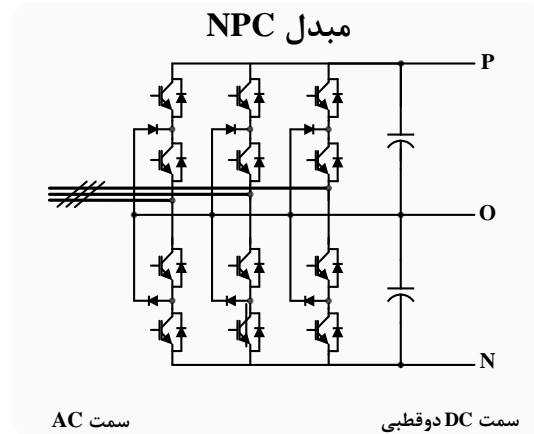
سازماندهی این مقاله به قرار زیر است. در بخش ۲، مدولاسیون بهبود یافته مبدل ۱۰ سوئیچ در حالت های عملیاتی مختلف ارائه و توضیح داده شده است. توضیحات مربوط به سیستم کنترلی مبدل های متصل به شبکه و نحوه متعادل سازی ولتاژ قطب های لینک DC در بخش ۳ آمده است. نتایج شبیه سازی و تحلیل آن در بخش ۴ و مقایسه توان تلف شده و همچنین هزینه نیمه هادی های هر مبدل واسط در بخش ۵ ارائه شده است. در نهایت، بخش ۶ به نتیجه گیری مقاله می پردازد.

۲- روش مدولاسیون بهبود یافته برای مبدل ۱۰ سوئیچ

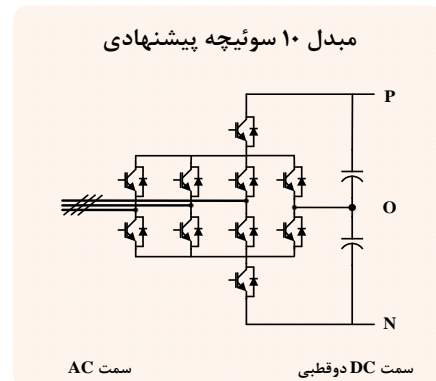
شکل (۳) یک مبدل ۱۰ سوئیچ با قابلیت تبادل دوطرفه توان در یک ریزشکده هیبریدی دوقطبی را نشان می دهد. در این شکل، ساختار نشان داده شده می تواند به شبکه متصل باشد یا در حالت جزیره ای کار کند. از آنجا که مدیریت و نحوه توزیع توان، ایده اصلی این مقاله نیست، این مفاهیم به کارهای آتی واگذار شده است. در این بخش، مدولاسیون مبدل توضیح داده شده که ترکیبی از روش هایی است که قبلاً بر روی این مبدل استفاده شده اند. مبدل ۱۰ سوئیچ دارای سه ساق اصلی و یک ساق کمکی است که این سه ساق اصلی می توانند بر اساس اندازه سیگنال های مرجع و مقایسه آن ها با یکدیگر، به صورت دو یا سه سطحی در مدولاسیون پهنای باند (PWM) کلیدزنی شوند. وظیفه ساق کمکی مبدل اتصال به باس مثبت، منفی



(الف)



(ب)



(ج)

شکل ۲: نمونه هایی از ساختارهای مبدل واسط قابل اجرا برای ریزشکده هیبریدی دوقطبی: (الف) مبدل دوسطحی سه فاز همراه با مبدل متعادل کننده ولتاژ DC/DC، (ب) مبدل NPC، (ج) مبدل ۱۰ سوئیچ

مدولاسیون این مبدل ادغام شده، بهینه شده، برای متعادل سازی ولتاژ قطب های سمت باس DC، طرحی پیشنهاد گردیده که به روش کنترلی مرسوم مبدل های متصل به شبکه اضافه می شود تا مشکل نامتعادلی لینک DC را در طرح قدیمی حل کند. این راه حل، نیاز به اضافه کردن یک مبدل متعادل ساز مستقل برای متعادل سازی ولتاژ قطب های سمت DC را برطرف می کند. نوآوری های این مقاله عبارت است از:

محاسباتی می شود و پیاده سازی کلیدزنی را مطلوب تر می سازد. نکته اصلی در این مدولاسیون، تعیین سطح کلیدزنی هر ساق مبدل ۱۰ سوئیچ است که به صورت دو یا سه سطحی کلیدزنی می شود و پس از تعیین سطح کلیدزنی هر ساق، سیگنال مرجع ساق مربوط با شکل موج های مثلثی مقایسه شده، کلیدزنی صورت می پذیرد. اولین قدم مدولاسیون، محاسبه بخش و ناحیه مربوط به آن و قدم دوم، تعیین سیگنال ماکزیمم، میانی و مینیمم از بین سیگنال های مرجع سه فاز است. نوع مدولاسیون هر ساق در هر ناحیه از بخش تغییر می کند؛ بنابراین معادلات متفاوتی به دست می آیند. معادله تعمیم داده شده سه ناحیه بخش ۱ در (۳) نشان داده شده است:

Interval 1:

$$v_{max} > \frac{1}{2} + \frac{1}{2}v_{mid} \ \& \ \frac{1}{2}v_{mid} < \frac{1}{2} + \frac{1}{2}v_{min}$$

Interval 2:

$$v_{max} > \frac{1}{2} + \frac{1}{2}v_{mid} \ \& \ \frac{1}{2}v_{mid} > \frac{1}{2} + \frac{1}{2}v_{min}$$

Interval 3:

$$v_{max} < \frac{1}{2} + \frac{1}{2}v_{mid} \ \& \ \frac{1}{2}v_{mid} > \frac{1}{2} + \frac{1}{2}v_{min}$$

که در آن:

$$v_{max} = \max(v_a, v_b, v_c), \ v_{min} = \min(v_a, v_b, v_c),$$

$$v_{mid} = \text{mid}(v_a, v_b, v_c)$$

در [۱۶] ثابت شده که مدولاسیون بردار فضایی نسبت به مدولاسیون سینوسی که در این روش بررسی شده، اغتشاشات هارمونیک کمتری دارد و بهره وری از ولتاژ لینک DC در آن بهتر صورت می گیرد. با این حال با اضافه کردن یک آفست به هر سیگنال مرجع در مدولاسیون سینوسی، نتایج تقریباً مشابهی به دست می آید و بهره وری از لینک DC را ۱۵٪ بالا می برد. در نتیجه، معادله (۳) با اضافه کردن آفست به صورت زیر در می آید:

Interval 1:

$$v_{max} > \frac{1}{2} + \frac{1}{4}v_{mid} \ \& \ \frac{1}{4}v_{mid} < \frac{1}{2} + \frac{1}{2}v_{min}$$

Interval 2:

$$v_{max} > \frac{1}{2} + \frac{1}{4}v_{mid} \ \& \ \frac{1}{4}v_{mid} > \frac{1}{2} + \frac{1}{2}v_{min}$$

Interval 3:

$$v_{max} < \frac{1}{2} + \frac{1}{4}v_{mid} \ \& \ \frac{1}{4}v_{mid} > \frac{1}{2} + \frac{1}{2}v_{min}$$

در [۱۵] ثابت شده که استفاده از جبران کننده، تلفات کلیدزنی را کم می کند و THD ولتاژ خروجی را کاهش می دهد و با توجه به این موارد، اگر شاخص مدولاسیون در محدوده خاصی قرار گیرد، تمام ساق های مبدل به صورت دوسطحی کلیدزنی خواهند شد. در روش پیشنهاد شده در

یا نقطه نوترال سمت DC است. سیگنال مرجع متعادل سه فاز برای مدولاسیون سینوسی (SPWM) در شکل ۴ نمایش داده شده است.

$$v_{Aref} = m \cdot \cos(\omega_s t)$$

$$v_{Bref} = m \cdot \cos(\omega_s t - 2\pi/3)$$

$$v_{Cref} = m \cdot \cos(\omega_s t - 4\pi/3)$$

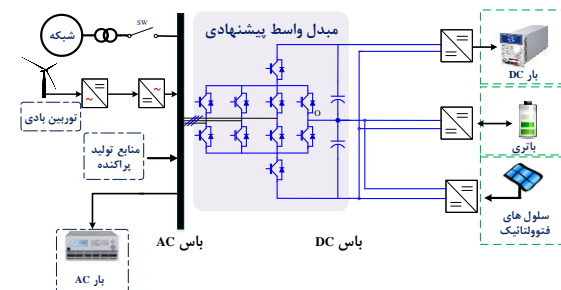
سیگنال های مرجع مینیمم، میانی و ماکزیمم به صورت زیر تعیین می شوند:

$$v_{max} = \max(v_{A,ref}, v_{B,ref}, v_{C,ref})$$

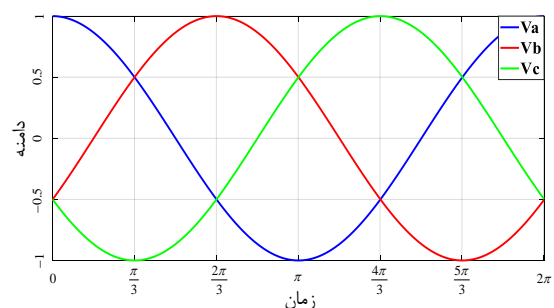
$$v_{mid} = \text{mid}(v_{A,ref}, v_{B,ref}, v_{C,ref})$$

$$v_{min} = \min(v_{A,ref}, v_{B,ref}, v_{C,ref})$$

همان طور که در شکل (۴) نشان داده شده است، هر سیکل ۳۶۰ درجه ای به شش بخش تقسیم شده است که در روش بهبود یافته، اصول روش کلیدزنی پیشنهادی در همه این بخش ها یکسان است. سیگنال مرجع در هر لحظه به سه دسته تقسیم شود: سیگنال های مینیمم، میانی، ماکزیمم v_{max} ، v_{mid} ، v_{min} که در هر ۶۰ درجه جایگزین یکدیگر می شوند. هر بخش دارای سه ناحیه است که در آن، نوع مدولاسیون ساق های اینورتر تغییر می کند.

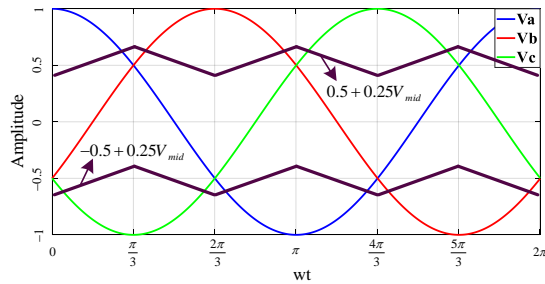


شکل ۳: ساختار مبدل واسط پیشنهادی در ریزشبه هیبریدی دوقطبی



شکل ۴: سیگنال های مرجع متعادل سه فاز

مدولاسیون ارائه شده در [۱۵] دارای دو سیگنال حامل مثلثی هم فاز برای مدولاسیون سه سطحی و یک سیگنال حامل برای مدولاسیون دوسطحی است. در این مقاله، روش بهبود یافته به کار گرفته شده باعث کاهش پیچیدگی های



شکل ۵: سیگنال‌های مرجع مقایسه‌شده با حدود بالا و پایین رابطه ۵

طبق معادلات نشان داده شده در فلوجارت شکل (۵) با سیگنال حامل سه‌سطحی مثبت یا منفی مقایسه می‌شود. در روش مدولاسیون پیشین، شناسایی ۶ بخش و ۱۸ ناحیه متعلق به آن، امری حیاتی بود که در این روش بهبود یافته، نیازی به تعیین بخش‌ها و ناحیه‌ها نیست. همچنین نوع مدولاسیون ساق‌های اینورتر باید در هر ناحیه از بخش تعیین شود که این امر، باعث بالا رفتن عملیات محاسباتی می‌شود.

در شکل (۶)، سیگنال‌های مرجع سه‌فاز مبدل با شرایط مرزی رابطه ۵ مقایسه شده‌اند. نتیجه این مقایسه، تعیین‌کننده نوع مدولاسیون هر ساق مبدل خواهد بود. هرگاه سیگنال مرجع بزرگ‌تر از حد بالای نشان داده شده در شکل (۶) باشد، این سیگنال با سیگنال حامل سه‌سطحی مثبت مقایسه خواهد شد و هنگامی که این سیگنال کوچک‌تر از حد پایین نشان داده شده باشد، با سیگنال حامل سه‌سطحی منفی مقایسه می‌شود. زمانی که سیگنال مرجع در میان حدود بالا و پایین معادله ۵ قرار گیرد، با سیگنال حامل دوسطحی کلیدزنی خواهد شد.

۳- استراتژی کنترل پیشنهادی برای مبدل واسط ریزشبه هیبریدی دوقطبی

چالش‌هایی همانند کنترل ولتاژ لینک DC و کنترل توان AC در استراتژی کنترل مبدل واسط پیش رو قرار دارند. کنترل توان AC، بسته به اینکه مبدل واسط متصل به شبکه یا در حالت جزیره‌ای است، تغییر می‌کند. هنگامی که وضعیت متصل به شبکه باشد، روش کنترل توان با استفاده از تئوری توان لحظه‌ای تعیین می‌شود که مبدل را به‌عنوان یک منبع جریان کنترل شده یا منبع ولتاژ فرض می‌کند.

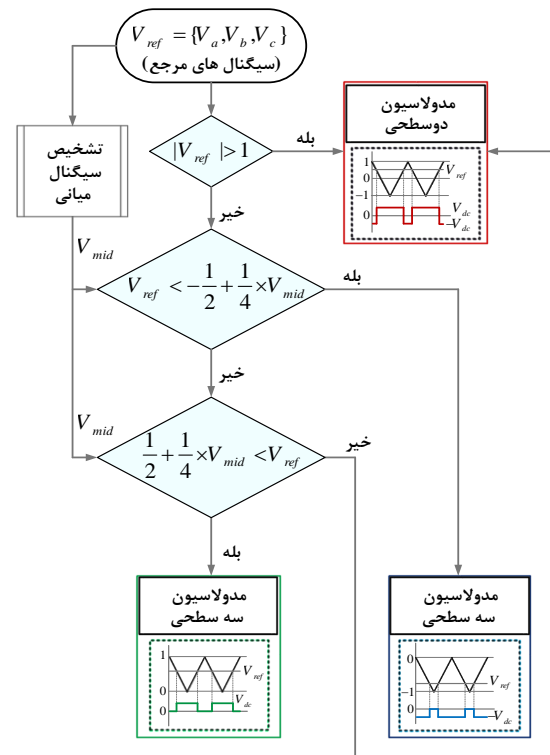
۳-۱- کنترل مبدل واسط در حالت متصل به شبکه

شکل (۷) یک اینورتر متصل به شبکه متصل به فیلتر L را

این مقاله که بهبود یافته روش مدولاسیون قبلی است، رابطه (۴) بازنویسی شده، با توجه به نوع مدولاسیون تعیین شده در قسمت قبلی، (۵) به دست می‌آید. اگر $v_{ref} < -\frac{1}{2} + \frac{1}{4}v_{mid}$ یا $v_{ref} > \frac{1}{2} + \frac{1}{4}v_{mid}$ باشد، با مدولاسیون سه‌سطحی کلیدزنی می‌شود و اگر رابطه (۵) برقرار باشد، با v_{ref} مدولاسیون دوسطحی کلیدزنی می‌شود که در آن $v_{ref} = \{v_a, v_b, v_c\}$ و $v_{mid} = mid\{v_a, v_b, v_c\}$ هستند.

$$-\frac{1}{2} + \frac{1}{4}v_{mid} < v_{ref} < \frac{1}{2} + \frac{1}{4}v_{mid} \quad (5)$$

در روش مدولاسیون پیشنهادی که در فلوجارت شکل (۵) نشان داده شده، سه سیگنال مرجع v_c, v_a, v_b ، به‌عنوان v_{ref} در نظر گرفته می‌شوند. در مرحله اول بر اساس (۵)، نوع مدولاسیون هر ساق مبدل تعیین می‌شود. در این روش، اگر دامنه یکی از سیگنال‌های مرجع، بزرگ‌تر از ۱ باشد، تمام ساق‌های مبدل به صورت دوسطحی کلیدزنی می‌شود تا زمانی که دامنه تمام سیگنال‌های مرجع به کمتر از ۱ برسد. در قدم بعدی، اندازه سیگنال‌های مرجع با یکدیگر مقایسه شده، سیگنال میانی آن‌ها تعیین و در (۵) اعمال می‌شود. اگر سیگنال مرجع یکی از شرایط را برآورده کند،



شکل ۵: فلوجارت مدولاسیون بهینه‌شده مبدل ۱۰ سوئیچ

تئوری توان لحظه‌ای، پایه و اساس کنترل توان مبدل شبکه است. با استفاده از چارچوب dq که با سرعت ω دوران می‌کند و در آن محور d هم راستا با بردار ولتاژ شبکه است، کنترل برداری ولتاژ به دست می‌آید. وظیفه جزء d جریان مرجع، تنظیم ولتاژ لینک DC و مدیریت تبادل توان اکتیو بوده، در حالی که وظیفه جزء q جریان مرجع، کنترل تبادل توان راکتیو است. توان‌های اکتیو و راکتیو مبادله شده با شبکه به صورت زیر قابل بیان هستند:

$$\begin{aligned} P &= \frac{3}{2}(e_d i_d + e_q i_q) \\ Q &= \frac{3}{2}(e_q i_d - e_d i_q) \end{aligned} \quad (11)$$

اگر محور d دقیقاً در راستای ولتاژ شبکه باشد، $e_q=0$ و (۱۱) به شکل زیر تغییر می‌یابد:

$$\begin{aligned} P &= \frac{3}{2} e_d i_d \\ Q &= -\frac{3}{2} e_d i_q \end{aligned} \quad (12)$$

شکل (۸) استراتژی کنترلی پیشنهادی برای مبدل واسط ریزشبه هیبریدی دوقطبی را نشان می‌دهد. ابتدا با استفاده از یک PLL فاز شبکه استخراج می‌شود و در مرحله بعد ولتاژها و جریان‌ها به چارچوب مرجع dq ارجاع داده می‌شوند. استراتژی کنترلی پیشنهادی دو حلقه دارد، حلقه داخلی که حاوی حلقه کنترل جریان شبکه است و حلقه خارجی که حلقه کنترل ولتاژ لینک DC می‌باشد. حلقه داخلی سیستم کنترلی ردیابی جریان مرجع با سرعت بسیار بالاست (برای ۵۰ هرتز حدود ۳-۴ میلی ثانیه) و در عین حال، حلقه خارجی، مسئول تنظیم و پایداری می‌باشد.

حلقه کنترل جریان از (۱۰) پیروی کرده، طراحی آن مبنی بر بهره مبدل الکترونیک قدرت و بهره مسیر فیدبک است که هر دوی آن‌ها در تابع انتقال کنترل کننده PI در نظر گرفته شده‌اند. مرجع‌های جریان i_d^* و i_q^* در چارچوب مرجع سنکرون به ترتیب توسط کنترل کننده ولتاژ لینک DC و میزان نیاز توان راکتیو از شبکه تعیین می‌شوند. با این حال، همچنان یک چالش حل نشده در ریزشبه هیبریدی دوقطبی باقی می‌ماند و آن، متعادل کردن ولتاژ لینک DC در هنگامی است که بارهای نامساوی به قطب‌های لینک DC متصل بوده، توان نابرابری از این قطب‌ها کشیده می‌شود. این امر باعث بروز عدم تعادل در ولتاژ خازن‌ها شده که عملکرد حلقه کنترل ولتاژ لینک DC را با مشکل مواجه می‌کند و همچنین باعث ناپایداری در جریان تزریق شده به شبکه می‌شود. راه حل مؤثر برای این

نشان می‌دهد که در آن ولتاژهای AC اینورتر به شکل بردار زمانی نوشته شده است و در نتیجه، معادلات به صورت زیر حاصل می‌شوند:

$$\bar{p}(t) = \frac{2}{3}(p_a(t) + \alpha p_b(t) + \alpha^2 p_c(t)) \quad (6)$$

که در آن، $\alpha = e^{j2\pi/3}$ بوده و مقدار پارامتر $p_{i(t)}(i=1,2,3)$ هنگامی که کلید بالایی هر ساق روشن است، برابر با ۱ و در غیر این صورت، برابر با صفر است. بنابراین ولتاژ اینورتر در سمت AC برابر است با:

$$\bar{v}(t) = \bar{p}(t)v_{ac}(t) \quad (7)$$

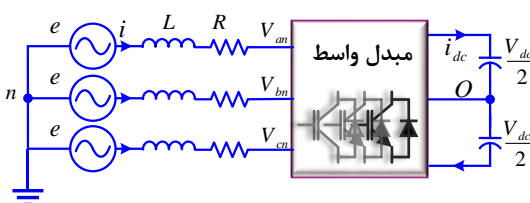
برای یک اینورتر متصل به فیلتر L، معادله زیر نیز صادق است:

$$\bar{v}(t) = \bar{e}(t) + R\bar{i}(t) + L \frac{d\bar{i}(t)}{dt} \quad (8)$$

مدل فضای حالت اینورتر از (۷) و (۸) به دست می‌آید که در (۹) بازنویسی شده است:

$$\frac{d\bar{i}(t)}{dt} = \frac{1}{L}[-R\bar{i}(t) - \bar{e}(t) + \bar{p}(t)v_{ac}(t)] \quad (9)$$

که در آن، $\bar{i}(t)$ نشان دهنده بردار فضایی جریان‌های ورودی اینورتر، $v(t)$ نشان دهنده بردار فضایی ولتاژهای اینورتر و $e(t)$ بردار فضایی ولتاژهای خط ورودی است. اگر از چارچوب دوار با سرعت سنکرون استفاده شود، این مدل ریاضی به صورت (۱۰) تغییر می‌کند. با توجه به ویژگی خاص چارچوب مرجع dq، اگر یک بردار فضایی با دامنه ثابت با سرعت یکسانی در چارچوب دوار دوران کند، اجزای d و q آن ثابت بوده، در صورتی که با سرعتی متفاوت دوران کرده یا دارای دامنه وابسته به زمان باشند، اجزای d و q نوسانی و متغیر خواهند بود.



شکل ۷: مبدل ۱۰ سوئیچ متصل به شبکه با فیلتر L

$$\begin{cases} \frac{di_d(t)}{dt} - \omega i_q(t) = \frac{1}{L}[-Ri_d(t) - e_d(t) + p_d(t)v_{ac}(t)] \\ \frac{di_q(t)}{dt} + \omega i_d(t) = \frac{1}{L}[-Ri_q(t) - e_q(t) + p_q(t)v_{ac}(t)] \end{cases} \quad (10)$$

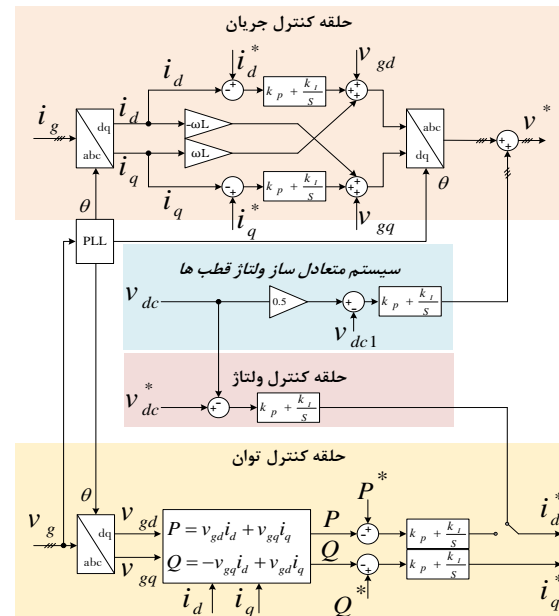
معادلات دیفرانسیلی d و q برای جریان‌ها، وابسته به عبارات کوپلینگ متقابل $\omega i_d(t)$ و $\omega i_q(t)$ در چارچوب مرجع سنکرون هستند.

می‌شود. زمانی که در لینک DC عدم تعادل بار وجود دارد، مدار متعادل‌کننده ولتاژ از مرجع ولتاژ این مقدار DC را کم کرده یا به آن اضافه می‌کند که منجر به تغییر چرخه کاری هر ساق می‌شود. در شرایط پایدار، خروجی مدار متعادل‌کننده ولتاژ عملاً صفر بوده، هنگامی که یک بار اضافی به قطب بالایی لینک DC متصل شود، ولتاژ قطب DC بالا کاهش و به همین ترتیب، ولتاژ قطب DC پایین افزایش می‌یابد. مقایسه ولتاژ قطب بالا و نصف ولتاژ کلی لینک DC تعیین‌کننده شیفت رو به بالا یا به پایین سیگنال‌های مرجع سه‌فاز مدولاسیون سینوسی است. سیگنال مرجع همچنان شکل سینوسی دارد، ولی دارای شیفت DC متناسبی است تا نامتعادلی‌های بارهای لینک DC را جبران کند.

۴- نتایج شبیه‌سازی و بحث

در این بخش، کارایی مبدل NPC، مبدل سه فاز دوسطحی، و مبدل ۱۰ سوئیچ در یک ریزشبه هیبریدی در شرایط یکسان با یکدیگر مقایسه شده‌اند. اثربخشی مدولاسیون و طرح کنترلی ارائه شده در یک ریزشبه هیبریدی دوقطبی، طبق اطلاعات نشان‌داده شده در شکل (۹) در نرم‌افزار MATLAB/Simulink شبیه‌سازی شد. در این شبیه‌سازی، بارهای AC و DC متعددی به ریزشبه در شرایط متصل به شبکه وصل شده‌اند و علاوه بر آن، منابع تجدیدپذیر AC و DC متعددی نیز برای تغذیه بارهای محلی در سیستم شبیه‌سازی شده در نظر گرفته شده‌اند. مدل شبیه‌سازی شده تحت دیاگرام کنترلی پیشنهاد شده در بخش ۳ کار می‌کند. مبدل ۱۰ سوئیچ توسط روش PWM بهینه شده که در بخش ۲ بررسی شد، کلیدزنی شده است. شبکه AC در اینجا به‌عنوان یک باس بی‌نهایت در نظر گرفته شده که ولتاژ و فرکانس AC را حفظ می‌کند. مبدل واسط در مد کنترل ولتاژ باس DC کار می‌کند و این بدین معنی است که وظیفه کنترل ولتاژ DC ریزشبه دوقطبی را برعهده داشته، همچنین هم‌زمان توانایی تزریق یا جذب توان AC را از شبکه اصلی دارد. سمت DC دوقطبی ریزشبه دارای دو قطب ۴۰۰ ولتی (در مجموع ۸۰۰ ولت) است تا توانایی تزریق توان AC به شبکه را در مواردی همچون تبدیل انرژی بادی داشته باشد. به دلیل حضور بارهای DC متعدد و منابع انرژی توزیع پراکنده، هر قطب ممکن است با تولید و تقاضای متفاوتی مواجه شود.

چالش در استراتژی کنترلی پیشنهادی طراحی شده است و در بخش بعدی مورد بحث قرار می‌گیرد.



شکل ۸: دیاگرام حلقه بسته کنترل برداری مبدل واسط به همراه طرح کنترلی تعبیه شده در آن با وظیفه یکسان سازی ولتاژ قطب‌های لینک DC

۳-۱- روش پیشنهادی برای متعادل‌سازی ولتاژ قطب‌های لینک DC

اگر اینورتر ایدئال در نظر گرفته شود، مقدار مساوی انرژی از هر قطب لینک DC استخراج و ولتاژ لینک DC یکسان نگه داشته می‌شود؛ بنابراین نیازی به کنترل خاص نیست. یکی از مزیت‌های ریزشبه هیبریدی دوقطبی، توانایی آن در استفاده از هر قطب لینک DC به صورت جداگانه است. بنابراین بارها و منابع با توان‌های نابرابر به هر خازن لینک DC متصل خواهند بود. متعاقباً علاوه بر طرح کنترلی قبلی، باید متعادل کردن ولتاژ لینک DC نیز صورت بگیرد. در شکل (۸) استراتژی کنترلی برای متعادل‌سازی ولتاژهای لینک DC ارائه شده که از تفاضل نصف ولتاژ کل لینک DC و ولتاژ یک قطب استفاده می‌کند.

در طرح کلی، یک کنترل‌کننده PI مورد نیاز است تا ولتاژ را در محدوده مقدار اسمی کلی لینک DC نگه دارد و یک کنترل‌کننده PI دیگر نیاز است تا ولتاژهای هر قطب لینک DC را در مقدارهای اسمی ثابت نگه دارد.

در این طرح کنترلی، مقدار DC متناسب با میزان نامتعادلی به مرجع ولتاژ سینوسی اضافه می‌شود که منجر به ایجاد سیگنال‌های مرجع شیفت داده شده در شرایط نامتعادل

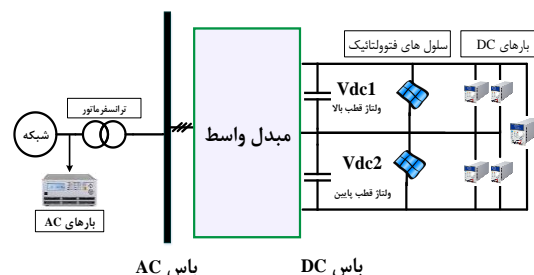
با بارهای DC متعادل؛ ۲. شبیه سازی تحت بارهای DC نامتعادل. نتایج شبیه سازی برای هر سناریو در این قسمت ارائه و بررسی شده اند.

۴-۱- شبیه سازی با بارهای DC متعادل

نتایج شبیه سازی در سناریوی حالت متعادل برای ریزشبه هیبریدی دوقطبی در شکل های (۱۰) تا (۱۷) ارائه شده اند. مبدل ۱۰ سوئیچ، NPC، و مبدل سه فاز دوسطحی به عنوان مبدل واسط و در شرایط شبیه سازی یکسان تست شده اند. همان طور که در شکل (۱۰) نشان داده شده است، مبدل ۱۰ سوئیچ به عنوان یک مبدل واسط استفاده شده و مقادیر حالت پایدار ولتاژ کل لینک DC و ولتاژ هر قطب DC به ترتیب در شکل (۱۰-الف) و (۱۰-ب) نمایش داده شده اند. ولتاژ دو قطب در تمام مدت متعادل بوده، نوسانات ولتاژ در حدود ۱٪ است. همین نتایج برای دو مبدل واسط دیگر، در شکل (۱۳) و شکل (۱۶) نشان داده شده که در این حالت ها نیز ولتاژ قطب های لینک DC متعادل و در محدوده ۱٪ است.

جریان تزریقی سه فاز و توان تزریق شده از شبکه در شکل (۱۱)، شکل (۱۴) و شکل (۱۶) نشان داده شده اند که بیانگر فرم سینوسی مناسب جریان های تزریق شده است. توان اکتیو ۱۰۰ کیلوواتی به بخش DC تزریق شده و کیفیت توان تزریق شده توسط تحلیل اغتشاشات هارمونیک برای جریان تزریق شده AC و ولتاژ خروجی مبدل واسط بررسی شده است. طیف اعوجاج هارمونیک کل سه مبدل واسط شبیه سازی شده در حالت پایدار در شکل (۱۲)، شکل (۱۵) و شکل (۱۷) نشان داده شده است. مقدار اعوجاج هارمونیک کل جریان های AC فاکتوری است که می تواند در تمایز کیفیت عملکرد این مبدل ها کمک کند. اعوجاج هارمونیک کل جریان برای مبدل سه فاز دوسطحی برابر با ۴/۶٪ از اندازه مؤلفه اصلی آن است. این فاکتور در مبدل NPC کاهش یافته، ۳/۵٪ از اندازه مؤلفه اصلی است. در نهایت، با استفاده از مبدل ۱۰ سوئیچ به عنوان مبدل واسط، مقدار اعوجاج هارمونیک کل جریان خروجی برابر با ۳/۷۲٪ به دست آمده که تقریباً برابر با مقدار اعوجاج جریان خروجی در حالت استفاده از مبدل NPC است. این اختلاف ناچیز، نشان دهنده کاهش اعوجاج هارمونیک کل جریان تزریقی با استفاده از مبدل چندسطحی به عنوان مبدل واسط در مقایسه با مبدل های رایج سه فاز دوسطحی است.

توان اسمی مبدل واسط برابر با ۱۰۰ کیلووات و فرکانس کلیدزنی ۵ کیلوهرتز در نظر گرفته شده است.



شکل ۹: مدل شبیه سازی شده ریزشبه هیبریدی دوقطبی

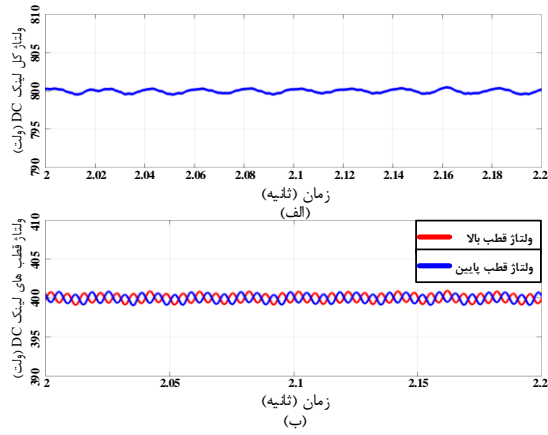
جدول ۱: پارامترهای کنترلی مدل شبیه سازی شده

$K_p=0.9; K_i=1.5$	کنترل کننده جریان
$K_p=0.02; K_i=1$	کنترل کننده ولتاژ
$K_p=60; K_i=1400$	کنترل کننده PLL
$K_p=0.04; K_i=0.2$	کنترل کننده متعادل ساز لینک DC
5 kHz	فرکانس سوئیچینگ

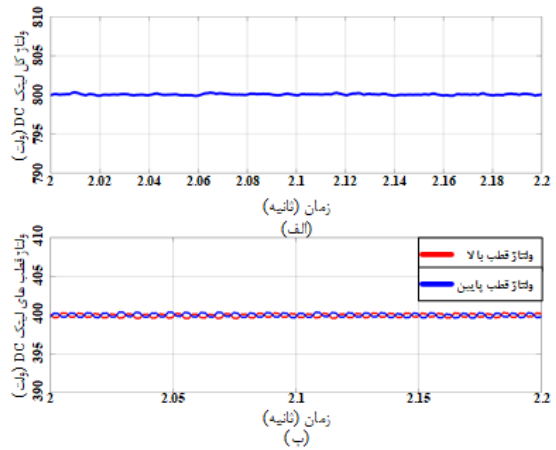
جدول ۲: پارامترهای تجهیزات مدل شبیه سازی شده

600 V 50 Hz	ولتاژ شبکه فرکانس شبکه
600/380 V 500kVA-Yg/Delta	ترانسفورماتور شبکه AC
$L=400 \mu\text{H}$ $R=0.01 \Omega$	فیلتر AC
Load1=600V/1MW/50Hz Load2=600V/0.5MVar/50Hz	بارهای AC
800 V	ولتاژ باس DC
100kW	تولید DC
50kW برای هر قطب (±50% برای بار نامتعادل)	بارهای DC

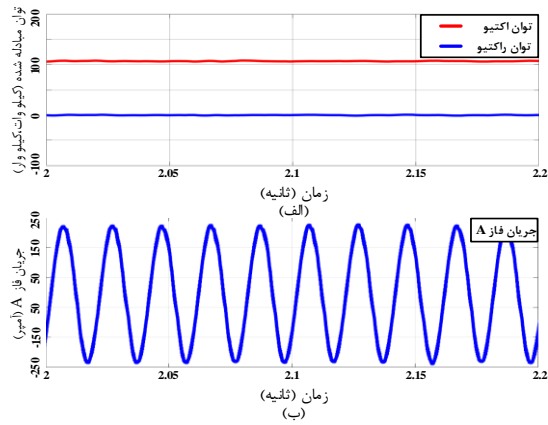
اطلاعات مربوط به ضرایب کنترل کننده PI برای حلقه های کنترل داخلی و خارجی و همچنین کنترل کننده PI متعادل کننده ولتاژ لینک DC در سه حالت شبیه سازی شده در جدول ۱ ذکر شده اند. مشخصات پارامترهای کلی ریزشبه هیبریدی دوقطبی نیز در جدول ۲ ارائه شده است. شبیه سازی ها تحت دو سناریو انجام شده اند: ۱. شبیه سازی



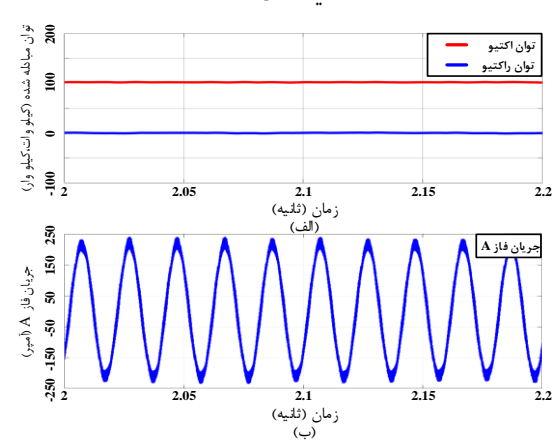
شکل ۱۳: نتایج شبیه‌سازی با بارهای متعادل مبدل NPC: (الف) ولتاژ کل لینک DC، (ب) ولتاژ قطب‌های لینک DC



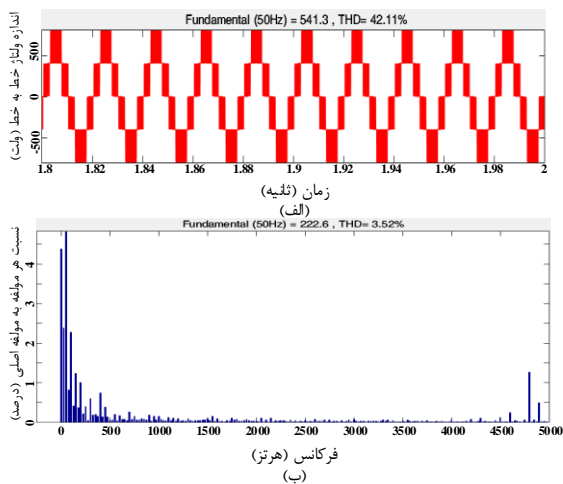
شکل ۱۰: نتایج شبیه‌سازی با بارهای متعادل در مبدل ۱۰ سوئیچ: (الف) ولتاژ کل لینک DC، (ب) ولتاژ قطب‌های لینک DC



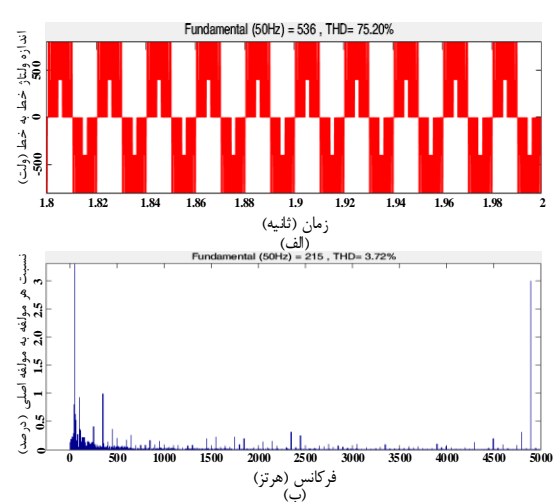
شکل ۱۴: نتایج شبیه‌سازی با بارهای متعادل مبدل NPC: (الف) توان اکتیو و راکتیو تزریق شده، (ب) یک فاز جریان تزرفی به مبدل واسط



شکل ۱۱: نتایج شبیه‌سازی با بارهای متعادل در مبدل ۱۰ سوئیچ: (الف) توان‌های تزریق شده‌ی اکتیو و راکتیو، (ب) یک فاز جریان تزرفی به مبدل واسط



شکل ۱۵: نتایج شبیه‌سازی با بارهای متعادل مبدل NPC: (الف) تحلیل اعوجاج هارمونیکی کل ولتاژ خط مبدل واسط، (ب) طیف اعوجاج هارمونیکی کل جریان‌های AC مبدل واسط

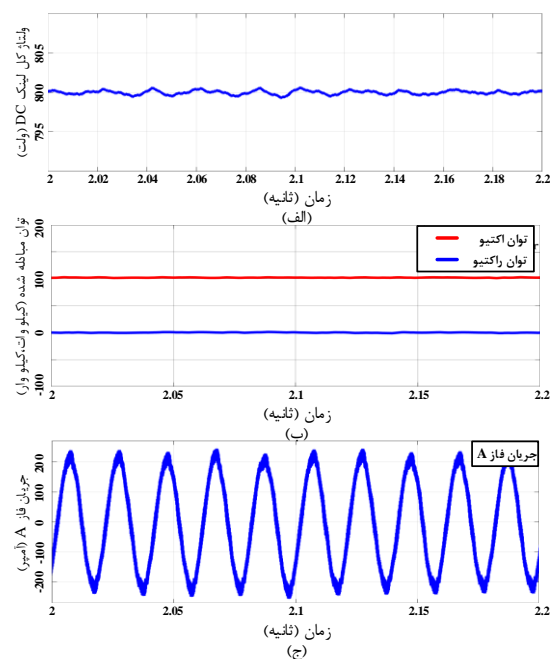


شکل ۱۲: نتایج شبیه‌سازی با بارهای متعادل در مبدل ۱۰ سوئیچ: (الف) طیف اعوجاج هارمونیکی کل ولتاژ خط مبدل واسط، (ب) طیف اعوجاج هارمونیکی کل جریان‌های AC مبدل واسط

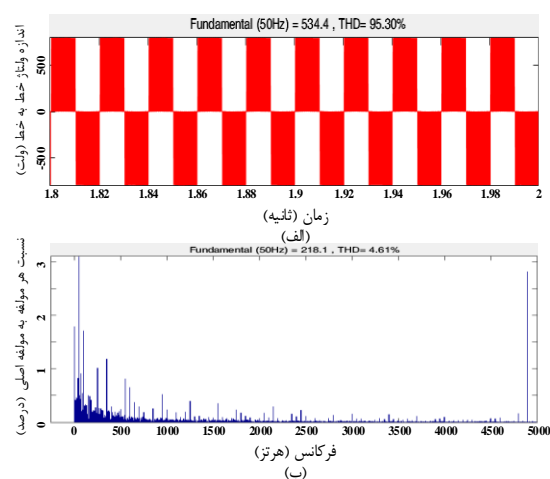
مبدل NPC کمی بهتر از مبدل ۱۰ سوئیچ عمل می کند؛ ولی مبدل سه فاز دوسطحی به خوبی مبدل های واسط ذکر شده نیست. هر سه مبدل واسط ذکر شده قادر هستند به مقادیر مرجع تعریف شده در استراتژی کنترلی بخش ۳ برسند و نتایج ولتاژ لینک DC نشان می دهد که در حالت NPC و مبدل ۱۰ سوئیچ، مدار متعادل کننده ولتاژ پیشنهادی هیچ گونه شیفت DC غیر ضرور به ولتاژ مرجع در حالت بار متعادل اضافه نمی کند.

۴-۲- شبیه سازی تحت بارهای DC نامتعادل

در این سناریو میزان توان کشیده از قطب های لینک DC برابر بوده، با افزایش تدریجی بار متصل به یک قطب، نامتعادلی در لینک DC ایجاد می شود تا عملکرد طرح پیشنهادی کنترلی مورد آزمایش قرار گیرد. نتایج شبیه سازی های صورت گرفته در این سناریو در شکل (۱۸) تا شکل (۲۳) نشان داده شده است. در این سناریو، تنها دو مبدل واسط NPC و ۱۰ سوئیچ بررسی شده و توپولوژی ترکیبی که از دو مبدل مجزا مانند مبدل سه فاز دوسطحی به همراه مبدل متعادل کننده ولتاژ DC/DC تشکیل شده، در نظر گرفته نشده است. دلیل اصلی این امر، تفاوت محسوس در کارایی و کیفیت توان توپولوژی های دوسطحی و چندسطحی است که در بخش قبلی به تفصیل بیان شد. هدف اصلی در حالت لینک DC نامتعادل، حفظ ولتاژ قطب های لینک DC در محدوده متعادل و تزریق جریان AC استاندارد در حین انتقال توان از شبکه به بخش DC است. در ثانیه ۲/۲، یک بار DC ۵ کیلوواتی از مقدار اولیه ۵۰ کیلوواتی که به قطب پایینی متصل است، قطع می شود. به منظور افزایش تنش بر روی قطب های لینک DC و سنجش پایداری و کارایی طرح کنترلی پیشنهادی، یک بار ۵ کیلوواتی DC دیگر از قطب پایینی در ثانیه ۲/۵ جدا می شود که باعث تفاوت ۲۰٪ بین بارهای قطب بالایی و پایینی می گردد. در ثانیه ۳/۱، یک بار DC ۱۵ کیلوواتی به قطب پایینی وصل می شود که باعث تغییر ناگهانی ۳۷/۵٪ در بارهای DC متصل به قطب پایینی می گردد. در آخر یک منبع توزیع پراکنده ۱۰۰ کیلوواتی مانند یک ماژول PV در ثانیه ۴/۱ به لینک DC وصل شده، در عین حال تمام بارهای DC قطع می شوند. این سناریو با قطع و وصل منابع و بارها، عملکرد متعادل کننده ولتاژ و اثر عدم تعادل بار DC را بررسی می کند. همچنین وصل کردن یک منبع ۱۰۰ کیلوواتی و قطع بارهای DC، حالت عملیاتی مبدل را تغییر

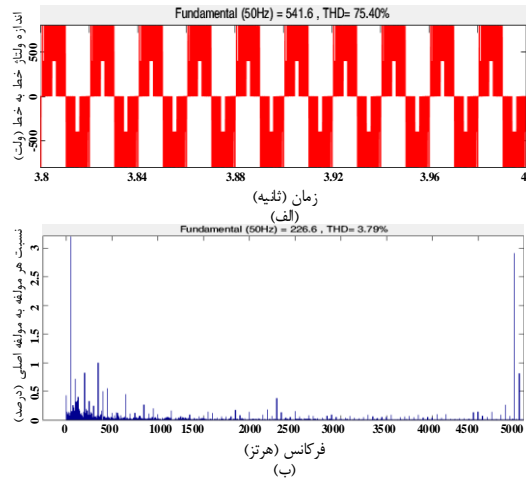


شکل ۱۶: نتایج شبیه سازی با بارهای متعادل مبدل سه فاز دوسطحی. الف) ولتاژ کل لینک DC. ب) یک فاز جریان تزریقی به مبدل واسط.

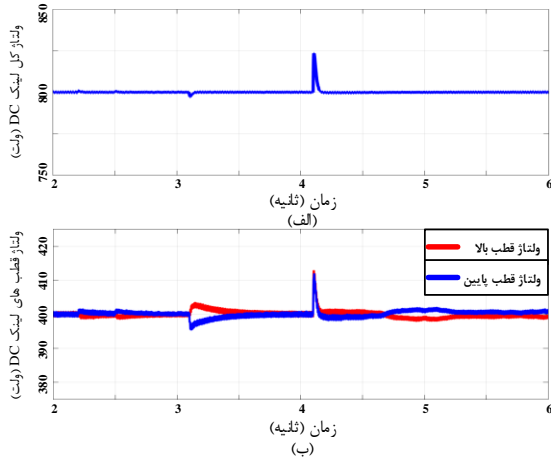


شکل ۱۷: نتایج شبیه سازی با بارهای متعادل مبدل سه فاز دوسطحی: الف) طیف اعوجاج هارمونیک کل ولتاژ خط مبدل واسط، ب) طیف اعوجاج هارمونیک کل جریان های AC مبدل واسط

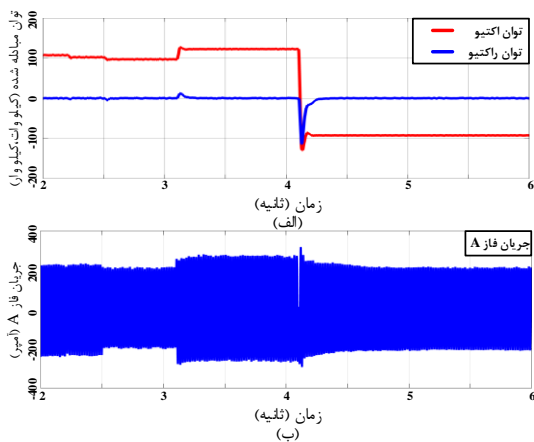
اعوجاج هارمونیک کل ولتاژ خروجی مبدل های واسط در شکل (۱۲-الف)، شکل (۱۵-الف)، و شکل (۱۷-الف) مقایسه شده اند که نشان می دهد کیفیت ولتاژ مبدل با بالا رفتن تعداد سطح های ولتاژ خروجی بهبود می یابد، در نتیجه مبدل NPC دارای بهترین و مبدل دوسطحی سه فاز دارای بدترین کیفیت ولتاژ خروجی است و کیفیت ولتاژ خروجی مبدل ۱۰ سوئیچ در بین این دو مورد قرار دارد. نتایج حالت پایدار نشان می دهد که از نظر کیفیت توان،



شکل ۲۰: نتایج شبیه‌سازی با بارهای نامتعادل مبدل ۱۰ سوئیچه: الف) طیف اعوجاج هارمونیک کل ولتاژ خط مبدل واسط، ب) طیف اعوجاج هارمونیک کل جریان‌های AC مبدل واسط



شکل ۲۱: نتایج شبیه‌سازی با بارهای نامتعادل مبدل NPC: الف) ولتاژ کل لینک DC، ب) ولتاژ قطب‌های لینک DC

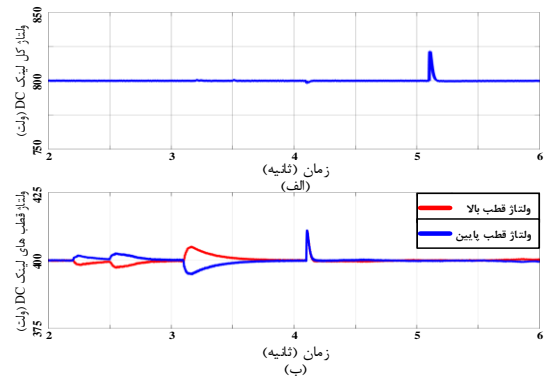


شکل ۲۲: نتایج شبیه‌سازی با بارهای نامتعادل مبدل NPC: الف) توان اکتیو و راکتیو تزریق شده، ب) یک فاز جریان تزریقی به مبدل واسط

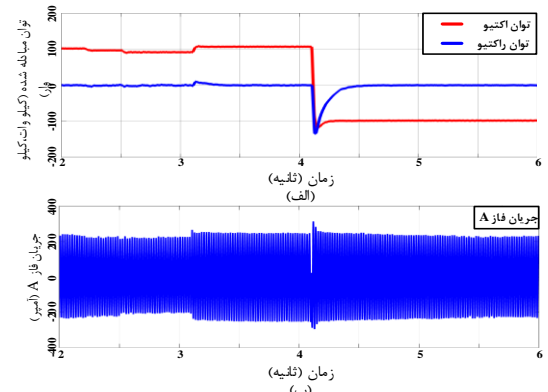
داده، باعث تغییر عملکرد مبدل واسط از حالت یکسوکندنه به اینورتر می‌شود.

همان طور که در شکل (۱۸) و شکل (۲۱) نشان داده شده، ابتدا عدم تعادل بار DC باعث می‌شود ولتاژ یک قطب لینک DC کاهش و دیگری افزایش یابد. سپس طرح کنترلی متعادل‌کننده ولتاژ وارد عمل شده، ولتاژ قطب‌ها یکسان‌سازی می‌شود. طرح کنترلی متعادل‌کننده ولتاژ قادر است ولتاژ قطب‌ها را به مقدار مرجع ۴۰۰ ولت برساند. اگر مدار متعادل‌کننده وجود نداشته باشد، در نهایت، ولتاژ یک قطب لینک DC به ۸۰۰ ولت و دیگری به صفر می‌رسد. افزودن یک شیفت DC مناسب به سیگنال‌های مرجع، نامتعادلی لینک DC را خنثی می‌کند.

نتایج فاکتورهای همانند توان اکتیو و جریان AC پایدار تزریق شده مورد بررسی قرار گرفته است که نشان می‌دهد این موارد به خوبی سناریوی قبل هستند که در شکل (۱۹) و شکل (۲۲) نشان داده شده است.



شکل ۱۸: نتایج شبیه‌سازی با بارهای نامتعادل در مبدل ۱۰ سوئیچه: الف) ولتاژ کل لینک DC، ب) ولتاژ قطب‌های لینک DC



شکل ۱۹: نتایج شبیه‌سازی با بارهای نامتعادل مبدل ۱۰ سوئیچه: الف) توان اکتیو و راکتیو تزریق شده، ب) یک فاز جریان تزریقی به مبدل واسط

با توجه به نتایج، مبدل ۱۰ سوئیچ و NPC قادر هستند تقریباً به طور برابر، عدم تعادل بار DC را جبران کنند، در حالی که مبدل ۱۰ سوئیچ این عملیات را با تعداد سوئیچ کمتر انجام می‌دهد. همچنین محدودیت این مبدل‌های واسط در برطرف سازی عدم تعادل در لینک DC به شاخص مدولاسیون و طرح کنترلی وابسته است و ساختار مبدل، تأثیری در این موضوع ندارد. با توجه به این نکته، امکان متعادل سازی قطب‌ها تا زمانی ادامه خواهد داشت که مدولاسیون و سیگنال‌های مرجع وارد ناحیه OverModulation نشود.

۵- مقایسه مبدل‌های واسط از دیدگاه تلفات و هزینه

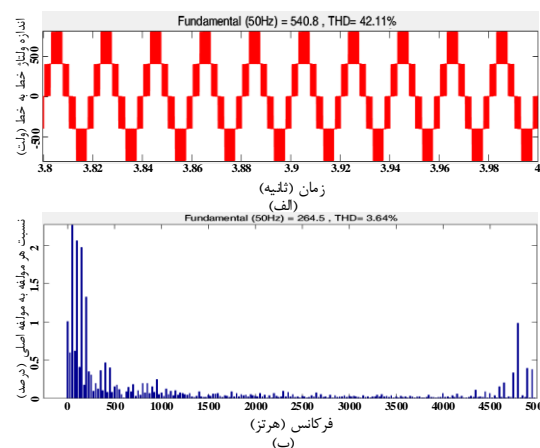
نتایج شبیه سازی مبدل ۱۰ سوئیچ با مدولاسیون بهبودیافته و دیگر مبدل‌های واسط با طرح کنترلی پیشنهادی در ریزشبه هیبریدی دوقطبی در بخش‌های قبلی، تحلیل و بررسی شد. به منظور بررسی این مبدل‌های واسط از جوانب دیگر و اثبات سودمندی مبدل ۱۰ سوئیچ، توان تلفاتی در مبدل‌های واسط و هزینه این مبدل‌ها در یک ریزشبه هیبریدی دوقطبی با یکدیگر مقایسه شده است. از آنجا که مبدل رایج سه فاز دوسطحی، کیفیت توان قابل مقایسه‌ای با مبدل‌های NPC و ۱۰ سوئیچ ندارد و از سوی دیگر به یک مبدل اضافه برای متعادل سازی قطب‌های لینک DC نیاز دارد، واضح است که هزینه و توان تلفاتی در این ساختار، بسیار بیشتر از ساختار تک مبدل بوده، در نتیجه در مقایسه نیامده است.

۵-۱- مقایسه توان تلفاتی مبدل‌های واسط

محاسبه تلفات تجهیزات (دیود و کلید) در مبدل‌های واسط، به انرژی تلف شده در هر پالس در حین چرخه‌های کلیدزنی وابسته است. توان تلفاتی دیود و کلید به دو دسته اصلی تقسیم شده‌اند: تلفات هدایتی و تلفات کلیدزنی. روش‌های متعددی برای تخمین زنی توان تلفاتی ذکر شده وجود دارد که در [۱۷ و ۱۸] ارائه شده‌اند. تلفات هدایتی و کلیدزنی بر اساس منحنی‌های برگه فنی که توسط سازنده منتشر شده‌اند، اندازه گیری شده است. تلفات انرژی هدایتی در یک چرخه کلیدزنی توسط (۱۳) تخمین زده می‌شود.

$$E_{cond_loss}(n) = \int_{T_{on}(n)} V_{ce}(t) i_c(t) dt \quad (13)$$

که در آن، V_{ce} ولتاژ اشباع کلکتور امیتر، i_c جریان کلکتور، n تعداد چرخه‌های کلیدزنی و T_{on} نشان دهنده زمان روشن



شکل ۲۳: نتایج شبیه سازی با بارهای نامتعادل مبدل NPC: الف) طیف اعوجاج هارمونیک کل ولتاژ خط مبدل واسط، ب) تحلیل اعوجاج هارمونیک کل جریان‌های AC مبدل واسط تغییرات شدید در بارهای DC و همچنین تغییر حالت عملیاتی مبدل، به دلیل عملکرد درست طرح کنترلی و مدولاسیون بهینه شده بر کارکرد مبدل‌های واسط اثر نمی‌گذارد که این نکته در شکل (۱۸) تا شکل (۲۳) به تصویر کشیده شده است. در شکل (۲۰) و (۲۳)، اعوجاج هارمونیک کل ولتاژ خروجی و جریان AC مبدل‌های واسط نشان داده شده است. اعوجاج هارمونیک کل ولتاژ خروجی مبدل‌ها در دو مبدل واسط بررسی شده ۰/۲٪ با یکدیگر تفاوت دارند و اعوجاج هارمونیک کل جریان AC در سناریوی بار DC نامتعادل حدود ۰/۱٪ افزایش می‌یابد. در ادامه، کلیه نتایج شبیه سازی‌های صورت گرفته در حالت بار متعادل و حالت نامتعادلی بار DC به طور خلاصه در جدول ۳ گردآوری شده است.

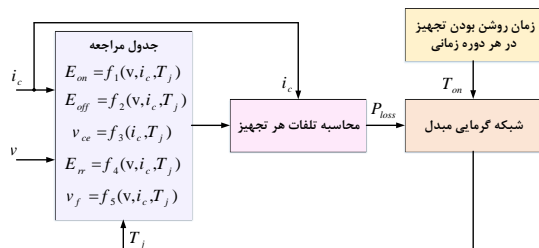
جدول ۳: نتایج حاصل از شبیه سازی مبدل‌های واسط و مقایسه کیفیت پارامترهای خروجی آن‌ها

حالت بار DC متعادل		
نوع مبدل واسط	THD ولتاژ (%)	THD جریان (%)
مبدل سه فاز دوسطحی	۹۵/۳۰	۴/۶۱
مبدل ۱۰ سوئیچ	۷۵/۲۰	۳/۷۲
مبدل NPC	۴۲/۱۱	۳/۵۲
حالت بار DC نامتعادل		
نوع مبدل واسط	THD ولتاژ (%)	THD جریان (%)
مبدل ۱۰ سوئیچ	۷۵/۴۰	۳/۷۹
مبدل NPC	۴۲/۱۱	۳/۶۴

پالس‌های تجهیز، جریان هدایتی تجهیز و شبکه گرمایی مبدل طراحی شده تا تلفات مبدل به صورت حلقه بسته با توجه به ورودی‌های بلوک دیاگرام محاسبه شود.

در این دیاگرام، پارامترهای ورودی مورد نیاز برای تعیین انرژی روشن کردن (E_{on}) در جدول مراجعه برابر با مقادیر پیش-کلیدزنی ولتاژ در تجهیز، مقادیر پس-کلیدزنی جریان وارد شده به تجهیز و دمای اتصال است. انرژی خاموش کردن (E_{off}) و انرژی بازبایی معکوس (E_{rr}) تابعی از مقدار پس-کلیدزنی ولتاژ تجهیز، مقدار پیش-کلیدزنی جریان وارد شده به تجهیز و دمای اتصال هستند.

یک عامل مهم دیگر در محاسبه توان تلف شده، تعیین ولتاژ اشباع یک تجهیز است. جدول مراجعه برای محاسبه V_{ce} نیاز به مقدار جریان وارد شده به تجهیز (I_c) و دمای اتصال آن به عنوان پارامتر ورودی دارند. مقدار جریان دیود (I_f) و دمای اتصال آن، ولتاژ روشن شدن (V_f) در دیود را از طریق جدول مراجعه تعیین می‌کند. میانگین توان تلف شده برای هر چرخه کلیدزنی با استفاده از پارامترهای خروجی این پنج جدول محاسبه شده است. هنگامی که تلفات کل یک تجهیز تعیین می‌شود، این مقدار تعیین شده به عنوان ورودی برای شبکه گرمایی مبدل مورد استفاده قرار می‌گیرد. شبکه گرمایی، دمای اتصال را تعیین می‌کند به طوری که دمای تخمین زده شده در پایان هر مرحله، برابر با دمای جدید برای مرحله بعد باشد.



شکل ۲۴: جزئیات نتایج شبیه‌سازی توان تلف شده برای مبدل NPC و مبدل ۱۰ سوئیچ به عنوان مبدل واسط در ریزشبه هیبریدی دوقطبی عمل می‌کنند

در این قسمت، مبدل‌های واسط در ریزشبه هیبریدی دوقطبی برای محاسبه توان تلف شده شبیه‌سازی شده‌اند. روش اندازه‌گیری توان تلف شده هر مبدل و شرایط شبیه‌سازی، همانند قبل است.

شکل (۲۵) نتایج توان تلف شده در مبدل‌های واسط در ریزشبه هیبریدی دوقطبی بررسی شده را نشان می‌دهد. هر مبدل در حالت یکسوسازی و اینورتری بررسی شده

بودن تجهیز در چرخه کلیدزنی n ام است. مقدار V_{ce} برای ولتاژ لینک DC معین به جریان کلکتور و دمای محل اتصال بستگی دارد که در (۱۴) نشان داده شده است.

$$V_{ce}(t) = f_{cont}(i_c(t), T_j(t)) \quad (14)$$

تلفات انرژی کلیدزنی شامل انرژی تلف شده هنگام روشن کردن، خاموش کردن و انرژی تلف شده در فرایند بازبایی معکوس است. اندازه‌گیری بر اساس این فرض صورت پذیرفته که جریان ردا شده از بار در طول یک چرخه کلیدزنی ثابت است. بنابراین تلفات کلیدزنی، تابعی از دمای محل اتصال و جریان است که در زیر نشان داده شده است:

$$E_{sw-on}(n) = f_{sw-on}(i_c(n), T_j(n)) \quad (15)$$

$$E_{sw-off}(n) = f_{sw-off}(i_c(n), T_j(n))$$

تلفات کلیدزنی کل برای هر چرخه کلیدزنی توسط معادله (۱۶) به دست می‌آید.

$$E_{sw}(n) = E_{sw-on}(n) + E_{sw-off}(n) \quad (16)$$

ولتاژ، جریان و دیگر پارامترها، در محاسبه توان تلفاتی هر تجهیز مورد نیاز هستند از نتایج شبیه‌سازی به دست می‌آیند. در این مقاله، از ماژول‌های IGBT FF450R12ME4P_B11 و F3L400R07ME4_B23 برای کلیدهای مبدل واسط استفاده شده است که دارای یک دیود هرزگرد داخلی نیز هستند. مبدل ۱۰ سوئیچ از شش ماژول IGBT FF450R12ME4P_B11 استفاده می‌کند که نرخ ولتاژ و جریان بالاتری نسبت به چهار ماژول IGBT دیگر مورد استفاده که از جنس F3L400R07ME4_B23 هستند، دارد. مبدل NPC از ۱۲ ماژول IGBT F3L400R07ME4_B23 و شش دیود سریع A397M-ND استفاده می‌کند. کلیدهایی که برای مبدل NPC استفاده شده‌اند سطح ولتاژ پایینی دارند؛ زیرا تنش ولتاژ در کلیدهای مبدل NPC برابر با نصف ولتاژ لینک DC است. مبدل ۱۰ سوئیچ دارای دو نوع IGBT است؛ زیرا تنش ولتاژ در ساق کمکی نصف ولتاژ لینک DC و تنش ولتاژ در شش سوئیچ دیگر همانند تنش ولتاژ در مبدل سه فاز دوسطحی است که برابر با کل ولتاژ لینک DC است. بر اساس نمودارهای برگه فنی در دماهای اتصال متفاوت، چندین جدول مراجعه (Lookup Table) دو و سه‌متغیره تنظیم شده است تا پارامترهای مورد نیاز برای محاسبه انرژی تلف شده را در دماهای اتصال و جریان کلکتور متفاوت درون‌یابی یا در صورت نیاز برون‌یابی کنند. بلوک دیاگرام نشان داده شده در شکل (۲۴) بر اساس

همان طور که در نمودار نشان داده شده، تلفات هدایتی کمتر مبدل ۱۰ سوئیچ، عامل کلیدی و تأثیرگذار در مقایسه توان تلف شده است. توان تلف شده برای فرکانس های کلیدزنی مختلف نیز محاسبه شده که در شکل (۲۶) نشان داده شده است. این نتایج نشان می دهند که کارایی هر دو مبدل، بالاتر از ۹۷٪ است که به طور چشمگیری مناسب است.

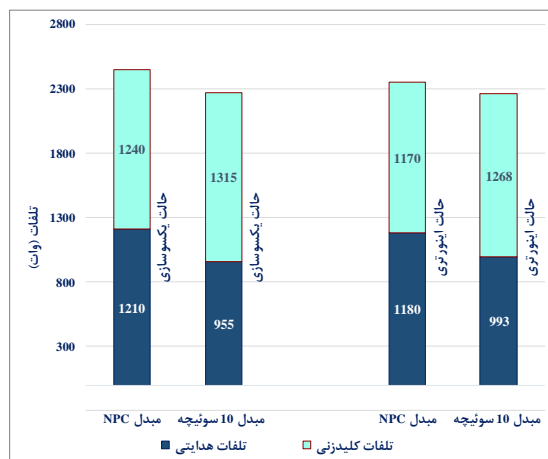
سه فرکانس کلیدزنی نمونه انتخاب شدند تا کارایی مبدل انتخاب شده به عنوان مبدل واسط را در شرایط متفاوت نشان دهند. هر شبیه سازی در دو حالت عملیاتی یکسوکنندگی و اینورتری اجرا شده است تا قابلیت جذب یا تزریق توان مبدل های واسط را نشان دهد. در شکل (۲۶-الف) مشاهده می شود که در حالت اینورتری توان تلف شده مبدل ۱۰ سوئیچ کمتر از مبدل NPC است و این توان تلف شده با افزایش فرکانس کلیدزنی تقریباً ثابت باقی می ماند. نکته جالب توجه این است که این مبدل ها به افزایش فرکانس کلیدزنی به طور مشابهی واکنش نشان می دهند. مبدل NPC کلید و دیودهای بیشتری در مقایسه با مبدل ۱۰ سوئیچ دارد که در هر حالت کلیدزنی روشن و خاموش می شوند.

در شکل (۲۶-ب)، نتایج توان تلف شده برای حالت مبدل یکسوکنندگی در مبدل نشان داده شده است. مبدل ۱۰ سوئیچ توان تلف شده کمتری نسبت به NPC دارد و این توان با افزایش فرکانس تقریباً ثابت باقی می ماند. به طور کلی می توان گفت تفاوت توان تلف شده این دو مبدل در حالت یکسوکنندگی مبدل واسط، بیشتر است.

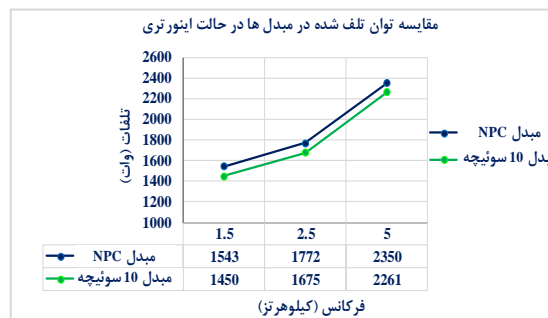
۵-۲- تحلیل هزینه مبدل های واسط مورد بررسی

طبق جدول ۴ مبدل NPC از ۱۲ ماژول IGBT و ۶ ماژول دیود سریع استفاده کرده است، در حالی که مبدل ۱۰ سوئیچ به دو نوع ماژول IGBT نیاز دارد. یک محاسبه ساده برای هزینه مبدل NPC و مبدل ۱۰ سوئیچ در بخش دوم این جدول نشان داده شده است. جالب توجه است که هزینه کل مبدل NPC، ۴۱٪ بیشتر از مبدل ۱۰ سوئیچ است. این تفاوت هزینه زیاد بین دو مبدل را می توان به جنبه های دیگر محاسباتی هزینه، مانند منابع تغذیه کلیدها و گیت درایورها تعمیم داد که دوبرابر گران تر از ماژول های IGBT مورد استفاده در این دامنه توان هستند. کاهش IGBT در مبدل ۱۰ سوئیچ نه تنها باعث کاهش تعداد

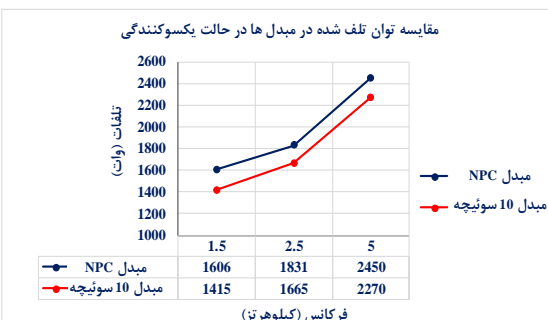
است؛ زیرا هر مبدل واسط باید قابلیت عملکرد دوطرفه را داشته باشد. نتایج نشان دادند که برای یک سیستم ۱۰۰ کیلوواتی با فرکانس کلیدزنی ۵ کیلوهرتز، مبدل ۱۰ سوئیچ هیبریدی در هر دو حالت یکسوکننده و اینورتر، توان تلف شده کل کمتری دارد.



شکل ۲۵: جزئیات نتایج شبیه سازی توان تلف شده در مبدل NPC و مبدل ۱۰ سوئیچ که به عنوان مبدل واسط در ریزشبهک هیبریدی دوقطبی عمل می کند



(الف)



(ب)

شکل ۲۶: نتایج توان تلف شده مبدل NPC و مبدل ۱۰ سوئیچ در ریزشبهک هیبریدی دوقطبی: (الف) توان تلف شده در حالت اینورتری مبدل واسط با فرکانس های کلیدزنی متفاوت، (ب) توان تلف شده در حالت یکسوکنندگی مبدل واسط با فرکانس های کلیدزنی متفاوت

کمتر، کارایی مشابهی را در مقایسه با مبدل NPC ارائه می‌دهد.

گیت درایورهای IGBT و قطعات دیجیتال شده، بلکه پیچیدگی کنترل، سائز بُرد مبدل و حجم ساختار را نیز پایین می‌آورد. در نتیجه، مبدل ۱۰ سوئیچ با هزینه و سائز

جدول ۴: تحلیل هزینه کلیدها و دیودهای به‌کاررفته در مبدل‌های NPC و ۱۰ سوئیچ در ریزشبه هیبریدی دوقطبی

نام قطعه	قیمت هر قطعه (\$)	شماره مدل	سازنده	حداکثر ولتاژ شکست کلکتور (V)	حداکثر جریان کلکتور (A)
IGBT	۱۶۸/۰۴	FF450R12ME4P	Infineon	۱۲۰۰	۴۵۰
IGBT	۱۵۵/۹۷	F3L400R07ME4	Infineon	۶۰۰	۴۰۰
Fast Diode	۷۲/۶۹	A397M-ND	Powerex	۶۰۰	۴۰۰
کل هزینه نیمه‌هادی (\$)					
مبدل ۱۰ سوئیچ			۱۶۳۲/۱۲		
مبدل NPC			۲۳۰۷/۷۸		

۶- نتیجه‌گیری

در این مقاله، یک مبدل واسط سوئیچ کاهش‌یافته برای ریزشبه هیبریدی دوقطبی ارائه و تحلیل شد. استراتژی کنترلی و مدولاسیون بهبودیافته برای این مبدل ارائه شد و کارایی آن با دیگر مبدل‌های واسط موجود در ریزشبه هیبریدی دوقطبی مقایسه گردید. سه ساختار شامل مبدل پیشنهادی و مبدل‌های دوسطحی و سه‌سطحی رایج برای این ریزشبه تحلیل و شبیه‌سازی شدند. نتایج نشان دادند که مبدل NPC و مبدل ۱۰ سوئیچ می‌توانند کارایی و کیفیت توان بسیار بهتری در بخش AC و DC در مقایسه با مبدل دوسطحی سه فاز ارائه دهند. این در حالی است که مبدل دوسطحی سه فاز نیاز به استفاده از یک مبدل

DC/DC جداگانه برای ایجاد قابلیت دوقطبی در سمت DC دارد. علاوه بر این، مبدل جداگانه DC/DC به‌کاررفته در ساختار دوسطحی سه فاز، سطح توان اسمی مشابهی با مبدل سه فاز دارد و با سیستم کنترلی مجزا کار می‌کند که در نتیجه، موجب افزایش قیمت، سائز و کاهش راندمان می‌شود. توان تلف‌شده و هزینه مبدل واسط پیشنهادی و NPC بررسی و مقایسه شدند و نشان داده شد که مبدل ۱۰ سوئیچ در مقایسه با مبدل NPC به دلیل تعداد کلیدها و دیودهای کمتر، توان تلف‌شده و هزینه کمتری در فرکانس کلیدزنی شبیه‌سازی‌شده، دارد.

مراجع

- [۱] حمید فلقی، مریم رضانی و محمودرضا حقی‌فام، «تحلیل تأثیر نیروگاه‌های بادی بر قابلیت تبادل شبکه‌های انتقال در سیستم قدرت»، مجله مدل‌سازی در مهندسی، دوره ۱۰، شماره ۳۰، پاییز ۱۳۹۱، صفحه ۶۱-۷۵.
- [۲] نیما امجدی و محمدرضا انصاری شهرضا، «مطالعه آنالیز شاخه‌ای پایداری دینامیکی ولتاژ در سیستم قدرت»، مجله مدل‌سازی در مهندسی، دوره ۳، شماره ۱۷، تابستان ۱۳۸۸، صفحه ۱-۷.
- [۳] جمشید آقائی، امین رحیمی رضایی و محمدرضا کریمی، «هماهنگی نیروگاه‌های بادی و دستگاه‌های ذخیره‌ساز سیستم قدرت در مسئله برنامه‌ریزی امنیت-مقید مشارکت واحدها با استفاده از بهینه‌سازی استوار»، مجله مدل‌سازی در مهندسی، دوره ۱۶، شماره ۵۳، تابستان ۱۳۹۷، صفحه ۲۰۷-۲۲۰.

[4] P.C. Loh, D. Li, Y.K. Chai and F. Blaabjerg, "Autonomous control of interlinking converter with energy storage in hybrid AC-DC microgrid", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 49, No. 3, 2013, pp. 1374-1382.

- [5] V. Mortezapour and H. Lesani, "Hybrid AC/DC microgrids: A generalized approach for autonomous droop-based primary control in islanded operations", *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Vol. 93, 2017, pp. 109–118.
- [6] M. Shahparasti, M. Mohamadian, P.T. Baboli and A. Yazdianp, "Toward power quality management in hybrid AC-DC microgrid using LTC-L utility interactive inverter: Load voltage-grid current tradeoff", *IEEE Transactions on Smart Grid*, Vol. 8, No. 2, 2017, pp. 857–867.
- [7] P. Shamsi and B. Fahimi, "Stability assessment of a DC distribution network in a hybrid micro-grid application", *IEEE Transactions on Smart Grid*, Vol. 5, No. 5, 2014, pp. 2527–2534.
- [8] H. Kakigano, Y. Miura and T. Ise, "Low-voltage bipolar-type dc microgrid for super high quality distribution", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 25, No. 12, 2010, pp. 3066–3075.
- [9] R. Teodorescu, M. Liserre and P. Rodríguez, *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*, Wiley, USA, 2011.
- [10] P. Najafi, A. Rajaei, M. Mohamadian and A. Yazdian Varjani, "Design considerations of Vienna rectifier-B4 converter for wind energy application", 5th Annual International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference, Tehran, Iran, 2014.
- [11] A. Gupta, S. Doolla and K. Chatterjee, "Hybrid AC-DC Microgrid: Systematic Evaluation of Control Strategies", *IEEE Transactions on Smart Grid*, Vol. 3053, 2017, pp. 1–14.
- [12] M. Baharizadeh, H.R. Karshenas and J.M. Guerrero, "An improved power control strategy for hybrid AC-DC microgrids", *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Vol. 95, 2018, pp. 364–373.
- [13] K. Sheshyekani, J. Khajesalehi, M. Hamzeh and S. Dadjo Tavakoli, "Decentralised voltage balancing in bipolar dc microgrids equipped with trans-z-source interlinking converter", *IET Renewable Power Generation*, Vol. 10, No. 5, 2016, pp. 703–712.
- [14] S. Peyghami, H. Mokhtari and F. Blaabjerg, "Autonomous Operation of a Hybrid AC/DC Microgrid with Multiple Interlinking Converters", *IEEE Transactions on Smart Grid*, Vol. 3053, No. c, 2017, pp. 1–1.
- [15] L. Mihalache, "A hybrid 2/3 level converter with minimum switch count", 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE, Vol. 2, No. 1, 2006. pp. 611–618.
- [16] F. Wang, "Sine-triangle versus space-vector modulation for three-level PWM voltage-source inverters", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 38, No. 2, 2002, pp. 500–506.
- [17] Z. Zhou, M.S. Khanniche, P. Iqic, S. T. Kong, M. Towers and P. A. Mawby, "A fast power loss calculation method for long real time thermal simulation of IGBT modules for a three-phase inverter system", *International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields*, Vol. 19, No. 1, 2006, pp. 33–46.
- [18] J.W. Kolar, "Losses in PWM inverters using IGBTs", *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, Vol. 142, No. 4, 1995, p. 285.