ارایه یک مبدل افزاینده ولتاژ رزونانسی بدون استفاده از سوئیچ کمکی و ارزیابی EMI هدایتی آن

محمد پهلوان دوست[1] محمد روح اله یزدانی[2]

۱-دانش آموخته کارشناسی ارشد- گروه برق دانشکده فنی مهندسی- دانشگاه آزاد اسلامی واحد اصفهان(خوراسگان)- اصفهان- ایران

۲- استادیار- گروه برق دانشکده فنی مهندسی- دانشگاه آزاد اسلامی واحد اصفهان(خوراسگان)- اصفهان- ایران

m.yazdani@khuisf.ac.ir

چکیده:در این مقاله یک مبدل افزاینده DC-DC رزونانسی جدید بدون استفاده از سوئیچ کمکی معرفی شده است. تمام المان‌های کلیدزنی در مبدل پیشنهادی تحت شرایط جریان صفر(ZCS) روشن و خاموش می‌شوند. مدار کمکی مبدل بسیار ساده بوده و از یک سلف و خازن رزونانسی تشکیل شده است. سلف اصلی مبدل بوست نیز در این مبدل به طور چشم‌گیری کوچکتر شده است. با توجه به عدم نیاز به سوئیچ کمکی، مدار کنترل مبدل بسیار ساده است و هیچ‌گونه استرس ولتاژ اضافی بر روی سوئیچ و دیود مبدل وجود ندارد. تحلیل های تئوری مدار در وضعیت هدایت ناپیوسته ارائه شده و به وسیله نتایج شبیه‌سازی در نرم افزار مورد ارزیابی قرار می‌گیرد. علاوه بر آن، منحنی بازده مبدل رزونانسی پیشنهاد یارایه می‌شود و با مبدل مشابه سوئیچینگ سخت مقایسه می‌شود که بیانگر بهبود بازده در مبدل پیشنهادی است. همچنین EMI هدایتی مبدل ارزیابی شده و با یک مبدل افزاینده سوئیچینگ نرم دیگر مقایسه می‌شود.

کلمات کلیدی: تداخل الکترومغناطیسی، مبدل سوئیچینگDC-DC، سوئیچینگ نرم، سوئیچینگ تحت جریان صفر (ZCS)، مبدل رزونانسی

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۶/۰۳/۰۱

تاریخ پذیرش مشروط مقاله: ۱۳۹۶/۰۹/۱۲

تاریخ پذیرش مقاله : ۱۳۹۶/۱۰/۲۱

نام نویسنده‌ی مسئول: دکتر محمد روح اله یزدانی

نشانی نویسنده‌ی مسئول: ایران – اصفهان– بلوار ارغوانیه– دانشگاه آزاد اسلامی واحد اصفهان(خوراسگان)– دانشکده‌یفنی مهندسی- گروه برق

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-16]

[DOR: 20.1001.1.26765810.1397.15.3.11.3]

Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers - Vol.15- No.3-Fall 2018

۱- مقدمه

امروزه مبدل‌های سوئیچینگ به طور گسترده در سامانه‌های الکتریکی و الکترونیکی و همچنین سامانه‌های مبتنی بر انرژی‌های تجدیدپذیر مورد استفاده قرار می‌گیرند [۱-۳]. در این میان، مبدلهای سوئیچینگ نرم به دلیل بازده و چگالی توان بالا و همچنین نویز کم بسیار مورد توجه هستند [۴، ۵]. مبدل‌های رزونانسی خانواده‌ایی از مبدل‌های سوئیچینگ نرم هستند که در آنها از یک شبکه رزونانسی فرکانس بالا و یک خازن فیلتر به منظور ایجاد ولتاژ خروجی دلخواه و از مدولاسیون فرکانس به منظور تثبیت آن استفاده می‌شود. در این مبدل‌ها شرایط سوئیچینگ نرم از طریق خاموش و روشن کردن سوئیچ‌ها در لحظات گذر از صفر ولتاژ یا جریان، ایجادمی‌شود [۶-۸]. مزیت عمده خانواده مبدل های رزونانسی نسبت به سایرین آن است که به دلیل فرکانس بالای شبکه رزونانس حجم المانهای رزونانسی و فیلتر کننده کاهش یافته و در مجموع حجم و وزن مبدل به صورت قابل ملاحظه‌ای کاهش می‌یابد. به دلیل امکان جذب سلف نشتی و خازن پراکندگی ترانسفورمر در شبکه رزونانس استفاده از تکنیک‌های رزونانسی در مبدل‌های ایزوله توان بالا بسیار رایج است، زیرا باعث افزایش راندمان و بهبود عملکرد این مبدلها می‌شود[۹،۱۰]. به دلیل کاربردهای گسترده‌تر و مزایای یاد شده، اکثر تحقیقات انجام شده، در زمینه مبدل‌های رزونانسی ایزوله بوده است و تحقیقات اندکی در زمینه مبدل‌های رزونانسی غیر ایزوله انجام گرفته است. مبدل‌های رزونانسی غیر ایزوله دارای قطعات پسیو و المان‌های کلیدزنی کمتر و در نتیجه پیچیدگی مداری به مراتب کمتری نسبت انواع ایزوله هستند. در مقایسه با مبدل‌های PWM، مبدل‌های رزونانسی دارای حجم و وزن کمتر و در نتیجه چگالی توان بالاتری هستند.که این امر از عدم نیاز به سلف های فیلتر بزرگ در مبدل‌های رزونانسی ناشی می‌شود.

خانواده مبدل‌های سوئیچ نوسانگر، خانواده جدیدی از مبدل‌های رزونانسی هستند [۱۱] که بر پایه مبدل‌های سوئیچ خازنی بنا شده‌اند. و در واقع نسخه بهبود یافته مبدل‌های سوئیچ خازنی رزونانسی هستند. مبدل‌های سوئیچ نوسانگر ویژگی‌های مثبت زیادی دارند که از جمله آنها می‌توان به سادگی مداری، کوچک بودن المان‌های رزونانس اشاره کرد. اما این مبدل‌ها حداقل نیازمند دو یا سه سوئیچ هستند که این امر می‌تواند باعث افزایش حجم و قیمت تمام شده مدار شود و علاوه بر آن پیچیدگی مدار کنترل را نیز به همراه دارد که می‌تواند منجر به کاهش قابلیت اطمینان مبدل شود. سوئیچ‌های مورد استفاده برای این مبدل‌ها بایستی حتما یک طرفه باشند، اما سوئیچ‌های یک طرفه به آسانی در دسترس نیستند و سری کردن یک دیود به منظور یک طرفه کردن سوئیچ‌ها هم منجر به افزایش تلفات مبدل می‌شود. وجود استرس ولتاژ اضافه بر روی سوئیچ‌ها نیز یکی دیگر از معایب این مبدل‌ها است. مرجع [۱۲]، مبدل رزونانسی کاهنده جدیدی معرفی شده که علاوه بر شرایط سوئیچینگ نرم مناسب، دارای سلف‌های نسبتا کوچکی نیز هست. این مبدل که در واقع نسخه بهبود یافته مبدل‌های ارائه شده در مرجع [۱۱] است، دارای سوئیچ کمتر و سلف‌های کوچک تر نسبت به مرجع ذکر شده است. گرچه این مبدل می‌تواند تنها به صورت کاهنده عمل کند، می‌توان با اضافه کردن یک سوئیچ مبدل را به کاهنده- افزاینده تبدیل نمود. در [۱۳]، یک مبدل رزونانسی جدید معرفی شده است. این مبدل تنها یک سوئیچ دارد و یکی از ویژگی‌های مثبت آن قابلیت اصلاح ضریب توان ذاتی (PFC) است. اما وجود استرس ولتاژ اضافی یکی ضعف‌های این مبدل است. در [۱۴] یک مبدل کاهنده معرفی شده است که دارای سلف‌های نسبتا کوچکی است. سلف‌های این مبدل به طور قابل ملاحظه‌ایی کوچک هستند. به همین دلیل این مبدل برای استفاده در مدارهای مجتمع مناسب به نظر می‌رسد. اما استفاده از دو سوئیچ که دارای زمین مشترک نیز نیستند منجر به پیچیدگی‌های کنترلی و درایو می‌شود.

در اینمقاله،یک مبدل بوست رزونانسی جدید ارائه می‌شود. سوئیچ و دیود این مبدل تحت شرایطZCS روشن و خاموش می‌شوند. در این مبدل از یک شبکه رزونانس بسیار ساده که متشکل از یک سلف و خازن است، استفاده شده است. شبکه رزونانس مذکور به طور موازی با سوئیچ مبدل قرار گرفته و وظیفه پردازش توان و ایجاد شرایط سوئیچینگ نرم را بر عهده دارد. سلف اصلی مبدل بوست نیز در مدار فوق به‌طور قابل ملاحظه‌ای کوچک شده و به یک سلف رزونانسی تبدیل شده که باعث افزایش چگالی توان مبدل می‌شود. عدم نیاز به سوئیچ کمکی، منجر به سادگی مدار کنترل و درایو مبدل گردیده است و اندازه کوچک المان های ذخیره کننده انرژی، باعث کاهش حجم و وزن مبدل می‌شود. در مبدل ارائه شده هیچ‌گونه استرس ولتاژ اضافه بر روی سوئیچ و دیود وجود ندارد.

ساختار این مقاله به این صورت است که در بخش۲، تحلیل مبدل پیشنهادی و شکل موجهای کلیدی آن به همراه روابط وضعیتهای عملکردی ارایه می شود. سپس در بخش ۳، روند طراحی مبدل بیان شده و در بخش ۴ روند کنترل مبدل توضیح داده می‌شود. در بخش ۵ نتایج شبیه‌سازی و شکل موجهای اصلی شبیه‌سازی مبدل و منحنی بازده آن آورده می‌شود. همچنین در این بخش تداخل الکترومغناطیسی (EMI) هدایتی مبدل به کمک مدلسازی مورد ارزیابی قرار می‌گیرد. در پایان در بخش ۶، نتیجه‌گیری ذکر می‌شود.

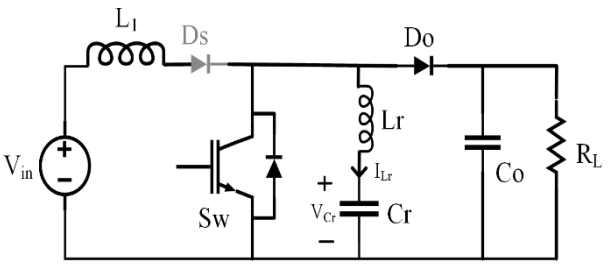
۲- تحلیل مبدل رزونانسی پیشنهادی

شماتیک مبدل بوست رزونانسی پیشنهادی در شکل (۱) آورده شده است. مبدل دارای ساختار بسیار ساده و فاقد هرگونه سوئیچ کمکی است. مدار کمکی تنها شامل یک سلف رزونانس (L_r) و یک خازن رزونانس (C_r) است که به مبدل بوست پایه اضافه گردیده است. سلف اصلی بوست در این مبدل به یک سلف بسیار کوچک رزونانسی تبدیل شده است که به طور قابل توجهی موجب به کاهش حجم و وزن مبدل می‌شود. لازم به ذکر است که دیود D_S تنها به منظور جلوگیری از

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-16]
[DOR: 20.1001.1.26765810.1397.15.3.11.3]

بازگشت انرژی به منبع در حالت هدایت جریان ناپیوسته (DCM) قرار داده شده است و در کاربردهایی که بازگشت میزان اندکی انرژی به منبع مشکل‌ساز نیست می‌تواند حذف شود. به علاوه در حالت هدایت پیوسته(CCM) نیازی به وجود D_S نیست. به منظور ساده‌سازی در روند تحلیل مدار فرض‌های زیر در نظر گرفته می شود.

- مدار در حالت پایدار است.
- تمام المان‌های مبدل ایده آل هستند.
- خازن خروجی به اندازه کافی بزرگ است که می‌تواند به عنوان منبع ولتاژ در نظر گرفته شود.



شکل (۱): شماتیک مبدل بوست پیشنهادی

مهم‌ترین روابط مدار از جمله نسبت سلف ها، فرکانس زاویه ایی، امپدانس مشخصه، بار نرمالیزه، فرکانس نرمالیزه، و بهره مبدل به ترتیب در زیر تعریف شده اند.

$$\alpha = \frac{L_r}{L_1} \quad (۱)$$

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}},\ f_r = \frac{1}{T_r} = \frac{\omega_1}{2\pi} \quad (۲)$$

$$Z_1 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (۳)$$

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{(L_1 + L_r)C_r}} \quad (۴)$$

$$Z_2 = \sqrt{\frac{L_1 + L_r}{C_r}} \quad (۵)$$

$$r = \frac{R}{Z_1} \quad (۶)$$

$$f_n = \frac{f_s}{f_r} \quad (۷)$$

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} \quad (۸)$$

با توجه به شکل جریان سلف L_1 مبدل می تواند در سه وضعیت DCM، Deep-DCM یا CCM کار کند که در این مقاله وضعیتهای هدایت ناپیوسته مورد بررسی قرار می‌گیرند. لازم به ذکر است که اصول عملکرد CCM مشابه با DCM است به جز اینکه جریان L_1 در آن به صفر نمی‌رسد.

۲-۱- وضعیت هدایت ناپیوسته عمیق(Deep-DCM)

شکل موج‌های تئوری مبدل در شکل (۲) و مدارهای معادل مبدل در هر وضعیت در شکل (۳)، برای حالت Deep-DCM آورده شده است. با توجه به شکل (۲) وضعیت Deep-DCM زمانی رخ می‌دهد که جریان L_1 در مرحله چهارم زودتر از جریان L_r به صفر برسد. قبل از شروع مرحله اول فرض می‌شود که تمام المان‌های کلیدزنی خاموش هستند و بار توسط خازن خروجی تغذیه می شود. بنابراین جریان سلف‌ها برابر صفر و ولتاژ خازن رزونانس برابر با V_{C0} است.

مرحله اول ($t_0 - t_1$): در شروع این مرحله سوئیچ مبدل توسط پالس گیت تحت جریان صفر روشن می شود. جریان L_1 به صورت خطی شروع به افزایش می‌کند و جریان L_r به صورت سینوسی تغییر می‌کند. و اختلاف آنها از سوئیچ می‌گذرد. در انتهای این مرحله جریان های L_1 و L_r با هم برابر شده ودر نتیجه جریان سوئیچ صفر می‌شود.

$$I_{L1} = \frac{V_{in}}{L_1}(t - t_0) \quad (۹)$$

$$I_{Lr}(t) = -\frac{V_{C0}}{Z_1}\sin(\omega_1(t - t_0)) \quad (۱۰)$$

$$I_{SW}(t) = I_{L1}(t) - I_{Lr}(t) \quad (۱۱)$$

$$V_{Cr}(t) = V_{C0}\cos(\omega_1(t - t_0)) \quad (۱۲)$$

مرحله دوم ($t_1 - t_2$):در این مرحله جریان سوئیچ صفر شده و تفاضل جریان L_1و L_r از دیود بدنه آن می‌گذرد. در این انتهای این مرحله جریان های L_1و L_r با هم برابر شده و در نتیجه جریان دیود بدنه صفر می‌شود. بنابراین سوئیچ تحت شرایط ZCS خاموش می‌شود. تمام روابط ولتاژ و جریان مرحله قبل در این مرحله نیز برقرار است.

طبق شکل (۲) جریان L_1و L_r بین T_r ۳/۴ و T_r یکدیگر را قطع می‌کنند. بنابراین زمان مراحل یک و دو تقریبا برابر با T_r ۱/۸ در نظر گرفته می‌شود. پس می‌توان نوشت:

$$I_2 = \frac{7}{4}\pi\frac{V_{in}}{L_1\omega_1} = \frac{7}{4}\pi\frac{\alpha V_{in}}{Z_1} \quad (۱۳)$$

$$V_{C0} \simeq 2.5\pi\alpha V_{in} \quad (۱۴)$$

$$V_{C2} = \frac{7}{4}\pi\alpha V_{in} \quad (۱۵)$$

مرحله سوم ($t_2 - t_3$): با خاموش شدن سوئیچ در انتهای مرحله قبل، جریان سلف L_1 در این مرحلهاز L_r و C_r می‌گذرد. در نتیجه ولتاژ خازن رزونانس افزایش می‌یابد و در انتهای این مرحله به V_o می‌رسد. روابط ولتاژ جریان در این مرحله به صورت زیر است.

$$I_{L1}(t) = I_{Lr}(t) = I_2\cos(\omega_2(t - t_2)) + \frac{V_{in} - V_{C2}}{Z_2}\sin(\omega_2(t - t_2)) \quad (۱۶)$$

$$V_{Cr}(t) = V_{in} - (V_{in} - V_{C2})\cos(\omega_2(t - t_2)) + I_2 Z_2 \sin(\omega_2(t - t_2)) \quad (۱۷)$$

مرحله چهارم ($t_3 - t_4$): با رسیدن ولتاژ C_r به V_o در انتهای مرحله قبل شرایط برای روشن شدن دیود خروجی تحت شرایط ZVS فراهم می‌شود. با روشن شدن D_Oدر ابتدای این مرحله جریان L_1 به صورت

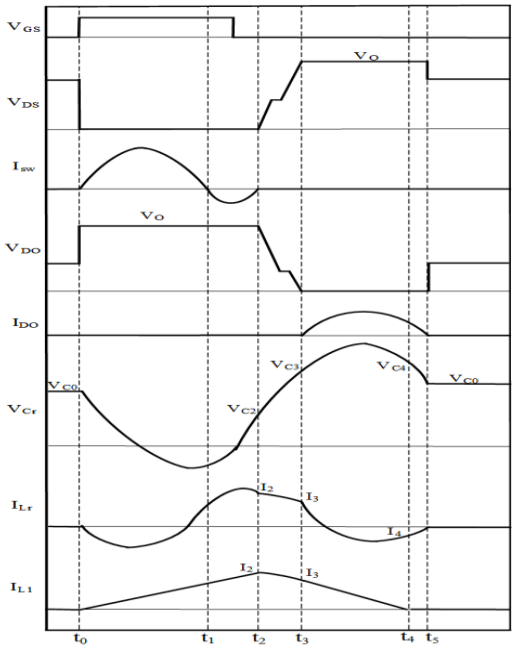
[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-16]
[DOR: 20.1001.1.26765810.1397.15.3.11.3]
Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers - Vol.15- No.3-Fall 2018

خطی کاهش می‌یابد و جریان L_r همچنان به صورت سینوسی تغییر می‌کند. در انتهای این مرحله جریان L_1 به صفر می‌رسد. اما به دلیل وجود دیود D_S امکان منفی شدن جریان برای L_1 وجود ندارد. روابط ولتاژ جریان این مرحله به این صورت است:

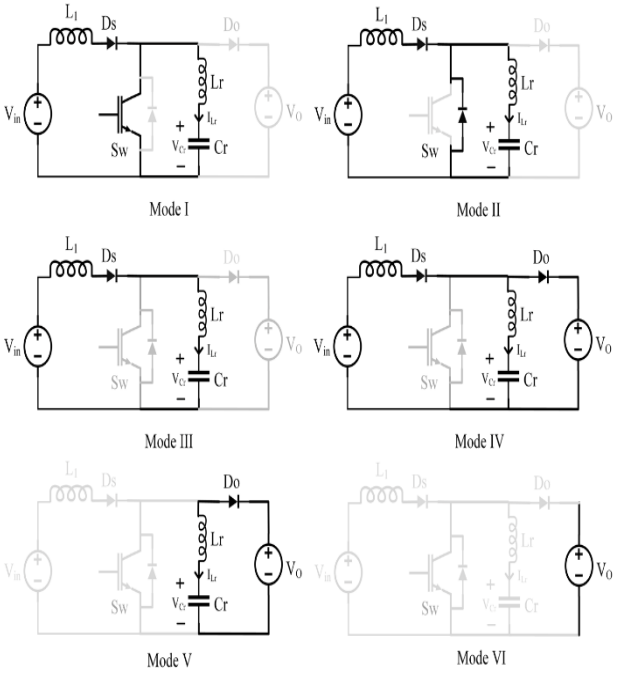
$$I_{L1}(t) = I_3 + \frac{V_{in} - V_O}{L_1}(t - t_3) \quad (۱۸)$$

$$I_{Lr}(t) = I_3 \cos(\omega_1(t - t_3)) \quad (۱۹)$$

$$V_{Cr}(t) = V_O + I_3 Z_1 \sin(\omega_1(t - t_3)) \quad (۲۰)$$



شکل (۲): شکل موج های کلیدی مبدل در حالت Deep-DCM



شکل (۳): مدارهای معادل مبدل در حالت Deep-DCM

مرحله پنجم $(t_4 - t_5)$: در این مرحله جریان L_r از طریق دیود D_o به خروجی منتقل می‌شود. در انتهای این مرحله جریان L_r به صفر می رسد و دیود D_o تحت شرایط ZCS خاموش می‌شود. روابط ولتاژ جریان مرحله قبل در این مرحله نیز معتبر هستند. با توجه به شکل (۲) و رابطه (۱۹) مدت زمان مراحل چهار و پنج قابل محاسبه است.

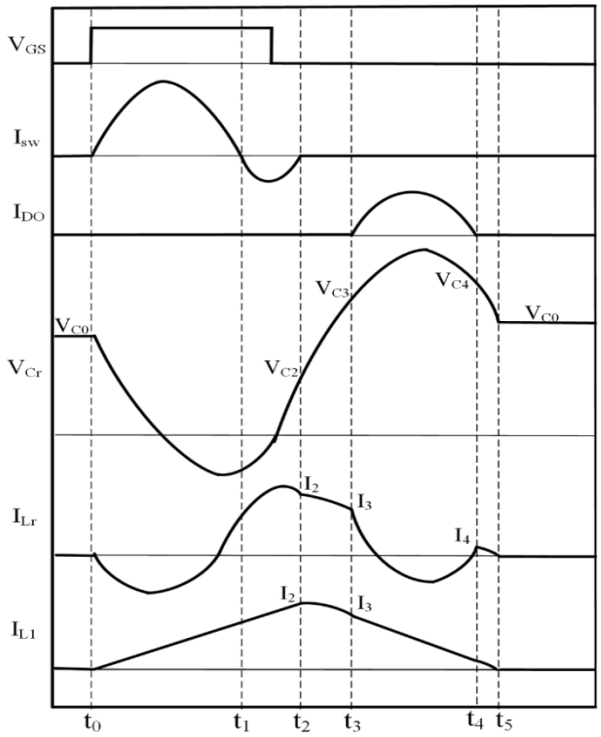
$$t_5 - t_3 = \frac{3\pi}{2\omega_1} = \frac{3}{4}T_r \quad (۲۱)$$

$$I_3 = \frac{V_{in}}{Z_1}(M - 2.5\pi\alpha) \quad (۲۲)$$

مرحله ششم $(t_5 - t_6)$: در این مرحله تمام عناصر کلیدزنی خاموش هستند و ولتاژ خروجی توسط خازن تامین می شود. مدت زمان این مرحله توسط مدار کنترل به صورتی تنظیم می‌شود تا ولتاژ خروجی دلخواه به دست آید.

۲-۲- وضعیت هدایت ناپیوسته (DCM)

بخشهای عملکرد مبدل در حالت هدایت ناپیوسته (DCM) بسیار شبیه به عملکرد مبدل در حالت هدایت ناپیوسته عمیق (Deep-DCM) است، بجز در مراحل چهار و پنجم. شکل موج‌های کلیدی مبدل در وضعیت DCM در شکل (۴) نمایش داده شده‌اند. با توجه به شکل (۴)، در پایان مرحله چهارم جریان دیود D_o به صفر می‌رسد و تحت شرایط ZCS خاموش می‌شود. در مرحله پنجم نیز جریان L_1 از L_r و C_r می گذرد. در انتهای این مرحله جریان L_1 نیز به صفر می‌رسد. تمام روابط ولتاژ و جریان وضعیت Deep-DCM در DCM نیز بجز روابط در مرحله پنجم معتبر هستند.



شکل (۴): شکل موج های کلیدی مبدل در وضعیت DCM

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-16]
[DOR: 20.1001.1.26765810.1397.15.3.11.3]

۳- فرایند طراحی مبدل پیشنهادی

در این بخش روابط مهم در طراحی مبدل استخراج می‌گردند. روند طراحی شامل بدست آوردن روابط بهره ولتاژ، فرکانس و طراحی عناصر رزونانس مدار است. برای طراحی این مبدل، مقدار ولتاژ ورودی و تغییرات آن، ولتاژ خروجی و توان مبدل باید مشخص باشد.

۳-۱- بهره ولتاژ

برای بدست آوردن بهره ولتاژ مبدل از اصل پایستگی انرژی استفاده می شود. طبق این اصل انرژی ورودی مبدل در یک سیکل سوئیچینگ در حالت پایدار برابر با انرژی خروجی مبدل است.

$$\int_{T_s} V_{in} I_{L1} dt = \int_{T_s} \frac{V_O^{\,2}}{R} dt \quad (۲۳)$$

با استفاده از روابط (۹)، (۱۶)و (۱۹) و محاسبه انتگرال می‌توان نوشت:

$$M \simeq \frac{1}{2} + \frac{7}{8}\sqrt{r.\pi.\alpha.f_n + \frac{16}{49}} \quad (۲۴)$$

۳-۲- محاسبه نسبت سلف ها (α)

حالت DCMعمیق زمانی اتفاق می‌افتد که مرحله چهارم عملیات مبدل کمتر از $4/3T_r$ طول بکشد. پس شرایط مرزی بین DCM و DCM عمیق به صورت زیر محاسبه می‌شود.

$$t_4 - t_3 = \frac{3}{4} T_r \quad (۲۵)$$

$$\frac{L_1 I_3}{Vo - V_{in}} = \frac{3\pi}{2\omega_1} \quad (۲۶)$$

پس از ساده سازی می توان نوشت:

$$\alpha_B = \frac{2M}{\pi(3M+2)} \quad (۲۷)$$

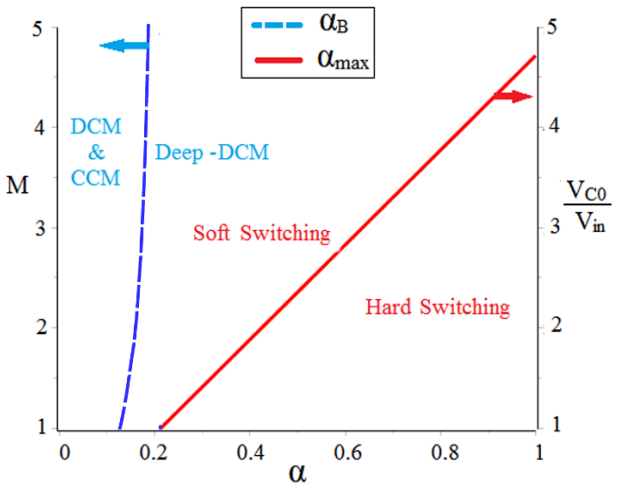
با انتخاب $\alpha > \alpha_B$ مبدل در حالت DCM عمیققرار می گیردو انتخاب $\alpha<\alpha_B$ منجر به حالت DCM می‌شود. به منظور تضمین شرایط سوئیچینگ نرم برای سوئیچ مبدل، جریان L_1 باید جریان L_r را در انتهای مرحله اول قطع بکند. طبق شکل (۲)، در بدترین شرایط در زمان $۳/۴\,T_r$ جریان دو سلف باید با هم برابر شود. پس نا مساوی زیر باید همواره برقرار باشد.

$$\frac{V_{C0}}{Z_1} \geq \frac{3\pi V_{in}}{2L_1\omega_1} \quad (۲۸)$$

پس از ساده سازی می توان نوشت:

$$\alpha \leq \frac{2V_{C0}}{3\pi V_{in}} \quad (۲۹)$$

مقدار بیشینه α که تضمین کننده شرایط سوئیچینگ نرم است از رابطه (۲۹) محاسبه می شود.نواحی مربوط به سوئیچینگ نرم و سخت برحسب مقدار α در شکل (۵) با خط قرمز از یکدیگر تفکیک شده‌اند و مرز بین نواحی DCM و DCM عمیق با خط چین آبی رنگ نشان داده شده است.



شکل (۵): نواحی مربوط به سوئیچینگ نرم و سخت (خط قرمز) و مرز بین Deep-DCMو DCM(خط چین آبی) برحسب α_B و α_{max}

۳-۳- فرکانس سوئیچینگ نرمالیزه شده به فرکانس رزونانس (f_n)

هنگامی که زمان مرده وجود نداشته باشد مبدل در حالت تحویل حداکثر توان عمل می‌کند. در این شرایط فرکانس سوئیچینگ و بهره ولتاژ نیز بیشینه هستند. با در نظر گرفتن مدت زمان مراحل، می‌توان نوشت:

$$T_{s,\min} = \frac{1}{f_{s,\max}} = \frac{7}{8}T_r + \frac{3}{4}T_r + \frac{17\pi\alpha - 4M_{\max}}{8\pi\alpha(M_{\max}-1)}T_r \quad (۳۳)$$

پس:

$$f_{n,\max} = \frac{f_{s,\max}}{f_r} = \frac{8\pi\alpha(M_{\max}-1)}{13\pi\alpha M_{\max} + 4\pi\alpha - 4M_{\max}} \quad (۳۴)$$

برای از دست نرفتن شرایط سوئیچینگ نرم، فرکانس نرمالیزه باید کمتر از مقدار فوق انتخاب شود.

۳-۴- محاسبه بار نرمالیزه شده (r)

برای طراحی مبدل، مقدار بار نرمالیزه شده نیز تعیین شود. با مشخص بودن مقادیر $M,\ \alpha,\ f_n$ تاکنون مشخص شده‌اند، با استفاده از رابطه (۲۴)، می‌توان مقدار بار نرمالیزه شده را برحسب حداکثر بهره و فرکانس نرمالیزه محاسبه کرد. شکل (۶)، حداکثر بهره ولتاژ قابل دستیابی را بر حسب حداقل بار نرمالیزه شده به ازای α نشان می دهد.

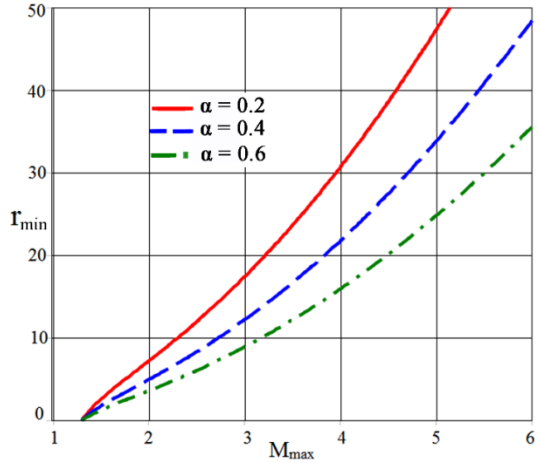
۳-۵- طراحی المان های رزونانس

فرکانس سوئیچینگ مبدل می‌تواند بر طبق خواسته طراح انتخاب شود. اما باید حداکثر سرعت عملکرد سوئیچ در نظر گرفته شود. با انتخاب فرکانس سوئیچینگ، مقدار f_r با استفاده از رابطه (۷) بدست می آید.

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-16]

[DOR: 20.1001.1.26765810.1397.15.3.11.3]
Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers - Vol.15- No.3-Fall 2018

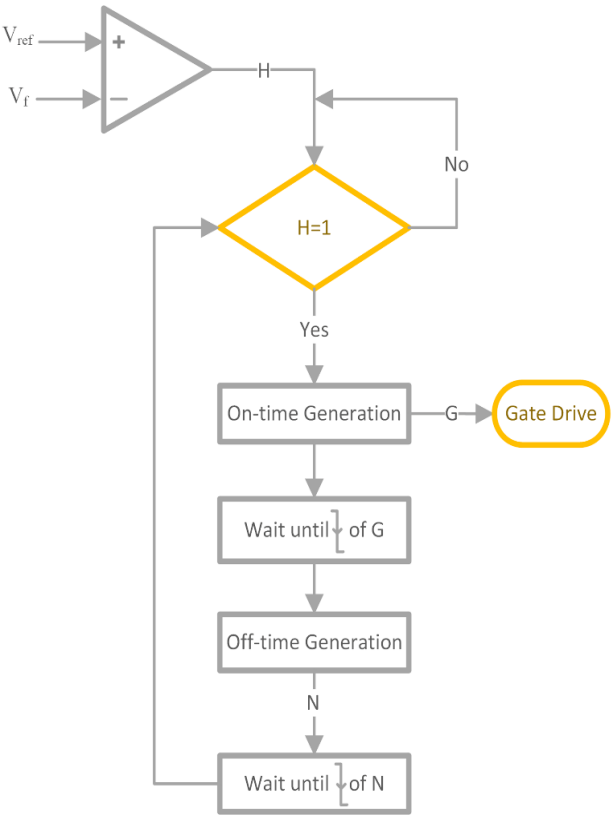
چون مقادیر R و r نیز مشخص شده‌اند، Z_r نیز با استفاده از (۶) بدست می‌آید. با حل روابط (۲) و (۳) مقادیر L_r و C_r بدست آمده و درنهایت با استفاده از (۱) مقدار سلف L_1 بدست می‌آید. همچنین ولتاژ اولیه خازن رزونانس را می‌توان به کمک رابطه (۱۴) بدست آورد.



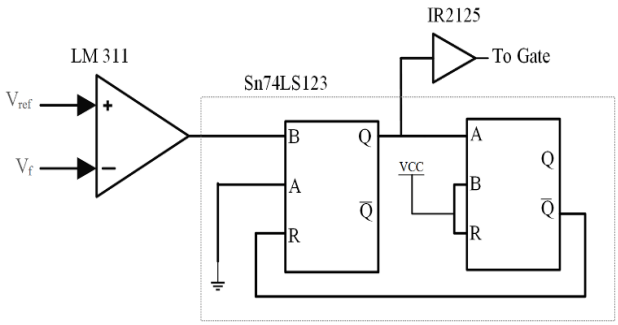
شکل (۶): حداکثر بهره ولتاژ قابل دستیابی بر حسب حداقل بار نرمالیزه شده به ازای مقادیر مختلف α

۴- طراحی مدار کنترل

در این بخش مدار کنترل طراحی شده برای مبدل پیشنهادی معرفی می‌شود. در مبدل فوق زمان روشن بودن سوئیچ همواره ثابت است و با تنظیم زمان خاموشی سوئیچ می‌توان ولتاژ خروجی را تنظیم کرد. به دلیل آنکه مبدل دارای تنها یک سوئیچ است، مدار کنترل و درایو بسیار ساده است و نیازی به ایزولاسیون نیز وجود ندارد. در این مبدل از روش کنترلی موسوم به بنگ بنگ استفاده شده است. شکل (۷) نشان دهنده فلوچارت مدار کنترل است. در این روش ولتاژ فیدبک توسط یک مقایسه کننده با ولتاژ مرجع مقایسه می‌شود. در صورتی که ولتاژ فیدبک کمتر از ولتاژ مرجع باشد یک پالس گیت ایجاد شده و یک پریود سوئیچینگ شروع می‌شود که موجب افزایش ولتاژ خروجی می‌شود. این فرایند تا زمانی که ولتاژ خروجی به میزان دلخواه برسد ادامه می‌یابد. شکل (۸) نشان دهنده شماتیک ساده شده مدار کنترل و درایو برای مبدل پیشنهادی است. در این مدار از یک تراشه مقایسه کننده، دو مونواستابل به منظور ایجاد پالس‌های روشن و خاموش سوئیچ و یک تراشه درایور سوئیچ استفاده شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود، مدار کنترل طراحی شده بسیار ساده بوده و می‌توان آن را به صورت دیجیتال و با استفاده از یک FPGA هم پیاده‌سازی کرد.



شکل (۷): فلوچارت مدار کنترل مبدل



شکل (۸): شماتیک ساده مدار کنترل و درایور

۵- نتایج شبیه‌سازی و مدلسازی

در این بخش به منظور راستی آزمایی تحلیل‌های تئوری، نتایج شبیه‌سازی حاصل از یک نمونه طراحی شده مبدل آورده می شود. همچنین نتایج مدلسازی EMI هدایتی مبدل و مقایسه با مبدل بوست مشابه ارایه می شود. براساس آنچه که در بخش فرآیند طراحی گفته شد، یک نمونه مبدل با ولتاژ ورودی ۵۰ V، ولتاژ خروجی ۱۰۰ V، توان ۲۰۰ وات و فرکانس سوئیچینگ ۲۰۰ kHz طراحی شده است. با لحاظ بهره (M) برابر۲، مقدار α_B در حدود ۰/۱۶ از رابطه (۲۷) بدست می‌آید. با توجه به شکل (۵) برای قرار گرفتن در ناحیه سوئیچینگ نرم با حالت DCM عمیق، α بیشتر از α_B و حدود ۰/۲انتخاب می‌شود. با لحاظ حداکثر فرکانس نرمالیزه رابطه (۳۴) و انتخاب f_n با فاصله ۰/۱کمتر از مقدار حداکثر، f_n حدود ۰/۳۸ انتخاب می‌شود. با معلوم

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-16]
[DOR: 20.1001.1.26765810.1397.15.3.11.3]

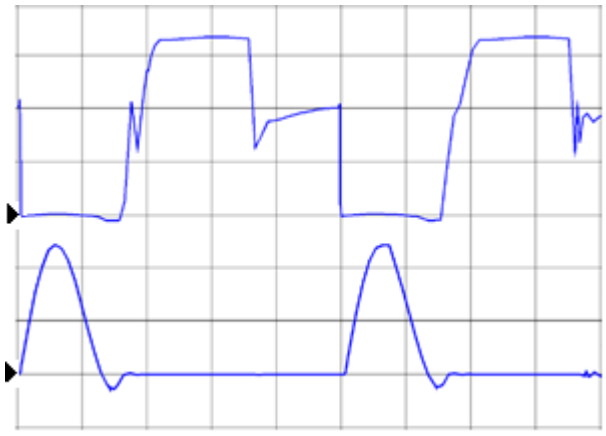
بودن فرکانس سوئیچینگ و فرکانس نرمالیزه، فرکانس رزونانس f_r از رابطه (۷) حدود ۵۲۰ kHz می شود. براساس رابطه (۶) و (۲۴) با تعیین مقدار r و Z_1 از رابطه (۲) و (۳) مقدار سلف و خازن رزونانس و از رابطه(۱) مقدار L_1 تعیین می‌شود که مقادیر این المانها به همراه قطعات انتخاب شده برای شبیه‌سازی در نرم افزار OrCAD در جدول (۱) آورده شده است.

جدول (۱): مقادیر و مشخصات قطعات مبدل پیشنهادی

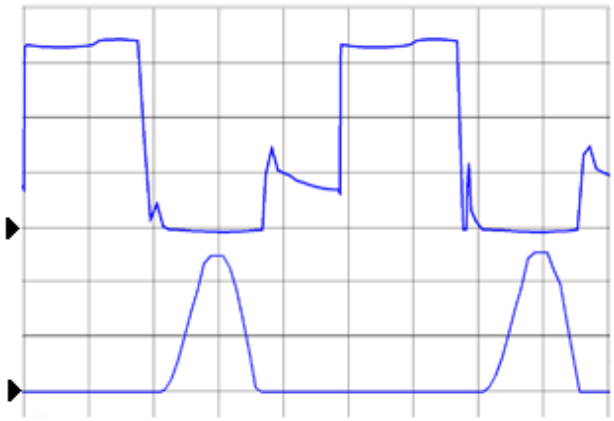
نام	مقدار/نوع
سوئیچ	IRG4BC20U
دیودها	MUR840
سلف L_1	7 µH
سلف L_r	1.5 µH
خازن C_r	62 nF
خازنC_o	10 µF

۵-۱- شکل موجهای اصلی و بازده

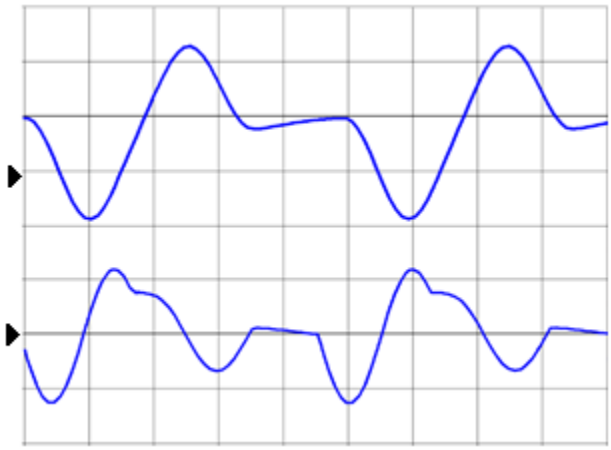
شکل (۹) نشان دهنده شبیه‌سازی شکل موج ولتاژ و جریان سوئیچ است. همان طور که در شکل مشخص است سوئیچ به خوبی تحت شرایط ZCS روشن و خاموش می شود. علاوه بر آن هیچ‌گونه استرس ولتاژ اضافه روی سوئیچ وجود ندارد. در مقایسه با مبدلهای مشابه، ولتاژ سوییچ در مبدل پیشنهادی به V_O محدود شده است در حالیکه در مبدل بوست رزونانسی[۷LCL] بیش از V_O و در مبدل سوییچ-رزونانسی [۱۱]، به بیش از $3V_O$ می رسد. در مقایسه با یک مبدل شبه رزونانسی ZCS نیم موج [۱۵]، هرچند مبدل پیشنهادی در حالت DCM عمیق نیاز به یک دیود اضافه‌تر دارد ولی مبدل شبه رزونانسی نیز استرس ولتاژ اضافی روی سوئیچ دارد و برای مشخصات مشابه به جای سلف ورودی۷µH، به سلف ۲۰۰ µH نیاز دارد که نشان می‌دهد مبدل پیشنهادی علاوه بر مزیت از دید استرس ولتاژ سوئیچ دارای حجم کمتر نسبت به مبدل شبه رزونانسی ZCS است. شکل (۱۰) نیز نشان دهنده ولتاژ و جریان دیود خروجی است. طبق این شکل دیود خروجی تحت شرایط ZCS روشن و خاموش می‌شود. در حالی که استرس ولتاژ دیود خروجی در مبدل‌های افزاینده ZCS نوعاً تا دو برابر ولتاژ خروجی می رسد [۱۶،۱۷]، هیچ‌گونه استرس ولتاژ اضافه بر روی دیود مبدل وجود ندارد. شکل (۱۱) نیز نشان دهنده شبیه‌سازی ولتاژ خازن رزونانس و جریان سلف رزونانس است.



شکل (۹): شکل موج ولتاژ(بالا)وجریان(پایین)سوئیچ.(ولتاژ:30V/div، جریان:5A/div، زمان: 1µsec/div)



شکل (۱۰): شکل موج ولتاژ (بالا) و جریان (پایین) دیود D_o. (ولتاژ:30V/div ، جریان:5A/div، زمان: 1µsec/div)

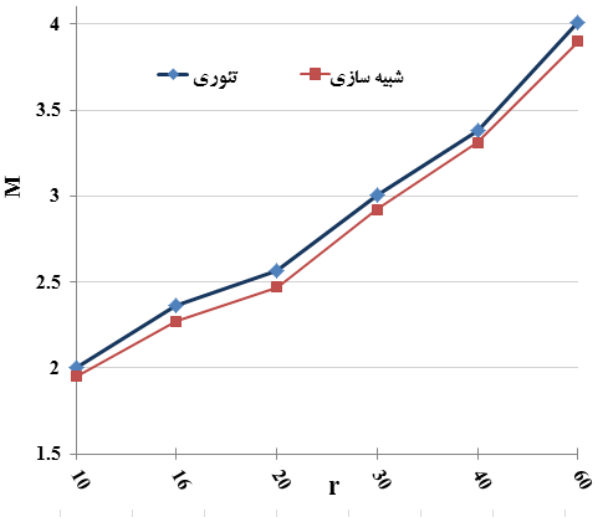


شکل(۱۱): شکل موج ولتاژ خازن رزونانس(بالا) و جریان سلف رزونانس(پایین). (ولتاژ:60V/div، جریان:5A/div، زمان: 1µsec/div)

در شکل (۱۲) مقایسه نتایج شبیه سازی بهره و نتایج محاسبه تئوری بهره به ازای مقادیر مختلف بار نرمالیزه در حالت DCM عمیق نشان داده شده است که بیانگر تطابق مطلوب نتایج شبیه‌سازی با تئوری است.

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-16]

[DOR: 20.1001.1.26765810.1397.15.3.11.3]
Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers - Vol.15- No.3-Fall 2018

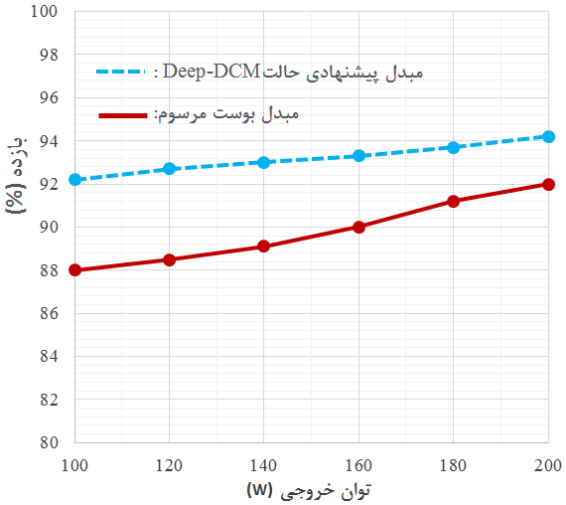


شکل (۱۲): مقایسه نتایج شبیه سازی و تئوری بهره به ازای مقادیر مختلف بار نرمالیزه در مبدل W ۲۰۰طراحی شده

در جدول (۲) تلفات قطعات نیمه هادی به تفکیک آورده شده است و شکل (۱۳) نشان دهنده بازده مبدل پیشنهادی در وضعیت DCM عمیق و مقایسه آن با مبدل بوست مرسوم است. همان‌طور که در این شکل مشخص است بازده مبدل پیشنهادی از مبدل بوست مرسوم (سوئیچینگ سخت) بیشتر است. هرچند تلفات هدایتی ۴/۶ واتی دیود سریدر مبدل پیشنهادی نسبت مبدل بوست مرسوم اضافه شده ولی به دلیل شرایط سوئیچینگ نرم سوئیچ و دیودها، تلفات کلیدزنی در مبدل پیشنهادی نسبت به مبدل بوست مرسوم بازیابی شده است. این موضوع منجر به بهبود دو درصدی بازده در توان نامی ۲۰۰ وات برای مبدل پیشنهادی (با وجود دیود سری) نسبت به مبدل بوست مرسوم است.

جدول (۲): تلفات مربوط به قطعات نیمه هادی مبدل پیشنهادی

نوع تلفات	مقدار (W)
تلفات کلیدزنی سوییچ و دیود آن $1/2.V_O.I_{in}(t_{on}+t_{off}).f_s$	نزدیک صفر به دلیل سوئیچینگ نرم
تلفات هدایتی سوییچ و دیود آن $I_{ave,S1}.V_{CE(on)}$	5.1
تلفات خازن پارازیتی سوییچ $1/2.C_{out}.V_O^2.f_s$	260×10^{-3}
تلفات هدایتی D_S $V_F.I_{ave,Ds}$	4.6
تلفات هدایتی D_O $V_F.I_{ave,Do}$	1.7
تلفات مدار گیت سوییچ $Q_q.V_{GE}.f_s$	78×10^{-3}

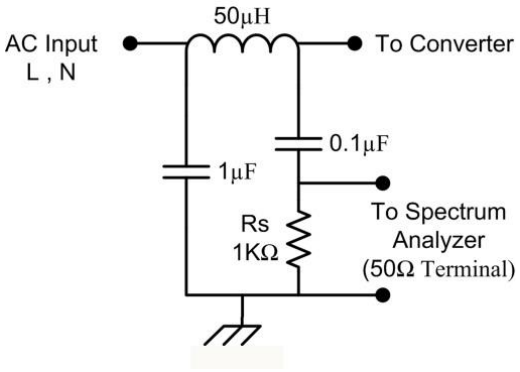


شکل (۱۳): بازده مبدل پیشنهادی با مبدل بوست مرسوم

۵-۲- مدلسازی EMI هدایتی

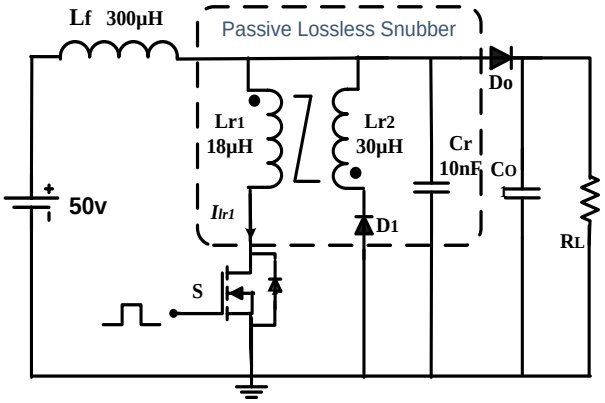
سازگاری الکترومغناطیسی از اهمیت ویژه ای در سامانه‌های الکترونیکی برخوردار است [۱۸]. در این میان باید به مبدلهای سوئیچینگ به عنوان منبع نویز توجه ویژه داشت. قبل از ساخت مبدل نیاز است تا پیش‌بینی سطح EMI انجام گیرد تا از هزینه‌های اضافی در مراحل بعدی جلوگیری کرد. از مهمترین عناصر پارازیتی مدار که در جریان نویز مود مشترک نقش دارد، خازن پارازیتی درین به ارت مدار است که بر اثر گرماگیر سوئیچ به وجود می‌آید که معمولاً در گستره چند ده پیکوفاراد است و نسبت به سایر پارازیتهای مداری، نقش اصلی در نویز مود مشترک دارد. برای ارزیابی میزان انتشارات هدایتی، مدلسازی EMI در این مقاله با لحاظ خازن پارازیتی درین-ارت انجام شده که مقدار pF ۵۰ برای این خازن لحاظ شده است. مقاله اندازه گیری *EMI* هدایتی با شبکه تثبیت امپدانس خط (*LISN*) انجام می‌شود که بین مبدل و خط تغذیه ورودی قرار می‌گیرد. طبقشکل(۱۴) *LISN*، جریان‌های انتشاری نویز هدایتی با فرکانس بیش از منبع تغذیه را مجبور می کندکه از میان کوپل خازن C_C و مقاومت R_S جاری شود که دو سر این مقاومت به اسپکترام آنالایزر متصل می‌شود. جهت ارزیابی و مقایسه EMI هدایتی، یک مبدل بوست سوئیچینگ نرم با اسنابر بدون اتلاف معرفی شده در [۲۰] شبیه‌سازی شده و با مبدل رزونانسی پیشنهادی مقایسه می‌شود. در شکل(۱۵) مبدل بوست با مشخصات مشابه با مبدل پیشنهادی آورده شده است. مقادیر C_r ، L_{r1} و L_{r2} طبق روند طراحی در [۲۰] بدست آمده که در شکل نشان داده شده است.

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-16]
[DOR: 20.1001.1.26765810.1397.15.3.11.3]

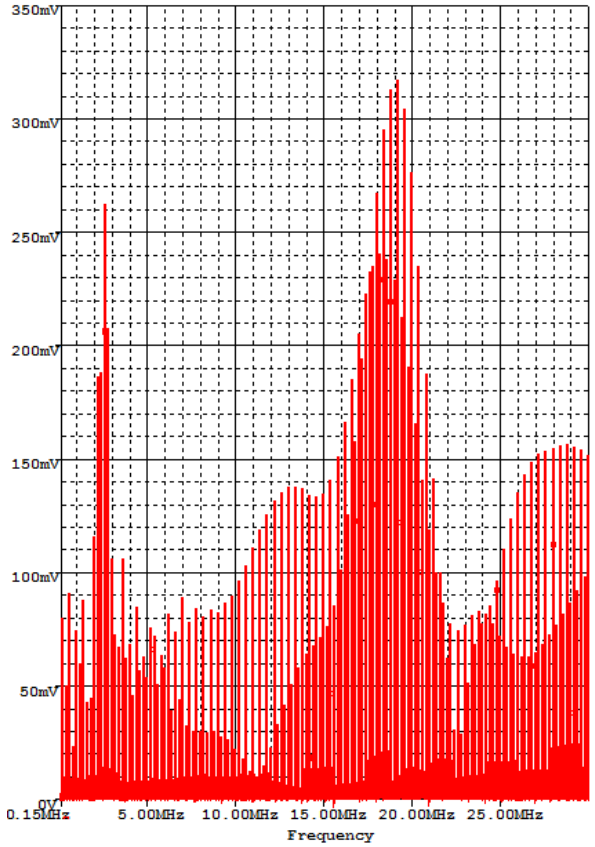


شکل (۱۴): مدل مداری LISN استاندارد CISPR 22 (EN55022)

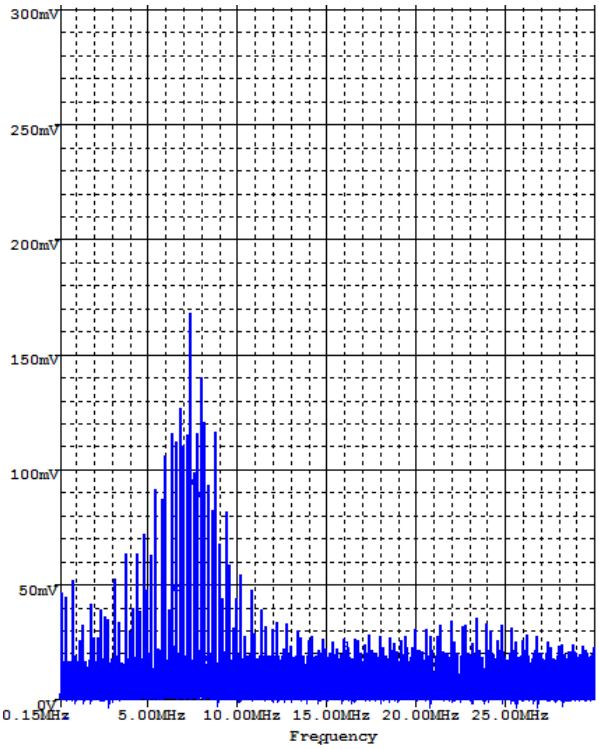
برای شبیه‌سازی *EMI* هـدایتی مبـدل رزونانسـی و مبـدل مرجـع [۲۰] ، خازن پارازیتی درین- ارت برای هر دو مبدل برابر ۵۰ pF لحاظ شده و بین تغذیه و ورودی مبدل، مدل مداری*LISN* شکل(۱۳) در نرم افزار *OrCAD* پیاده سازی شده است. *EMI* هدایتی اندازه‌گیری شـده در شبیه‌سازی از دو سر مقاومتهای ۵۰ اهمی متصل به*LISN* به دست می‌آید[۱۹] و برای طیف فرکانسی *EMI* باید تبدیل فوریه این ولتاژ را در نظر گرفت. در شکل(۱۶) تبدیل فوریه این ولتاژ برای مبدل بوست مرجع [۲۰] و در شکل (۱۷) برای مبدل پیشـنهادی نشـان داده شـده است. طبق این دو شکل، پیک اصلی طیف EMI هـدایتی مبـدل[۲۰] برابر با ۳۱۶ و در مبدل پیشنهادی برابر ۱۶۷ میلی ولت است.



شکل (۱۵): مبدل بوست سوئیچینگ نرم با اسنابر مرجع[۲۰]



شکل (۱۶): شبیه سازی EMI هدایتی در محدوده فرکانسی-150k 30MHz مبدل بوست با اسنابر مرجع[۲۰]



شکل (۱۷): شبیه سازی EMI هدایتی در محدوده فرکانسی-150k 30MHz مبدل بوست رزونانسی پیشنهادی

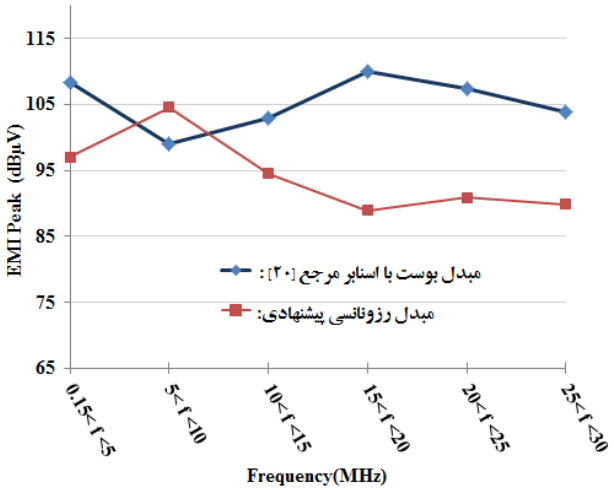
[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-16]

[DOR: 20.1001.1.26765810.1397.15.3.11.3]
Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers - Vol.15- No.3-Fall 2018

از آنجا که حدود مجاز استاندارد بر حسب $dB\mu V$ بیان می‌شود، با رابطه(۳۵)، تبدیل سطح EMIبه $dB\mu V$ انجام می‌شود.

$$dB\mu V = 20\log(\frac{V}{1\mu V}) \qquad (۳۵)$$

طبق این رابطه، پیک طیف مبدل[۲۰] برابر $110dB\mu V$ و در مبدل پیشنهادی برابر $104.4dB\mu V$است. در شکل (۱۸) پیک EMI هدایتی در بازه‌های مختلف فرکانسی نشان داده شده است که بیانگر سطح EMI هدایتی کمتر مبدل پیشنهادی در اغلب بازه‌های فرکانسی به دلیل ساختار ساده در مقایسه با مبدل [۲۰] است‌که در آن از سلف کوپل شده استفاده شده و باعث ایجاد سلف نشتی پارازیتی می‌شود.



شکل (۱۸) :مقایسه پیک EMI هدایتی در بازه‌های فرکانسی

۶- نتیجه‌گیری

در این مقاله یک مبدل بوست رزونانسی جدید بدون استفاده از سوئیچ کمکی معرفی شد. در این مبدل، سوئیچ و دیود ها تحت شرایط جریان صفر روشن و خاموش می‌شوند. مدار کمکی مبدل بسیار ساده بوده و از یک سلف، یک خازن و یک دیود تشکیل شده است. سلف اصلی مبدل بوست در این مبدل به عنوان یک سلف رزونانس عمل می‌کند که منجر به کاهش چشمگیر اندازه آن و افزایش چگالی توان مبدل به عنوان یک مزیت مهم شده است. بازده مبدل اندازه‌گیری شد که در توان نامی به بیش از ۹۴٪ رسید. لازم به ذکر است که هیچ‌گونه استرس ولتاژ اضافه بر روی سوئیچ ودیود مبدل وجود ندارد. همچنین مدلسازی EMI هدایتی مبدل بیانگر سطح EMI هدایتی کمتر نسبت به یک مبدل بوست سوئیچینگ نرم معرفی شده در [۲۰] است.

مراجع

[۱] صباحی مهران، اشرف‌گندمی امین، سعیدآبادی سعید،"مبدل چند سطحی متصل به شبکه با ایمنی بالا با قابلیت اخذ بیشینه توان از سلول خورشیدی"، مجله مهندسی برق و الکترونیک ایران، دوره ۱۳، شماره ۳، ۹۵-۱۰۴، پاییز ۱۳۹۵.

[۲] فشکی فراهانی حسن، حسینی علی‌آبادی محمود، جوادی شهرام، پرکار سیامک،"یک ساختار جدید برای اینورترهای منبع ولتاژ سه فاز چند سطحی بر مبناییک منبع تغذیهDC با تعداد کم سوئیچ و دیود"، مجله مهندسی برق و الکترونیک ایران، دوره ۱۳، شماره ۴، ۱۰۷-۱۱۸، زمستان ۱۳۹۵.

[۳] تهامی فرزاد، عابدی محمد رضا، "تحلیل و طراحی روش کنترل پیش بین برابیکسو کننده دارای اصلاح ضریب توان با مبدل ارتقاء یافته شپارد-تیلور". مجله مهندسی برق و الکترونیک ایران، دوره ۸، شماره ۱، ۲۱-۲۹، بهار و تابستان ۱۳۹۰.

[۴] بنائی، محمدرضا، اژدر فائقی بناب، حسین، "ارائه یک مبدل dc-dc جدید بدون ترانسفورماتور با بهره ولتاژ بهبود یافته"، مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز، دوره ۴۶، شماره ۱، ۵۹-۷۱، پاییز ۱۳۹۶.

[5] Ariyan A., Yazdani M. R., "Zero-Voltage-Transition Buck Converter for High Step-Down DC–DC Conversion with Low EMI", Journal of Power Electronics, vol. 17, no. 6, Nov. 2017.

[6] Sharifi, S., Jabbari, M., Farzanehfard, H.,"A New Family of Single-Switch ZVS Resonant Converter", IEEE Trans. Ind. Electron., vol.64, no.6, pp. 4539-4548, Jun. 2017.

[7] Jabbari, M., Barati, F., "New resonant LCL boost converter", IET Power Electron., vol. 7, no. 7, pp. 1770 - 1776, Jul. 2014.

[8] Sharifi, S., Jabbari, M., "Family of single-switch quasi-resonant converters with reduced inductor size", IET Power Electron., vol. 7, no. 10, pp. 2544 - 2554, Oct. 2014.

[9] Wu, X., Chen, H., Qian, Z., "1-MHz LLC Resonant DC Transformer (DCX) With Regulating Capability", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 63, no. 5, pp. 2904 - 2912, May. 2016.

[10] Nakakohara, Y., Otake, H.,Evans, T.M., Yoshida, T., Tsuruya, M., Nakahara, K., "Three phase LLC series resonant DC/DC converter using SiC MOSFETs to realize high voltage and high frequency operation", IEEE Trans. Ind. Electron. vol. 63, no. 4, pp. 2103 - 2110, Apr. 2016.

[11] Jabbari, M., "Unified analysis of switched-resonator converters", IEEE Trans. Power Electron., vol. 26, no. 5, pp. 1364-1376, May 2011.

[12] Amini, M.R., Farzanehfard, H.,"Switched resonator DC/DC converter with a single switch and small inductors", IET Power Electron., vol. 7, no. 6, pp. 1331 - 1339, Jun. 2014.

[13] Emrani, A., Amini, M.R.,Farzanehfard, H., "Soft single switch resonant buck converter with inherent PFC feature", IET Power Electron., vol. 6, no. 3, pp. 516 - 522, Mar. 2013.

[14] Emrani, A., Farzanehfard, H., "Zero-current switching resonant buck converters with small inductors", IET Power Electron., vol. 5, no. 6, pp. 710-718, 2012

[15] K.-H. Liu, R. Oruganti, and F. C. Lee, "Quasi-resonant converters—Topologies and characteristics," IEEE Trans. Power Electron.,vol. 2, no. 1, pp. 62–71, 1987

[16] Das,P., Moschopoulos, G., "A comparative study of zero-current-transition PWM converters", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 54, no. 3, pp. 1319-1328, 2007.

[17] Yazdani, M. R., Pahlavandust, M.,Hemmati, P., "A New Family of Non-Isolated Zero Current Transition PWM Converters", Journal of Power Electronics, vol. 16, no. 5, pp.1669-1677, 2016.

[۱۸] دانایی فر محمد، محمدی لیلا، حاجی پور پدرام، ابراهیم زاده مهدی، اسفندیارپور سمانه،"بررسی سازگاری الکترومغناطیسی در محموله‌های مخابراتی ماهواره‌های فضایی"، مجله مهندسی برق و الکترونیک ایران، دوره ۱۲، شماره ۲، ۶۳-۷۴، پاییز ۱۳۹۴.

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-16]

[DOR: 20.1001.1.26765810.1397.15.3.11.3]

[19] IEC international special committee on radio interference (CISPR): Information technology equipment—radio disturbance characteristics—limits and methods of measurement—publication 22, 2008.
[20] M. R. Amini and H. Farzanehfard,"Novel family of PWM soft-single-switched DC–DC converters with coupled inductors", IEEE Trans. Ind. Elec., vol. 56, no. 6, pp. 2108-2114, 2009.

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-16]

[DOR: 20.1001.1.26765810.1397.15.3.11.3]