



## بهینه سازی بازده مبدل های باک DC به DC یکپارچه

سهیل رنجبر<sup>۱</sup>

<sup>۱</sup> استادیار، دانشکده فنی و مهندسی، دانشگاه ولایت، ایرانشهر، s.ranjbar@velayat.ac.ir

### چکیده

یک روش تحلیلی برای ارزیابی تلفات وابسته به فرکانس در مبدل های باک DC به DC تراشه ای در این مقاله ارائه شده است. ریزپردازنده ها یا چیپست ها دارای جریان بار دینامیک گسترده ای می باشند که در عملیات کامل از ۵۰ mA تا ۱.۵ A به ازای هر فاز متغیر می باشند. بیشترین بازده زمانی رخ می دهد که تلفات مبتنی بر جریان بار و تلفات ذاتی مبدل DC به DC برابر باشند. روش های بهینه سازی بازده برای بار های زیاد و کم معرفی می شوند. هدف اصلی طراحی حفظ بار در بالاترین حد منحنی بازده می باشد. یک مدل مدار مبتنی بر SPICE مربوط به یک مبدل DC به DC مورد استفاده قرار گرفته است تا روش های تحلیلی پیشنهادی را تایید نماید.

### واژه های کلیدی

بازده DC به DC تراشه، تلفات مبتنی بر فرکانس، القاگر دارای هسته هوایی.

### مقدمه

با افزایش توجه به صرفه جویی انرژی و عمر باتری در دستگاه های متحرک، ریزپردازنده ها و چیپست ها قطعات کاربردی متعددی مانند I/O، مدارهای آنالوگ، حافظه، و گرافیک را بر روی یک قلب ادغام نموده اند. برای دستیابی به بازده انرژی، هر قطعه با ولتاژ تغذیه DC متفاوتی عمل می کند، که باعث استفاده از مبدل های انرژی DC به DC متعددی بر روی یک تخته مدار چاپی می شود، که بخش قابل توجهی از فضای تخته را اشغال می نماید. مبدل های DC به DC ادغام شده بر روی یک قالب می توانند راه حلی برای موضوع منبع PCB ارائه نمایند، که باعث استفاده از تغذیه های ولتاژهای متعدد در تراشه شوند [۱].

بازده انرژی یکی از مهم ترین پارامترهای مبدل های DC به DC تراشه ای محسوب می شود. این مبدل ها نیازمند القاگرهایی می باشند که نمی توان آنها را بطور کارآمدی بر روی قلب قرار داد، اما می توان آنها را در داخل بسته قرار داد. معمولا این القاگرها دارای هسته هوایی می باشند (از مواد فرومغناطیسی استفاده نمی شود)، و بنابراین دارای لندوکتانس پایینی در حدود چند nH می باشد. برای

اینکه القاگر بتواند به اندازه کافی کوچک باشد یک مبدل باک باید در فرکانس های سوئیچینگ بالا (صدها MHz) عمل نماید.

تلاش های فعلی در مورد مدل سازی تحلیلی بازده مبدل DC به DC یکپارچه به خوبی نشان دهنده ترکیب فرکانس های سوئیچینگ بالا و اندوکتانس هسته هوایی نمی باشد [۲-۵]. در نتیجه، نیاز به در نظر گرفتن تاثیرات فرکانس بالا وجود دارد، مانند اثر سطحی. از آنجایی که تلفات اصلی مربوط به جریان موجی می باشد (در مقایسه با مبدل های مبتنی بر اجزای گسسته)، یک فرایند جدید برای بهینه سازی بازده بار کم (سبک) پیشنهاد شده است.

فرایند استخراج پارامتر مدل تحلیلی بر اساس شبیه سازی مدار می باشد و مستقل از کاربرد می باشد. مبدل هدف تبدیل ۲ ولت به ۱ ولت را پشتیبانی می کند، یک القاگر فیلتر ۳ nH در بسته تعبیه شده است [۶]، و فرکانس سوئیچینگ نیز در محدوده صدها MHz می باشد. حداکثر بار برابر با ۱/۵ آمپر می باشد.

این مقاله بصورت زیر تنظیم شده است: در بخش ۲ مدل تحلیلی تلفات خطی و همچنین روشی برای استخراج پارامترهای مدل با استفاده از حل کننده میدان Ansoft ارائه شده است. تعادل بازده حداکثری تلفات مبدل و تلفات مربوط به بار در بخش ۳ نشان داده شده است. بهینه سازی فرکانس سوئیچینگ در بخش ۴ ارائه می شود. بهینه سازی فرکانس در شرایط بار کم از طریق مقیاس بندی سطح و بهینه سازی فرکانس در بخش ۵ نشان داده شده است. تایید نتایج تحلیلی از طریق شبیه سازی در بخش ۶ ارائه شده است. بخش ۷ شامل نتیجه گیری می باشد.

### مدل اتلاف DC به DC تراشه ای

#### الف-مدل بازده تحلیلی

بازده یک مبدل باک DC به DC را می توان به صورت (۱) بیان نمود:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{loss} + P_{out}} = \frac{I_{load} V_{out}}{P_{fet} + P_{ind} + I_{load} V_{out}} \quad (1)$$

تلفات مربوط به FET انرژی و القاگر هستند. تلفات FET انرژی اصلی شامل تلفات سوئیچینگ  $C_b V_{in} f^2_{sw}$  در مدولاتور پهنای پالس می باشند که در آن  $C_d$  ظرفیت سوئیچینگ موثر و  $I^2 R_{ds}$  تلفات مربوط به جریان در ترانزیستور می باشد. اتلاف انرژی در القاگر در اصل بدلیل تلفات  $I^2 R_f$  است.  $R_f$  مقاومت القاگر مستقل از فرکانس است که در آن

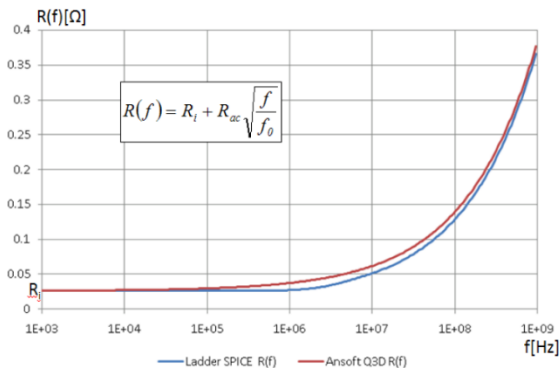
بدلیل ESR پایین خازن، تلفات خازن خروجی نادیده گرفته می شود (که در شکل ۱ نشان داده نشده است). تلفات دیگر مانند انرژی پراکنده شده بو سیله فیلتر، بسته، نشت، و شبکه انرژی قالب تعادل کنترل نادیده گرفته می شوند، چون این اجزا در مقایسه با تلفاتی که قبلا به آنها اشاره شد بسیار ناچیز می باشند.

### ج- استخراج پارامتر مدل مدار

در (۴)، جریان موجی مربوط به تلفات در درایور و لاگراگر مدل سازی شده است. بررسی های پیشین [۷]، اثر سطحی القاگر را نادیده گرفت یا آن را یک ثابت  $R_{ac}$  در نظر گرفت. در این مقاله، اثر سطحی بعنوان یک مقاومت وابسته به فرکانس مدل سازی شده است:

$$R(f) = R_i + R_{ac} \sqrt{\frac{f}{f_0}} \quad (7)$$

در ساختار القاگر در حل کننده میدان *Ansoft Q3D*، توسط  $R_{ac}$  و  $R_i$  به دست آمده اند که  $f_0$  در دامنه فرکانس سوئیچینگ طرح ریزی شده، انتخاب شده است. مقاومت وابسته به فرکانس مربوط به القاگر هسته هوایی در شکل ۲ نشان داده شده است. مقاومت در ۱۵۰ MHz برابر با ۱۵۰ mΩ است در حالی که  $R_i$  در DC تنها ۲۵ mΩ است. این تفاوت زیاد باعث می شود تا اثر سطحی بعنوان عامل اصلی در مقاومت القاگر محسوب شود. در نمودار نشان داده شده در شکل ۲ می توان مشاهده نمود که استفاده از  $R_{ac}$  برای توضیح اثر سطحی ممکن است کاملا دقیق نباشد. بنابراین از یک مدل نردبانی چند شاخه ای  $R_L$  برای محاسبه وابستگی فرکانس در SPICE استفاده شده است [۸]. تناسب بین مدل تحلیلی، شبیه سازی *Ansoft Q3D*، و مدل های نردبانی  $R_L$  در شکل ۲ نشان داده شده است، که در آن حداکثر خطای مدل ۸٪ نشان داده شده است. باید اشاره نمود که فرایند استخراج ظرفیت سوئیچینگ  $C_b$  در [۹] توضیح داده شده است و بر اساس روبیدن فرکانس مدار درایور مبدل DC به DC است.



شکل ۲: مقایسه مدل مقاومت القاگر وابسته به فرکانس در شبیه ساز *Ansoft Q3D*، و مدل مدار نردبانی SPICE.

مولفه DC بو سیله  $R_i$  نشان داده شده است. جریان مربوط به مسیر انرژی مبدل در واقع بر هم نهی جریان موجی سه گوش  $\Delta I$  و جریان باز  $I_{load}$  DC است. روابط (۲) و (۳) مقادیر تلفات در FET انرژی و القاگر را نشان می دهند.

$$P_{fet} = \underbrace{C_b V_{in}^2 f_{sw}}_{P_{cvf}} + R_{ds} \left( I_{load}^2 + \frac{\Delta I^2}{12} \right) \quad (2)$$

$$P_{ind} = R(f) \left( I_{load}^2 + \frac{\Delta I^2}{12} \right) \quad (3)$$

با ترکیب این دو عبارت از لحاظ بار و جریان موجی خواهیم داشت:

$$P_{ripple} = \frac{\Delta I^2}{12} (R_{ds} + R(f)) \quad (4)$$

$$P_{load} = I_{load}^2 (R_i + R_{ds}) \quad (5)$$

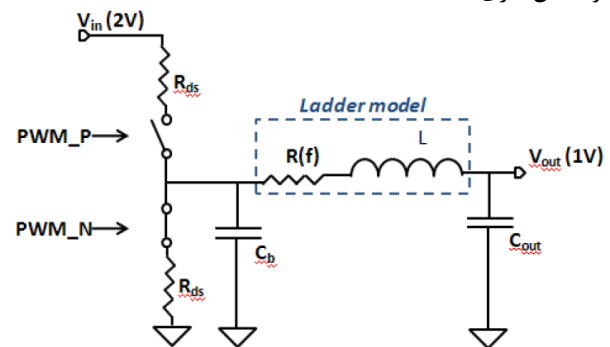
تلفات از دو بخش تشکیل شده اند.  $P_{cvf}$  همراه با  $P_{ripple}$  که مستقل جریان بار می باشد، و  $P_{load}$  که تابع جریان بار است. بازده یک مبدل باک DC به DC بصورت (۶) است:

$$\eta = \frac{I_{load} V_{out}}{P_{cvf} + P_{ripple} + P_{load} + I_{load} V_{out}} \quad (6)$$

با داشتن این عبارت ها، می توان تلفات تک تک مبدل های DC به DC را بررسی نمود. در ادامه روش پیشنهادی برای بدست آوردن پارامترهای تحلیلی از یک طرح اولیه مدار ارائه می شود.

### ب- مدل بازده سطح- مدار

تلفات با استفاده از مدار مبدل DC به DC مدل سازی می شوند، همان گونه که در شکل ۱ نیز نشان داده شده است. FET های انرژی نیز به عنوان سوئیچ ها، مقاومت ها  $R_{ds}$ ، و ظرفیت سوئیچینگ  $C_b$  ایده آل مدل سازی شده اند. القاگر به عنوان یک القاگر ایده آل دارای مقاومت سری های موثر مستقل از فرکانس مدل سازی شده است. همچنین  $L_{ac} R(f)$  نشان دهنده محدوده با فرکانس بالای مربوط به اندوکتانس سری است.



شکل ۱: مدل مبدل باک DC به DC.



به  $f_{sw}$ ، که بصورت  $f$  نشان داده می شود، و معادل سازی آن با صفر برابر است با:

$$f^3 + f^{1/2} \frac{R_{ac} A^2}{8C_b V_{in}^2 \sqrt{f_0}} = \frac{A^2 (R_i + R_{ds})}{6C_b V_{in}^2} \quad (10)$$

$$A = \frac{V_{in}}{L_{ac}} \frac{V_{out}}{V_{in}} \left( 1 - \frac{V_{out}}{V_{in}} \right) \quad (11)$$

اگر اثر سطحی نادیده گرفته شود،  $R_{ac} = 0$  و (۱۰) مشابه با (۴) برابر خواهد بود با:

$$f = \left( \frac{R_i + R_{ds}}{6} \frac{A^2}{V_{in}^2 C_b} \right)^{1/3} \quad (12)$$

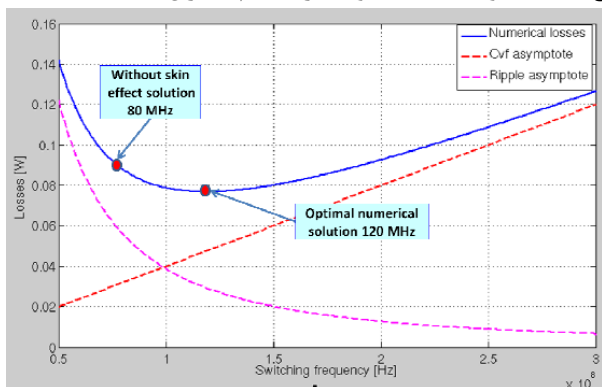
اگر فرکانس سوئیچینگ زیاد باشد (صدها MHz)، مقاومت مسیر انرژی تحت تاثیر اثر سطحی قرار می گیرد:

$$R_{ac} \sqrt{\frac{f}{f_0}} \gg (R_{ds} + R_i) \quad (13)$$

در این مورد، (۱۰) را می توان به صورت ذیل بازنویسی نمود:

$$f = \left( \frac{R_{ac} A^2}{8C_b V_{in}^2 \sqrt{f_0}} \right)^{2/5} \quad (14)$$

در شکل ۳، یک راه حل عددی از (۱۰) برای یک لندوکتانس ۳ nH نشان داده شده است. مجانب های  $P_{cvf}$  و  $P_{ripple}$  نیز نشان داده شده اند. حداقل اتلاف در حدود ۱۲۰ MHz یافت می شود. راه حل تحلیلی بدون اثر سطحی در (۱۲) باعث حداقل اتلاف در ۸۰ MHz می شود. اثر سطحی موثر بر راه حل در (۱۴) باعث یک فرکانس سوئیچینگ بهینه ۱۰۰ MHz می شود. راه حلی که شامل هر دو تاثیر می شود بزرگتر از هر یک از موارد می باشد چون جریان موجی کاهش می یابد تا مقاومت های DC و AC را تنظیم (جبران) نماید.



شکل ۳: تلفات مستقل از فرکانس  $f_{sw}$

یک قیاس شهودی برای این مدل مربوط به دو مقاومتی می باشد که بصورت موازی به هم متصل شده اند. بنابراین، مقاومت حاصل همواره کمتر از کوچکترین مقاومت می باشد. بطور مشابهی، راه حل عددی بزرگتر از هر راه حل جزئی می باشد. در نظر گرفتن تلفات وابسته به فرکانس در یک القاگر باعث انتخاب فرکانس سوئیچینگ

### حداکثر بازدهی مبدل DC به DC

تفکیک (۶) بر اساس  $I_{load}$  و هم ارز سازی با صفر باعث ایجاد یک جریان بار  $I_{load}$  و افزایش بازده می شود. باید ا اشاره نمود که در حداکثر بازده، تلفات ذاتی مبدل برابر با تلفات مربوط به جریان بار است.

$$I_{load} = \sqrt{\frac{P_{cvf} + P_{ripple}}{R_i + R_{ds}}} \quad (8)$$

$$I_{load}^2 \cdot (R_i + R_{ds}) = P_{cvf} + P_{ripple} \quad (9)$$

می توان از (۸) برای ارزیابی جریان بار بهینه برای یک مبدل DC به DC یکپارچه استفاده نمود. ممکن است در طول عملیات مبدل یکپارچه تغییر یابد تا  $I_{load}$  بهینه را تغییر دهد. انتخاب جریان بار  $I_{load}$  در حداکثر بازده وابسته به مدل استفاده بار و طرح انرژی می باشد.

یکی از شیوه های رایج در مبدل های DC به DC استفاده از ساختار چند مرحله ای است که چندین بلوک های مبدل مشابه، مانند فازها، بصورت موازی با هم متصل می شوند و جریان در گره خروجی جمع می شود. سیگنال های کنترل سوئیچینگ بصورت برابر بین فازها جاگذاری می شوند. انگیزه اصلی استفاده از مدارهای چند فازه مربوط به محدودیت اجزای غیر فعال، و محدودیت های حوزه مرتبط می باشد.

محدودیت در تعداد فازها مربوط به موج جریان در هر فاز و نیاز به ایجاد یک شکل موج دقیق منبع فرکانس سوئیچینگ جاگذاری شده می باشد. در مورد نمونه چند فازه، هر فاز بعنوان یک مبدل مستقل بهینه عمل می کند، که جریان DC  $I_{load}/n$  را به گره جمع کننده جریان خروجی انتقال می دهد، که در آن  $n$  تعداد فازها می باشد. در یک ساختار چند فازه، هر فاز از لحاظ بازده مستقل از فازهای دیگر عمل می کند. یک مبدل چند فازه می تواند برای بارهای زیاد بهینه سازی شود چون حداکثر جریان بهینه مربوط به یک فاز در تعداد فاز  $n$  ضرب می شود.

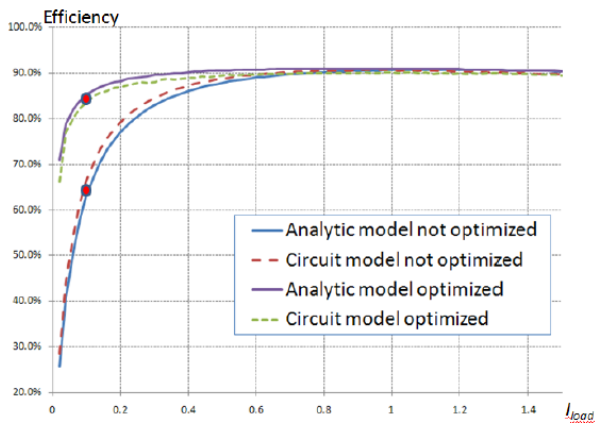
یک مدار چند فازه می تواند از لحاظ حداکثر اندوکتانس و سطح قالب محدود گردد. این منابع بین فازهای  $n$  تقسیم می شوند. در طول عملیات ممکن است بعضی از فازها ممکن است قطع شوند یا ممکن است سطح آنها بر اساس مکانیزم های ایمنی بازده بار کم درجه بندی شود.

### بهینه سازی فرکانس سوئیچینگ

می توان با استفاده از  $P_{cvf}$  و  $P_{ripple}$  فرکانس سوئیچینگ را مستقل از جریان بار بهینه سازی کرد. تفکیک  $P_{cvf}$  و  $P_{ripple}$  با توجه



تاثیر این افزایش بر بازده کلی بسیار چشمگیر است. برای مثال، زمانی که سطح پلوار به اندازه یک دهم بیشترین اندازه مقیاس گذاری می شود ( $r=0.1$ )، بازده در حدود ۲۵٪ افزایش می یابد (از ۶۰٪ تا ۸۵٪) در حالی که فرکانس سوئیچینگ از ۱۲۹ MHz به ۳۵۰ MHz افزایش می یابد، همانگونه که در شکل های ۴ و ۵ نشان داده شده است. بیشتر این پیشرفت بدلیل افزایش فرکانس سوئیچینگ می باشد.



شکل ۵: شبیه سازی بهینه و غیر بهینه در برابر بازده تحلیلی.

شبیه سازی های SPICE برای مشخص نمودن معماری مبدل DC به DC و همچنین برای بررسی عبارت تحلیلی استفاده می شوند [۷]. مدار طبقه انرژی در شکل ۲ نشان داده شده است که در آن پارامترها بر اساس یک فرایند جدید اینتل می باشند. ولتاژ ورودی ۲ ولت است، ولتاژ خروجی ۱ ولت است، و اندوکتانس ۳ nH است. ظرفیت خروجی ۰/۴ uF است. طرح کنترل بوسیله یک تابع انتقال لاپلاس مطلوب نوع ۳ توضیح داده می شود. برای در نظر گرفتن اثر سطحی، القاگر فیلتر خروجی بوسیله یک نردبان  $RL$  مدل سازی می شود. مقایسه شبیه سازی ها با مدل تحلیلی بازده  $n$  بعنوان یک تابع جریان بار در شکل ۵ نشان داده شده است و دارای حداکثر خطای ۷٪ می باشد. باید اشاره نمود که در مورد روش های عملیات بهینه و غیر بهینه مبدل باک، اطلاعات شبیه سازی دقیقاً مطابق با مدل تحلیلی می باشند.

### نتیجه گیری

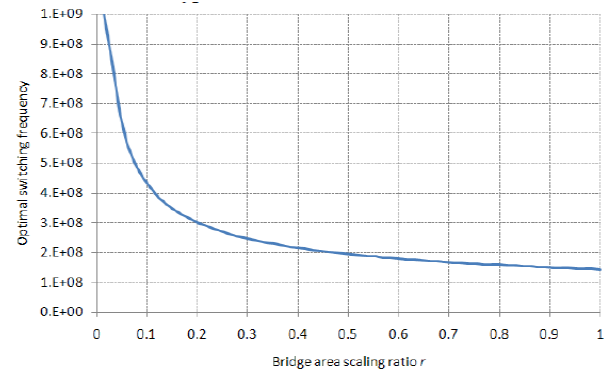
یک مدل تحلیلی وابسته به فرکانس برای تلفات انرژی در یک مبدل باک DC به DC تراشه ای معرفی شده است. مبدل از یک القاگر کوچک داخل بسته دارای هسته هوایی استفاده می کند و دارای فرکانس سوئیچینگ بالایی می باشد (صدها MHz). بهینه سازی فرکانس سوئیچینگ اثر سطحی القاگر را نیز در نظر می گیرد.

بهینه می شود که در مقایسه با موردی که اثر سطحی نادیده گرفته می شود تلفات تا ۱۵٪ کاهش می یابند.

### بهینه سازی بار روشنایی

یکی از مشکلات اصلی سوئیچینگ مبدل های DC به DC این است که تلفات ذاتی، مانند  $P_{cvf}$  و  $P_{ripple}$ ، با استفاده از جریان بار قابل مقیاس پذیری نمی باشند. بنابراین، در بارهای روشنایی، بازده مبدل بمیزان قابل توجهی کاهش می یابد و ممکن است کمتر از یک حد قابل قبول برسد. روش های مقیاس گذاری سطح برای افزایش بازده در بارهای روشنایی در [۴] و [۱۰] پیشنهاد شده اند. مدارهای یکپارچه جدید، مانند ریزپردازنده ها و چیپ ست ها، دارای جریان بار فعال بالایی می باشند که از ۵۰ mA تا ۱/۵ A می باشند. بنابراین بهینه سازی بارهای زیاد بسیار مهم است.

یک روش رایج برای افزایش بازده در بارهای زیاد مربوط به مقیاس گذاری سطح ترانزیستور پلوار می باشد. پارامتر مقیاس گذاری سطح  $r$  نسبت عرض (پهنای) پل فعال به عرض کلی می باشد. عرض بهینه مربوط به یک جریان بار خاص از [۱۰] بدست می آید و در جریان های بار کمتر بصورت خطی کاهش می یابد. مقیاس گذاری سطح با از کار انداختن بخش هایی از طبقه انرژی اجرا می شود. در [۴]، در هنگام مقیاس گذاری سطح فرکانس سوئیچینگ ثابت باقی می ماند. بر اساس روش بهینه سازی فرکانس سوئیچینگ که در شکل ۳ نشان داده شده است، فرکانس سوئیچینگ بهینه برای هر  $r$  بین ۰ و ۱ مجدداً محاسبه شده است. این فرایند باعث افزایش فرکانس سوئیچینگ در یک سطح کوچکتر می شود، همانگونه که در شکل ۴ نشان داده شده است. یک توضیح شهودی در مورد این نتیجه عجیب این است که  $P_{cvf}$  با تغییر فرکانس بصورت خطی افزایش می یابد در حالی که  $P_{ripple}$  کاهش می یابد مانند  $n_{1.5}$  و تلفات به شدت تحت تاثیر  $P_{ripple}$  قرار دارند. علیرغم مقاومت اضافی حاصل از اثر سطحی، با افزایش فرکانس سوئیچینگ این اثر نیز رخ می دهد. فرکانس بهینه در حالی که یک تعادل بین دو نوع اتلاف ایجاد می کند، افزایش می یابد.



شکل ۴: فرکانس سوئیچینگ بهینه نسبت به مقیاس گذاری سطح  $r$ .

Buck-Boost Converter for Li-Battery-Operated PMICs Achieving 95.63% Peak Efficiency Using a 288-m DCR Inductor", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 38(3), 2023.

- [6] Youssef Kandeel, Séamus O'Driscoll, Cian Ó Mathúna, Maeve Duffy, " Design Procedure for Reduced Filter Size in a Buck Converter Using a Fourth-Order Resonance Filter", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 38(2), 2023.
- [7] Ziyang Li, Lijun Hang, Yuanbin He, Zhen He, Anping Tong, Dongliang Liu, Pingliang Zeng, " Sampled-Data Modeling and Stability Analysis of Digitally Controlled Buck Converter With Trailing-Edge and Leading-Edge Modulations", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 38(1), 2023.
- [8] Shuhan Zhou, Guohua Zhou, Xueshan Liu, Hongbo Zhao, " Dynamic Freewheeling Control for SIDO Buck Converter With Fast Transient Performance, Minimized Cross-Regulation, and High Efficiency", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 38(2), 2023.
- [9] Ying Jiang, Yao Sun, Jianheng Lin, Shiming Xie, Mei Su, Yonglu Liu, " Unified Extended-Frequency Model of Buck Converters Under Different Carriers", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 70(4), 2023.
- [10] Zhengmei Lu, Guo Xu, Wenjing Xiong, Yao Sun, Mei Su, " A Quasi-Two-Stage Isolated Bidirectional Buck-DAB Converter for Wide Input Voltage Range", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 38(2), 2023.
- [11] Yani Li, Huihui Zhou, Yuhan Zheng, Zhiyu Zhou, Yintang Yang, " A 95% Efficiency Reusable Adaptive Time Control Bidirectional Buck Charge Converter for Wide Input Range Operation", *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 70(1), 2023.

روش پیشنهاد شده برای بهینه سازی فرکانس سوئیچینگ به همراه مقیاس گذاری عرض پل برای یک جریان بار خاص استفاده می شود تا بازده مولد را افزایش دهد. شبیه سازی های SPICE برای تایید مدل تحلیلی و بدست آوردن پارامترهای مدل استفاده می شوند. باید اشاره نمود که در مقایسه با روش مدولاسیون فرکانس پالس، که به کاهش تلفات  $C_b V_{in}^2 f_{sw}$  توجه دارد، این روش به کاهش تلفات مربوط به موج توجه دارد. در تحقیق های آینده، می توان بر روی انواع دیگر از تلفاتی را که در مقاله نادیده گرفته شده اند، ارزیابی و مدل سازی انجام داد.

#### مراجع

- [1] Tianshi Wang, Han Bao, Yihua Hu, Bocheng Bao, " Stability Effect of Load Converter on Source Converter in a Cascaded Buck Converter", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 38(1), 2023.
- [2] Jeong-Eon Park, Jung-Kyu Han, Seung-Hyun Choi, Gun-Woo Moon, " Two-Switch Forward Converter With an Integrated Buck Converter for High Bus Voltage in Satellites", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 38(2), 2023.
- [3] Jianghu Wan, Fang Liu, Kang-Zhi Liu, Yong Li, " An Efficient Soft-Switching Buck Converter With Parasitic Resonance Suppression in Auxiliary Circuit", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 38(2), 2023.
- [4] Zhongyi Zhang, Xiaosen Xiao, Wei You, Haibin Li, Tao Jin, " A Novel Bidirectional Wider Range of Boost-Buck Three-Level LCC Resonant Converter as an Energy Link", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 38(2), 2023.
- [5] Arindam Mishra, Wei Zhu, Bernhard Wicht, Valentijn De Smedt, " An All-1.8-V-Switch Hybrid