طراحی یک مبدل اینترلیود فوق افزاینده جدید جهت کاربرد در سیستم های انرژی تجدیدپذیر

ميلاد نيازأذري

دانشیار دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر – دانشگاه علم و فناوری مازندران – بهشهر – ایران (نویسنده مسئول) miladniazazari@mazust.ac.ir

توحيد نوري

استاد یار گروه مهندسی برق - دانشگاه آزاد اسلامی واحد ساری - ساری- ایران

Thdnouri@gmail.com

محمدرضا كيانى

دانش آموخته دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر- دانشگاه علم و فناوری مازندران- بهشهر- ایران

mohammadrezakiyani94@gmail.com

مبينا رنجبر بيزكى

دانش آموخته دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه علم و فناوری مازندران - بهشهر - ایران

mobina.rj74@gmail.com

چکیدہ

تاريخ دريافت:	در این مقاله یک مبدل اینترلیود فوق افزاینده جدید از طریق ســلول های چند
1402/04/14	برابرکننده ولتاژ سـلف مزدوج (CI) و ترانسـفورماتور توکار (BIT) مناسـب برای
	سیستم های انرژی تجدیدپذیر ارائه شده است. ترکیب این تکنیک ها در مقایسه
	با مبدل های دیگر که فقط شامل BIT یا CI هستند، درجه آزادی بیشتری برای
تاريخ پذيرش:	افزایش بهره ولتاژ و کاهش تنش ولتاژ در دو سر سوئیچ های قدرت بدون عملکرد
14•4/14/44	مبدل در چرخه های کاری بالا ایجاد می کنند. از این رو، می توان از نیمه هادی
	هایی با ولتاژ نامی پایین برای کاهش تلفات هدایتی و هزینه ا ستفاده نمود. علاوه
	بر این، از طرح کلمپ فعال برای تضمین رو شن شدن ZVS ما سفت های قدرت
کلمات کلیدی:	ا ستفاده شده است و شرایط ZCS نیز تو سط اندوکتانس های نشتی ایجاد می
سلف مزدوج	گردد. در چنین حالتی، تلفات سوئیچینگ به حداقل می رسد و مشکل بازیابی
سوئيچينگ ولتاژ صفر	جریان معکوس کاهش می یابد. با توجه به ساختار در هم تنیده مبدل پیشنهادی،
مبدل اينترليود	نه تنها تنش جریان به حداقل می رسد، بلکه نوسان جریان ورودی نیز محدود
	می شــود که منجر به افزایش طول عمر منبع ورودی میگردد. همه این عوامل
	باعث بهبود بازده و عملکرد مبدل پیشــنهادی شــده اســت. اصــول عملکرد و
	مشـخصـات مبدل پیشــنهادی به طور مفصـل مورد تجزیه و تحلیل قرار گرفته و
	نتایج شبیه سازی در نرم افزار PSIM ارائه انجام شده است.

۱- مقدمه

امروزه استفاده از انرژیهای نو و تجدیدپذیر مانند پیل سوختی^۱ (FC) و سیستمهای فتوولتائیک^۲ (PV) به دلیل مزایای بدون نویز، بدون آلودگی و انعطافپذیری بالا به طور گستردهای در سراسر جهان در حال افزایش میباشند. با این حال، FC و PV منابع ولتاژ پایینی هستند که برای تغذیه بارهای محلی، ریزشبکههای DC و شبکههای AC به مبدل های DC-DC افزاینده نیاز دارند [۱] - [۳]. از مبدلهای DC-DC افزاینده رایج نظیر مبدل بوست و باک-بوست میتوان به دلیل ساختار ساده، کنترل آسان و ارزان بودن جهت دستیابی به بهره ولتاژ بالا استفاده نمود. با این حال، برای تبدیل فوق افزاینده، این مبدلها باید در چرخههای کاری بالا کار کنند که منجر به تلفات هدایتی بالا، کنترل پذیری پایین، تنش ولتاژ بالا در دو سر نیمههادیها و مشکل بازیابی معکوس دیود می شوند. در نتیجه، نمی توان به میزان بازده تبدیل بالا دست یافت [۴] و [۵]. یک راه حل کاربردی برای حل این مشکلات، استفاده از مبدلهای تزویج مغناطیسی مانند مبدلهای فوروارد، فلای بک، پوش-پول و پل کامل شیفت فاز میباشد که بهره ولتاژ بالا در آنها، با انتخاب دقيق نسبت دور ترانسفورماتور محقق مي شود [۶] - [۸]. با اين حال، حجم و وزن ترانسفورماتور مانع از توسعه يک مبدل فشرده با چگالی توان بالا میگردد. در سالهای اخیر، تکنیکهای جدیدی برای افزایش بهره ولتاژ و همچنین کاهش تنش ولتاژ در دو سر نیمههادیها بروز کرده اند که از جمله آنها میتوان به ۱) تکنیک سلول چند برابرکننده ولتاژ^۳ (VMC) خازن/سلف سوئيچشونده [۹] و [۱۰]، ۲) تكنيك VMC سلف مزدوج^۴ (CI) [۲] و [۱۱] - [۱۳] و ۳) تكنيك VMC ترانسفورماتور توكار^۵ (BIT) [۱۴] - [۱۶] اشاره نمود. تکنیک VMC خازن سوئیچشونده، از انتقال شارژ خازن استفاده می کند و برای افزایش بهره ولتاژ، تعداد زیادی از VMC مورد نیاز است که منجر به افزایش تعداد قطعات، پیچیدگی و هزینه می گردد. عیب اصلی VMC سلف سوئیچشونده نیز تنش ولتاژ بالای عناصر قدرت میباشد که تاثیر قابل توجهی در تلفات هدایتی دارد. در تکنیک دوم و سوم، بهره ولتاژ با نسبت تبدیل سلف مزدوج و ترانسفورماتور توکار قابل تنظیم می شود و افزایش می یابد. هر چه این نسبت تبدیل بیشتر باشد، تلفات مسی و اندوکتانس نشتی اجزای مغناطیسی نیز بیشتر میشود. علاوه بر این، ترکیب تکنیکهای فوق نیز میتوانند درجه آزادی بیشتری برای افزایش بهره ولتاژ و بهبود چگالی توان ایجاد نمایند [۱۷] و [۱۸]. با این حال، اشکال اصلی مبدلها با چنین تکنیکهایی خصوصا در کاربردهای توان بالا، نوسان بزرگ جریان ورودی میباشد که برای به حداقل رساندن آن، خازنهای ورودی بیشتری مورد نیاز است [۵] و [۱۹]. راه حل دیگر، ساختارهای اینترلیود می باشند که برای حذف نوسان جریان ورودی، توزیع حرارتی و بهبود پاسخ گذرا به کار گرفته می شوند.

علی رغم مزیت مبدل های فوق، استفاده از آن ها در کاربردهای توان بالا و فرکانس های سوئیچینگ بالا محدود شده است. زیرا، تلفات سوئیچینگ را نمی توان به طور کامل کاهش داد. به همین دلیل، مبدل های ZVS برای به حداقل رساندن تلفات سوئیچینگ در [۱۱] - [۱۳] و [۱۵] و [۱۵] و [۲۱] - [۲۵] پیشنهاد شده است. از مدارهای کلمپ فعال می توان برای تضمین عملکرد ZVS ماسفت ها و کاهش تلفات سوئیچینگ استفاده نمود. مدار ZVS در [۱۳] متشکل از یک ماسفت قدرت کمکی، دو دیود و یک سلف مزدوج دو سیم پیچه می باشد که بین سوئیچهای اصلی مشترک است. این مدار به دلیل اجزای زیاد برای دستیابی به عملکرد سوئیچینگ نرم پیچیده می باشد. با افزودن یک سلف اضافی در مدار کلمپ فعال در [۱۲] و [۲۲] که از یک خازن و یک ماسفت قدرت کمکی برای

- ^r Photovoltaic
- " Voltage multiplier cell
- * Coupled inductor
- ^a Build-in transformer

[\] Fuel cell

کاهش تعداد اجزا تشکیل شده است، مدار کلمپ رزونانس فعال در [۱۱] به صورت موازی با هر یک از ماسفتهای اصلی متصل می شود. در [۱۵] یک مبدل افزاینده ZVS اینترلیود با ترانسفورماتور توکار و مدار کلمپ پیشنهاد شده است که این مدار کلمپ با یک ساختار نسبتاً ساده، در سوئیچینگ نرم و تقویت ولتاژ شرکت می کند. مدار سوئیچینگ نرم در [۲۳] شامل یک ماسفت کمکی، چهار دیود و یک سلف مزدوج می باشد که تنها وظیفه ارائه عملکرد ZVS را برای ماسفتهای اصلی دارد. مبدل های افزاینده ZVS اینترلیود با ترانسفورماتور توکار سه سیم پیچه و مدارهای کلمپ در [۲۴] و [۲۵] ارائه شدهاند.

در این مقاله یک مبدل اینترلیود فوق افزاینده جدید پیشنهاد میشود که چندین ویژگی مانند: بهره ولتاژ بسیار بالا، تنش ولتاژ پایین دو سر ماسفتهای قدرت، کاهش مشکل بازیابی معکوس دیودها و کاهش نوسان جریان ورودی و ولتاژ خروجی به خوبی حفظ میشوند. علاوه بر این، تمام عناصر نیمههادی با عملکرد ZVS در کل دوره سوئیچینگ کار میکنند که باعث میشود تلفات سوئیچینگ به حداقل برسد.

ساختار این مقاله به شرح زیر می باشد: ساختار پیشنهادی مبدل به همراه اصول عملکرد آن در بخش دوم ارائه شده است. در بخش سوم تجزیه و تحلیل حالت ماندگار و مقایسه مبدل پیشنهادی با مقالات دیگر بحث شده است. طراحی المانها در بخش چهارم بررسی شده است. در بخش پنجم، نتایج شبیه سازی و مکانیزم تلفات مبدل به تفصیل توضیح داده شده است. در نهایت در بخش ششم، نتیجه گیری مقاله ارائه شده است.

۲- پیکربندی مبدل پیشنهادی و اصول عملکرد آن

ساختار مبدل پیشنهادی و شکل موجهای کلیدی مربوطه به ترتیب در شکلهای ۱ و ۲ نشان داده شدهاند. این مبدل شامل دو D_{o_1} م D_{v_1} D_{v_2} D_{v_2} D_{v_1} D_{v_2} D_{v_1} D_{v_2} D_{v_2} D_{v_1} D_{v_2} D_{v_2} D_{v_1} D_{v_2} D_{v_1} D_{v_2} D_{v_1} D_{v_2} D_{v_2} D_{v_1} D_{v_2} D_{v_1} D_{v_2} D_{v_1} D_{v_2} D_{v_2} D_{v_1} D_{v_2} D_{v_2} D_{v_1} D_{v_2} D_{v_1} D_{v_2} D_{v_1} D_{v_2} D_{v_2} D_{v_1} D_{v_2} $D_{v_$



شکل ۱: مبدل پیشنهادی.



شکل (۲): شکل موج های کلیدی مبدل پیشنهادی

در بررسی مدار، مبدل پیشنهادی در مد هدایت پیوسته (CCM)⁸ کار میکند و در طول عملکرد حالت ماندگار، چرخه کاری سوئیچهای اصلی S_{Λ} و S_{Λ} یک (CCM) میکند و در طول عملکرد حالت ماندگار، چرخه کاری سوئیچهای اصلی S_{Λ} و S_{Λ} یک (۵۰ شیفت فاز دارند. سیگنال گیت سوئیچهای کمکی S_{Λ} و موئیچهای اصلی S_{Λ} و S_{Λ} یک (۵۰ شیفت فاز دارند. سیگنال گیت سوئیچهای کمکی S_{Λ} و S_{Λ} می اصلی S_{Λ} و S_{Λ} می اشند. شانزده حالت عملکرد در یک دوره سوئیچینگ وجود دارد که به ترتیب شرح داده می شوند.

^{*} Continuous conduction mode

در این حالت، _۵۰ و _۶۰ روشن هستند. اندوکتانسهای مغناطیسی سلفهای مزدوج توسط ولتاژ ورودی به صورت خطی شارژ می شوند و بار خروجی توسط خازنهای خروجی تأمین می شود. مدار معادل این حالت در شکل ۳-(الف) نشان داده شده و روابط به صورت زیر می باشد.

$$i_{Lm}(t) = i_{Lk}(t) = i_{S}(t) = i_{Lm}(t) + \frac{V_{in}}{L_{m} + L_{Lk}}(t-t)$$
(1)

$$i_{Lm\tau}(t) = i_{Lk\tau}(t) = i_{S\tau}(t) = i_{Lm\tau}(t) + \frac{V_{im}}{L_{m\tau} + L_{Lk\tau}}(t-t)$$
(Y)

حالت دوم عملكرد [t₁ - t₁]

در S_{γ} نا توجه به S_{γ} با جریان $i_{L_{m_{\gamma}}}$ به صورت تقریباً خطی شارژ می شود. با توجه به S_{γ} ، $C_{s\gamma}$ با ZVS خاموش می شود. در ابتدای این حالت، ولتاژ $S_{A\gamma}$ و D_{γ} به صفر می رسد و ولتاژ $S_{A\gamma}$ نیز افزایش می یابد. مدار معادل این حالت در شکل ۳–(ب) نشان داده شده است. ولتاژ S_{γ} توسط (۳) بیان می شود.

$$v_{DS_{\Upsilon}}(t) = \frac{i_{Lm_{\Upsilon}}(t_{\chi})}{C_{S_{\Upsilon}}}(t-t_{\chi})$$
(\mathcal{T})

[t_r - t_r] حالت سوم عملكرد [

در T_{s} ، ولتاژ T_{s} به اندازهای زیاد است که دیود موازی معکوس $S_{A\tau}$ را روشن کرده و ولتاژ S_{τ} را در ($V_{co3} - V_{co3}$) نگه میدارد. C_{τ} شروع به انتقال بخشی از انرژی خود به بار میکند. همچنین، ولتاژ D_{τ} همچنان در حال کاهش است. مدار معادل این حالت در شکل ۳-(پ) قابل مشاهده است.

$$v_{DS\tau}(t) = V_{Co\tau} - v_{C\tau}(t_{\tau}) + \frac{i_{Lm\tau}(t_{\tau})}{C_{S\tau}}(t - t_{\tau})$$

$$\tag{(f)}$$

حالت چهارم عملکرد [t_r -t_r]

در T_{r} ، ولتاژ D_{r} به صفر می رسد و با ZCS روشن می شود. یک ولتاژ منفی به سیم پیچ اولیه ترانسفورماتور توکار اعمال می شود. انرژی $V_{c_{3}} - V_{c_{1}}$ برابر ($D_{r} = D_{r}$ برابر ($D_{r} = D_{r}$ برابر ($D_{r} = C_{r}$) توسط D_{r} و سیم پیچهای ثانویه سلف های مزدوج و ترانسفورماتور توکار به C_{r} منتقل می شود. ولتاژ D_{r} برابر ($D_{r} = 0$

$$i_{D_{\gamma}}(t) = \frac{V_{C_{\gamma}} - V_{C_{\tau}} + (N+\gamma)(V_{Co\tau} - V_{C_{\tau}})}{N^{\tau} L_{Lkb}} (t - t_{\tau})$$
(Δ)

$$i_{Lkb}\left(t\right) = -Ni_{D_{\lambda}}\left(t\right) \tag{7}$$

$$i_{S_{\lambda}}(t) = i_{Lm_{\lambda}}(t) + ni_{D_{\lambda}}(t) + (N+\lambda)i_{D_{\lambda}}(t)$$
(Y)

$$i_{Lmr}(t) = \frac{V_{in} + V_{Cr} - V_{Cor}}{L_{mr}}(t - t_r) + i_{Lmr}(t_r)$$
(A)

$$i_{SAY}(t) = i_{LmY}(t) - ni_{DY}(t) - (N+Y)i_{DY}(t)$$
(9)

حالت پنجم عملکرد [^t, ^{-t}]

در _{*}t، پالس گیت _{Ar} ایجاد می شود و به دلیل هدایت دیود موازی معکوس آن، با عملکرد ZVS روشن می شود. مدار معادل این حالت (شکل ۳-(ث)) مشابه حالت چهارم می باشد.

در $S_{A\tau}$ با ZVS خاموش می شود. خازن های خروجی تأمین کننده بار هستند. با توجه به اینکه نمی توان شار مغناطیسی را به طور ناگهانی تغییر داد، جریان منفی $S_{A\tau}$ در s_{τ} به $C_{s\tau}$ منتقل می شود و در نتیجه ولتاژ آن کاهش می یابد. یک مدار رزونانس متشکل از $N^2 L_{Lkb}$ و $S_{s\tau}$ اید. ایرتی ذخیره شده در اندوکتانس نشتی باید به اندازهای بالا باشد که $C_{s\tau}$ را قبل از رسیدن پالس گیت S_{τ} تخلیه کند. مدار معادل این حالت در شکل ۳–(ج) قابل مشاهده است.

 $[t_{\varsigma} - t_{\gamma}]$ حالت هفتم عملکرد - t_{γ}

در V_{DS+} به صفر میرسد و دیود موازی معکوس S_{+} شروع به هدایت می کند. در این حالت، پالس گیت S_{+} وارد می شود و با عملکرد ZVS روشن می شود. در ابتدای این حالت، ولتاژ S_{A+} در سطح ($V_{Co1} - V_{Co1}$) نگه داشته می شود. در همین حال، جریانی که از D_{+} عبور می کند در حال کاهش است و میزان افت آن با اندو کتانس نشتی کنترل می شود. مدار معادل این حالت در شکل ۳- (ج) آورده شده است.

$$\frac{di_{D_{\gamma}}(t)}{dt} = \frac{V_{C_{\gamma}} - V_{C_{\gamma}}}{N^{*}L_{lkb}}$$
(1.)

• حالت هشتم عملکرد [$t_v - t_h$] حالت

طبق شکل ۳-(ح)، در این حالت S_{τ} روشن است و انرژی اندوکتانسهای نشتی در سمت ثانویه اجزا مغناطیسی کاهش مییابد. در زمان t_{\star} ، این انرژی به صفر میرسد و D_{χ} با عملکرد ZCS خاموش میشود.

 $[t_{\lambda} - t_{\gamma}]$ حالت نهم عملکرد - حالت ا

در این حالت، S_{τ} و S_{τ} روشن هستند. مشابه حالت اول، اندوکتانسهای مغناطیسی سلفهای مزدوج توسط ولتاژ ورودی به صورت خطی شارژ میشوند و بار خروجی توسط خازنهای خروجی تأمین میشود. مدار معادل این حالت در شکل ۳–(خ) قابل مشاهده است.

$$i_{Lm_{\lambda}}(t) = i_{Lk_{\lambda}}(t) = i_{S_{\lambda}}(t) = \frac{V_{in}}{L_{m_{\lambda}} + L_{Lk_{\lambda}}}(t - t_{\lambda}) + i_{Lm_{\lambda}}(t_{\lambda})$$
(11)
(11)

(1)
$$i_{Lm\tau}(t) = i_{Lk\tau}(t) = i_{S\tau}(t) = \frac{v_{in}}{L_{m\tau} + L_{Lk\tau}} (t - t_{\lambda}) + i_{Lm\tau}(t_{\lambda})$$

 $[t_{\eta} - t_{\lambda}]$

در t_{\star} ، با توجه به S_{\star} ، $C_{s\star}$ با ZVS خاموش می شود. $C_{s\star}$ به صورت تقریباً خطی توسط جریان $i_{L_{m\star}}$ به سرعت شارژ می شود. در ابتدای این حالت، ولتاژ S_{\star} و D_{\star} و می سد و ولتاژ S_{\star} شروع به افزایش می کند. مدار معادل این حالت در شکل ۳–(د) نشان داده شده است. ولتاژ S_{\star} را می توان به صورت زیر بیان نمود.

$$v_{DS_{\lambda}}(t) = \frac{i_{Lm_{\lambda}}(t_{\lambda})}{C_{S_{\lambda}}}(t-t_{\lambda})$$
(17)

حالت یازدهم عملکرد [(t₁, -t₁)]

در S_{Λ} ، ولتاژ S_{Λ} به اندازهای زیاد است که بتواند دیود موازی معکوس S_{Λ} را روشن کند و ولتاژ S_{Λ} را در $V_{c_{\Lambda}}$ نگه دارد. همچنین، ولتاژ T_{Λ} ولتاژ D_{γ} همچنان در حال کاهش است. مدار معادل این حالت در شکل ۳-(ذ) قابل مشاهده است.

$$v_{DS_{\lambda}}(t) = v_{C_{\lambda}}(t_{\lambda}) + \frac{i_{Lm_{\lambda}}(t_{\lambda})}{C_{\lambda}}(t - t_{\lambda})$$
(14)

در D_r ، ولتاژ D_r به صفر میرسد و به دلیل اندوکتانسهای نشتی اجزا مغناطیسی، با ZCS روشن می شود. یک ولتاژ مثبت در سیم پیچ اولیه ترانسفورماتور توکار اعمال می شود. انرژی خازن C_r توسط دیود D_r و سیم پیچهای ثانویه سلفهای مزدوج و ترانسفورماتور توکار به C_r می شود. انرژی خازن C_r می رسد. مدار معادل این حالت در شکل $P_-(c)$ نشان در اندوه شده و روابط مربوطه به صورت زیر است.

$$i_{D_{Y}}(t) = \frac{(N+1)V_{C_{Y}} + V_{C_{Y}} - V_{C_{Y}}}{N^{Y}L_{t+k}}(t-t_{y})$$
(1Δ)

$$i_{Lkb}(t) = Ni_{D\tau}(t)$$
⁽¹⁹⁾

$$i_{S\tau}(t) = i_{Lm\tau}(t) + i_{Lm\tau}(t) = i_{in}(t) \square I_{in}$$

$$(YY)$$

$$i_{Lm_{\lambda}}(t) = \frac{V_{in} - V_{C\lambda}}{L_{m\lambda}}(t - t_{\lambda\lambda}) + i_{Lm_{\lambda}}(t_{\lambda\lambda})$$
(1A)

$$i_{SA}(t) = i_{Lm}(t) - ni_{Dr}(t) - (N+1)i_{Dr}(t)$$
(19)

حالت سیزدهم عملکرد [t_{1r} -t_{1r}]

در _{۲۰}۰، پالس گیت _A۰ میآید و به دلیل هدایت دیود موازی معکوس آن، با ZVS روشن می شود. مدار معادل این حالت (شکل ۳-(ز))، مشابه حالت دوازدهم است.

حالت چهاردهم عملکرد [t₁, -t₁]

 $S_{A_{1}}$ در $S_{A_{1}}$ با ZVS خاموش می شود. با توجه به اینکه نمی توان شار اجزا مغناطیسی را به طور ناگهانی تغییر داد، جریان منفی $S_{A_{1}}$ در $S_{A_{1}}$ $S_{A_{1}}$ $S_{A_{2}}$ را تشکیل می شود. انرژی در $C_{s_{1}}$ به $C_{s_{2}}$ منتقل می شود که شروع به کاهش ولتاژ می کند. یک مدار رزونانس شامل $N^{2}L_{Lkb}$ و S_{1} تشکیل می شود. انرژی ذخیره شده در اندوکتانس های نشتی باید به اندازه کافی بالا باشد تا $C_{s_{1}}$ را قبل از ورود پالس گیت S_{1} تخلیه کند. مدار معادل این حالت در شکل N^{-} (ژ) قابل مشاهده است.

حالت پانزدهم عملکرد [t₁₆ -t₁₀]

در V_{DS1} ، I_{1r} به صفر میرسد و دیود موازی معکوس S_1 شروع به هدایت می کند. در این حالت، پالس گیت S_1 می آید و با عملکرد ZVS روشن می شود. در ابتدای این حالت، ولتاژ S_{A1} برابر $(V_{co1} - V_{c3})$ خواهد شد. در همین حال، جریانی که از D_r عبور می کند در حال کاهش است و میزان افت آن با اندوکتانس نشتی کنترل می شود. مدار معادل این حالت در شکل ۳-(س) آورده شده است. $\frac{di_{Dr}(t)}{dt} = \frac{V_{Cr} - V_{Cr}}{N^{2}L_{teb}}$

[t₁₀ - t₁₅] حالت شانزدهم عملکرد [t₁₀ - t₁₅]

با توجه به شکل ۳-(ش)، در این حالت S_{Λ} در حالت روشن است و انرژی اندوکتانس های نشتی در سمت ثانویه اجزا مغناطیسی در حال کاهش است. در زمان t_{Λ} ، این انرژی به صفر میرسد و D_{Λ} با عملکرد ZCS خاموش می شود.









+ $R_o V_{out}$

C,2







شکل ۳: حالتهای عملکردی مبدل پیشنهادی، (الف) حالت اول $[, t_{-}, t_{]}$ ، (ب) حالت دوم $[, t_{-}, t_{]}$ ، (پ) حالت سوم $[, t_{-}, t_{]}$ ، (ت) حالت شکل ۳: حالتهای عملکردی مبدل پیشنهادی، (الف) حالت اول $[, t_{-}, t_{]}$ ، (ب) حالت دوم $[, t_{-}, t_{]}$ ، (پ) حالت هشتم $[, t_{-}, t_{]}$ ، (خ) حالت چهارم $[, t_{-}, t_{]}$ ، (ث) حالت پنجم $[, t_{-}, t_{]}$ ، (ج) حالت هشتم $[, t_{-}, t_{]}$ ، (خ) حالت نهم $[, t_{-}, t_{]}$ ، (ث) حالت دهم $[, t_{-}, t_{]}$ ، (خ) حالت نهم $[, t_{-}, t_{-}]$ ، (خ) حالت هفتم $[, t_{-}, t_{-}]$ ، (خ) حالت $[, t_{-}, t_{$

۳- تحلیل حالت ماندگار

۳-۱ بهره ولتاژ

برای ساده سازی تحلیل، تمام المان ها ایده آل در نظر گرفته شده و اندوکتانسهای نشتی سلف های مزدوج، ترانسفورماتور توکار و
خازن های موازی نادیده گرفته شده اند. همچنین، فرض می شود که ولتاژ خازن ها در طول یک دوره سوئیچینگ ثابت هستند.

$$P_{cn}$$
 ، ولتنژ T_{m} برابر m' و وقتی T_{con} خاموش است، برابر P_{cn} می باشد. با اعمال اصل تعادل ولت-ثانیه در
 P_{cn} ، ولتاژ T_{cn} برابر m' و وقتی T_{con} خاموش است، برابر P_{cn} می باشد. با اعمال اصل تعادل ولت-ثانیه در
 P_{cn} ، ولتاژ T_{con} برابر T_{con} وقتی T_{con} خاموش است، برابر P_{cn} ، P_{cn} می باشد. با اعمال اصل تعادل ولت-
 P_{cn} ، P_{cn} , P_{cn} برابر m' و وقتی T_{con} خاموش است، برابر P_{cn} ، $P_$

$$M = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{\gamma n + \gamma N + \varphi}{\gamma - D}$$

معادله (۲۹) تایید می *ک*ند که بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی توسط نسبت تبدیل سلف مزدوج و ترانسفورماتور توکار کنترل می شود. شکل ۴ بهره ولتاژ مبدل را برحسب *D ، n و N* نشان می دهد. مشاهده می شود که با افزایش نسبت دور اجزا مغناطیسی، بهره ولتاژ به طور قابل توجهی افزایش می یابد.



شكل ۴: بهره ولتاژ مبدل پيشنهادي.

۲-۲ تحلیل ویژگی اشتراکگذاری جریان

بر اساس اصل تعادل آمپر-ثانیه، میانگین جریان خازنها در کل دوره سوئیچینگ صفر است. بنابراین، متوسط جریانی که از
دیودهای خروجی و ماسفتهای کمکی عبور میکند، برابر بار خروجی
$$I_{out}$$
 خواهد بود. با تخمین نوسان کوچک داریم:
 $\overline{I}_{SAY} = \overline{I}_{DoY} = \overline{I}_{DoY} = \overline{I}_{out}$ (۳۰)

$$\overline{I}_{D_{1}} = \frac{I_{Lm\tau} - n\overline{I}_{D_{1}\tau} - \overline{I}_{SA\tau}}{(T^{*})}$$

$$\overline{I}_{DY} = \frac{I_{LmY} - n\overline{I}_{DY} - \overline{I}_{SAY}}{2}$$

$$("Y)$$

با میانگین گیری از جریان های عبوری از
$$D_{\gamma}$$
 و D_{γ} در یک دوره سوئیچینگ و با استفاده از (۳۱) و (۳۲)، روابط زیر بدست می ایند.

$$I_{out} = \frac{(I_{Lm\tau} - n\overline{I}_{Do\tau} - \overline{I}_{SA\tau})(\gamma - D)}{N+\gamma}$$
(۳۳)

$$I_{aur} = \frac{\left(I_{Lm_{\lambda}} - n\overline{I}_{Do_{\lambda}} - \overline{I}_{SA_{\lambda}}\right)(\nu - D)}{(\nu + D)}$$

(۱۳۳۲)

$$I_{I_{m_{\chi}}} = I_{I_{m_{\chi}}} = \frac{N + n + r}{r} I_{n_{m_{\chi}}} = \frac{I_{i_{m_{\chi}}}}{r}$$
با توجه به (۳۵)، مشاهده می شود که برای چرخه های کاری برابر، توان برابری توسط هر ماژول اینترلیود پردازش می شود.
۳-۳ تحلیل تنش ولتاژ

با توجه به اصول عملکرد دقیق بررسی شده در بخش ۲، تنش ولتاژ دو سر
$$S_{\gamma}$$
، S_{γ} ، S_{γ} و $S_{A\gamma}$ توسط روابط زیر بدست می آیند.
(۳۶) $V_{PS_{\gamma}} = V_{C_{\gamma}} = \frac{V_{im}}{2}$

$$V_{DS\tau} = V_{CO\tau} - V_{C\tau} = V_{C\tau} = \frac{V_{out}}{\tau n + \tau N + \tau}$$
(TY)

$$V_{DSA} = \Psi_{C} = \frac{V_{out}}{V_{C}}$$
(\mathcal{T}\Lambda)

$$V_{\text{DCAr}} = V_{\text{COr}} - V_{\text{Cr}} = V_{\text{Cout}} - \frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{out}}}$$
(٣٩)

همچنین، تنش ولتاژ دو سر
$$D_{\sigma_{1}}, D_{\sigma_{1}}, D_{\sigma_{1}}, D_{\sigma_{1}}, D_{\sigma_{1}}, D_{\sigma_{1}}, N_{\sigma_{1}}$$
 (۴۰)
 $V_{D_{1}} = V_{CO_{7}} - W_{C_{1}} = \frac{N+1}{n+N+\gamma} V_{out}$

$$V_{Do} = V_{D,\tau} = V_{CO} + V_{CO\tau} = \tau n V_{C} = \frac{n}{n + N + \tau} V_{out}$$
(*1)

مشاهده می شود که با نسبت تبدیل سلفهای مزدوج و ترانسفورماتور توکار می توان تنش ولتاژ روی نیمه هادیها را تنظیم نمود. شکل ۵ تنش ولتاژ نرمالیزه شده دو سر نیمه هادی ها را نشان می دهد. واضح است که تنش ولتاژ در ماسفتهای قدرت با افزایش نسبت دور اجزای مغناطیسی کاهش می یابد. در نتیجه، ماسفتهایی با را R_{DS (on} پایین می توان استفاده نمود که به کاهش تلفات هدایتی و کاهش هزینه کمک می کند. همچنین، مشاهده می شود که تنش ولتاژ در دیودها همواره کمتر از ولتاژ خروجی است.



شکل ۵: تنشهای ولتاژ نرمالیزه شده دو سر نیمههادیها.

۴-۳ تحلیل تنش جریان
مقدار بیشینه و RMS جریان المانها را می وان به صورت زیر بدست آورد.

$$i_{D,M} = i_{D,M} = i_{D,M} = i_{D,M} = \frac{\forall I_{out}}{\forall i_{out}}$$

$$i_{S,M,r} = I_{I,r} + ni_{D,s} + (N+s)i_{D,M,r} = \frac{rN + rn + r}{I_{out}}I_{out}$$
(FT)

$$i_{sx,Max} = I_{Imx} + I_{Imx} = \frac{Yn + YN + Y}{I_{mx}} I_{mx}$$
(FF)

$$i_{current} = i_{current} = I_{current} + \frac{\Delta i_{Lmv}}{\Delta i_{m}} = \frac{n + N + \gamma}{I_{urrent}} I_{urrent} + \frac{DV_{in}}{DV_{in}}$$
(*\Delta)

$$i = I + \frac{\Delta i_{Lm\tau}}{2} = \frac{n+N+\tau}{I} + \frac{DV_{in}}{2}$$

$$i_{-\cdots} = I \qquad \left| \frac{DM^{\tau}}{m} + \frac{\left(n + \tau N + \tau\right)^{\tau}}{m} + \frac{M\left(n + \tau N + \tau\right)}{m} \right|$$
(*A)

$$i_{c-nuc} = \frac{n+N+r}{I} \prod_{v} \sqrt{r-rD}$$

$$= -i \qquad - \frac{\left[f(n+N+f)^{\mathsf{T}} I_{out}^{\mathsf{T}} - (n+N+f)(1-D) I_{out} \right]}{\left[f(n+N+f)^{\mathsf{T}} - (n+N+f)(1-D) I_{out} \right]}$$

$$(\Delta \cdot)$$

$$i_{C,PMS} = i_{C,PMS} = \sqrt{i_{SA,PMS}} + i_{D,PMS}^{\dagger}$$

$$(\Delta 1)$$

$$i_{C\times RMS} = i_{Second RMS} = i_{LS RMS} = \sqrt{\tau} i_{D\times RMS}$$

$$i_{ILV,DMS} = i_{ILV,DMS} = \sqrt{I_{Im}^{\gamma} + \gamma n^{\gamma} i_{DAV,DMS}}$$

$$i_{LLB,RMS} = \sqrt{Y} N i_{D,RMS} \tag{\DeltaF}$$

$$i_{COVPMS} = i_{COVPMS} = \sqrt{i_{DOVPMS}} - I_{out}^{T}$$

$$i_{Cov,RMS} = \sqrt{i_{SAv,RMS}^{v} - I_{out}^{v}}$$

۵-۳ تحقق سوئیچینگ نرم

/ A . A . \

سوئیچهای اصلی S_{1} و S_{2} به دلیل S_{3} و S_{3} با ZVS خاموش می شوند. سوئیچ کمکی S_{A} به دلیل S_{3} به دلیل C_{s} و C_{s} با ZVS خاموش می شوند. همچنین، ماسفتهای S_{A} و حالت چهارهم و S_{A} به دلیل S_{s} به C_{s} و S_{s} و S_{s} در ابتدای حالت ششم با ZVS خاموش می شوند. همچنین، ماسفتهای S_{A} و S_{A} و S_{a} و S_{a} در ابتدای حالت ششم با ZVS خاموش می شوند. همچنین، ماسفتهای S_{A} و S_{a} و S_{a} در ابتدای حالت ششم با ZVS خاموش می شوند. همچنین، ماسفتهای S_{A} و S_{a

$$\overset{\lambda}{-} L_{Ik} \left(i_{Ik}, (t_{\lambda}) \right)^{\mathsf{r}} + \overset{\lambda}{-} L_{Ik} \left(i_{Ikb} \left(t_{\lambda} \right) \right)^{\mathsf{r}} \ge \overset{\lambda}{-} C_{S} V_{DS}^{\mathsf{r}}$$

$$L_{i}\left(\frac{\mathbf{v}_{n}+N+\mathbf{v}}{I_{m}}\right)^{\mathbf{v}}+L_{i}\left(N\frac{\mathbf{v}_{out}}{I_{out}}\right)^{\mathbf{v}}\geq C_{i}\left(\frac{V_{in}}{I_{out}}\right)^{\mathbf{v}}$$
($\Delta \lambda$)

$$L_{ih} \ge C_s \frac{V_{in}^{\gamma}}{\overline{\sum}}$$

طبق (۵۹)، مشاهده می شود که شرایط سوئیچینگ نرم به جریان بار وابسته است. در واقع، با افزایش I_{out} و به تبع آن افزایش اندوکتانس نشتی، محدوده ZVS افزایش می یابد. حداقل جریان خروجی که در آن عملکرد ZVS تحقق می یابد را می توان از (۵۹) بدست آورد. (۶۰)

$$I = V = C_s$$

۳-۶ مقایسه عملکرد

به منظور بررسی مزایای مبدل پیشنهادی، مقایسهای در جدول ۱ با مبدلهای اینترلیود دیگر از نظر بهره ولتاژ، تنش ولتاژ در ماسفتها و دیودها، تعداد المانها و قابلیت ZVS انجام شده است. ملاحظه می شود که مبدل پیشنهادی دارای بالاترین بهره ولتاژ و کم ترین تنش ولتاژ در دو سر ماسفتهای قدرت بین رقبا می باشد. همچنین، ولتاژ دیودها همواره کمتر از ولتاژ خروجی است. از این رو، می توان بهره ولتاژ بالا را در چرخههای کاری کم بدست آورد و سوئیچهای قدرت با ولتاژ نامی پایین را انتخاب نمود که تلفات هدایتی را کاهش داده و عملکرد مدار را بهبود می بخشد. پس مبدل پیشنهادی با تنش ولتاژ کم و بازده بالا می توان به عنوان گزینه ی مناسبی برای کاربردهای توان بالا مثل PV و FC در نظر گرفته شود.

7VS	تعداد المانها						<u>V</u> _{Do}	<u>V</u> _D	$\frac{V_{DS}}{T}$	<u>V</u> _o	5.5	
243	کل	*0	س*	خ*	د*	م*	$oldsymbol{V}_o$	V_o	V _o	V _{in}	لكتيك	مبدل
خير	۲۷	٣	٧	٧	٨	٢	$\frac{n}{N+n+1}$	$\frac{2N+1}{2n+2N+2}$	$\frac{1}{2n+2N+2}$	$\frac{2n+2N+2}{1-D}$	CI+BT+VMC	[1Y]
خير	۱۷	٣	۴	۴	۴	٢	—	$\frac{N+1}{N+2}$	$\frac{1}{2N+4}$	$\frac{2N+4}{1-D}$	BT+VMC	[14]
خير	۲۳	٣	٧	۵	۶	۲	—	$\frac{n+2N+1}{n+2N+2}$	$\frac{1}{n+2N+2}$	$\frac{n+2N+2}{1-D}$	CI+BT+VMC	[\\]
بله	۱۷	٣	۴	۴	۲	۴	$\frac{2N+n+1}{2N+n+2}$	$\frac{N+1}{N+2}$	$\frac{1}{2N+4}$	$\frac{2N+4}{1-D}$	BT+VMC	[16]
بله	۲۹	۴	٨	٧	۶	۴	$\frac{2N+1}{2N+2}$	$\frac{2n+1}{2n+2}$	$\frac{1}{2n+2}$	$\frac{2n+2}{1-D}$	CI+VMC	[11]
بله	۱۵	٢	۴	٣	٢	۴	—	$\frac{2n+1}{2n+2}$	$\frac{1}{2n+2}$	$\frac{2n+2}{1-D}$	CI+VMC	[17]
بله	77	٣	۶	۴	۶	٣	$\frac{n+1}{n+2}$	$\frac{n+1}{n+2}$	$\frac{1}{2n+4}$	$\frac{2n+4}{1-D}$	CI+VMC	[1٣]
ىلە	۲۳	٣	۶	۶	۴	۴	$\frac{n}{n+N+2}$	$\frac{N+1}{m+N+2}$	$\frac{1}{2m+2N+4}$	$\frac{2n+2N+4}{1-D}$	CI+BT+VMC	ساختار
·							n + n + 2	n + 1N + 2	2n + 2n + 4	1-D		پیشنهادی

جدول ۱: مقایسه عملکردی بین مبدل پیشنهادی و مبدلهای اینترلیود اخیر.

م: ماسفت، د: ديود، خ: خازن، س: سلف و ه: هسته

۴- طراحي المانها

طراحی مبدل پیشنهادی شامل انتخاب اجزا، طراحی سلفهای مزدوج و ترانسفورماتور توکار است که بر اساس تحلیل ارائه شده
در بخش ۳، و به ازاء ۲۴۷ = ۲۰۰۷،
$$V_{out} = 8 \cdot V$$
، $V_{out} = 8 \cdot V$ و ۵۷ – $N = n = 1$ و ۵۷ – $N = n = 1$ ، $f_{sw} = 1 \cdot KHz$, $P_o = 8 \cdot V$, $V_{out} = 8 \cdot V$ انجام می شود.
۲-۹ طراحی اجزای مغناطیسی

با انتخاب درست اندوکتانسهای مغناطیسی سلفهای مزدوج، میتوان نوسان جریان ورودی مبدل پیشنهادی را تعیین نمود. مقدار اندوکتانسهای مغناطیسی توسط (۶۱) بدست میآیند.

$$L_{m_{\lambda}} = L_{m_{\lambda}} = \frac{(\gamma D - \gamma)(\gamma - D)V_{out}}{(\gamma n + \gamma N + \gamma)\Delta I_{in}f_{s}}$$
(\$1)

که
$$\Delta I_{in} = \% X I_{in}$$
 نوسان قابل قبول جریان ورودی میباشد.
ولتاژهای دو سر سیمپیچ اولیه سلف مزدوج و ترانسفورماتور توکار طی حالتهای پنجم و سیزدهم، از روابط زیر بدست میآیند.
(۶۲)

$$V_{PCT} = V_{in} = n_{v} \frac{\Delta B A_{e}}{2\pi}$$

$$V_{P,BTT} = \frac{V_{in}}{\langle n \rangle} = N_{N} \frac{\Delta B A_{e}}{\langle n \rangle}$$

که A_e و A_e به ترتیب تغییرات چگالی شار مغناطیسی و ناحیه معادل هسته مغناطیسی میباشند. تعداد دور سیمپیچیهای اولیه و ثانویه ($n_e = NN_1$, $n_e = nn_1$) سلفهای تزویج شده و ترانسفورماتور داخلی میتوانند توسط دستورالعملهای طراحی ترانسفورماتور انتخاب شوند.

۴-۲ طراحی خازنها

 $C_{i} = \frac{P_{o}}{1 + 1 + 1} \rightarrow j = \{1, 7, 7\}$ $\sum_{i=1}^{N} \sum_{j=1}^{N} \sum_{i=1}^{N} \sum_{j=1}^{N} \sum_{j=$

۴-۳ طراحی نیمههادیها

ماسفتها و ديودها، بر اساس تنش ولتاژ و جريان قابل تحمل أنها كه در بخش ٣ به دست أمده ((٣۶) تا (۵۰))، انتخاب مي شوند.

۵- نتایج شبیهسازی

به منظور تأیید عملکرد و تحلیل تئوری فوق، مبدل پیشنهادی در نرمافزار PSIM و بر اساس پارامترهای لیست شده در جدول ۲ شبیهسازی شده است. شکل ۶-(الف)، ولتاژ و جریان خروجی مبدل پیشنهادی را نشان میدهد. همانطور که ملاحظه میشود، ولتاژ خروجی ۲۰۰۷ از ولتاژ ورودی ۲۴ ولت به دست آمده که نشاندهنده بهره ولتاژ ۱۶/۶۶ میباشد. همچنین، واضح است که جریان خروجی حدود ۱/۵۸ است که منجر به توان خروجی ۲۰۰۳میشود. شکل ۶-(ب) جریان ورودی و جریان اندوکتانسهای نشتی سلفهای مزدوج را نشان میدهد. با توجه به این شکل، نوسان جریان ورودی بدلیل ساختار اینترلیود کاهش یافته، که میتواند به عنوان یک امتیاز خوب برای منابع انرژی تجدیدپذیر باشد. همچنین، عملکرد اشتراکگذاری جریان بین دو فاز را میتوان از جریانهای سلفهای مزدوج بررسی نمود.

مقدار	پارامترها
74, 4. V	$(V_{_{in}},V_{_{out}})$ ولتاژ ورودی و خروجی (
۶W	توان خروجی (P _o)
\KHz	$(f_{_{sw}}$) فرکانس سوئیچینگ
v/t μF ,ty $m\Omega$	ظرفیت و مقاومت داخلی ${C}_{ au}, {C}_{ au}, {C}_{ au}$
$rr\cdot \mu F$, is $m\Omega$	ظرفیت و مقاومت داخلی $C_{_{o au}}, C_{_{o au}}, C_{_{o au}}$
$n = 1, \ L_m = \mathrm{FV} \mu H$ $L_{LK} = \mathrm{T} / 1 \mu H \ , \ r_L = \mathrm{Tam} \Omega$	سلفهای مزدوج
$N=$ 1, $L_m= h \cdot \cdot \mu H$ $L_{LKb}=$ Y / T μH , $r_B=$ T am Ω	ترانسفورماتور توكار
IPP076N15N5	ماسفتهای قدرت (S _{A1} ,S _A)
MUR1540	ديودها ($D_{_{o_{\chi}}}, D_{_{o_{\chi}}}, D_{_{\chi}}, D_{_{\chi}})$

جدول ۲: پارامترهای مبدل پیشنهادی.



(ب)

شکل ۶: نتایج شبیه سازی، (الف) ولتاژ و جریان خروجی مبدل و (ب) جریان ورودی و جریان اندوکتانس های نشتی سلف های مزدوج.

در شکلهای ۲-(الف) تا ۲-(ت)، ولتاژهای درین-سورس، گیت-سورس و جریانهای عبوری از سوئیچهای اصلی و کمکی نشان داده شده است. با توجه به (۳۶)-(۳۹)، ۵۰ $V_{DS_{1}} = V_{DS_{1}} = V_{DS_{1}} = V_{DS_{1}}$ و ۲۰۰۷ – $V_{DS_{1}}$ بدست آمدهاند که با نتایج شبیه سازی مطابقت دارند و کمتر از ولتاژ خروجی میباشند. در نتیجه، ماسفتهایی با $R_{DS(on)}$ پایین میتوانند برای کاهش تلفات هدایتی و بهبود عملکرد مبدل پیشنهادی در کاربردهای توان بالا استفاده شوند. همچنین، ملاحظه می شود که عملکرد ZVS برای تمام ماسفتها در کل گذرا سوئیچینگ محقق شده است. در نتیجه، هیچ تلفات سوئیچینگی وجود ندارد.

شکلهای ۸-(الف) تا ۸-(ت)، ولتاژها و جریانهای عبوری از دیودها را نشان میدهند که با عملکرد ZCS خاموش میشوند و مشکل بازیابی جریان معکوس آنها برطرف میگردد. همانند ماسفتها، تنش ولتاژ در دیودها به طور قابل توجهی کمتر از ولتاژ خروجی میباشد. از این رو، میتوان از دیودهایی با ولتاژ نامی پایین برای کاهش تلفات هدایتی استفاده نمود.









(ت)

شکل ۷: نتایج شبیه سازی، (الف) تنش ولتاژ، جریان و پالس گیت S_{Λ} ، (ب) تنش ولتاژ، جریان و پالس گیت S_{Λ} ، (پ) تنش ولتاژ، جریان و پالس گیت $S_{A\Lambda}$ و (ت) تنش ولتاژ، جریان و پالس گیت $S_{A\Lambda}$.



 D_{γ} شكل ۸: نتایج شبیهسازی، (الف) تنش ولتاژ و جریان D_{γ} ، شكل ۸: نتایج شبیهسازی، (الف) تنش ولتاژ و جریان $D_{\sigma\gamma}$ و (ب) تنش ولتاژ و جریان $D_{\sigma\gamma}$. (ت) تنش ولتاژ و جریان $D_{\sigma\gamma}$

در ادامه، مکانیزم تلفات مبدل پیشنهادی برای شرایط بار کامل بررسی می شود که شامل تلفات مربوط به سوئیچها، دیودها، خازنها و اجزای مغناطیسی می باشد. برای محاسبه تلفات، فرض می شود که V_{FD} و r_D به ترتیب ولتاژ مستقیم و مقاومت هدایت

نشریه علمی (فصلنامه) «انرژی ایران»

$$r_{C}$$
 نشریه علمی (فصلنامه) (فرستان ۲۰۲۲، صفحه ۴۱–۹
دوره ۲۶، شماره۴، زمستان ۲۰۲۲، صفحه ۴۱–۹
دیودها، r_{DS} مقاومت هدایت ماسفتها، r_L و r_L به ترتیب مقاومت پارازیتی سلفهای مزدوج و ترانسفورماتور توکار، و r_c مقاومت
پارازیتی خازنها باشند. همچنین، از اندوکتانسهای نشتی اجزا مغناطیسی صرف نظر میشود.
تلفات ماسفتها و دیودها در دو گروه، تلفات سوئیچینگ و هدایتی در نظر گرفته میشوند. از آنجایی که تمام ماسفتها با عملکرد
ZVS سوئیچ میشوند، تلفات ماسفتها به تلفات هدایتی مربوط میشود که میتواند با (۶۵) بیان گردد.
 $P_{MOSFETs} = r_{DS}, i_{S \setminus RMS}$ * $+ r_{DS \cdot i} s_{S \times RMS}$ *
 $+ (r_{DSA} + r_{DSA \cdot i}) i_{SA \setminus RMS}$ *
 $r_{SA \setminus RMS}$ * محاسبه میشود.

$$P_{Diodes} = (r_{D_{\lambda}} + r_{D_{\lambda}} + r_{D_{0\lambda}}) i_{D_{\lambda},RMS}^{\gamma} + (V_{FD_{\lambda}} + V_{FD_{0\lambda}} + V_{FD_{0\lambda}}) I_{out}$$
(FF)

تلفات خازنها با (۶۷) محاسبه می شود.

$$P_{Capacitors} = (r_{C_{\gamma}} + r_{C_{\gamma}}) i_{C_{\gamma},RMS}^{\ \gamma} + r_{C_{\gamma}} i_{C_{\gamma},RMS}^{\ \gamma} + (r_{C_{0\gamma}} + r_{C_{0\gamma}}) i_{C_{0\gamma},RMS}^{\ \gamma} + r_{C_{0\gamma}} i_{C_{0\gamma},RMS}^{\ \gamma}$$

$$(FV)$$

تلفات اجزای مغناطیسی ناشی از مقاومت سیم پیچها از (۶۸) بدست می آید.

(۶۸)

$$P_{Winding} = (r_{L^{1}} + r_{L^{T}}) i_{LK^{1},RMS} + r_{B^{1}} i_{LKb,RMS}$$

$$\begin{cases} P_{LOSS} = P_{MOSFETs} + P_{Diodes} + P_{Windings} + P_{Capacitors} \\ \eta = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_{LOSS}} \times \cdots \end{cases}$$
(F9)

مقدار بازده مبدل پیشنهادی در شرایط بار کامل و ولتاژ ورودی VV، V/۰٬۲۴ میباشد.

۶- نتیجهگیری

در این مقاله، یک مبدل اینترلیود فوق افزاینده جدید مبتنی بر تکنیک ترانسفورماتور توکار و سلفهای مزدوج ارائه شده است. از مزایای مبدل پیشنهادی که آن را به گزینه مناسبی برای کاربردهای توان بالا یا انرژیهای تجدیدپذیر تبدیل میکند، میتوان به موارد زیر اشاره نمود: ۱) بهره ولتاژ بالا و کمینه تنش ولتاژ ماسفتهای قدرت توسط نسبت تبدیل ترانسفورماتور توکار و سلفهای مزدوج به دست میآید که سبب کاهش تلفات هدایتی و هزینه میگردد. ۲) شرایط ZVS برای ماسفتهای اصلی و کمکی در کل گذرای سوئیچینگ محقق میشود که به طور موثر تلفات سوئیچینگ را کاهش میدهد. ۳) چگالی توان بدلیل فقدان ترانسفوماتور ایزوله بهبود مییابد. ۴) مشکل بازیابی معکوس دیودها به دلیل خاموش شدن با ZCS برطرف میشود.

۷- مراجع

- M. Forouzesh, Y. P. Siwakoti, S. Gorji, F. Blaabjerg, and B.Lehman, "Step-up DC-DC converters: A comprehensive review of voltage-boosting techniques, topologies, and applications," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 32, no. 12, pp. 9143-9178, Dec 2017.
- [2] K. C. Tseng, J. T. Lin, and C. C. Huang, "High Step-Up Converter with Three-Winding Coupled Inductor for Fuel Cell Energy Source Applications," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 2, pp. 574-581, Feb 2015.
- [3] K. H. Chao and M. S. Yang, "High step-up interleaved converter with soft-switching using a single auxiliary switch for a fuel cell system," IET Power Electronics, vol. 7, no. 11, pp. 2704–2716, Nov 2014.
- [4] K. Li, Y. Hu, and A. Ioinovici, "Generation of the large DC gain step-up non-isolated converters in conjunction with renewable energy sources starting from a proposed geometric structure," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 32, no. 7, pp. 5323-5340, July 2017.
- [5] W. Li and X. He, "Review of nonisolated high-step-up DC/DC converters in photovoltaic grid-connected applications," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 58, no. 4, pp. 1239-1250, Apr 2011.
- [6] E. Adib and H. Farzanehfard, "Analysis and Design of a Zero-Current Switching Forward Converter with Simple Auxiliary Circuit," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 27, no. 1, pp. 144-150, Dec 2012.
- [7] J. M. Kwon, E. H. Kim, B. H. Kwon, and K. H. Nam, "High-efficiency fuel cell power conditioning system with input current ripple reduction," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 56, no. 3, pp. 826–834, Mar 2009.
- [8] Q. Li and P. Wolfs, "A current fed two-inductor boost converter with an integrated magnetic structure and passive lossless snubber for photovoltaic module integrated converter applications," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24, no. 1, pp. 309–321, Jan 2007.
- [9] B. Axelrod, Y. Berkovich, and A. Ioinovici, "Switched-Capacitor/Switched-Inductor Structures for getting Transformerless Hybrid DC-DC PWM Converters," IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, vol. 55, no. 2, pp. 687-696, Mar 2008.
- [10] G. Wu, X. Ruan, and Z. Ye, "Nonisolated high step-up DC-DC converters adopting switched capacitor cell," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 62, no. 1, pp. 383-393, Jan 2015.
- [11]L. He, X. Xu, J. Chen, J. Sun, D. Guo, and T. Zeng, "A Plug-Play Active Resonant Soft Switching for Current-Auto-Balance Interleaved High Step-Up DC/DC Converter," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 34, no. 8, pp. 7603-7616, Aug 2019.
- [12] M. Forouzesh, Y. Shen, K. Yari, Y. P. Siwakoti, and F. Blaabjerg, "High-Efficiency High Step-Up DC–DC Converter With Dual Coupled Inductors for Grid-Connected Photovoltaic Systems," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 33, no. 7, pp. 5967-5982, July 2018.
- [13]B. Akhlaghi, N. Molavi, M. Fekri, and H. Farzanehfard, "High Step-Up Interleaved ZVT Converter With Low Voltage Stress and Automatic Current Sharing," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 65, no. 1, pp. 291-299, Jan 2018.
- [14] T. Nouri, N. Vosoughi, and M. Shaneh, "A Novel Interleaved High Step-Up Converter With Built-In Transformer Voltage Multiplier Cell," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 68, no. 6, pp. 4988-4999, June 2021.
- [15] T. Nouri, N. Vosoughi, and M. Shaneh, "A Novel ZVS High-Step-Up Converter With Built-In Transformer Voltage Multiplier Cell," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 35, no. 12, pp. 12871-12886, Dec 2020.
- [16] K. C. Tseng, C. A. Cheng, and C. T. Chen, "High step-up interleaved boost converter for distributed generation using renewable and alternative power sources," IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics., vol.5, no.2, pp. 713-722, June 2017.
- [17] T. Nouri, N. Nouri, and N. Vosoughi, "A Novel High Step-Up High Efficiency Interleaved DC–DC Converter With Coupled Inductor and Built-In Transformer for Renewable Energy Systems," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 67, no. 8, pp. 6505-6516, Aug 2020.
- [18] T. Nouri, N. Vosoughi, S. H. Hosseini, E. Babaei, and M. Sabahi, "An Interleaved High Step-Up Converter With Coupled Inductor and Built-In Transformer Voltage Multiplier Cell Techniques," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 66, no. 3, pp. 1894-1905, March 2019.

- [19] Hsieh, Yi-Ping, Jiann-Fuh Chen, Tsorng-Juu Liang, and Lung-Sheng Yang, "Novel high step-up DC–DC converter with coupled-inductor and switched-capacitor techniques," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 59, no. 2, pp. 998-1007, May 2011.
- [20] Zhao, Yi, Wuhua Li, and Xiangning He, "Single-phase improved active clamp coupled-inductor-based converter with extended voltage doubler cell," IEEE transactions on power electronics, vol. 27, no. 6, pp. 2869-2878, Nov 2011.
- [21] T. Nouri, M. Shaneh, M. Benbouzid, and N. Vosoughi, "An interleaved ZVS high step-up converter for renewable energy systems applications." IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 69, no. 5, pp. 4786-4800, May 2021.
- [22] M. Muhammad, M. Armstrong, and M. A. Elgendy, "Non-isolated interleaved DC DC converter for high voltage gain applications," IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 4, no. 2, pp. 352-362, June 2016.
- [23] T. Nouri, S. H. Hosseini, S, E. Babaei, and J. Ebrahimi, "An interleaved high step-up DC-DC converter based on three-winding high-frequency coupled inductor and voltage multiplier cell," IET Power Electronics, vol. 8, no. 2, pp. 175-182, July 2014.
- [24] W. Li, W. Li, X. He, D. Xu, and B. Wu, "General derivation law of nonisolated high-step-up interleaved converters with built-in transformer," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 59, no. 3, pp. 1650-1661, Aug 2011.
- [25] W. Li, X. Xiang, C. Li, W. Li, and X. He, "Interleaved high step-up ZVT converter with built-in transformer voltage doubler cell for distributed PV generation system," IEEE transactions on power electronics, vol. 28, no. 1, pp. 300–313, Jan 2013.