

روش کنترلی جدید با هدف بهینه‌سازی بازدهی مبدل نیم‌پل در تغییرات جریان بار

علیرضا رمضان قنبری^۱، دانشجوی دکتری؛ ابوالقاسم راعی^۲، دانشیار

۱- دانشکده مهندسی برق - دانشگاه صنعتی امیرکبیر - تهران - ایران - a.r.ghanbari@aut.ac.ir

۲- دانشکده مهندسی برق - دانشگاه صنعتی امیرکبیر - تهران - ایران - raie@aut.ac.ir

چکیده: در این مقاله روش کنترلی چندحالتی جدیدی، با هدف بهینه‌سازی بازدهی مبدل نیم‌پل در تغییرات جریان بار پیشنهاد شده‌است. بهینه‌سازی بازدهی تنها با استفاده از تغییر حالت کنترلی و بدون اضافه کردن المان به ساختار اصلی مبدل صورت می‌گیرد. روش پیشنهادی از حالت‌های کنترلی مطرح، شامل حالت کنترلی نامتقارن، شیفت ضریب وظیفه، PWM متقارن و پالس منقطع استفاده می‌کند. برای اولین بار نقاط گذر بین حالت‌های کنترلی که مقادیر مشخصی از جریان بار هستند، به‌صورت تحلیلی و بر مبنای مقایسه تلفات مبدل نیم‌پل در حالت‌های کنترلی مختلف، محاسبه می‌شوند. نقاط گذر به‌عنوان معیاری برای تغییر حالت کنترلی استفاده شده و تابعی از پارامترهای مبدل نیم‌پل هستند. در روش پیشنهادی، جریان بار در هر لحظه با نقاط گذر مقایسه شده و مبدل در حالت کنترلی با بالاترین بازدهی ممکن قرار می‌گیرد. بدین ترتیب بازدهی مبدل نیم‌پل، برحسب حالت‌های کنترلی و در سراسر بازه تغییرات بار، بهینه می‌شود. صحت و دقت معادلات نقاط گذر و برتری روش پیشنهادی نسبت به روش‌های پیشین، با ارائه نتایج عملکرد آن نشان داده شده‌است.

واژه‌های کلیدی: مبدل نیم‌پل، سویچینگ در ولتاژ صفر (ZVS)، کنترل چندحالتی، کنترل نامتقارن، کنترل شیفت ضریب وظیفه، کنترل PWM متقارن، کنترل پالس منقطع

New Control Method, with the Aim of Optimizing the Efficiency of Half Bridge Converter under the load variations

Alireza Ramezan Ghanbari¹, PhD Student; Abolghasem Raie², Associate Professor²

1- Department of Electrical Engineering, Amirkabir University of Technology, Tehran, Iran, Email: a.r.ghanbari@aut.ac.ir

2- Department of Electrical Engineering, Amirkabir University of Technology, Tehran, Iran, Email: raie@aut.ac.ir

Abstract: In this paper, a new multi-mode control method is proposed to optimize the efficiency of the half bridge converter under the load variations. Efficiency optimization is performed by only changing the control mode and without adding elements to the main converter structure. The control method uses the prominent control modes including asymmetrical, duty phase shift, pulse width modulation (PWM) and burst control. For the first time, three transition points between control modes, being the specific values of the load current, are analytically calculated based on full bridge converter power losses. Transition points are used as the criteria for allocating the control mode and are functions of the half-bridge converter parameters. The proposed method continuously compares the load current with the transition points and puts the converter in the control mode with the highest efficiency. Thus, the half-bridge converter efficiency is optimized in terms of control modes and over the load variations. The accuracy of the analytically determined transition points and superiority of the proposed control method to the previous ones is determined by illustrating the performance of the converter.

Keywords: Half bridge converter, zero voltage switching (ZVS), multi-mode control, asymmetric control, duty phase shift control, PWM control, burst control

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۶/۰۳/۰۳

تاریخ اصلاح مقاله: ۱۳۹۶/۰۷/۱۵

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۶/۰۷/۱۹

نام نویسنده مسئول: دکتر ابوالقاسم راعی

نشانی نویسنده مسئول: ایران - تهران - خیابان حافظ - دانشگاه صنعتی امیرکبیر - دانشکده مهندسی برق

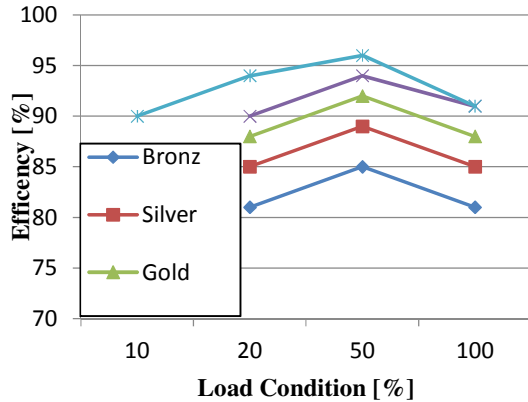
۱- مقدمه

با رشد سریع و پیوسته صنایع کامپیوتر، شبکه‌های کامپیوتری و مخابراتی، افزایش بازدهی منابع تأمین‌کننده انرژی آن‌ها اهمیت روزافزون یافته است. از میان این مصرف‌کننده‌ها، سیستم‌های سرور بخش عمده‌ای از مصرف انرژی را به خود اختصاص داده‌اند. تلفات توان سیستم‌های سرور، عمدتاً ناشی از تلفات تبدیل توان در مبدل تأمین انرژی می‌باشد. پژوهش‌های بسیاری برای کاهش تلفات تبدیل توان و افزایش بازدهی مبدل‌های سوئیچینگ انجام گرفته است. از مهم‌ترین موضوعات پژوهشی در صنعت مبدل‌های توان سیستم‌های سرور، بازدهی بالا در تمامی شرایط بار است. از طرفی سازمان‌های بین‌المللی سطوح استاندارد بازدهی را، مانند "80 plus"، با هدف ارتقا بازدهی تبدیل انرژی در تمامی شرایط بار، ارائه داده‌اند. شکل ۱ رده‌های استاندارد 80 plus را نشان می‌دهد که مبنای ارزش‌گذاری و کیفیت مبدل تأمین توان سرو می‌باشد.

اهمیت ارتقا بازدهی در تمامی شرایط بار، با توزیع مصرف سیستم سرور در ۲۴ ساعت، در شکل ۲ نشان داده شده است [۱]. همانطور که مشاهده می‌شود، میزان مصرف در طی ۲۴ ساعت و در بار سنگین که بالای ۸۰٪ تعریف شده است، سهم بسیار کمی حدود ۰/۲٪ را به خود اختصاص داده است و سرور در اکثر زمان‌ها در بارهای سبک‌تر و بی‌باری قرار می‌گیرد. مبدل تأمین توان سیستم سرور به‌طور کلی شامل دو قسمت مبدل AC-DC اصلاح‌کننده‌ی ضریب توان (PFC) و مبدل DC-DC است [۲]. به دلیل تلفات بیشتر در تبدیل "ولتاژ بالا و جریان پایین" به "ولتاژ پایین و جریان بالا" در مبدل DC-DC، این قسمت تأثیر تعیین‌کننده‌ای بر بازدهی تبدیل انرژی دارد.

برای دستیابی به بازدهی بهتر، مبدل‌های سوئیچینگ متعددی برای قسمت DC-DC پیشنهاد شده‌اند. مبدل نیم‌پل با کنترل نامتقارن به دلیل مزایای متعددی از جمله، تعداد اجزا پایین، کنترل ساده، قابلیت سوئیچینگ نرم به روش ZVS و بدون اضافه‌کردن المان به ساختار اصلی برای سوئیچ‌ها (MOSFET) و نیز استرس ولتاژ کلمپ‌شده روی سوئیچ‌ها، انتخاب مناسبی برای توان‌های پایین و متوسط می‌باشد [۳-۶]. اما مبدل نیم‌پل نامتقارن معایبی هم دارد که از مهم‌ترین معایب آن وجود جریان افست DC در ترانس است که پیش مغناطیس‌کنندگی را ایجاد و تلفات هسته ترانس را افزایش می‌دهد. علاوه بر این، ZVS سوئیچ‌ها وابسته به جریان بار است و در جریان‌های بار سبک‌تر از دست می‌رود و در نتیجه تلفات سوئیچینگ در بار سبک افزایش می‌یابد. بنابراین عملکرد این مبدل در سراسر بازه تغییرات جریان بار بهینه نیست و برای کاربردهایی مانند سیستم‌های تأمین توان سرور که چنین نیازی دارند، مطلوب نمی‌باشد.

پژوهش‌های بسیاری برای برطرف نمودن مشکلات مطرح‌شده در رابطه با مبدل نیم‌پل نامتقارن پیشنهاد شده است. پژوهش [۷] برای حذف مشکل جریان آفست، اضافه کردن خازن بلوکه‌کننده DC در خروجی و تغییر ساختار یکسوساز ثانویه را پیشنهاد داده است. این



شکل ۱: رده‌های مختلف استاندارد بازدهی 80 Plus

ساختار پیشنهادی در عین از بین بردن جریان آفست ترانس، تعداد المان‌های مبدل را افزایش داده، جریان بزرگ چرخشی را در ثانویه ترانس به وجود می‌آورد و بازدهی مبدل را در جریان سبک کاهش می‌دهد. پژوهش [۸] با تغییر در ساختار ثانویه مبدل نیم‌پل و اضافه کردن سوئیچ، جریان آفست را کاهش داده اما بازدهی در جریان سبک را مورد توجه قرار نداده است. همچنین برای افزایش بازدهی در تغییرات جریان، داشتن ZVS در محدوده وسیع‌تر تغییرات جریان و تلفات کمتر در اسنابر سوئیچ‌ها لازم است. پژوهش‌های [۹-۱۱] اضافه کردن سلف سری به اولیه ترانس و افزایش بازه ZVS را پیشنهاد داده‌اند. اما با افزایش انرژی ZVS، توسط سلف اضافه شده، استرس ولتاژ یکسوسازها افزایش خواهد یافت. در [۱۲] به منظور کاهش استرس ولتاژ یکسوسازها، تغییر ساختاری در مبدل با اضافه کردن مدار کمکی پیشنهاد شده که مدار رزونانس را از یکسوساز جدا می‌نماید و توان تلف شده یکسوساز را کاهش می‌دهد. پژوهش [۱۳] با اضافه کردن مدار کمکی سعی در افزایش بازه ZVS دارد. اما المان‌های اضافه شده، علاوه بر افزایش پیچیدگی مبدل نیم‌پل نامتقارن، میزان تلفات هدایتی را در جریان‌های بالا افزایش می‌دهند.

در [۱۴] روش کنترلی پیشنهاد شده است که در آن ضریب وظیفه سوئیچ‌ها یکسان است و یکی از ضریب وظیفه‌ها شیفته شده می‌شود تا برای یکی از سوئیچ‌ها ZVS تأمین شود. این روش کنترلی بدون اضافه‌کردن المان به ساختار اصلی مبدل، تلفات ناشی از وجود جریان آفست و عملکرد نامتقارن مبدل نیم‌پل را تا حدودی برطرف می‌نماید، اما به دلیل نداشتن ZVS برای یکی از سوئیچ‌ها، در کل بازه تغییرات جریان بار بازدهی بهینه را حاصل نمی‌کند.

همچنین پژوهش‌های دیگری به افزایش بازدهی مبدل در بی‌باری و حالت آماده‌به‌کار پرداخته‌اند. این پژوهش‌ها کنترل مبدل را در بار بسیار سبک و بی‌باری، به پالس‌های منقطع [۱۵-۱۶]، کنترل پرش پالس [۱۷] و مدولاسیون فرکانسی [۱۸] تغییر داده‌اند. استفاده از روش کنترل پالس منقطع در بارهای بسیار سبک و بی‌باری باعث کاهش قابل توجه فرکانس سوئیچینگ و تلفات سوئیچینگ می‌شود و

نگارش مقاله در ادامه به این ترتیب است: بخش دوم به محاسبه تلفات توان مبدل نیم‌پل در حالت‌های کنترلی می‌پردازد، بخش سوم نقاط گذر حالت‌های کنترلی را ارائه می‌دهد، بخش چهارم جزئیات روش کنترل پیشنهادی را بیان می‌کند، بخش پنجم نتایج شبیه‌سازی مبدل نیم‌پل با روش کنترل پیشنهادی را نشان می‌دهد و در آخر نتایج به دست آمده بررسی خواهد شد.

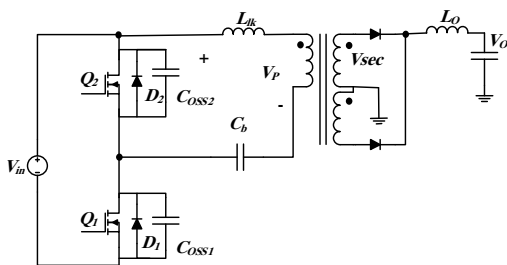
۲- محاسبه تلفات توان مبدل

عنوان شکل ۳ ساختار مداری مبدل نیم‌پل را نشان می‌دهد. همان‌طور که مشاهده می‌شود، مبدل دارای دو سویچ در سمت اولیه ترانس است که با کنترل سیگنال گیت آنها ولتاژ ورودی را به ولتاژ تنظیم شده در خروجی تبدیل می‌نماید. سه روش کنترلی انتخاب شده در این مقاله عبارتند از: (۱) روش کنترل نامتقارن که سیگنال‌های سویچ‌ها به صورت مکمل اعمال می‌شوند، (۲) روش کنترل شیفت ضریب وظیفه که یکی از سیگنال‌ها به صورت شیفت داده شده به سویچ اعمال می‌شود و (۳) روش PWM متداول که سیگنال سویچ‌ها به صورت متقارن اعمال می‌شوند.

در این قسمت از مقاله، مجموع تلفات هر کدام از این حالت‌های کنترلی محاسبه و با یکدیگر مقایسه و محدوده‌های برتری هر کدام بر حسب جریان بار مشخص می‌شود. از آنجایی که تحلیل تلفات مبدل نیم‌پل با هدف بدست آوردن بازدهی، در پژوهش‌های پیشین و در مراجع نیامده است، در این مقاله برای اولین بار و با جزئیات لازم ارائه می‌شود.

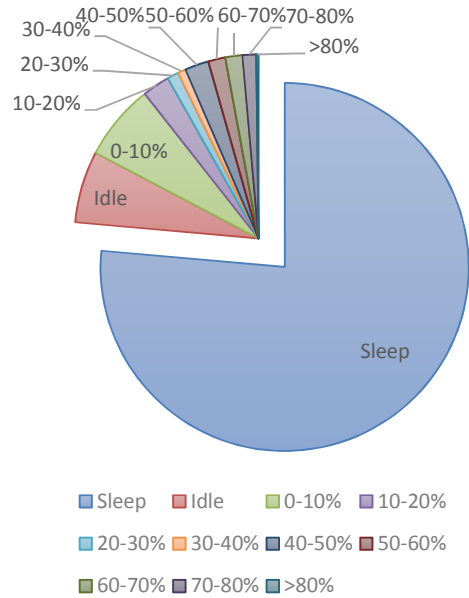
به منظور ساده‌سازی محاسبات تلفات مبدل، فرضیات زیر در نظر گرفته شده است:

- مبدل در شرایط حالت پایدار کار می‌کند.
- تلفات سویچینگ، هدایتی و هسته مغناطیسی به عنوان کل تلفات مبدل نیم‌پل در نظر گرفته خواهند شد.
- برای محاسبه تلفات هسته مغناطیسی، تلفات هسته ترانس در نظر گرفته می‌شود.
- پارامترهای المان‌های مبدل نیم‌پل از برگه اطلاعات کارخانه سازنده استخراج می‌شوند.
- ولتاژ خازن C_b در طول دوره سویچینگ ثابت است.



شکل ۳: ساختار مداری مبدل نیم‌پل

نسبت به روش‌های دیگر بازدهی بالاتری برای مبدل در این شرایط ایجاد می‌نماید.

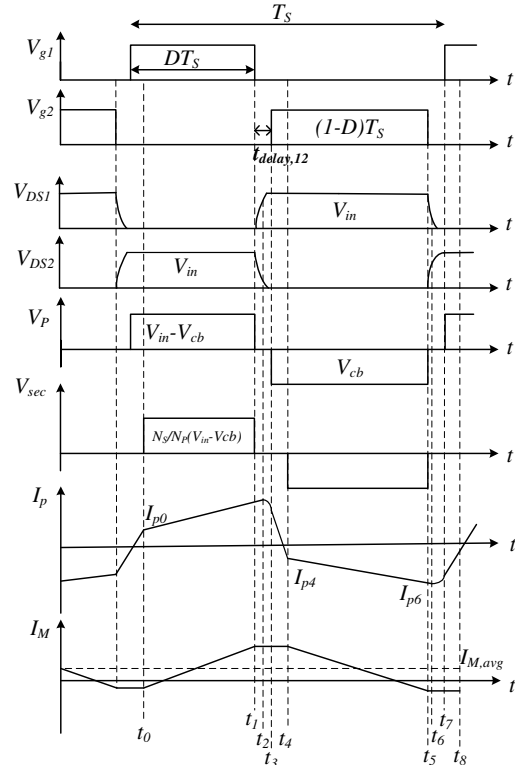


شکل ۲- میزان مصرف انرژی سیستم سرور در [۱] ۲۴

در این مقاله برای اولین بار، ایده‌ی بهبود بازدهی مبدل نیم‌پل، در کل بازه تغییرات جریان بار، بدون تغییر در ساختار مداری مبدل و بدون اضافه‌شدن مدار کمکی، با استفاده از یک کنترل کننده چندحالتی ارائه شده است. با این هدف، از چهار حالت کنترلی مطرح در پژوهش‌های پیشین، شامل روش کنترل نامتقارن، شیفت ضریب وظیفه، کنترل PWM و کنترل پالس منقطع استفاده می‌شود. اگرچه هیچ‌یک از این روش‌ها در سراسر بازه تغییرات بار انتخاب بهینه نمی‌باشند، ولی برتری این حالت‌های کنترلی در بازه‌های مشخصی از جریان بار، با نتایج تجربی اثبات شده است. بنابراین روش کنترلی جدیدی، شامل چهار حالت کنترلی و سه نقطه گذر بین این حالت‌های کنترلی پیشنهاد می‌شود. برای تعیین نقاط گذر، تلفات مبدل برای هر یک از چهار حالت کنترلی به صورت تابعی از جریان بار محاسبه شده و نقاط تلاقی آن‌ها به دست می‌آید. بدین ترتیب، نقاط گذر که تابعی از پارامترهای مبدل هستند، برای اولین بار، به صورت تحلیلی محاسبه می‌شوند. این نقاط، جریان بار را به چهار بازه تقسیم می‌کنند که با توجه به اصطلاحات رایج، با نامهای "بار سنگین"، "بار نیمه سنگین"، "بار سبک" و "بار فوق سبک و بی باری" نام‌گذاری می‌شوند. با این روش، بازه‌ها به صورت تابعی از پارامترهای مبدل مشخص می‌شوند و لذا با تغییر طراحی و پارامترهای مبدل، نقاط گذر جدید محاسبه شده و کارایی روش حفظ می‌شود. تعیین نقاط گذر و بازه‌ها، در واقع، انتخاب حالت کنترلی بهینه از بین چهار حالت کنترلی بر حسب بار است و به عبارت دیگر، روش پیشنهادی در سراسر بازه تغییرات جریان بار، حالت کنترلی بهینه را دارد.

۱-۲- تلفات در حالت کنترلی نامتقارن

شکل موج‌های عملکرد مبدل نیم‌پل در حالت کنترلی نامتقارن در شکل ۴ نشان داده شده‌است. برای محاسبه تلفات سویچینگ، هدایتی و مغناطیسی در این حالت کنترلی، عملکرد مبدل نیم‌پل بررسی و پارامترهای لازم استخراج می‌شوند [۲۱-۱۹].



شکل ۴- شکل موج های عملکرد مبدل نیم‌پل در حالت کنترلی نامتقارن

در زمان t_0 سویچ Q_1 روشن است و ولتاژ $V_{in}-V_{Cb}$ به ولتاژ اولیه ترانس (V_p) اعمال می‌شود. جریان اولیه ترانس (I_p) جمع جریان خروجی منعکس شده به اولیه (I_0/n) که n نسبت دور اولیه به ثانویه است) و جریان مغناطیس‌کنندگی (I_M) می‌باشد. در زمان t_1 سویچ Q_1 خاموش می‌شود و I_p خازن C_1 را شارژ و خازن C_2 را دشارژ می‌نماید. این وضعیت تا آنجایی ادامه می‌یابد که ولتاژ ثانویه به صفر برسد. به عبارت دیگر تاجایی که ولتاژ V_{Cb} دشارژ شود. به دلیل کوپل بودن ثانویه ترانس با اولیه، C_2 با استفاده از انرژی ذخیره‌شده در سلف نشستی ترانس و سلف خروجی دشارژ می‌شود. در زمان t_2 ولتاژ اولیه و ثانویه ترانس صفر می‌شود و ثانویه از کوپل اولیه جدا می‌شود. سپس I_0 شروع به چرخیدن از میان یکسوسازها در ثانویه می‌کند و خازن C_2 به دشارژ ادامه می‌دهد. به دلیل قطع شدن کوپل خروجی از ورودی، C_2 تنها با استفاده از انرژی ذخیره‌شده در سلف نشستی دشارژ می‌شود. شرایط ZVS سویچ Q_2 با رابطه (۱) مشخص می‌شود.

$$L_{lk} I_{P2}^2 > (C_1 + C_2) V_{Cb}^2 \quad (1)$$

که در این رابطه L_{lk} سلف نشستی ترانس و V_{Cb} ولتاژ خازن بلوک‌کننده DC می‌باشد و از بالانس ولت ثانیه سلف مغناطیس‌کنندگی مطابق رابطه (۲) محاسبه می‌شود. همچنین I_{P2} جریان اولیه در زمان t_2 می‌باشد و با رابطه (۳) بدست می‌آید.

$$V_{Cb} = DV_{in} \quad (2)$$

$$I_{P2} = \frac{N_S}{N_P} I_O + I_{M,avg} + \frac{V_{in}(1-D)DT_S}{2L_m} \quad (3)$$

در رابطه (۳) V_{in} ولتاژ ورودی، L_m سلف مغناطیس‌کنندگی ترانس، D ضریب وظیفه، T_S دوره سویچینگ، N_P و N_S به ترتیب تعداد دور اولیه و ثانویه و $I_{M,avg}$ میانگین جریان سلف مغناطیسی است که با رابطه (۴) محاسبه می‌شود.

$$I_{M,avg} = \frac{N_S}{N_P} (1-2D) I_O \quad (4)$$

بعد از دشارژ کامل خازن C_2 ، دیود بدنه Q_2 در زمان t_3 شروع به هدایت می‌نماید و ولتاژ دوسر Q_2 به صفر می‌رسد. بعد از هدایت دیود، سویچ Q_2 در وضعیت ZVS روشن می‌شود. در این بازه زمانی، ولتاژ V_{Cb} دو سر سلف نشستی قرار می‌گیرد، I_p کاهش می‌یابد و انرژی به ثانویه ترانس منتقل نمی‌شود و به عبارت دیگر در این وضعیت تلفات ضریب وظیفه به وجود می‌آید. در زمان t_4 جمع I_p و I_M به مقدار $-I_0/n$ می‌رسد، قبل از این زمان، ولتاژ سمت ثانویه صفر شده‌است که باعث تلفات ضریب وظیفه می‌شود:

$$D_{loss1} = \frac{t_4 - t_3}{T_S} = \frac{2I_O L_{lk}}{T_S n V_{in} D} \quad (5)$$

در این رابطه n نسبت تعداد دور ثانویه به اولیه ترانس می‌باشد. تا زمان t_5 سویچ Q_2 روشن است و ولتاژ $-V_{Cb}$ به V_p اعمال می‌شود. I_p جمع $-I_0/n$ و I_M می‌باشد. سویچ Q_2 در زمان t_5 خاموش می‌شود و I_p خازن C_2 را شارژ و خازن C_1 را دشارژ می‌نماید. این روند تا زمان t_6 که ولتاژ اولیه صفر می‌شود ادامه دارد. به عبارت دیگر، تا زمانی که ولتاژ $V_{in}-V_{Cb}$ دشارژ شود. به دلیل کوپل بودن ثانویه به اولیه ترانس در این بازه زمانی، خازن C_1 با انرژی ذخیره‌شده در سلف خروجی و سلف نشستی دشارژ می‌شود. در زمان t_6 ، ولتاژ اولیه و ثانویه ترانس صفر می‌گردد و ثانویه از کوپل اولیه خارج می‌شود. سپس I_0 شروع به چرخش در ثانویه می‌نماید و C_1 همچنان در حال دشارژ شدن است. از آنجایی که ثانویه از کوپل اولیه خارج شده، C_1 تنها با انرژی ذخیره‌شده در سلف نشستی دشارژ می‌شود. شرایط ZVS سویچ Q_1 با رابطه (۶) مشخص می‌شود.

$$L_{lk} I_{P6}^2 > (C_1 + C_2) (1-D) V_{in}^2 \quad (6)$$

که در این رابطه I_{P6} جریان اولیه ترانس در زمان t_6 است و با رابطه (۷) محاسبه می‌شود.

$$I_{P6} = -\frac{N_S}{N_P} I_O + I_{M,avg} - \frac{V_{in}(1-D)DT_S}{2L_m} \quad (7)$$

که در این روابط C_{OSS} خازن خروجی سویچها است. تلفات سویچینگ سویچ Q_2 در حالت کنترلی نامتقارن با استفاده از رابطه - (۹) و جایگذاری مقادیر ولتاژ و جریان در لحظه روشن و خاموش شدن سویچ، مطابق رابطه (۱۶) محاسبه می شود.

$$P_{sw,Q2,Asym} = \frac{f_s}{2} (V_{DS,Q2,t3} \cdot I_{P3} \cdot t_{ON} + V_{DS,Q2,t6} \cdot I_{P6} \cdot t_{OFF}) \quad (16)$$

در رابطه (۱۶)، I_{P6} و I_{P3} جریان اولیه در زمانهای t_6 و t_3 است و به ترتیب با روابط (۱۷) و (۱۸) و $V_{DS,Q2,t6}$ و $V_{DS,Q2,t3}$ ولتاژ درین-سورس سویچ Q_2 در زمانهای t_6 و t_3 است و با روابط (۱۸) و (۱۹) مشخص می شوند.

$$I_{P3} = I_{P2} \cos(\omega_0 t_{delay,12}) \quad (17)$$

$$V_{DS,Q2,t3} = V_{cb} - Z_0 I_{P2} \sin(\omega_0 t_{delay,12}) \quad (18)$$

$$V_{DS,Q2,t6} = V_{cb} - Z_0 I_{P6} \sin(\omega_0 t_{delay,12}) \quad (19)$$

همچنین تلفات سویچینگ دیودهای یکسوساز با رابطه (۲۰) و (۲۱) محاسبه می شوند.

$$P_{sw,D1} = n D V_{in} I_O t_{rr} f_s \quad (20)$$

$$P_{sw,D2} = n(1-D) V_{in} I_O t_{rr} f_s \quad (21)$$

که در این رابطه t_{rr} زمان بازیابی معکوس دیود تعریف می شود. بخش دیگری از تلفات مربوط به تلفات هسته المانهای مغناطیسی است و با به کارگیری معادله استینمیتز قابل محاسبه می باشند [۲۳-۲۴].

$$P_{core,v} = k \cdot \Delta B^\alpha \cdot f_s^\beta \quad (22)$$

که در این رابطه $P_{core,v}$ تلفات هسته مغناطیسی در واحد حجم، k ، α و β پارامترهای معادله استینمیتز و ΔB مقدار پیک چگالی شار مغناطیسی متناوب است و با رابطه (۲۳) محاسبه می شود.

$$\Delta B = \frac{V_{in} D T_s}{4 N_p A_e} \quad (23)$$

که در این رابطه A_e سطح مقطع هسته مغناطیسی است. پارامترهای k ، α و β ، با توجه به خواص ماده هسته مغناطیسی تعیین و از اطلاعات کارخانه سازنده هسته مغناطیسی مشخص می شوند. همچنین پارامترهای k و β وابسته به پیش مغناطیس شدگی (H_{DC}) هستند که با توجه به نمودارهای پیش مغناطیس شدگی پارامترهای معادله استینمیتز تعیین می شوند. شکل ۵ نمودار پیش مغناطیس شدگی را برای ماده N87 شرکت EPCOS در دو دمای ۴۰ و ۸۰ درجه نشان می دهد. این نمودار بر اساس اندازه گیری و توسط کارخانه سازنده ارائه می شود.

پیش مغناطیس شدگی هسته با رابطه (۲۴) مشخص می شود [۲۳].

بعد از دشارژ کامل C_I ، دیود بدنه Q_1 در زمان t_7 شروع به هدایت می کند و ولتاژ دوسر Q_1 به صفر می رسد. بعد از هدایت دیود، سویچ - Q_1 در وضعیت ZVS روشن می شود. در طی این زمان ولتاژ $V_{in} - V_{Cb}$ به دو سر سلف نشستی اعمال می شود و I_P افزایش می یابد. این وضعیت تا زمانی که $I_P - I_M$ به I_{ON} برسد ادامه می یابد. در طی این زمان ولتاژ ثانویه ترانس صفر می ماند، که باعث عدم انتقال انرژی به ثانویه و تلفات ضریب وظیفه می شود:

$$D_{loss2} = \frac{t_8 - t_7}{T_s} = \frac{2 I_O L_{lk}}{T_s n V_{in} (1-D)} \quad (8)$$

به جهت بزرگتر بودن I_{P2} نسبت به I_{P6} و کوچکتر بودن DV_{in} نسبت به $(1-D)V_{in}$ در همه وضعیتها، شرایط سویچینگ نرم معادله (۱) بسیار راحت تر از (۶) برآورده می شود بنابراین ZVS سویچ Q_2 راحت تر از سویچ Q_1 تأمین می شود.

تلفات سویچینگ هر سویچ MOSFET در مبدل، با معادله (۹) محاسبه می شود [۲۲].

$$P_{sw} = \frac{f_s}{2} (I_{D,ON} \cdot V_{DS,ON} \cdot t_{ON} + I_{D,OFF} \cdot V_{DS,OFF} \cdot t_{OFF}) \quad (9)$$

در این معادله، $I_{D,ON}$ و $V_{DS,ON}$ به ترتیب ولتاژ درین-سورس و جریان سویچ در زمان روشن شدن و $V_{DS,OFF}$ و $I_{D,OFF}$ به ترتیب ولتاژ درین-سورس و جریان سویچ در زمان خاموش شدن می باشد. همچنین t_{ON} و t_{OFF} زمان روشن و خاموش شدن سویچ و f_s فرکانس سویچینگ است.

تلفات سویچینگ Q_1 در حالت کنترلی نامتقارن با استفاده از رابطه (۹) و جایگذاری مقادیر ولتاژ و جریان در لحظه روشن و خاموش شدن این سویچ، مطابق رابطه (۱۰) محاسبه می شود.

$$P_{sw,Q1,ASM} = \frac{f_s}{2} (V_{DS,Q1,t7} \cdot I_{P7} \cdot t_{ON} + V_{DS,Q1,t2} \cdot I_{P2} \cdot t_{OFF}) \quad (10)$$

در رابطه (۱۰)، I_{P7} و I_{P2} جریان اولیه در زمانهای t_7 و t_2 است و با روابط (۳) و (۱۱) و $V_{DS,Q1,t7}$ و $V_{DS,Q1,t2}$ ولتاژ درین-سورس سویچ Q_1 در زمانهای t_7 و t_2 است و با روابط (۱۲) و (۱۳) مشخص می شوند.

$$I_{P7} = I_{P6} \cos(\omega_0 t_{delay,12}) \quad (11)$$

$$V_{DS,Q1,t2} = V_{in} - V_{cb} + Z_0 I_{P2} \sin(\omega_0 t_{delay,12}) \quad (12)$$

$$V_{DS,Q1,t7} = V_{in} - V_{cb} + Z_0 I_{P6} \sin(\omega_0 t_{delay,12}) \quad (13)$$

که در روابط (۱۲) و (۱۳) $t_{delay,12}$ زمان وقفه بین روشن و خاموش شدن سویچهای Q_1 و Q_2 می باشد، ω_0 فرکانس زاویه ای رزونانس است و با رابطه (۱۴) تعریف می شود و Z_0 امپدانس مشخصه رزونانس است و با رابطه (۱۵) محاسبه می شود.

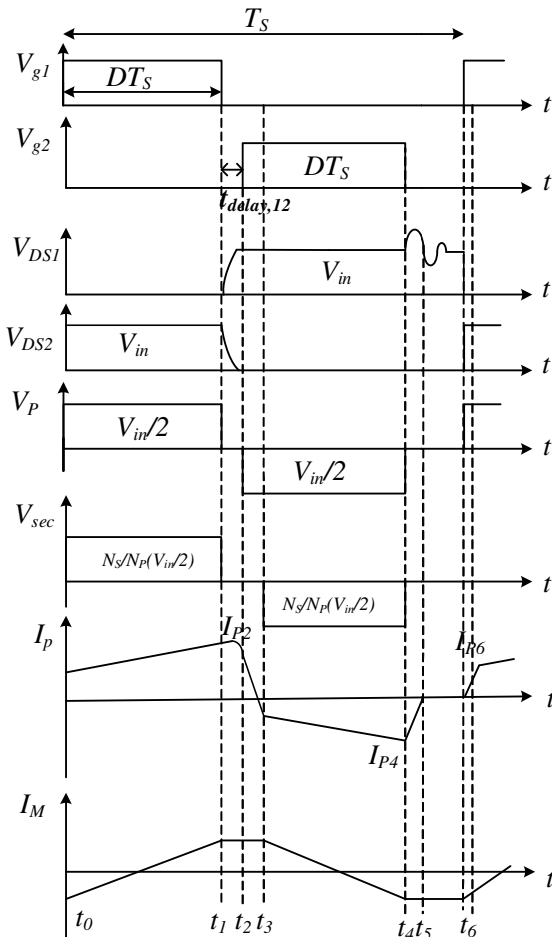
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{2 L_{lk} C_{OSS}}} \quad (14)$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_{lk}}{2 C_{OSS}}} \quad (15)$$

ثانویه محاسبه می‌شود. مجموع تلفات مبدل نیم‌پل در این حالت کنترلی با جمع روابط (۱۰)، (۱۶) و (۲۲) و مجموع تلفات هدایتی به دست می‌آید.

۲-۲- تلفات در حالت کنترلی شیفت ضریب وظیفه

این حالت کنترلی با هدف ارسال پالس‌های متقارن به ترانس و از بین بردن مشکل جریان آفست DC و همچنین حفظ سویچینگ نرم برای یکی از سویچ‌ها پیشنهاد شده‌است. شکل موج‌های عملکرد مبدل نیم‌پل در حالت کنترلی شیفت ضریب وظیفه در شکل ۶ نشان داده شده‌است. همانطور که از شکل ۶ دیده می‌شود، سیگنال گیت سویچ Q_2 شیفت پیدا کرده تا زمان وقفه بین خاموش شدن سویچ Q_1 و روشن شدن سویچ Q_2 با هدف بدست آمدن ZVS برای Q_2 تنظیم شود. در این حالت کنترلی به دلیل یکسان بودن ضریب وظیفه سویچ‌ها، میانگین جریان مغناطیسی و جریان آفست صفر است. برای محاسبه تلفات سویچینگ و هدایتی مبدل نیم‌پل در حالت کنترلی شیفت ضریب وظیفه، عملکرد آن بررسی و ولتاژ و جریان‌های لازم استخراج می‌شود.



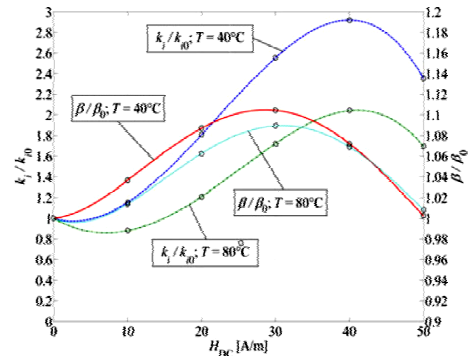
شکل ۶: شکل موج‌های عملکرد مبدل نیم‌پل در حالت کنترلی شیفت ضریب وظیفه

$$H_{DC} = \frac{I_{M,avg} N_P}{I_e} \quad (24)$$

که در این رابطه I_e طول مسیر مغناطیسی است و از اطلاعات سازنده هسته مغناطیسی برداشت می‌شود.

بخش دیگر تلفات توان، تلفات هدایتی است که در اثر عبور جریان از المان‌های مبدل ایجاد می‌شود. برای محاسبه تلفات هدایتی سویچ‌ها، مقدار مؤثر جریان اولیه و مقاومت حالت روشن سویچ R_{DS} مورد نیاز است. مقدار مؤثر جریان اولیه از رابطه (۲۵) استخراج می‌شود.

$$I_{P,ms} = \frac{\sqrt{3}}{3} \sqrt{D(I_{P0}^2 + I_{P0} \cdot I_{P2} + I_{P2}^2) + (1-D)(I_{P4}^2 + I_{P4} \cdot I_{P6} + I_{P6}^2)} \quad (25)$$



شکل ۵: نمودار پیش مغناطیس‌شوندگی پارامترهای استینمتر برای ماده N87 شرکت EPCOS [۲۴]

که در این رابطه I_{P0} جریان اولیه در زمان t_0 و I_{P4} جریان اولیه در زمان t_4 می‌باشد و با روابط (۲۶) و (۲۷) محاسبه می‌شوند.

$$I_{P0} = \frac{N_S}{N_P} I_O + I_{M,avg} - \frac{V_{in}(1-D)DT_S}{2L_m} \quad (26)$$

$$I_{P4} = -\frac{N_S}{N_P} I_O + I_{M,avg} + \frac{V_{in}(1-D)DT_S}{2L_m} \quad (27)$$

تلفات هدایتی هر سویچ با ضرب مجذور $I_{P,rms}$ در R_{DS} به دست می‌آید. تلفات هدایتی سلف خروجی و دیودها با در نظر گرفتن مقاومت سری سلف، افت ولتاژ دیودها و مقدار مؤثر جریان سلف خروجی و متوسط جریان یکسوسازهای سمت ثانویه، از روابط (۲۸)، (۲۹) و (۳۰) به دست می‌آید.

$$I_{D1,avg} = (1-D)I_O \quad (28)$$

$$I_{D2,avg} = DI_O \quad (29)$$

$$I_{Lo,ms} = I_O \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left(\frac{\Delta i_{Lo}}{2I_O} \right)^2} = I_O \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left(\frac{V_O T_S (1-2D)/2L_O}{2I_O} \right)^2} \quad (30)$$

تلفات هدایتی ترانس نیز با ضرب مجذور جریان اولیه و جریان اولیه منعکس شده به ثانویه، به ترتیب در مقاومت سری سیم‌پیچ اولیه و

سوییچها با ضرب مجذور مقدار مؤثر جریان اولیه در R_{DS} و تلفات هدایتی ترانس نیز با ضرب مجذور مقدار مؤثر جریان اولیه و منعکس شده آن به ثانویه، به ترتیب در مقاومت معادل سیم پیچ اولیه و ثانویه به دست می آید. مقدار مؤثر جریان اولیه در این حالت کنترلی با رابطه (۳۶) محاسبه می شود.

$$I_{P,ms} = \sqrt{\frac{D}{3} \sqrt{I_{P0}^2 + I_{P0} \cdot I_{P2} + I_{P2}^2 + I_{P4}^2 + I_{P4} \cdot I_{P6} + I_{P6}^2}} \quad (36)$$

۳-۲- تلفات در حالت کنترلی PWM متقارن

در این حالت کنترلی سوییچها به صورت کاملاً متقارن و در وضعیت سوییچینگ سخت روشن و خاموش می شوند. شکل موجهای مبدل نیم پل در حالت کنترلی PWM متقارن مطابق شکل ۷ می باشد.

تلفات سوییچینگ سوییچها با هم برابر و برای Q_1 با جایگذاری مقادیر ولتاژ و جریان این سوییچ در (۹) و از رابطه (۳۷) به دست می آید.

$$P_{sw,Q1,PWM} = \frac{f_s}{2} (V_{DS,Q1,t1} I_{P1} t_{ON} + V_{DS,Q1,t2} I_{P2} t_{OFF})$$

که در این رابطه I_{P1} و I_{P2} به ترتیب برابر با کمینه و بیشینه جریان سلف خروجی منعکس شده به اولیه و $V_{DS,Q1,t2}$ برابر ولتاژ ورودی می باشد. مقدار $V_{DS,Q1,t1}$ مطابق رابطه (۳۸) محاسبه می شود.

$$V_{DS,Q1,t1} = V_{in} + I_{P1} \cdot Z_0 \quad (38)$$

تلفات هسته در این حالت کنترلی با حالت کنترلی شیفت ضریب وظیفه برابر است. مقدار مؤثر جریان اولیه برای به کارگیری در محاسبه تلفات هدایتی با رابطه (۳۹) شرح داده می شود.

$$I_{P,ms} = \sqrt{2D/3} \sqrt{I_{P1}^2 + I_{P1} \cdot I_{P2} + I_{P2}^2} \quad (39)$$

۳- نقاط گذر حالت های کنترلی

همان طور که گفته شد، روش کنترلی پیشنهادی دارای چهار حالت کنترلی نامتقارن، شیفت ضریب وظیفه، PWM و کنترل پالس منقطع است. همچنین در روش پیشنهادی، سه نقطه گذر بین حالت های کنترلی، که با I_{Trans1} ، I_{Trans2} و I_{Trans3} تعریف و محاسبه می شوند. نقاط گذر، جریان بار را از بیشینه تا کمینه، به ترتیب به چهار بازه "بار سنگین"، "بار نیمه سنگین"، "بار سبک" و "بار فوق سبک و بی باری" تقسیم می کنند. با تعیین این نقاط، روش کنترل پیشنهادی، بازدهی مبدل را بر حسب چهار حالت کنترلی در وضعیت بهینه قرار می دهد.

برای تعیین این نقاط با روش محاسبه تحلیلی، به دلیل ویژگی های بازدهی حالت های کنترلی، مقایسه بازدهی هر چهار حالت کنترلی با یکدیگر لازم نیست. به عبارت دیگر با توجه به ویژگی های آنها مشخص می شود که اولویت آنها از بار سنگین تا بی باری، به ترتیب حالت های

همان طور که از شکل ۵ مشاهده می شود، سیگنال گیت سوییچ Q_2 به سمت سیگنال گیت Q_1 شیفت پیدا کرده است. وقتی Q_1 خاموش می شود، جریان خروجی منعکس شده به اولیه و جریان سلف نشتی ترانس، خازن سوییچ Q_1 را شارژ و خازن سوییچ Q_2 را دشارژ می نماید. بعد از صفر شدن ولتاژ دو سر سوییچ Q_2 ، دیود بدنه D_2 شروع به هدایت می کند. در طی زمان هدایت D_2 ، می توان سوییچ Q_2 را در وضعیت ZVS روشن نمود. در این حالت کنترلی خاموش شدن سوییچ Q_1 و روشن شدن سوییچ Q_2 مشابه حالت کنترلی نامتقارن است، اما سوییچ Q_1 در وضعیت سوییچینگ سخت روشن می شود.

تلفات سوییچینگ Q_1 در حالت کنترلی شیفت ضریب وظیفه با استفاده از رابطه (۹) و جایگذاری مقادیر ولتاژ و جریان در لحظه روشن و خاموش شدن سوییچ، مطابق رابطه (۳۱) می باشد.

$$P_{sw,Q1,DCS} = \frac{f_s}{2} (V_{DS,Q1,t6} \cdot I_{P6} \cdot t_{ON} + V_{DS,Q1,t2} \cdot I_{P2} \cdot t_{OFF}) \quad (31)$$

که در رابطه فوق، I_{P2} جریان اولیه در زمان t_2 است و برابر با رابطه (۳) است و I_{P6} جریان اولیه در زمان t_6 است و برابر با حداقل جریان سلف خروجی منعکس شده به اولیه می باشد. همچنین $V_{DS,Q1,t2}$ با معادله (۱۲) مشخص می شود و برابر ولتاژ ورودی است.

تلفات سوییچینگ سوییچ Q_2 در حالت کنترلی شیفت ضریب وظیفه با رابطه (۳۲) محاسبه می شود.

$$P_{sw,Q2,DCS} = \frac{f_s}{2} (V_{DS,Q2,t3} \cdot I_{P3} \cdot t_{ON} + V_{DS,Q2,t4} \cdot I_{P4} \cdot t_{OFF}) \quad (32)$$

در رابطه (۳۲)، I_{P3} و I_{P4} جریان اولیه در زمان های t_3 و t_4 است و به ترتیب برابر با روابط (۱۷) و (۳۳) می باشد و $V_{DS,Q2,t3}$ با معادله (۱۸) و $V_{DS,Q2,t4}$ با رابطه (۳۴) مشخص می شوند.

$$I_{P4} = \frac{N_S}{N_P} (I_O + \frac{N_S V_{in} / 2 - V_O}{2}) \quad (33)$$

$$V_{DS,Q2,t4} = V_{in} + I_{P4} \cdot Z_0 \quad (34)$$

تلفات سوییچینگ دیودهای یکسوساز در این حالت کنترلی با هم برابر و با رابطه (۳۵) محاسبه می شود.

$$P_{sw,D1} = \frac{1}{2} I_O V_D t_m f_s \quad (35)$$

تلفات هسته در این حالت کنترلی نیز با رابطه (۲۲) محاسبه می شود. به دلیل صفر بودن جریان آفست، پارامترهای k و β در (۲۲) مقادیر ثابتی دارند.

تلفات هدایتی دیودهای یکسوساز و سلف خروجی در این حالت کنترلی نیز با در نظر گرفتن متوسط جریان دیودهای یکسوساز که نصف جریان خروجی می باشد و مقدار مؤثر جریان سلف خروجی که مشابه حالت کنترلی نامتقارن برابر با رابطه (۳۰) است و همچنین افت ولتاژ دیودها و مقاومت سری سلف محاسبه می شود. تلفات هدایتی

در حالت کنترلی نامتقارن می‌شوند. تغییر حالت کنترلی به شیفت ضریب وظیفه، و حذف جریان آفست، امکان داشتن بازدهی بهتر در بارهای پایین‌تر را فراهم می‌نماید. علاوه بر این، استرس نابرابر ولتاژ یکسوساز خروجی که در اثر کنترل نامتقارن به وجود می‌آید، با تغییر حالت کنترلی، برطرف می‌شود. جریان باری که در آن بازدهی مبدل نیم‌پل در دو حالت کنترلی نامتقارن و شیفت ضریب وظیفه با هم برابر می‌شوند، نقطه گذر اول (I_{Trans1}) نام‌گذاری می‌شود. برای محاسبه I_{Trans1} وضعیت برابری بازدهی مبدل در دو حالت کنترلی، در نظر گرفته می‌شود. بنابراین با استفاده از روابط تلفات مبدل نیم‌پل که در بخش قبل ارائه شد، این نقطه قابل محاسبه است.

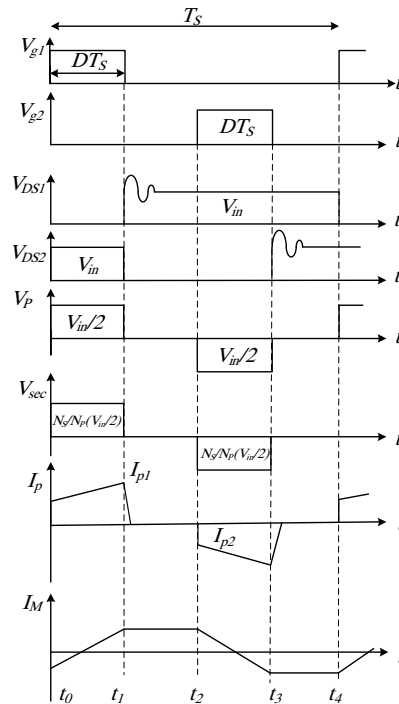
در رابطه (۴۰)، $P_{T,Asym}$ کل تلفات مبدل در حالت کنترلی نامتقارن و $P_{T,DSC}$ کل تلفات مبدل در حالت کنترلی شیفت ضریب وظیفه می‌باشد.

$$\begin{aligned}
 P_{total,Asym} &= P_{total,DSC} \\
 \Rightarrow -V_{in} f_s t_{OFF} D^2 \frac{N_s}{N_p} I_O - f_s t_{OFF} \frac{V_{in}^2 (1-D) D^2 T_s}{4L_m} \\
 -Z_0 \frac{f_s}{2} t_{OFF} \left(2D \frac{N_s}{N_p} I_O \right)^2 - Z_0 \frac{f_s}{2} t_{OFF} \left(\frac{V_{in} (1-D) D T_s}{2L_m} \right)^2 \\
 -Z_0 \frac{f_s}{2} t_{OFF} 4D \frac{N_s}{N_p} I_O \frac{V_{in} (1-D) D T_s}{2L_m} \\
 + k \cdot \Delta B^{\alpha,Asym} \cdot f_s^{\beta,Asym} & \quad (40) \\
 = V_{in} \cdot \frac{N_s}{N_p} \frac{f_s}{2} t_{ON} \left(I_O - \frac{N_s V_{in}}{2N_p} - V_O \right) \\
 + V_{in} \frac{N_s}{N_p} \frac{f_s}{2} t_{OFF} \left(I_O + \frac{N_s V_{in}}{2N_p} - V_O \right) \\
 + Z_0 \left(\frac{N_s}{N_p} \right)^2 \frac{f_s}{2} t_{OFF} \left(I_O + \frac{N_s V_{in}}{2N_p} - V_O \right)^2 \\
 + k \cdot \Delta B^{\alpha,DSC} \cdot f_s^{\beta,DSC}
 \end{aligned}$$

همان‌طور که گفته شد، بازدهی مبدل در حالت کنترلی شیفت ضریب وظیفه در بارهای نیمه سنگین، به دلیل به‌کارگیری ZVS یکی از سویچ‌ها، بیشتر از بازدهی مبدل در حالت کنترلی PWM است. با کاهش بار، ZVS مطابق رابطه (۱) از دست می‌رود. همچنین با وجود ضریب وظیفه بزرگتر در حالت کنترلی شیفت ضریب وظیفه نسبت به PWM، جریان مؤثر اولیه و ثانویه بیشتر می‌شود که تلفات هدایتی بیشتری را ایجاد می‌کنند. این عوامل باعث کاهش بازدهی مبدل نیم‌پل در حالت کنترلی شیفت ضریب وظیفه نسبت به حالت کنترلی PWM می‌شود. بنابراین فراهم شدن بازدهی بهینه برای مبدل در این وضعیت، با تغییر حالت کنترلی به PWM ممکن می‌شود. جریان باری که در آن بازدهی مبدل نیم‌پل در دو حالت کنترلی شیفت ضریب وظیفه و PWM برابر می‌شوند، نقطه گذر دوم (I_{Trans2}) نامیده می‌شود. مقدار I_{Trans2} با برابر قرار دادن بازدهی مبدل در دو حالت کنترلی شیفت ضریب وظیفه و PWM به دست می‌آید.

کنترلی نامتقارن، شیفت ضریب وظیفه، PWM و کنترل پالس منقطع می‌باشد. در بارهای سنگین، بازدهی مبدل در حالت کنترلی نامتقارن، به دلیل وجود ZVS برای هر دو سویچ و در نتیجه کاهش قابل توجه تلفات سویچینگ، نسبت به حالت کنترلی شیفت ضریب وظیفه که ZVS را برای یکی از سویچ‌ها فراهم می‌کند، برتری دارد. همچنین حالت کنترلی شیفت ضریب وظیفه نیز بازدهی بالاتری در بارهای سنگین نسبت به حالت کنترلی PWM که هر دو سویچ در وضعیت سویچینگ سخت روشن و خاموش می‌شوند، دارد.

با کاهش جریان بار، از بار سنگین، وضعیتی به وجود می‌آید که بازدهی مبدل در حالت کنترلی نامتقارن نسبت به بازدهی مبدل در حالت کنترلی شیفت ضریب وظیفه کاهش می‌یابد. همین روند کاهش بازدهی نیز در حالت کنترلی شیفت ضریب وظیفه نسبت به حالت کنترلی PWM وجود دارد. محاسبه تلفات مبدل نیم‌پل در حالت‌های کنترلی گفته‌شده و مقایسه آنها، نقاط تلاقی این روابط را مشخص می‌نماید.



شکل ۷: شکل موج‌های عملکرد مبدل نیم‌پل در حالت کنترلی PWM

همان‌طور که گفته شد، بازدهی مبدل در بارهای سنگین و در حالت کنترلی نامتقارن از بازدهی مبدل در حالت کنترلی شیفت ضریب وظیفه، به دلیل ZVS هر دو سویچ، بیشتر می‌باشد. با کاهش بار، مطابق با رابطه (۶) شرایط ZVS برای یکی از سویچ‌ها تأمین نمی‌شود و روشن شدن این سویچ با تلفات بیشتر همراه خواهد بود. به‌علاوه $I_{M,avg}$ که در حالت کنترلی نامتقارن به وجود می‌آید، تلفات هسته را با افزایش پارامترهای استینمتر مطابق (۲۲) افزایش می‌دهد. این دو عامل باعث کاهش بیشتر بازدهی مبدل نیم‌پل در کاهش بار، و

بازدهای جریان بار و حالت کنترلی بهینه مربوط به هر بازه در ادامه شرح داده می‌شود:

(۱) بازه "بار سنگین" و حالت کنترلی "نامتقارن":

در وضعیتی که جریان بار از I_{Trans1} بیشتر باشد، مبدل نیم‌پل با روش نامتقارن کنترل می‌شود. تلفات مغناطیسی بالاتر، از دست‌رفتن سوئیچینگ نرم یکی از سوئیچ‌ها و استرس ولتاژ نامتقارن دیودهای یکسوساز باعث کاهش نسبی بازدهی این حالت کنترلی در بارهای پایین‌تر می‌شود.

(۲) بازه "بار نیمه‌سنگین" و حالت کنترلی "شیفت ضریب وظیفه":

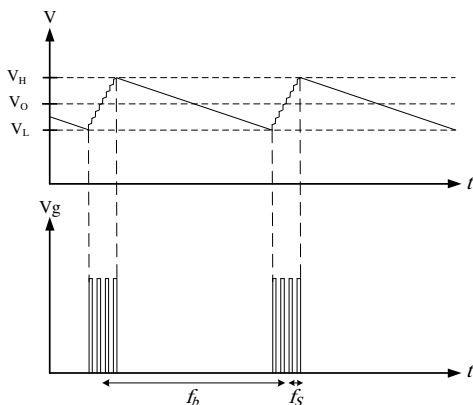
در این بازه، یعنی به‌ازای جریان بار بین I_{Trans1} و I_{Trans2} ، مبدل نیم‌پل با روش شیفت ضریب وظیفه کنترل می‌شود. در این حالت کنترلی جریان آفست صفر است. همچنین ZVS برای یکی از سوئیچ‌ها تأمین و سوئیچ دیگر در وضعیت سوئیچینگ سخت کار می‌کند.

(۳) بازه "بار سبک" و حالت کنترلی PWM:

در وضعیتی که جریان بار مقداری بین I_{Trans2} و I_{Trans3} داشته باشد، مبدل نیم‌پل با روش PWM متداول کنترل می‌شود. برتری بازدهی حالت کنترلی PWM در بار سبک، به دلیل حذف جریان آفست و کاهش تلفات هدایتی است.

(۴) بازه "فوق سبک و بی‌باری" و حالت کنترلی پالس منقطع:

کمتر بودن جریان بار از I_{Trans3} مبدل را در حالت کنترلی پالس منقطع قرار می‌دهد. همان‌طور که در [۱۸-۱۷] نشان داده شده‌است، کنترل پالس منقطع به منظور کاهش تلفات سوئیچینگ در وضعیت بار سبک و بی‌باری مورد استفاده قرار می‌گیرد. شکل موج‌های عملکرد در حالت کنترلی پالس منقطع در شکل ۹ نشان داده شده‌است. همان‌طور که از شکل ۹ دیده می‌شود با پایین رفتن ولتاژ خروجی زیر سطح ولتاژ V_L ، PWM برقرار و با بالا رفتن ولتاژ خروجی از سطح ولتاژ V_H ، سیگنال PWM قطع می‌گردد. فرکانس اصلی f_b بسیار پایین‌تر از فرکانس سوئیچینگ f_s می‌باشد. بنابراین با کاهش قابل توجه فرکانس سوئیچینگ، تلفات سوئیچینگ به‌طور قابل‌ملاحظه‌ای کاهش می‌یابد.



شکل ۹: شکل موج ولتاژ خروجی و سیگنال گیت در حالت کنترلی پالس منقطع

$$I_O = \frac{\left(+\frac{1}{2}V_{in}(1-D)^2\frac{V_{in}DT_S}{2L_m} + \frac{1}{2}Z_0\frac{V_{in}(1-D)DT_S}{2L_m} \right)}{\left(Z_0\frac{N_S}{N_P}\left(\frac{N_S}{N_P}-1\right)\left(1+\frac{1}{2}\frac{N_S V_{in}/2N_P-V_O}{2}\right) + \frac{N_S}{N_P}(1-D)(Z_0+(1-D)W_{in}) \right)} \quad (41)$$

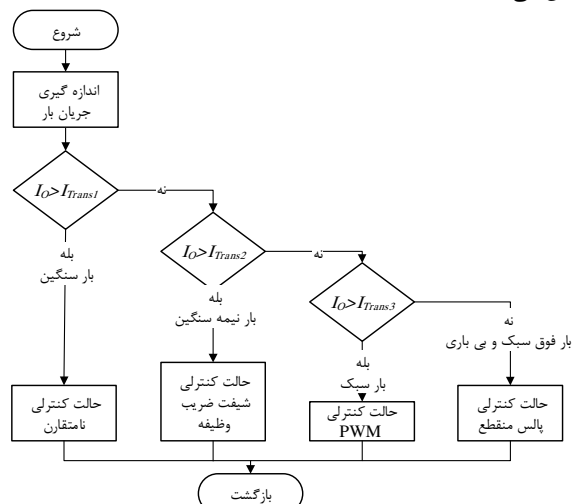
همانطور که از رابطه (۹) استنباط می‌شود، تلفات سوئیچینگ متناسب با فرکانس سوئیچینگ است و با کاهش فرکانس سوئیچینگ، تلفات سوئیچینگ کاهش یافته، بازدهی مبدل افزایش می‌یابد. کاهش فرکانس سوئیچینگ، که در بار سنگین، نیمه سنگین و سبک به دلیل محدودیت فیلتر خروجی امکان‌پذیر نمی‌باشد، در بار بسیار سبک و بی‌باری امکان‌پذیر است. مقدار جریان باری که کمتر از آن، بازدهی PWM با شدت زیادتری کاهش پیدا می‌کند، نقطه گذر سوم، یعنی I_{Trans3} است. این نقطه با مشتق‌گیری از $\eta(I_O)$ که تابع بازدهی بر مبنای جریان بار است و برابر کل تلفات مبدل در حالت کنترلی PWM است، به دست می‌آید.

$$\frac{\partial \eta(I_O)}{\partial I_O} = \frac{\partial P_{T,PWM}}{\partial I_O} > 1 \quad (42)$$

در رابطه (۴۲)، $P_{T,PWM}$ کل تلفات مبدل در حالت کنترلی PWM است. با جایگذاری کل تلفات مبدل نیم‌پل در حالت کنترلی PWM در (۴۲) و محاسبه‌ی بر مبنای I_O ، نقطه گذر سوم یعنی I_{Trans3} به دست می‌آید.

۴- روش کنترل چندحالتی پیشنهادی

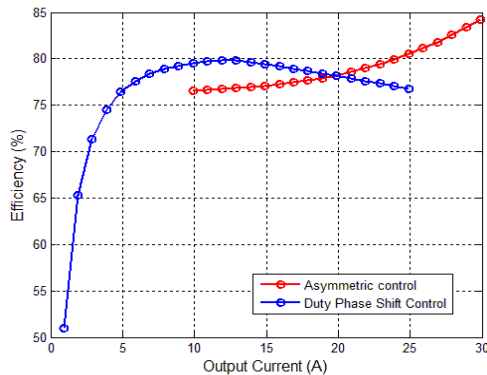
در روش کنترلی پیشنهادی جریان بار با نقاط گذر مقایسه می‌شود و با تعیین بازه‌ی جریان بار، مبدل در حالت کنترلی مرتبط به آن بازه قرار می‌گیرد. شکل ۸ فلوچارت روش کنترل چندحالتی پیشنهادی را نشان می‌دهد.



شکل ۸: فلوچارت روش کنترل چندحالتی پیشنهادی

2	10.3A	9.9A
3	2.3A	2.8A

نحوه تعیین نقاط گذر بر اساس شبیه‌سازی نیز در شکل‌های ۱۰ الی ۱۲ نشان داده شده است. شکل ۱۰ نتایج شبیه‌سازی بازدهی مبدل نیم‌پل را در دو حالت کنترلی نامتقارن و شیفت ضریب وظیفه، نشان می‌دهد. همانطور که مشاهده می‌شود، بازدهی مبدل در حالت کنترلی نامتقارن، از جریان ۳۰ آمپر تا ۱۹/۸ آمپر، از حالت کنترلی شیفت ضریب وظیفه بهتر می‌باشد. در شکل ۱۱، نتایج شبیه‌سازی برای حالت‌های کنترلی شیفت ضریب وظیفه و PWM آمده است و نشان می‌دهد که بازدهی مبدل در حالت کنترلی شیفت ضریب وظیفه از جریان ۹/۹ آمپر به پایین، کمتر از حالت کنترلی PWM می‌شود. در شکل ۱۲ مقایسه نتایج شبیه‌سازی بازدهی در حالت‌های کنترلی PWM و پالس منقطع آمده است و نشان می‌دهد که بازدهی مبدل در حالت کنترلی PWM از جریان ۲/۸ آمپر به پایین، از پالس منقطع کمتر می‌گردد. نقاط گذر که از نتایج شبیه‌سازی‌ها استخراج شده، برای مقایسه با نتایج به‌دست‌آمده از روش تحلیلی، در جدول ۳ نیز آمده است و نشان می‌دهد که مقادیر محاسبه‌شده و شبیه‌سازی‌شده نزدیک به هم هستند. تفاوت جزئی به دلیل استفاده از مدل دقیق‌تر و غیرخطی المان‌های مداری و حل مبتنی بر روش‌های عددی در شبیه‌سازی و در مقابل، ساده‌سازی مدل در محاسبات تحلیلی و به‌دست آوردن معادلات نقاط گذر است. تأثیر این تفاوت بر بازدهی کاملاً قابل‌صرف‌نظر می‌باشد و لذا استفاده از معادلات داده شده ما را از شبیه‌سازی بی‌نیاز می‌کند.



شکل ۱۰: مقایسه بازدهی در حالت‌های کنترلی نامتقارن و شیفت ضریب وظیفه

۵- نتایج شبیه‌سازی و مقایسه

روش کنترل پیشنهادی، با هدف بررسی صحت نتایج تحلیلی به‌دست‌آمده در بخش‌های قبل، شبیه‌سازی شده‌است. در این راستا یک مبدل نیم‌پل طراحی و مورد بررسی قرار گرفته است. مشخصات و پارامترهای المان‌های مبدل نیم‌پل مورد بررسی، مطابق جدول ۱ است. هسته ترانس استاندارد E42/20 از جنس فریت و با کد ماده N87 از شرکت EPCOS برای طراحی این مبدل در نظر گرفته شده و مشخصات آن از برگه اطلاعات کارخانه سازنده استخراج و در جدول ۲ نشان داده شده‌است.

شبیه‌سازی بازدهی مبدل با استفاده از نرم افزار Pspice که مدل غیرخطی مبدل نیم‌پل را تحلیل می‌کند، انجام شده‌است. برای محاسبه نقاط گذر بین حالت‌های کنترلی، معادلات (۴۰)، (۴۱) و (۴۲) با مقادیر داده شده در جدول ۱ و ۲ محاسبه شده و نقاط گذر به دست آمده در جدول ۳ نشان داده شده‌اند.

جدول ۱: مشخصات و پارامترهای المان‌های مبدل نیم‌پل شبیه‌سازی شده

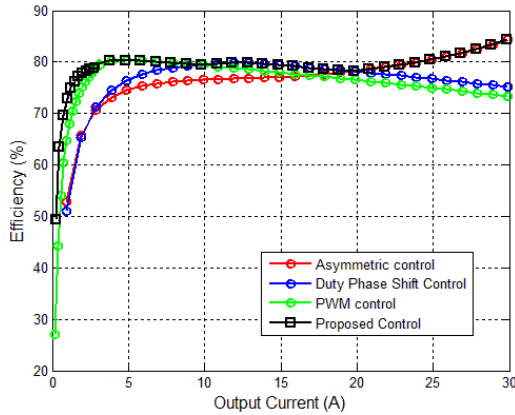
Item	Symbol	Value
Input Voltage	V_{in}	400V
Output Voltage	V_o	12V
Output Current	I_o	30A
Output Filter Inductance	L_o	32uH
Mosfet rise time	t_{on}	100ns
Mosfet fall time	t_{off}	120ns
Mosfet parasitic capacitor	C_{oss}	300pF
Drain-Source Resistance Mosfet	R_{DS}	100mΩ
Diode reverse recovery time	t_{rr}	50ns

جدول ۲: مشخصات هسته ترانس

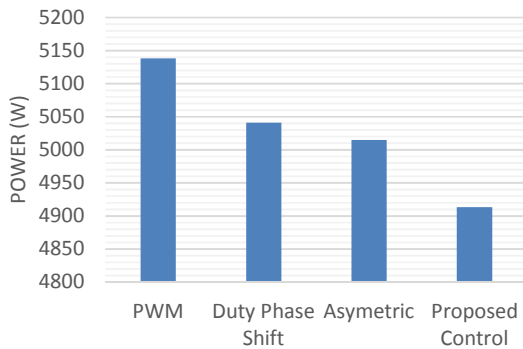
Item	Symbol	Value
Steinmetz parameters	α, β, k	1.25, 2.46, 15.9
Primary turns	N_p	24
Magnetic Inductance	L_M	654uH
Magnetic path length	l_e	97mm
Cross-sectional area	A_e	234mm ²
Primary turns Volume	V_e	22700mm ³

جدول ۳: مقایسه نقاط گذر محاسبه‌شده و شبیه‌سازی‌شده

Transition Point	calculated	Simulated
1	18.9A	19.8A



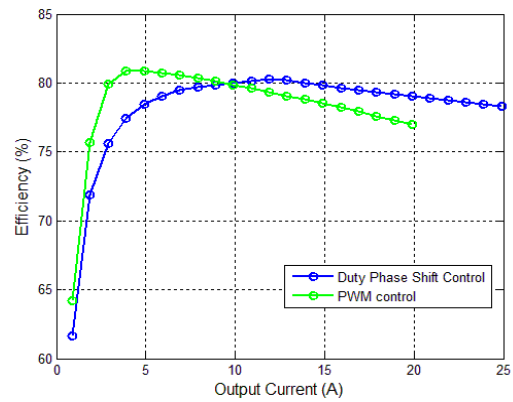
شکل ۱۴- مقایسه بازدهی مبدل نیم‌پل با استفاده از روش کنترل پیشنهادی و روش های متداول قبلی



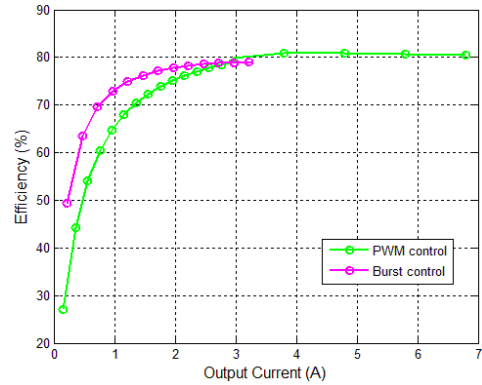
شکل ۱۵- مقایسه مصرف ۲۴ ساعته سیستم سرور با استفاده از روش های کنترلی قبلی و روش کنترلی پیشنهادی

در ارزیابی عملکرد روش پیشنهادی چند نکته قابل ذکر است. اولاً، با توجه به شکل ۱۴، بدیهی است که به ازای هر میزان معین از بار و یا هر توزیعی از بار مصرفی، بازدهی روش پیشنهادی نسبت به هر یک از روش های پیشین، بیشتر یا مساوی می باشد. ثانیاً، حداکثر بهبود بازدهی روش پیشنهادی برای مبدل طراحی شده و در بازه های مختلف بار عبارت است از: در بار سنگین و جریان ۳۰ آمپر، نسبت به حالت شیفت ضریب وظیفه و PWM به ترتیب ۹٪ و ۱۱٪؛ برای بار نیمه سنگین و در جریان های ۹/۹ و ۱۹/۸ آمپر، نسبت به حالت های کنترلی

نامتقارن و PWM به ترتیب ۳٪ و ۲٪؛ در بار سبک و جریان ۳ آمپر، نسبت به حالت های کنترلی نامتقارن و شیفت ضریب وظیفه ۹٪ و بالاخره در بازه فوق سبک و بی باری و در جریان در حدود ۰/۲ آمپر، بیش از ۲۰٪ نسبت به حالت کنترلی PWM بهبود بازدهی دارد. ثالثاً برای مقایسه عملکردهای روش های مختلف کنترلی در مثالی از توزیع واقعی بار، مصرف ۲۴ ساعته سیستم سرور مطابق با شکل ۱ استفاده شده و شکل ۱۵ نتیجه این مقایسه را روی مبدل طراحی شده با پارامترهای ارائه شده در جدول ۱ نشان می دهد. همان طور که مشاهده می شود، با استفاده از روش کنترلی پیشنهادی، در مصرف ۲۴ ساعته

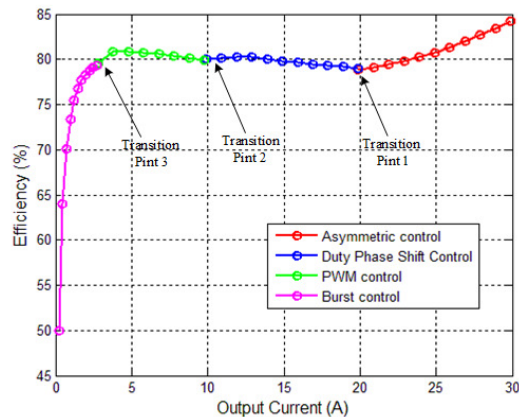


شکل ۱۱: بازدهی مبدل در دو حالت کنترلی شیفت ضریب وظیفه و PWM



شکل ۱۲: بازدهی مبدل در دو حالت کنترلی PWM و پالس منقطع

شکل ۱۳ نتایج شبیه سازی بازدهی مبدل نیم‌پل با روش کنترلی پیشنهادی، نقاط گذر بین حالت های کنترلی و محدوده هر حالت کنترلی را نشان می دهد. در شکل ۱۴ روش کنترل پیشنهادی با حالت های کنترلی پیشین مقایسه شده است. همان طور که مشاهده می شود، بازدهی با روش کنترل چندحالتی پیشنهادی، بر حسب روش های کنترلی نامتقارن، شیفت ضریب وظیفه و PWM و با احتساب کل بازه تغییرات جریان بار بهینه می باشد.



شکل ۱۳- بازدهی مبدل نیم‌پل با روش کنترلی پیشنهادی

- [6] J. H. Liang, P. Wang, K. Huang, and C. Chen, Y. Leu, and T. Chen, "Design Optimization for Asymmetrical Half-Bridge Converters," in *Proc. Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC'01*, vol.2, pp.697-702, Mar. 2001.
- [7] I. O. Lee and G. W. Moon, "A New Asymmetrical Half-Bridge Converter With Zero DC-Offset Current in Transformer," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 5, pp. 2297-2306, May 2013.
- [8] J. I. Baek, J. K. Kim, J. B. Lee, H. S. Youn and G. W. Moon, "Integrated Asymmetrical Half-Bridge Zeta (AHBZ) Converter for DC/DC Stage of LED Driver With Wide Output Voltage Range and Low Output Current," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 12, pp. 7489-7498, Dec. 2015.
- [9] H. Mao, J. Abu-Qanhouq, S. Luo, and I. Batarseh, "Zero-Voltage-Switching Half-Bridge DC-DC Converter with Modified PWM Control Method," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol.19, no.4, pp.947-958, Jul. 2004.
- [10] Heldwein M.L., de Souza A.F, and Barbi I, "A Primary Side Clamping Circuit Applied to the ZVS-PWM Asymmetrical Half-Bridge Converter," in *Proc. Power Electronics Specialists Conference PESC'00*, vol.1, pp.199-204, Jun. 2000.
- [11] In-Ho Cho, Kang-Hyun Yi, Kyu-Min Cho, and Gun-Woo Moon, "High Efficient Multi-level Half-bridge Converter," *IEEE, Trans, Power Electron.*, vol.25, no.4, pp.943-951, Apr. 2010.
- [12] Yu-Ri Lim, Jun-Ho Kim, Jae-Kuk Kim and Gun-Woo Moon, "A New Zero-Voltage Switching Half-Bridge Converter with Reduced Rectifier Voltage Ringing", in *Proc. 8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia'12*, pp.1347-1352, Jun. 2012.
- [13] C. O. Yeon, J. B. Lee, I. O. Lee and G. W. Moon, "Wide ZVS Range Asymmetric Half-Bridge Converter With Clamp Switch and Diode for High Conversion Efficiency," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 5, pp. 2862-2870, May 2016.
- [14] Hong Mao, J. Abu-Qahouq, Shiguo Luo and I. Batarseh, "Zero-voltage-switching half-bridge DC-DC converter with modified PWM control method," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 4, pp. 947-958, July 2004.
- [15] Y. K. Lo, S. C. Yen and C. Y. Lin, "A High-Efficiency AC-to-DC Adaptor With a Low Standby Power Consumption," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 2, pp. 963-965, Feb. 2008.
- [16] Hang-Seok Choi and D. Y. Huh, "Techniques to minimize Power Consumption of SMPS in Standby Mode," 2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference, Recife, pp. 2817-2822, 2005.
- [17] Y. K. Lo, S. C. Yen and C. Y. Lin, "A High-Efficiency AC-to-DC Adaptor With a Low Standby Power Consumption," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 2, pp. 963-965, Feb. 2008.
- [18] B. T. Huang, K. Y. Lee and Y. S. Lai, "Design of a Two-Stage AC/DC Converter with Standby Power Losses Less than 1 W," *Power Conversion Conference - Nagoya, 2007. PCC '07*, Nagoya, pp. 1630-1635, 2007.
- [19] Xinyu Xu, A. M. Khambadkone and R. Oruganti, "Analysis and design of an optimized asymmetrical half-bridge DC-DC converter," *The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS 2003, 2003*.
- [20] Bor-Ren Lin, Cheng-Chang Yang and D. Wang, "Analysis, design and implementation of an asymmetrical half-bridge converter," *2005 IEEE International Conference on Industrial Technology*, Hong Kong, pp. 1209-1214, 2005.
- [21] Bor-Ren Lin, Huann-Keng Chiang, Chao-Hsien Tseng and Kao-Cheng Chen, "Analysis and Implementation of an asymmetrical half-bridge converter," *2005 International Conference on Power Electronics and Drives Systems*, Kuala Lumpur ,pp. 407-412, 2005.
- [22] Y. Xiong, S. Sun, H. Jia, P. Shea and Z. John Shen, "New Physical Insights on Power MOSFET Switching Losses," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 2, pp. 525-531, Feb. 2009.
- [23] S. Barg, K. Ammous, H. Mejri and A. Ammous, "An Improved Empirical Formulation for Magnetic Core Losses Estimation

سیستم سرور، به ترتیب ۱۰۲ وات (۰.۲٪)، ۱۲۸ وات (۰.۳٪) و ۲۲۵ وات (۴/۴٪) نسبت به سه روش پیشین صرفه جویی شده است.

۶- نتیجه گیری

در این مقاله، روش کنترلی چهارحالت جدیدی برای مبدل نیم پل، با به کارگیری حالت های کنترلی نامتقارن، شیفت ضریب وظیفه، PWM و پالس منقطع ارائه شده است که با توجه به میزان جریان بار، مبدل را در یکی از این حالت های کنترلی قرار می دهد. همچنین نشان داده شده که نقاط گذر بین حالت های کنترلی، تابعی از پارامترهای مبدل نیم پل بوده و می توان این نقاط را برای هر مبدل محاسبه کرد. در این مقاله برای اولین بار نقاط گذر برای مبدل نیم پل به صورت تحلیلی محاسبه و ارائه شده اند. محاسبه نقاط گذر برای مبدل نیم پل، که شامل سه نقطه است، جریان بار را به چهار بازه تقسیم می نماید که به ترتیب از بار کامل تا بی باری، تحت عنوان های "بار سنگین"، "بار نیمه سنگین"، "بار سبک" و "بار فوق سبک و بی باری" نامگذاری شده اند. با تعیین این نقاط، روش پیشنهادی با انتخاب بهترین حالت کنترلی در هر بازه، بازدهی مبدل نیم پل را در سراسر بازه تغییرات بار، بر حسب حالت های کنترلی بهینه می نماید.

برای ارزیابی عملکرد روش پیشنهادی، نمونه ای از مبدل نیم پل با پارامترهای مداری و هسته مغناطیسی، طراحی و با نرم افزار Pspice شبیه سازی شده است. نتایج شبیه سازی ضمن صحت گذاری بر این ادعا نشان داده است که روش پیشنهادی با برتری نسبت به روش های کنترلی متداول، در سراسر بازه تغییرات بار بر حسب چهار حالت کنترلی بهینه است، نقاط گذر محاسبه شده نیز دقت کافی را داشته و با تقریب قابل قبولی با نتایج شبیه سازی مطابقت دارند. همچنین مصرف مبدل نیم پل برای روش های کنترلی مختلف و برای مثالی واقعی از توزیع مصرف یک سرور در ۲۴ ساعت، محاسبه و نشان داده شد که روش کنترلی پیشنهادی، مصرف انرژی مبدل رانست به روشهای پیشین بین ۲٪ تا ۴/۴٪ کاهش می دهد.

مراجع

- [1] Energy-efficient performance on the client, A Proposed Measurement Methodology Version 2.0, Intel White Paper, http://www.intel.com/technology/eep/EEP_whitepaper.pdf, 2007.
- [2] F. C. Lee, P. Barbosa, Peng Xu, Jindong Zhang, Bo Yang and F. Canales, "Topologies and design considerations for distributed power system applications," in *Proceedings of the IEEE*, vol. 89, no. 6, pp. 939-950, Jun 2001.
- [3] J. Jung, "Feed-Forward Compensator of Operating Frequency for APWM HB Flyback Converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol.27, no.1, pp.211-223, Jan. 2012.
- [4] X. Xu, A. M. Khambadkone, T. M. Leong, and R. Oruganti, "A 1-MHz Zero-Voltage-Switching Asymmetrical Half-Bridge DC/DC Converter: Analysis and Design," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol.21, no.1, pp.105-113, Jan. 2006.
- [5] J. Feng, Y. Hu, W. Chen, and C. Wen, "ZVS Analysis of Asymmetrical Half-Bridge Converter," in *Proc. Power Electronics Specialists Conference, PESC'01*, vol.1, pp.243-247. Jun. 2001.

Parameters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 2, pp. 953-963, Feb. 2012.

Under Nonsinusoidal Induction," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 3, pp. 2146-2154, March 2017.

[24] J. Muhlethaler, J. Biela, J. W. Kolar and A. Ecklebe, "Core Losses Under the DC Bias Condition Based on Steinmetz