مقاله پژوهشی

بهبود عملکرد ترانسفورماتور ولتاژ بالا در منبع تغذیه تقویت‌کننده کلایستررون با متعادل‌سازی جریان مغناطیس‌کنندگی

ابوالفضل نصیری، محسن گنجی و سید محمد علوی

چکیده: در این تحقیق از ساختار مبدل تمام‌پل برای تغذیه تقویت‌کننده کلایستررون استفاده شده است. برای تأمین توان کلایستررون (۱۰۰ kW، ٤ A و ۲۵ kV) سه ماژول مبدل تمام‌پل با ترانسفورماتور ولتاژ بالا- فرکانس بالا به‌کار رفته است. خروجی ترانسفورماتورها در یک ساختار ستاره، یکسو شده و پس از عبور از یک فیلتر π، تغذیه مدار راه‌انداز لامپ کلایستررون تأمین می‌شود. خروجی منبع تغذیه، پالس‌هایی با عرض ۱ ms و فرکانس تکرار ۵۰ Hz می‌باشد. ولتاژ ورودی مبدل ۵۰۰ VDC است که از یک تغذیه سه‌فاز تأمین می‌گردد. در این تحقیق با متعادل‌سازی جریان مغناطیس‌کنندگی ترانسفورماتور فرکانس بالا، بیشینه جریان مغناطیس‌کنندگی ترانسفورماتورها کاهش یافته و موجب کاهش بیشینه جریان ترانزیستورها می‌شود. با کاهش بیشینه جریان مغناطیس‌کنندگی نیز ابعاد هسته ترانسفورماتور و در نتیجه ابعاد، حجم و وزن مدار راه‌انداز کلایستررون کاهش پیدا می‌کند. همچنین اندوکتانس نشتی ترانسفورماتور فرکانس بالا، موجب شکل‌گیری مدار تشدید سری شده و شرایط کلیدزنی نرم فراهم گردیده و بدین ترتیب موجب بهبود عملکرد مدار راه‌انداز کلایستررون می‌شود. عملکرد مدولاتور با استفاده از نرم‌افزار PSCAD و بار مقاومتی شبیه‌سازی شده و مورد تأیید قرار گرفته است.

***کلیدواژه:* ترانسفورماتور فرکانس بالا، تقویت‌کننده کلایستررون، مدار تشدید سری، مدار راه‌انداز.**

۱- مقدمه

شتاب‌دهنده‌های خطی با تولید انرژی توان بالای پرتو الکترونی یا پرتو ایکس در پزشکی، صنعت، امنیت ملی و ... استفاده می‌شوند. کلایسترون، یک لامپ خلأ پرتو خطی خاص است که به‌عنوان تقویت‌کننده برای فرکانس رادیویی از فرکانس UHF تا محدوده مایکروویو استفاده می‌شود [۱]. کلایسترون‌های کم‌توان به‌عنوان اسیلاتور در لینک‌های ارتباطی مایکروویو زمینی و کلایسترون‌های توان بالا در خروجی فرستنده‌های تلویزیونی UHF، ارتباطات ماهواره‌ای، فرستنده‌های راداری و برای تولید نیروی محرک در شتاب‌دهنده‌های ذرات مدرن استفاده می‌شوند. تغذیه کلایسترون پالس عرض باریک ولتاژ بالا است. کلایسترون به‌صورت یک مقاومت خطی در مدار عمل می‌کند [۲]. شتاب‌دهنده‌های خطی الکترون از قسمت‌های مختلفی تشکیل شده‌اند و یکی از اجزای اصلی آن، مدار راه‌انداز است که با تولید پالس‌های ولتاژ و توان بالا جهت راه‌اندازی لامپ‌های مایکروویو مورد استفاده قرار می‌گیرند.

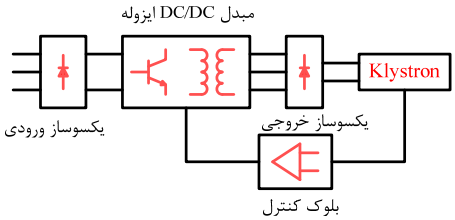
در [۳] ساختار تمام‌پل ماژولار برای تولید پالس ولتاژ بالا برای تغذیه تقویت‌کننده کلایسترون به‌کار رفته و در آن از سه ماژول مبدل DC-DC برای تأمین ولتاژ مد نظر استفاده شده است. در [۴] یک مدولاتور توان ولتاژ بالا با استفاده از ساختار مبدل چندسطحه برای تغذیه کلایسترون پیشنهاد شده که بدین ترتیب ماژول‌های مبدل چندسطحه برای تأمین سطح ولتاژ به‌صورت سری در خروجی قرار می‌گیرند. ترکیب پیشنهادشده موجب بهبود کیفیت توان خط AC و بهبود راندمان مدولاتور توان شده است. در [۵] از ساختار مبدل فلای‌بک کلمپ فعال برای تولید پالس ولتاژ بالا برای لامپ مایکروویو استفاده گردیده؛ بدین صورت که با تغییر زمان کلیدزنی موجب افزایش بهره مبدل شده است. در [۶] مبدل توان پالسی بر پایه تخلیه شارژ خازن و جبران‌کننده ولتاژ سریع برای راه‌اندازی لامپ کلایسترون آمده است. جبران‌کننده ولتاژ سریع به‌صورت ماژولار پالس ولتاژ بالا را تأمین می‌کند. ساختار پیشنهادی برای بهبود کیفیت توان AC مبدل تخلیه شارژ خازنی قابل استفاده است. در [۷] ساختار مدولاتورهای توان بر اساس ماژول‌های تقویت‌کننده ولتاژ چندسطحه ارائه شده و نیز با به‌کارگیری از ماژول‌های تقویت‌کننده ولتاژ ورودی موازی/ خروجی سری، پالس ولتاژ بالا تأمین شده است. در [۸] از ساختار مبدل افزاینده چندمرحله‌ای برای منبع تغذیه پالس ولتاژ بالا استفاده شده که در شرایط باری متفاوت، امکان تولید پالس مدنظر را دارد. همچنین پالس تولیدشده در خروجی به‌صورت تک‌قطبی و دوقطبی و با عرض پالس، فرکانس و دامنه قابل تنظیم ارائه شده است. در [۹] از ساختار مبدل نیم‌پل برای راه‌اندازی لامپ مایکروویو استفاده شده و بدین ترتیب با تغییر فاز کلیدزنی جریان مغناطیس‌کنندگی ترانسفورماتور متعادل گردیده است. در [۱۰] یک مولد پالس با استفاده از مبدل کلید خازنی برای تولید پالس ولتاژ بالا با امکان تنظیم سطح ولتاژ و فرکانس ارائه شده است. بدین صورت که ساختار ماژول‌های سوئیچ خازنی برای افزایش گام‌به‌گام ولتاژ ورودی در نظر گرفته شده است. در [۱۱] از شارژ بانک خازنی برای تولید پالس ولتاژ بالا جهت راه‌اندازی کلایسترون استفاده شده است. برای تأمین ولتاژ سطح بالا، مبدل‌های چندسطحه به‌صورت ماژولار به‌کار رفته‌اند. در [۱۲] و [۱۳] از ساختار مبدل فوروارد کلمپ فعال برای تولید پالس ولتاژ بالا استفاده شده و در آنها با تکنیک تغییر فاز، بهره مبدل افزایش یافته است. در [۱۲] از ساختار تک‌کلید و در [۱۳] از ساختار دوکلید استفاده شده است. در [۱۴] از ساختار ماژولار چندسطحه به‌عنوان جایگزین ترانسفورماتور پالس برای راه‌اندازی لامپ کلایسترون استفاده شده است. هر ماژول از

این مقاله در تاریخ ۲۹ آبان ماه ۱۴۰۲ دریافت و در تاریخ ۱۵ فروردین ماه ۱۴۰۳ بازنگری شد.

ابوالفضل نصیری (نویسنده مسئول)، دانشکده فنی و مهندسی، دانشگاه افسری و تربیت پاسداری امام حسین (ع)، تهران، ایران، (email: nasirieng@gmail.com).

محسن گنجی، دانشکده فنی و مهندسی، دانشگاه افسری و تربیت پاسداری امام حسین (ع)، تهران، ایران، (email: mmohsen.gganji_66@yahoo.com).

سید محمد علوی، دانشکده برق، دانشگاه جامع امام حسین (ع)، تهران، ایران، (email: alavi_m@tbsmapna.com).



شکل ۱: بلوک دیاگرام مدار راه‌انداز لامپ کلایسترون.

یک مبدل DC/DC با ترانسفورماتور فرکانس بالا- ولتاژ بالا تشکیل گردیده و سپس در یک ساختار سری، خروجی ماژول‌ها با هم جمع شده و ولتاژ سطح بالا برای کلایسترون تأمین می‌گردد.

در این تحقیق مبدل تمام‌پل به‌صورت ماژولار برای تولید پالس ولتاژ بالا جهت منبع تغذیه کلایسترون (KPS)[1] پیشنهاد شده است. در این ساختار با متعادل‌سازی جریان مغناطیس‌کنندگی ترانسفورماتورها، عملکرد KPS بهبود یافته است. فرکانس تکرار پالس مدار راه‌انداز ۵۰ Hz، عرض پالس خروجی ۱ ms و فرکانس کلیدزنی ۵۰ kHz می‌باشد.

در بخش دوم ساختار KPS پیشنهادی توصیف شده است. این بخش، نخست اجزای ساختار پیشنهادی را ارائه کرده و سپس به توضیح مدار تشدید سری می‌پردازد و در ادامه متعادل‌سازی جریان مغناطیس‌کنندگی بررسی می‌گردد. در بخش سوم بلوک دیاگرام کنترل KPS تشریح گردیده و در بخش چهارم هم نتایج شبیه‌سازی ارائه شده است.

۲- طراحی، تجزیه و تحلیل عملکرد KPS

اجزای KPS عباتند از

۱) یکسوساز ورودی: در این بخش ولتاژ سه‌فاز ۵۰ Hz و ۳۸۰ vac ورودی به ۵۰۰ VDC تبدیل می‌گردد.

۲) مبدل DC/DC: از طریق اینورترهای تشدیدی تمام‌پل، ولتاژ ۵۰۰ VDC به پالس‌هایی با عرض ۱ ms، دامنه ۲۵ kV و فرکانس ۵۰ Hz تبدیل می‌شود.

۳) یکسوساز خروجی: پالس‌های خروجی ترانسفورماتورها را یکپارچه و یکسوسازی می‌کند.

۴) بلوک دیاگرام کنترل: از طریق نمونه‌برداری و مقایسه‌کردن جریان خروجی با سیگنال مرجع، کنترل حلقه بسته مبدل را انجام می‌دهد.

در این تحقیق بار معادل لامپ کلایسترون یک مقاومت ۵ kΩ است (شکل ۱).

۲-۱ اجزای KPS

در شکل ۲ شماتیک KPS ارائه شده است. دیودهای D_1 تا D_6 دیودهای یکسوساز ورودی هستند و L_{Fi} و C_{Fi} به‌عنوان صافی ورودی عمل می‌کنند. خازن‌های C_{S1}، C_{S2} و C_{S3} خازن‌های ورودی هر ماژول مبدل DC/DC هستند. در این تحقیق از سه ماژول تمام‌پل فرکانس بالا برای مبدل DC/DC استفاده شده است. S_1 تا S_{12} ترانزیستورهای مبدل و ترانسفورماتورهای فرکانس بالا- ولتاژ بالا $TX1$ تا $TX3$ می‌باشند. L_{r1}، L_{r2} و L_{r3} اندوکتانس نشتی ترانسفورماتورهای فرکانس بالا هستند که با خازن‌های C_{r1}، C_{r2} و C_{r3} مدار تشدید سری را تشکیل داده‌اند. دیودهای D_7 تا D_{12} در یک ساختار یکسوساز سه‌فاز ستاره در خروجی ایفای نقش می‌کنند. C_1 و C_2 در کنار C_f و L_f صافی خروجی KPS را تشکیل می‌دهند.

۲-۲ مبدل DC/DC

مطابق با شکل ۲، مبدل DC/DC از سه ماژول تمام‌پل تشکیل شده است. ماژول‌ها در ورودی به‌صورت موازی و در خروجی، سیم‌پیچ‌های ثانویه ترانسفورماتورهای مبدل به شکل ستاره متصل می‌شوند. این نوع اتصال نه‌تنها ولتاژ خط ظاهرشده در یکسوکننده‌ها را افزایش می‌دهد، بلکه فرکانس ریپل خروجی یکسوساز را نیز افزایش می‌دهد؛ لذا ولتاژ صاف‌تری در خروجی داریم. همچنین با افزایش فرکانس ریپل خروجی، ظرفیت و ابعاد المان‌های فیلتر خروجی کاهش می‌یابد. ماژول‌های اینورتر تمام‌پل، ۱۲۰ درجه اختلاف فاز نسبت به یکدیگر دارند. ترانسفورماتورهای فرکانس بالا، ولتاژهای سه‌فاز با فرکانس ۵۰ kHz انتقال می‌دهند. با توجه به اینکه عرض پالس KPS به میزان ۱ ms است، لذا مبدل‌های DC/DC در هر دوره تناوب صرفاً ۱ ms فعال هستند (شکل ۳).

در بخش ثانویه ترانسفورماتورها مطابق با (۱) تا (۳) ولتاژ ۱۸٫۵ kvac ایجاد می‌شود. بدین ترتیب بیشینه ولتاژ خط ۲۶٫۲۷ kVAC در ورودی‌های یکسوکننده ظاهر می‌گردد. سپس با استفاده از یکسوکننده، ولتاژهای سه‌فاز و صافی π، ولتاژ ۲۵ VDC- در خروجی ایجاد می‌شود. خروجی دوم بخش ثانویه ترانسفورماتورها برای تشکیل نقطه خنثی به یکدیگر متصل گردیده و به نقطه میانی خازن‌های صافی خروجی، اتصال پیدا می‌کند

$$V_{Lm} = \frac{\pi V_{ODC}}{3} \quad (1)$$

$$V_{OP} = \frac{V_{Lm}}{\sqrt{3}} \quad (2)$$

$$F_{Or} = 6 \times F_S \quad (3)$$

در (۱) تا (۳)، V_{ODC} ولتاژ خروجی مورد نظر برای کلایسترون (۲۵ kV)، V_{Lm} بیشینه ولتاژ خط سه‌فاز، V_{OP} دامنه ولتاژ خروجی ترانسفورماتورها، F_{or} فرکانس ریپل خروجی یکسوساز و F_S فرکانس کلیدزنی مبدل می‌باشد. مشخصات پالس تقویت‌کننده کلایسترون عبارتند از ۱ ms، ۱۰۰ kW، ۴ A و ۲۵ kV. بر این اساس، طبق (۴) تا (۸) پارامترهای مداری و تنش ولتاژ و جریان ترانزیستورها و دیودهای یکسوساز خروجی محاسبه می‌گردد [۱۵]

$$V_{Sm} = V_{dc} \quad (4)$$

$$V_{Dm} = V_{Lm} \quad (5)$$

$$I_{Dm} = \frac{V_{Lm}}{R} \quad (6)$$

$$I_{OP} = \frac{V_{Lm}}{\sqrt{3}R} \quad (7)$$

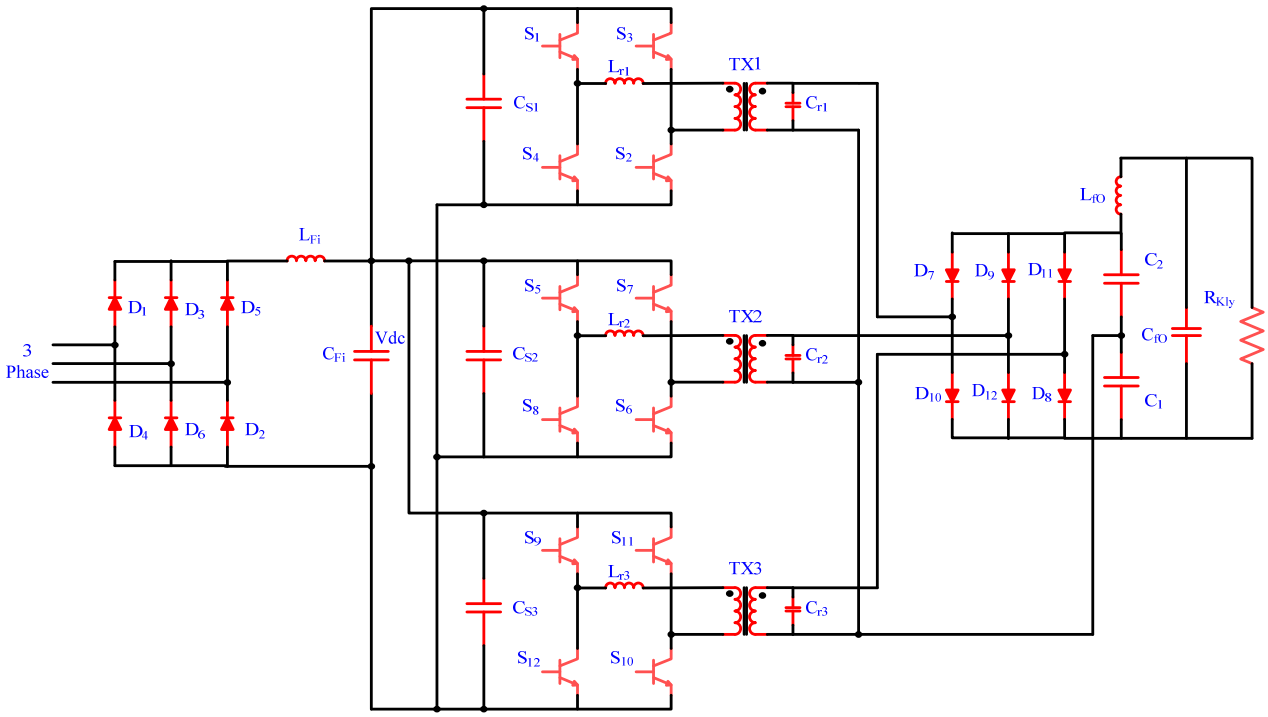
$$I_{Sm} = \frac{V_{Lm}}{\sqrt{3}Rn} \quad (8)$$

که در (۴) تا (۸)، V_{dc} ولتاژ DC ورودی ماژول‌ها، V_{Sm} تنش ولتاژ ترانزیستورها، V_{Dm} تنش ولتاژ دیودهای یکسوساز خروجی، I_{OP} بیشینه جریان ثانویه ترانسفورماتورها و I_{sm} تنش جریان ترانزیستورها است. بر اساس (۴) تا (۸) مشخصات ترانزیستورها و دیودهای مدار به‌صورت زیر مشخص می‌شود

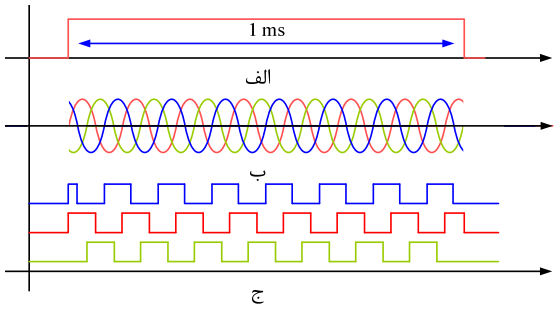
$$\text{Transistors}: V_{Sm} = 500\,\text{VDC}\ ,\ I_{Sm} = 165\,\text{A}$$

$$\text{Diode}: V_{Dm} = 27/26\,\text{KV}\ ,\ I_{Dm} = 25/5\,\text{A}$$

1. Klystron Power Supply



شکل ۲: مدار راه‌انداز لامپ کلایسترون.



شکل۳: نمایش اساس عملکرد ماژول‌های مبدل، (الف) پالس خروجی مد نظر، (ب) خروجی ترانسفورماتورهای یکپارچه‌شده و (ج) پالس گیت ترانزیستورها.

با توجه به مشخصات ترانزیستور می‌توان از IGBT با مشخصات ۲۰۰ A و ۹۰۰ V استفاده کرد. همچنین بر اساس مشخصات دیود می‌توان از ۹ دیود سری ۸ A و ۳ kV استفاده کرد.

۲-۳ مدار تشدید

با توجه به جریان مدنظر در خروجی، جریان قابل ملاحظه‌ای از ترانزیستورها عبور می‌کند. در ساختار ارائه‌شده برای کاهش تلفات کلیدزنی از مدار تشدید استفاده شده که متشکل از C_r و L_r در هر ماژول است. اختلاف سطح ولتاژ بین ورودی و خروجی ترانسفورماتور موجب افزایش اندوکتانس نشتی و تلفات ترانسفورماتور می‌گردد. در این مقاله برای کاهش تلفات ترانسفورماتور از اندوکتانس نشتی ترانسفورماتور برای تأمین شرایط کلیدزنی نرم (ZVS) استفاده می‌شود [۱۶]. با توجه به آنکه مبدل در حالت CCM کار می‌کند، محاسبات فرکانس کلیدزنی به‌صورت روابط زیر محاسبه می‌گردد [۱۷] و [۱۸]

$$F_S > F_r \quad (۹)$$

$$F_r = \frac{۱}{۲\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (۱۰)$$

در (۹) و (۱۰)، F_r فرکانس تشدید است.

۲-۴ راندمان مبدل

محاسبه تلفات مدار حائز اهمیت است. عمده تلفات مدار در ترانزیستورها، دیودها، مقاومت داخلی خازن‌ها و مقاومت داخلی القاگرها صورت می‌گیرد

$$P_{Loss} = P_{Loss-SW} + P_{LOss-C} + P_{Loss-L} + P_{Loss-T} + P_{Loss-D} \quad (۱۱)$$

تلفات ترانزیستورها به‌صورت (۱۲) محاسبه می‌شود

$$P_{Loss-SW} = P_{SW} + P_{cond} = P_{turnon} + P_{turnoff} + P_{cond} = \frac{۱}{۶}V_d I_{d\max} t_{crosson} + \frac{۱}{۶}V_d I_{d\max} t_{crossoff} F_{SW} + I_{RMS}^{۲} R_{ds} \quad (۱۲)$$

تلفات دیودها به‌صورت (۱۳) محاسبه می‌شود

$$P_{Loss-D} = P_{off} + P_{cond} + P_{turn-on} + P_{turn-off} = V_{in} I_R D + V_F I_F (۱-D) + I_F V_{FR} t_{FR} F_{SW} \quad (۱۳)$$

تلفات خازن‌ها به‌صورت (۱۴) محاسبه می‌شود

$$P_{Loss-C} = I_{CRMA}^{۲} R_{ESRC} \quad (۱۴)$$

تلفات القاگرها هم به‌صورت (۱۵) محاسبه می‌شود

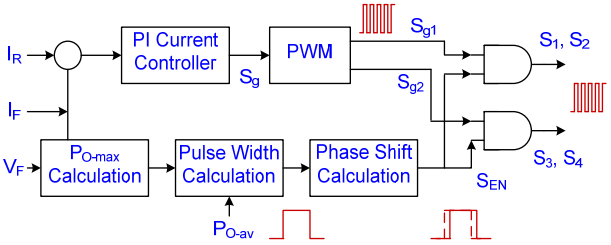
$$P_{Loss-L} = I_{LRMA}^{۲} R_{ESRL} \quad (۱۵)$$

۳- مدار کنترل

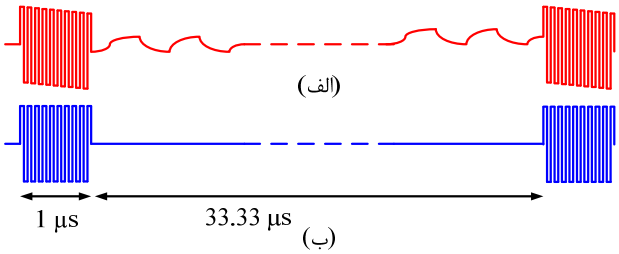
بلوک کنترل مدار راه‌انداز لامپ کلایسترون از سه بخش مدار کنترل جریان خروجی، مدار کنترل توان و متعادل‌سازی جریان مغناطیس‌کنندگی تشکیل شده است (شکل ۴).

۳-۱ روش کنترل جریان خروجی

کنترل‌کننده جریان خروجی، سیگنال گیت S_g را در طول زمان فعال‌بودن مبدل تولید می‌کند. سیگنال S_g بر اساس نمونه‌برداری از جریان خروجی و مقایسه آن با جریان مطلوب، میزان خطای جریان



شکل ۴: بلوک دیاگرام کنترل ماژول مدولاتور توان جهت راه‌اندازی لامپ کلایسترون.



شکل ۶: ولتاژ ثانویه ترانسفورماتور قدرت در (الف) جریان i_{Lm} نامتعادل و (ب) جریان i_{Lm} متعادل.

خروجی را محاسبه می‌کند. سپس با استفاده از بلوک کنترل‌کننده جریان، سیگنال PWM، S_{g1} و S_{g2} را تولید می‌نماید. سیگنال اعمالی به گیت ترانزیستورهای S_1، S_2، S_3 و S_4 از ترکیب سیگنال‌های S_{g1} و S_{g2} با سیگنال فعال‌کننده S_{En} از (۱۶) و (۱۷) حاصل می‌گردد

$$S_1, S_2 = S_{g1}.S_{En} \quad (16)$$

$$S_3, S_4 = S_{g2}.S_{En} \quad (17)$$

۳-۲ کنترل توان خروجی

بیشینه توان کلایسترون ۱۰۰ kW، PRF یا فرکانس تکرار پالس ۵۰ Hz و عرض پالس خروجی ۱ ms است؛ بنابراین متوسط توان خروجی ۵ kW می‌باشد. بلوک کنترل با تنظیم عرض پالس، متوسط توان خروجی را کنترل می‌کند. در صورت تأمین ولتاژ خروجی ۲۵ kV، حداکثر توان مایکروویو توسط کلایسترون تقویت می‌شود. بر این اساس طبق شکل ۴ برای دستیابی به متوسط توان مدنظر باید زمان فعال‌بودن مبدل محاسبه گردد. به‌همین دلیل زمان فعال‌بودن مبدل (E_n) و بیشینه توان به‌صورت (۱۸) تا (۲۰) حاصل می‌شود

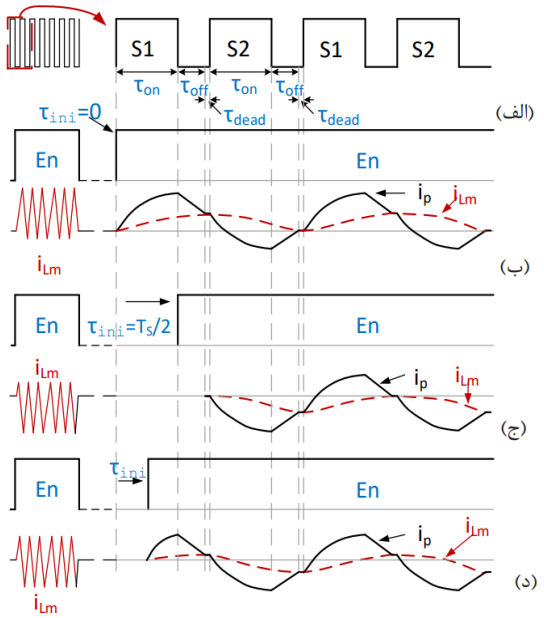
$$P_{O\max} = V_{ODC}.i_O \quad (18)$$

$$T_{En} = \frac{P_{o-av}}{P_{o-\max}} \quad (19)$$

$$S_{En} = \begin{cases} 1 & , \text{ Converter is ON} \\ 0 & , \text{ Converter is OFF} \end{cases} \quad (20)$$

۳-۳ متعادل‌سازی جریان مغناطیس‌کنندگی

هنگام فعال‌بودن مدار راه‌انداز، ولتاژ اولیه عدم تعادلی در ترانسفورماتور فرکانس بالا برقرار می‌گردد که باعث ایجاد تلفات در هسته ترانسفورماتور فرکانس بالا می‌شود. با ایجاد تعادل در جریان مغناطیس‌کنندگی، تلفات هسته کاهش پیدا می‌کند. بدین منظور ابتدا میزان عدم تعادل جریان مغناطیس‌کنندگی ترانسفورماتور فرکانس بالا محاسبه شده و سپس با تغییر فاز کلیدزنی ترانزیستورها، جریان مغناطیس‌کنندگی ترانسفورماتور متعادل می‌گردد. در سیگنال گیت ترانزیستورها T_S دوره تناوب کلیدزنی مبدل تمام‌پل و F_S فرکانس کلیدزنی است (شکل ۵- الف و (۲۱))



شکل ۵: جریان مغناطیس‌کنندگی، (الف) سیگنال گیت، (ب) عدم تعادل مثبت، (ج) عدم تعادل منفی و (د) متعادل.

$$\tau_{on} + \tau_{off} = T_S \quad (21)$$

در شکل ۵، شکل موج جریان اولیه ترانسفورماتور (i_p) و جریان مغناطیس‌کنندگی (i_{Lm}) آمده است. در شکل‌های ۵- ب و ۵- ج جریان مغناطیس‌کنندگی متعادل نیست. عدم تعادل در جریان مغناطیس‌کنندگی باعث اتلاف توان ناشی از ایجاد ولتاژ در زمان‌های غیرفعال‌بودن مبدل در ترانسفورماتور پالس می‌گردد (شکل ۶- الف). با کنترل تغییر فاز، ولتاژ ترانسفورماتور پالس در زمان غیرفعال‌بودن مبدل، صفر می‌شود (شکل ۶- ب). در شکل ۵- د با کنترل زمان تأخیر شروع (τ_{ini}) فعال‌نمودن مبدل، مقدار عدم تعادل جریان مغناطیس‌کنندگی را می‌توان به حداقل رساند. τ_{ini} به‌عنوان زمان تأخیر در شروع فعالیت مدار راه‌انداز تعریف می‌شود. برای ایجاد تعادل در جریان مغناطیس‌کنندگی، i_{Lm_A} به‌عنوان متوسط جریان مغناطیس‌کنندگی در نظر گرفته می‌شود. شکل ۵ تغییرات آفست جریان مغناطیس‌کنندگی را بر اساس تغییرات فاز کلیدزنی نمایش می‌دهد. آفست nام دوره تناوب کلیدزنی با $i_{Lm_A}[n]$ نشان داده شده و تغییرات آفست nام دوره تناوب کلیدزنی $\Delta i_{Lm_A}[n]$ با (۲۲) و (۲۳) محاسبه می‌گردد

$$\Delta D[n+1] = D[n+1] - D[n] \quad (22)$$

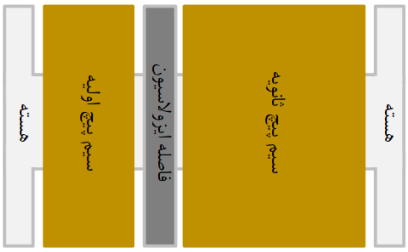
$$\Delta i_{LmA}[n+1] = i_{LmA}[n+1] - i_{LmA}[n] \quad (23)$$

متوسط جریان مغناطیس‌کنندگی با (۲۴) محاسبه می‌شود

$$i_{LmA}[n+1] = (i_{Lm}[n] + \frac{1}{2}\frac{V_{dc}}{L_m} D[n]\frac{T_S}{2}) + \frac{1}{2}\frac{V_{dc}}{L_m}\Delta D[n]\frac{T_S}{2} + \frac{1}{2}\frac{V_{dc}}{L_m}(\Delta D[n]\frac{T_S}{2})^2 \quad (24)$$

که $i_{Lm}[n]$ جریان مغناطیس‌کنندگی در ابتدای nام دوره کلیدزنی و رابطه موجود در پرانتز اول معادل $i_{Lm_A}[n]$ است. با توجه به اینکه $\Delta D[n]$ خیلی کوچک‌تر از $D[n]$ است از بخش آخر نیز می‌توان صرف‌نظر نمود؛ بنابراین $i_{Lm_A}[n]$ به‌صورت (۲۵) تقریب زده می‌شود

$$\Delta i_{LmA}[n+1] = i_{LmA}[n+1] - i_{LmA}[n] = \frac{1}{2}\frac{V_{dc}}{L_m}\Delta D[n]\frac{T_S}{2} \quad (25)$$



شکل ۷: نحوه قرارگیری سیم‌پیچ‌ها بر روی هسته ترانسفورماتور.

این رابطه نشان می‌دهد که تغییرات آفست جریان مغناطیس‌کنندگی $\Delta i_{Lm_A}[n+1]$ معادل نصف تغییرات جریان مغناطیس‌کنندگی است. اگر در زمان شروع حالت فعال (E_n) مقدار مناسب برای τ_{ini} در نظر گرفته شود (شکل ۵)، جریان مغناطیس‌کنندگی متعادل خواهد شد. تأخیر زمان شروع τ_{ini} برای حفظ تعادل جریان مغناطیس‌کنندگی توسط خروجی کنترل‌کننده تغییر فاز محاسبه می‌شود (شکل ۴).

برای ایجاد تعادل در جریان مغناطیس‌کنندگی (شکل ۵- د)، مطابق با (۲۶) یک مقدار اولیه برای τ_{ini} در همان لحظه شروع حالت فعال‌بودن مبدل در نظر گرفته می‌شود [۱۹] تا [۲۱]

$$\tau_{ini} = \frac{\tau_{on}}{۲} \times \frac{T_S}{۲} \quad (۲۶)$$

بدین ترتیب تأخیر نقطه شروع τ_{ini}، تعادل جریان مغناطیسی را تسهیل می‌کند (شکل ۵- د) و به‌علاوه، تعادل جریان مغناطیسی ZVS را در کلیدها تضمین و از اشباع هسته ترانسفورماتور قدرت جلوگیری می‌نماید. همچنین در زمان غیرفعال‌بودن مبدل، تلفات ترانسفورماتور را به حداقل می‌رساند و بدین ترتیب با کنترل تغییر فاز کلیدزنی، تعادل در جریان مغناطیس‌کنندگی ایجاد می‌شود. مقدار حداکثر جریان مغناطیس‌کنندگی ترانسفورماتور فرکانس بالا کاسته شده و در نتیجه تنش جریان کلیدها کمتر گردیده و تلفات کلیدزنی و تلفات هسته کاهش می‌یابد. بنابراین حجم، وزن و قیمت هسته ترانسفورماتور فرکانس بالا نیز کاهش می‌یابد.

۳-٤ طراحی ترانسفورماتور

با توجه به استفاده از مدار تشدید سری در ساختار ارائه‌شده، جریان سیم‌پیچ اولیه ترانسفورماتور قدرت به‌صورت سینوسی است. با استفاده از (۲۷) تا (۴۰)، مقدار بهینه پارامترهای ترانسفورماتور با درنظرگرفتن ملاحظات عملی طراحی می‌گردد

$$V_P = \frac{\mathrm{d}\lambda}{\mathrm{d}t} = \frac{\mathrm{d}(N_P \times \varphi)}{\mathrm{d}t} \quad (۲۷)$$

$$V_P = N_P \frac{\mathrm{d}\varphi}{\mathrm{d}t} \quad (۲۸)$$

$$\varphi = A \times B \rightarrow V_P = N_P \times A \frac{\mathrm{d}B}{\mathrm{d}t} \quad (۲۹)$$

$$\int_{۰}^{\frac{T_r}{۲}} V_P \mathrm{d}t = N_P \times A \int_{۰}^{\frac{T_r}{۲}} \mathrm{d}B \quad (۳۰)$$

$$V_P = V_{dc} \times \sin(\omega_r t) \quad (۳۱)$$

$$\frac{۲V_{dc}}{\omega_s} N_P ۲AB \quad (۳۲)$$

$$N_P = \frac{V_{dc} ۲\pi F_S}{AB} \quad (۳۳)$$

در (۲۷) تا (۳۳) λ شار پیوندی، A سطح مقطع هسته فریت و B حداکثر شار مغناطیسی هسته فریت است. همچنین بر اساس رابطه نسبت دور ترانسفورماتور، (۳۴) را داریم

$$\frac{N_S}{N_P} = \frac{V_O}{V_{dc}} \quad (۳۴)$$

با درنظرگرفتن ولتاژ لینک DC، ۵۰۰ V و نیز ولتاژ سیم‌پیچ خروجی یک ترانسفورماتور ۸/۳۳ kV و با صرف‌نظر از تلفات ترانسفورماتور قدرت، مقدار جریان DC از (۳۶) محاسبه می‌گردد

$$P_{in} = P_O = V_{dc}.I_{dc} = ۳۳/۳۴\,\mathrm{kW} \quad (۳۵)$$

$$I_{dc} = \frac{P_{in}}{V_{dc}} = \frac{۳۳۳۳۳}{۵۰۰} = ۶۶/۶۷\,\mathrm{A} \quad (۳۶)$$

با توجه به اینکه جریان سیم‌پیچ اولیه به‌صورت سینوسی است داریم

$$I_{dc} = \frac{۲}{\pi} i_P \rightarrow i_P = \frac{\pi}{۲}.I_{dc} \quad (۳۷)$$

در (۳۷) i_P حداکثر جریان سیم‌پیچ اولیه ترانسفورماتور است. همچنین مقدار مؤثر جریان سیم‌پیچ اولیه و ثانویه ترانسفورماتور با استفاده از (۳۸) تا (۴۰) محاسبه می‌گردد

$$I_{Prms} - \frac{i_P}{\sqrt{۲}} \rightarrow I_{Prms} = \frac{\pi}{۲\sqrt{۲}}.I_{dc} \quad (۳۸)$$

$$I_{Srms} = \frac{N_P}{N_S}.I_{Prms} \quad (۳۹)$$

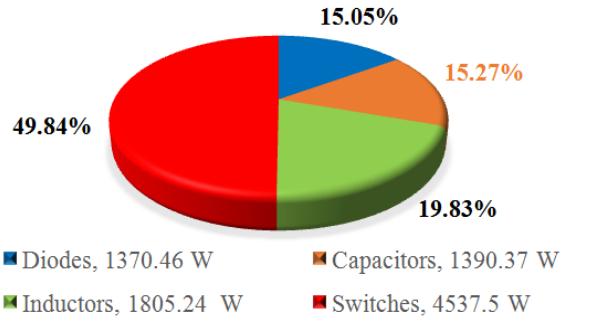
$$I_{Srms} = \frac{N_P}{N_S}.\frac{\pi}{۲\sqrt{۲}}.I_{dc} \quad (۴۰)$$

همچنین با توجه به اختلاف ولتاژ بین سیم‌پیچ ورودی و خروجی ترانسفورماتور، رعایت فاصله ایزولاسیون حائز اهمیت است. بر این اساس سیم‌پیچ‌های ورودی و خروجی ترانسفورماتور به‌صورت شکل ۷ باید قرار گیرند و بدین ترتیب اندوکتانس نشتی ترانسفورماتور افزایش می‌یابد و موجب افزایش تلفات می‌گردد. برای جبران تلفات ناشی از افزایش اندوکتانس نشتی ترانسفورماتور، بهره‌گیری از کلیدزنی نرم (ZVS) ضروری می‌گردد. با توجه به محاسبات انجام‌شده و تجربه کارهای مشابه، تعداد دور سیم‌پیچ اولیه ۲۰ دور در نظر گرفته شده است. در جدول ۱ پارامترهای مداری ماژول مبدل تمام‌پل آمده است.

٤- نتایج شبیه‌سازی

با استفاده از مدار ارائه‌شده در شکل ۲، پارامترهای مداری جدول ۱ و نرم‌افزار PSCAD، شبیه‌سازی KPS انجام گردید که در شکل ۸ نتایج شبیه‌سازی نشان داده شده است.

با ایجادکردن تعادل در جریان مغناطیس‌کنندگی، بیشینه جریان مغناطیس‌کنندگی ترانسفورماتورها کاهش پیدا می‌کند. در شکل‌های ۸- ز، ۸- ح و ۸- ط، جریان متعادل مغناطیس‌کنندگی نشان داده شده است. بدین صورت بیشینه جریان مغناطیس‌کنندگی برای هر سه ترانسفورماتور ۴ A و کمینه جریان مغناطیس‌کنندگی برای همه ترانسفورماتورها ۴- A به دست آمده است. شکل ۸- ی جریان ترانزیستور $S_۱$ (۱۶۵ A) را در حالت تعادل جریان مغناطیس‌کنندگی و همچنین شکل ۸- ک جریان ترانزیستور $S_۱$ (۱۷۴ A) را در حالت عدم تعادل جریان مغناطیس‌کنندگی نشان می‌دهد. مبدل تمام‌پل در حالت تعادل جریان مغناطیس‌کنندگی و



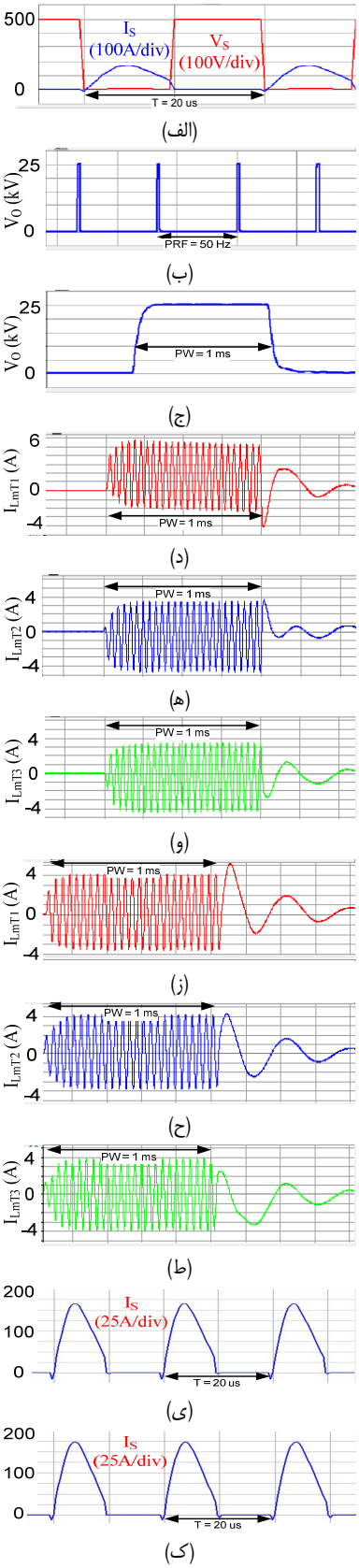
شکل ۹: نمودار دایره‌ای تلفات مبدل.

جدول ۱: پارامترهای مداری مبدل تمام‌پل.

پارامتر	نماد	مقدار
بیشینه توان	P_{O_max}	۱۰۰ kW
متوسط توان	P_{O_av}	۳ kW
ولتاژ ورودی	V_i	۳۸۰ vac
ولتاژ خروجی	V_{ODC}	۲۵ kV
جریان خروجی	I_O	۴ A
عرض پالس	PW	۱ ms
فرکانس تکرار پالس	PRF	۵۰ Hz
ولتاژ ورودی DC	V_{dc}	۵۰۰ V
اندوکتانس تشدید	L_r	۵۴٫۵ µH
اندوکتانس مغناطیس‌کنندگی	L_m	۱۲۰۰ µH
خازن تشدید	C_r	۲۲ nF
خازن‌های اولیه صافی خروجی	$C_۱$ و $C_۲$	۵۰ nF
اندوکتانس صافی خروجی	L_{FO}	۷۰ mH
خازن ثانویه صافی خروجی	C_{FO}	۲۵ nF
مقاومت معادل کلایستررون	R_{kly}	۵ kΩ
نسبت دور ترانسفورماتور	N	۲۰٫۳۳۷

جدول ۲: مبدل تمام‌پل در حالت تعادل جریان مغناطیس‌کنندگی و عدم تعادل مغناطیس‌کنندگی.

پارامترهای مورد مقایسه	I_{Lm}	I_{Sm}	N
عدم تعادل	۶ A	۱۷۴ A	۳۵۴
تعادل	۴ A	۱۶۵ A	۳۳۷



شکل ۸: نتایج شبیه‌سازی مبدل KPS، (الف) ولتاژ و جریان ترانزیستور $S_۱$، (ب) قطار پالس ولتاژ باریکه الکترون کلایستررون، (ج) تک‌پالس ولتاژ باریکه الکترون کلایستررون، (د) جریان مغناطیس‌کنندگی نامتعادل ترانسفورماتور ۱، (ه) جریان مغناطیس‌کنندگی نامتعادل ترانسفورماتور ۲، (و) جریان مغناطیس‌کنندگی نامتعادل ترانسفورماتور ۳، (ز) جریان مغناطیس‌کنندگی متعادل ترانسفورماتور ۱، (ح) جریان مغناطیس‌کنندگی متعادل ترانسفورماتور ۲، (ط) جریان مغناطیس‌کنندگی متعادل ترانسفورماتور ۳، (ی) جریان ترانزیستور $S_۱$ بعد از متعادل‌سازی جریان مغناطیس‌کنندگی و (ک) جریان ترانزیستور $S_۱$ قبل از متعادل‌سازی جریان مغناطیس‌کنندگی.

عدم تعادل در جریان مغناطیس‌کنندگی در جدول ۲ مورد مقایسه قرار گرفته است. با تعادل در جریان مغناطیس‌کنندگی ضمن کاهش بیشینه جریان مغناطیس‌کنندگی موجب کاهش تنش جریان ترانزیستورها و نسبت دور ترانسفورماتور شده است.

بر اساس (۱۱) تا (۱۵) و نتایج شبیه‌سازی، محاسبات تلفات انجام شد و راندمان مبدل بدین صورت ارائه می‌گردد: توان خروجی $P_O = ۱۰۰\text{kW}$ و مجموع توان تلفاتی مبدل $P_{Losses} = ۹۱۰۳٫۵۷\text{W}$ است که بر این اساس، راندمان مبدل ۹۱٫۶۶٪ می‌شود. شکل ۹ نمودار دایره‌ای تلفات مبدل را نشان می‌دهد که عمده تلفات مبدل مربوط به ترانزیستورهاست (۴۹٫۸۴٪). تلفات القاگرها ۱۹٫۸۳٪، خازن‌ها ۱۵٫۲۷٪ و کمترین مقدار مربوط به دیودها با ۱۵٫۰۵٪ است.

۵- نتیجه‌گیری

ایده مطرح‌شده در این تحقیق بدین صورت است که با استفاده از روش

تغییر فاز، تعادل در جریان مغناطیس‌کنندگی ترانسفورماتور پالس ایجاد می‌شود. در نتیجه حداکثر جریان مغناطیس‌کنندگی ترانسفورماتور فرکانس بالا از A ۶ به A ۴ کاهش یافت. همچنین تعداد دورهای سیم‌پیچ ثانویه در حالت عدم تعادل جریان مغناطیس‌کنندگی ۵۸۳ دور بود که با ایجاد تعادل به ۵۲۴ دور کاهش یافت. با کاهش جریان مغناطیس‌کنندگی، ابعاد، وزن و حجم ترانسفورماتور پالس کاهش می‌یابد. همچنین ایجاد تعادل در جریان مغناطیس‌کنندگی باعث کاهش تنش جریان کلیدها از A ۱۷۴ به A ۱۶۵ شد.

مراجع

[1] Z. Liu, H. Zha, J. Shi, and H. Chen, "Study on the efficiency of klystrons," *IEEE Trans. on Plasma Science*, vol. 48, no. 6, pp. 2089-2096, Jun. 2020.

[2] L. J. R. Nix, L. Zhang, and A. W. Cross, "Design of a 48 GHz gyroklystron amplifier," *IEEE Trans. on Electron Devices*, vol. 68, no. 11, pp. 5792-5798, Nov. 2021.

[3] R. Thekkeppat, V. Mandloi, and P. Shrivastava, "A solid-state converter topology, −100 kV, 20 A, 1.6 ms, modulator for high average power klystron amplifier," *IEEE Trans. on Plasma Science*, vol. 46, no. 10, pp. 3700-3707, Oct. 2018.

[4] M. Collins and C. Martins, "A modular and compact long pulse modulator based on the SML topology for the ESS linac," *IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 24, no. 4, pp. 2259-2267, Aug. 2017.

[۵] م. ر. بنائی، ا. نصیری، س. م. علوی و س. حسین‌زاده، "کنترل ولتاژ منبع‌تغذیه مگنترون با استفاده از مبدل فلای‌بک کلمپ فعال،" *نشریه علمی الکترومغناطیس کاربردی*، سال ۷، شماره ۱، صص. ۸۱-۷۳، بهار و تابستان ۱۳۹۸.

[6] N. Z. Saadabad, A. Nasiri, and J. Nekoui, "A new three-port DC/DC converter with soft switching for PV applications," *International J. of Circuit Theory and Applications*, Early View, Jun. 2024, https://doi.org/10.1002/cta.4107.

[7] F. C. Magallanes and D. Aguglia, "Solid-state fast voltage compensator for pulsed power applications requiring constant AC power consumption," *IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 22, no. 4, pp. 1963-1970, Aug. 2015.

[8] D. Malviya and M. Veerachary, "A boost converter-based high-voltage pulsed-power supply," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 56, no. 5, pp. 5222-5233, Sept./Oct. 2020.

[۹] ا. نصیری، م. ر. بنائی، ی. م. علوی و س. حسین‌زاده، " ارائه یک روش جدید برای راه‌اندازی لامپ مگنترون با استفاده از مبدل نیم‌پل تغییر فاز یافته،" *رادار*، سال ۸، شماره ۲، صص. ۲۰-۹، دی ۱۳۹۹.

[10] R. Khosravi and M. Rezanejad, "A new pulse generator with high voltage gain and reduced components," *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 66, no. 4, pp. 2795-2802, Apr. 2019.

[11] M. Collins and C. A. Martins, "Evaluation of a novel capacitor charging structure for flicker mitigation in high-power long-pulse modulators," *IEEE Trans. on Plasma Science*, vol. 47, no. 1, pp. 985-993, Jan. 2019.

[12] M. Collins and C. A. Martins, "Optimal design of a high-voltage DC/DC converter for the 11.5 MW/115 kV ESS long-pulse modulator," *IEEE Trans. on Plasma Science*, vol. 48, no. 10, pp. 3332-3341, Oct. 2020.

[۱۳] ا. نصیری، م. ر. بنائی، ی. م. علوی و س. حسین‌زاده، "کاهش تلفات هسته مغناطیسی در مبدل فوروارد برای راه اندازی لامپ مگنترون،" *نشریه مهندسی برق و مهندسی کامپیوتر ایران، الف- مهندسی برق*، سال ۱۸، شماره ۴، صص. ۲۳۹-۲۳۱، زمستان ۱۳۹۸.

[14] A. Nasiri and M. R. Banaei, "A new magnetron driving method using a phase shifted active clamp forward converter for sulfur plasma tube applications," *IET Power Electronics*, vol. 14, no. 2, pp. 442-453, Feb. 2021.

[۱۵] م. بیگی، آ. دهستانی کلاگر و م. ر. علیزاده پهلوانی، "استفاده از یک‌سوسازهای چندسطحی دیودمهاری با کنترل‌کننده MPC، جهت تغذیه فرستنده لورن،" *علوم و فناوری‌های پدافند نوین*، سال ۱۱، شماره ۲، صص. ۱۶۵-۱۵۵، تیر ۱۳۹۹.

[16] N. Z. Saadabad, S. H. Hosseini, A. Nasiri, and M. Sabahi, "A new soft switched high gain three-port DC-DC converter with coupled inductors," *IET Power Electronics*, vol. 13, no. 19, pp. 4562-4571, Feb. 2020.

[17] A. Nasin, M. R. Banaei, S. M. Alavi, and S. Hosseinzadeh, "A new control method for magnetron lamp power supply using forward-flyback converter with active clamp," *IEEE Trans. on Plasma Science*, vol. 51, no. 8, pp. 2390-2398, Aug. 2023.

[۱۸] ا. شمشادی، ع. ر. نصیری، و پ. خرم‌پور، "بررسی و شبیه‌سازی چندپاره شدن شبکه زمین و تأثیر آن بر تغییر ولتاژهای گام و تماس در پست‌های فشارقوی با استفاده از روش اجزای محدود،" *نشریه علمی الکترومغناطیس کاربردی*، سال ۹، شماره ۱، صص. ۹۷-۸۹، بهار و تابستان ۱۴۰۰.

[19] A. Nasin, M. R. Banaei, and S. Rahirni, "Phase-shifted half-bridge resonant inverter for driving magnetron," in *Proc. IEEE Int. 10th Power Electronics, Drive Systems and Technologies. Conf.*, pp. 735-740, Shiraz, Iran, 12-14 Feb. 2019.

[20] M. J. Kim, W. S. Choi, I. W. Jeong, H. C. Park, and K. H. Park, "A new driving method of the magnetron power supply for a sulfur plasma lamp," *IEEE Trans. on Ind. Electron*, vol. 63, no. 9, pp. 492-499, 2016.

[21] J. H. Cho, K. B. Park, J. S. Park, G. W. Moon, and M. J. Youn, "Design of a digital offset compensator eliminating transformer magnetizing current offset of a phase-shift full-bridge converter," *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 27, no. 1, pp. 331-341, Jan. 2012.

ابوالفضل نصیری در سال ۱۳۵۷ در کرج به دنیا آمد. در سال ۱۳۸۲ مدرک کارشناسی مهندسی برق (الکترونیک) را از دانشگاه آزاد اسلامی واحد تهران جنوب، در سال ۱۳۸۸ مدرک کارشناسی ارشد مهندسی برق (الکترونیک) را از دانشگاه جامع امام حسین (ع) و در سال ۱۴۰۰ مدرک دکتری مهندسی برق (الکترونیک قدرت) را از دانشگاه شهید مدنی آذربایجان دریافت نموده است. او هم‌اکنون استادیار دانشکده فنی مهندسی دانشگاه افسری و تربیت پاسداری امام حسین (ع) می‌باشد. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه وی عبارت هستند از طراحی مدارات آنالوگ، الکترونیک صنعتی، مدولاتورهای توان و مبدل‌های DC/DC.

محسن گنجی در سال ۱۳۶۶ در ازنا به دنیا آمد. در سال ۱۳۹۲ مدرک کارشناسی مهندسی برق (کنترل) را از دانشگاه علمی کاربردی و در سال ۱۴۰۰ مدرک کارشناسی ارشد را از دانشگاه جامع امام حسین دریافت کرده است. او هم‌اکنون به‌عنوان مربی در دانشکده فنی مهندسی دانشگاه افسری و تربیت پاسداری امام حسین (ع) مشغول خدمت می‌باشد. زمینه علمی مورد علاقه نام‌برده، رادار است.

سید محمد علوی در سال ۱۳۶۵ مدرک کارشناسی مهندسی برق الکترونیک خود را از دانشگاه صنعتی امیرکبیر و در سال ۱۳۶۹ مدرک کارشناسی ارشد مهندسی برق الکترونیک خود را از دانشگاه تهران دریافت نمود. پس از آن در سال ۱۳۹۰ مدرک دکتری مهندسی برق را از دانشگاه خواجه نصیرالدین طوسی اخذ کرد. او هم‌اکنون دانشیار دانشکده فنی مهندسی دانشگاه جامع امام حسین (ع) است. زمینه‌های علمی مورد علاقه نام‌برده شامل رادار و میکروالکترونیک می‌باشد.