

## ارائه یک روش جدید برای راه‌اندازی لامپ مگنترون با استفاده از مبدل نیم‌پل تغییر فاز یافته

ابوالفضل نصیری<sup>۱</sup>، محمد رضا بنائی<sup>۲</sup>، سید محمد علوی<sup>۳\*</sup>، شهرام حسین‌زاده<sup>۴</sup><sup>۱</sup>- دانشجوی دکتری دانشگاه شهید مدنی آذربایجان و مربی دانشگاه افسری و تربیت پاسداری دانشگاه امام حسین (ع)، تهران، ایران،<sup>۲</sup>- استاد، دانشگاه شهید مدنی آذربایجان، تبریز، ایران، <sup>۳</sup>- دانشیار، دانشگاه جامع امام حسین (ع)، تهران، ایران،<sup>۴</sup>- دانشیار، گروه مهندسی برق، دانشگاه شهید مدنی آذربایجان، تبریز، ایران

(دریافت: ۱۳۹۹/۰۵/۱۲، پذیرش: ۱۳۹۹/۱۰/۱۵)

## چکیده

این مقاله، به طراحی مدولاتور توان برای راه‌اندازی لامپ مگنترون پرداخته است. ساختار مدولاتور توان ارائه شده، مبدل نیم‌پل، با تشدید سری و کنترل تغییر فاز می‌باشد. در این طرح با کنترل تغییر فاز کلیدزنی، شرایط تعادل جریان مغناطیس‌کنندگی برآورده شده و از مقدار حداکثر جریان اشباع هسته کاسته می‌شود. در نتیجه تنش جریان کلیدها کم شده و تلفات کلیدزنی و تلفات هسته کاهش می‌یابد. بنابراین حجم، وزن و قیمت هسته ترانسفورماتور قدرت کاهش می‌یابد. به‌علاوه با استفاده از اندوکتانس نشستی ترانسفورماتور قدرت، مدار تشدید سری ایجاد نموده و ضمن کاهش تلفات ترانسفورماتور، شرایط کلیدزنی نرم تامین می‌شود. مدولاتور توان پیشنهادی، حداکثر و متوسط توان خروجی را در شرایط حداقل تلفات کنترل می‌کند. حداکثر توان مورد نیاز  $1000\text{ W}$  و توان متوسط آن  $250\text{ W}$  است که متناسب با زمان فعال بودن مبدل کنترل می‌گردد. از دیگر مزایای طرح ارائه شده، می‌توان به سادگی مدار قدرت، کاهش تعداد قطعات کلیدزنی، کاهش تلفات کلیدزنی و کاهش اندوکتانس نشستی ترانسفورماتور قدرت اشاره کرد. نتایج طراحی توسط نرم‌افزار شبیه‌ساز PSCAD و آزمون‌های آزمایشگاهی مورد تایید قرار گرفته است.

## کلید واژه‌ها: تشدید سری، تغییر فاز، لامپ مگنترون، مبدل نیم‌پل، مدولاتور توان

و مگنترون استفاده گردد، تا اثرات نامطلوب بار، به‌عناصر کلیدزنی آسیب وارد نکند [۳]. لذا از ترانسفورماتور قدرت فرکانس بالا در مدولاتورهای توان استفاده می‌گردد. در شکل (۱) بلوک دیاگرام مدار راه‌انداز لامپ مگنترون ارائه شده است.

روش‌های متعددی جهت راه‌اندازی لامپ مگنترون ارائه شده است؛ در مرجع [۳] ساختار مبدل فلای‌بک برای راه‌اندازی لامپ مگنترون به‌کار رفته است. مزیت آن کاهش تلفات کلیدزنی با استفاده از روش تغییر فاز می‌باشد. عیب اصلی آن نیز افزایش تنش ولتاژ کلیدهای قدرت می‌باشد. در مراجع [۴ و ۵] از اینورتر کلاس E جهت طراحی مدولاتور توان مگنترون استفاده شده است. در این ترکیب از یک مبدل فلای‌بک افزاینده بهره‌گیری می‌شود. سادگی مدار و ایجاد شرایط تشدید سری از مزیت‌های این ترکیب است. از معایب این ترکیب می‌توان به بالا بودن تنش ولتاژ کلید اشاره کرد. در مرجع [۶] ساختار مبدل نیم‌پل برای راه‌اندازی لامپ مگنترون به‌کار رفته است. در این ترکیب از اندوکتانس نشستی ترانسفورمر قدرت برای تشدید سری استفاده می‌شود. سادگی مدار کنترل مزیت این طرح محسوب می‌شود.

بالا بودن تلفات ترانسفورماتور قدرت از معایب این روش است. در مراجع [۷ و ۸] ترکیب مبدل تمام پل با تشدید سری به‌کار رفته است. کاهش تنش ولتاژ کلیدها مهم‌ترین مزیت این روش است.

## ۱- مقدمه

مگنترون به‌عنوان مولد مایکروویو توان بالای اولیه در سامانه‌های راداری به‌کار می‌رود [۱]. همچنین در سامانه‌های رادار دریایی به‌عنوان یک عنصر مقرون به‌صرفه، قابل اطمینان و ایمن استفاده می‌شود [۲]. لامپ مگنترون انرژی الکتریکی را در یک خلاء بسیار بالا به مایکروویو تبدیل می‌کند، این عمل با تقاطع یک میدان الکتریکی DC و یک میدان مغناطیسی ممکن می‌شود. مگنترون از کاتد، آند و یک آنتن تشکیل شده است [۳]. عملکرد مگنترون بدین ترتیب است که هرگاه ولتاژ دو سر باریکه الکترونی مگنترون از سطح ولتاژ آستانه نوسان افزایش یابد، مایکروویو با فرکانسی متناسب با ساختار مگنترون تولید می‌شود. همچنین ولتاژ سطح بالا باید مدت زمان کوتاهی بر روی باریکه الکترونی مگنترون قرار گیرد، در غیر این‌صورت مگنترون آسیب می‌بیند. بنابراین در طراحی مدار راه‌انداز لامپ مگنترون هدف تولید پالس ولتاژ بالا با مدت زمان کوتاه است.

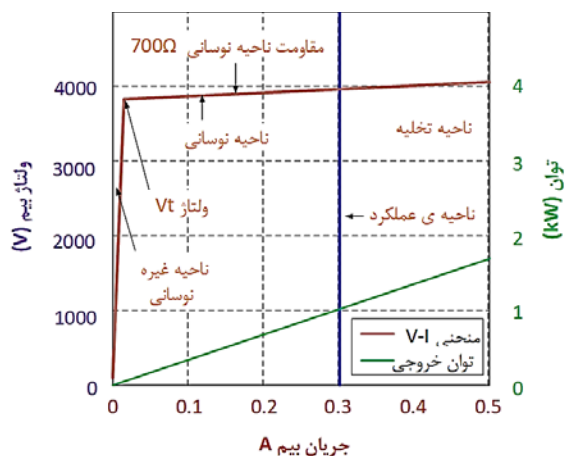
مگنترون باری است با مشخصات جریان ناپیوسته و به‌صورت متناوب در یک زمان کوتاه حداکثر توان مورد نیاز را از شبکه دریافت می‌کند. ویژگی جریان نقطه کار مگنترون باعث شده است که در طراحی مدولاتور توان، صرفاً از مدار ایزوله بین مبدل

مشخصات لامپ مگنترون در بخش دوم ارائه می‌شود. در بخش سوم مدولاتور توان طراحی شده و نتایج شبیه‌سازی در بخش چهارم آمده است. همچنین نتایج آزمون‌های آزمایشگاهی در بخش پنجم ارائه می‌گردد.

## ۲- لامپ مگنترون

مگنترون یک لامپ با راندمان بالا (۷۰٪) می‌باشد که نسبت توان به وزن پایین‌تری دارد [۱۰]. همچنین قیمت آن نسبت به دیگر ادوات مایکروویو توان بالا، ارزان‌تر است [۱۱ و ۱۲]. ساختار مگنترون شامل یک فیلمان کاتد، تعدادی حفره‌های آند، دو آهنربای حلقه‌ای و یک آنتن خروجی است. جهت راه‌اندازی مگنترون، نخست فیلمان کاتد گرم می‌شود و تغذیه با پتانسیل منفی بالا به کاتد- آند اعمال می‌شود. هنگامی که دمای فیلمان و پتانسیل کاتد به مقادیر بحرانی می‌رسند، کاتد شروع به انتشار الکترون می‌کند و آند آن را جذب می‌کند. شار مغناطیسی ناشی از آهنرباهای حلقه‌ای، الکتروادهای خروجی کاتد را احاطه کرده و حفره‌های آند مایکروویو را جذب نموده و آنتن خروجی، مایکروویو را منتشر می‌کند. تثبیت جریان مغناطیس‌کنندگی و جریان منظم فیلمان و آند عمر مگنترون افزایش می‌یابد [۲ و ۱۳].

در شکل (۲) منحنی مشخصه ولتاژ-جریان-توان مگنترون ارائه شده است. مگنترون باری غیرخطی است که متناسب با ولتاژ کاتد-آند، مقاومت و ناحیه کاری آن تغییر می‌کند. بدین ترتیب عملکرد مگنترون به سه منطقه غیرنوسانی، نوسانی و تخلیه تقسیم می‌شود [۱۴]. زمانی که نقطه کار مگنترون وارد ناحیه نوسانی شود، جریان کاتد-آند، توان مگنترون را تامین می‌کند. مطابق شکل (۲) مگنترون در ناحیه غیرنوسانی به‌عنوان یک مقاومت خیلی بزرگ عمل می‌کند.

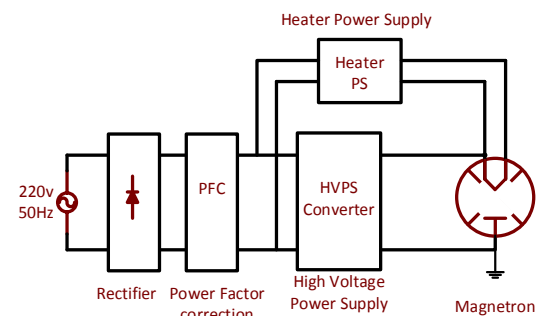


شکل (۲) مشخصات ولتاژ-جریان-توان مگنترون.

وقتی که ولتاژ کاتد-آند مگنترون از ولتاژ آستانه نوسان ( $V_t$ ) افزایش یابد، مگنترون وارد منطقه نوسانی شده و تقریباً به‌عنوان یک دیود زener عمل می‌کند [۸ و ۱۴].

به‌علاوه تعداد کلیدها در مراجع [۷ و ۸] زیاد است. همچنین مدار کنترل مرجع [۸] پیچیده است. در مرجع [۹] از ساختار تمام پل با تشدید سری استفاده شده است. با ایجاد شرایط کلیدزنی نرم تلفات مبدل کاهش یافته است. در این مبدل با ترکیب کنترل فرکانس کلیدزنی و کنترل پهنای پالس نیاز به فیلتر جریان مرتفع شده است. تعداد زیاد کلید و پیچیده شدن مدار کنترل از نقاط ضعف مبدل است. در جدول (۱) مراجع مقایسه شده‌اند.

در این مقاله با بهره‌گیری از مبدل نیم‌پل و با استفاده از روش کنترل تغییر فاز، یک مدولاتور توان جدید برای راه‌اندازی لامپ مگنترون ارائه شده است که تنش جریان کلیدها را کاهش می‌دهد، جریان مغناطیس‌کنندگی ترانسفورماتور قدرت را متعادل می‌کند و از تلفات کلیدزنی و هسته ترانسفورماتور قدرت کاسته است. بدین ترتیب امکان استفاده از هسته با ابعاد، وزن و قیمت کمتر فراهم می‌شود.



شکل (۱) بلوک دیاگرام مدولاتور توان مگنترون.

جدول (۱) مقایسه مراجع.

مراجع	معايب	مزایا	ساختار ارائه شده
[۳]	افزایش تنش ولتاژ کلیدها	تغییر فاز و کاهش تلفات کلیدزنی	فلای بک افزایشنده
[۴]	افزایش تنش ولتاژ کلیدها	ساده گی مدار و تشدید سری	اینورتر تر کلاس E
[۵]	افزایش تنش ولتاژ کلیدها	ساده گی مدار و تشدید سری	اینورتر تر کلاس E
[۶]	بالا بودن تلفات ترانسفورماتور	تشدید سری و ساده گی مدار کنترل	نیم پل افزایشنده
[۷]	بالا بودن تعداد کلیدها	تشدید سری و کاهش تنش ولتاژ کلیدها	تمام پل افزایشنده
[۸]	بالا بودن تعداد کلیدها و پیچیده گی مدار کنترل	تشدید سری و کاهش تنش ولتاژ کلیدها	تمام پل افزایشنده
[۹]	بالا بودن تعداد کلیدها و پیچیده گی مدار کنترل	کاهش تلفات و عدم نیاز به فیلتر جریان	تمام پل افزایشنده

به‌علاوه در مدار ارائه شده با بهره‌گیری از اندوکتانس نشستی ترانسفورماتور قدرت، مدار تشدید سری ایجاد شده و کلیدها در حالت کلیدزنی نرم ( $ZVS^1$ ) کار می‌کنند. از دیگر مزایای این ترکیب می‌توان به سادگی مدار قدرت و کاهش تعداد کلیدهای مبدل اشاره کرد.

<sup>1</sup> Zero Voltage Switching

خروجی  $V = 4000$  است. با توجه به منحنی مشخصه مگنترون و خصوصیات ناحیه تخلیه، الزاما باید در طراحی مدولاتور توان بحث ایزولاسیون بار از منبع و مبدل رعایت گردد [۳ و ۱۵]. لذا از ترکیب مبدل نیم‌پل با ترانسفورماتور افزایشده بهره گرفته می‌شود. انرژی ذخیره شده در اندوکتانس نشستی ترانسفورماتور قدرت موجب کاهش بازده و افزایش تنش جریان در دو سر کلیدها می‌شود [۱۶ و ۱۷]. برای حل این مشکل با بهره‌گیری از اندوکتانس نشستی ترانسفورمر قدرت و خازن‌های  $C_{T1}$ ،  $C_{T2}$  مدار تشدید سری ایجاد شده که شرایط کلیدزنی نرم (ZVS) را تضمین می‌کند [۵ و ۶]. بدین تلفات اندوکتانس نشستی ترانسفورمر قدرت و تلفات کلیدزنی کاهش می‌یابد [۱۸]. همچنین با بهره‌گیری از کنترل تغییر فاز، جریان مغناطیس‌کنندگی ترانسفورمر را متعادل نموده و تنش جریان کلیدها و تلفات هسته کاهش یافته و بازده مبدل افزایش می‌یابد. [۱۹ و ۲۰].

بر اساس مطالب ارائه شده در بخش دوم، مگنترون باری است غیرخطی که در یک دوره تناوب مدت زمان کوتاهی حداکثر توان را از شبکه دریافت می‌کند و در الباقی زمان‌ها بار ناچیزی از شبکه دریافت میکند؛ لذا باعث ایجاد نوسانات ولتاژ خط AC می‌شود. تامین توان بدین صورت، یک نقطه ضعف برای مبدل محسوب می‌گردد. بدین ترتیب استفاده از مدار PFC جهت جبران وضعیت نامطلوب بار حائز اهمیت است.

در منطقه نوسانی، مگنترون به‌صورت خود تحریک، میکروویو تولید می‌کند. در این ناحیه، ولتاژ باریکه الکترونی بالاتر از ولتاژ آستانه نوسان  $V_t = 3800$  بوده و مقاومت آن در حدود  $700 \Omega$  است.

اگر سطح ولتاژ مدولاتور توان بیش از  $V = 4000$  گردد، شرایط ناحیه تخلیه ایجاد می‌گردد، بدین ترتیب خازن‌های خروجی تخلیه شده و ولتاژ خروجی به‌شدت کاهش می‌یابد [۸]. براساس معادلات مدارهای الکتريکی، توان خروجی مگنترون برابر با رابطه (۱) است، که در آن ولتاژ آستانه نوسان،  $i_o$  جریان باریکه الکترونی و  $R_{m-o}$  مقاومت مگنترون در منطقه نوسانی است. مقاومت معادل مگنترون نیز از رابطه (۲) محاسبه می‌شود:

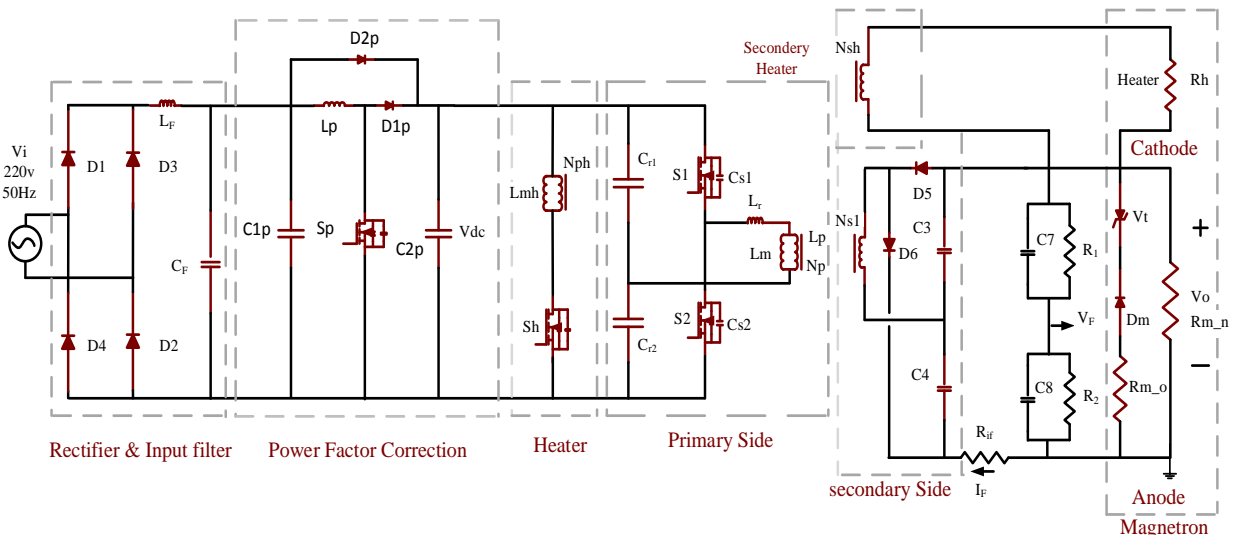
$$P_O = V_t \cdot i_o + R_{m-o} \cdot i_o^2 \quad (1)$$

$$R_O = \frac{V_t}{i_o} + R_{m-o} \quad (2)$$

مگنترون مورد استفاده در این تحقیق 2M172JA می‌باشد.

### ۳- طراحی مدولاتور توان

در شکل (۳) مدار مدولاتور توان پیشنهادی ارائه شده است. تغذیه ورودی مبدل  $V = 220$  و  $f = 50$  Hz و حداکثر ولتاژ مورد نیاز



شکل (۳): مدار مدولاتور توان راه‌انداز لامپ مگنترون.

می‌شود. بدین ترتیب، ضمن افزایش تلفات مبدل بر عملکرد مگنترون اثرات سوء داشته و از عمر آن می‌کاهد. استفاده از مدار اصلاح ضریب توان با ساختار افزایشده ضمن اصلاح ضریب توان، ولتاژ خط DC را نیز تثبیت می‌کند. بنابراین با استفاده از PFC، ولتاژ خط DC،  $V = 400$  پایدار برای تامین جریان کاتد- آند و

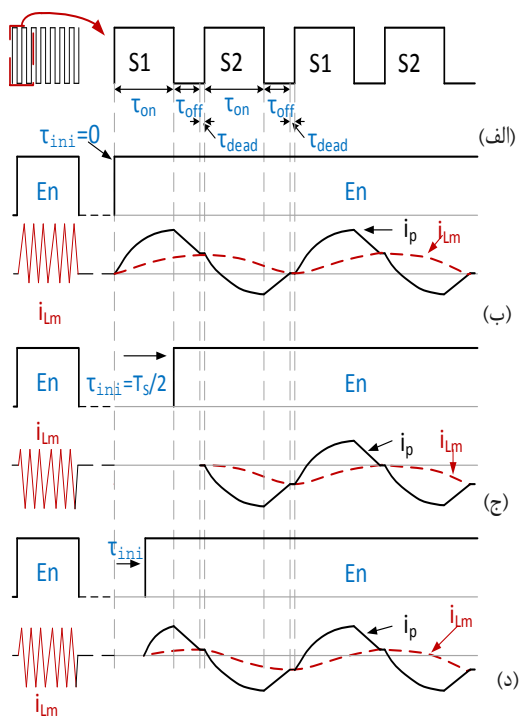
با توجه به غیرخطی بودن بار مگنترون، تزریق هارمونیک به شبکه امری بدیهی است. دریافت جریان ناپیوسته از شبکه باعث کاهش ضریب توان مبدل می‌گردد. به‌علاوه تغییرات بار باعث تغییرات ولتاژ خط DC شده و موجب تغییرات ولتاژ خروجی

### ۳-۱- اصلاح ضریب توان (PFC)

### ۱-۲-۳- مشکل آفست جریان مغناطیس‌کنندگی

سیگنال دروازه تولید شده توسط کنترل‌کننده جریان خروجی با فرکانس  $F_s = 1/T_s$  از زمان اختصاصی کلیدهای  $S_1$  و  $S_2$  تشکیل شده است. همانطور که در شکل (۴) مشاهده می‌شود، هر یک از این زمان‌ها نیز از زمان روشن بودن ( $\tau_{on}$ ) و زمان خاموش بودن ( $\tau_{off}$ ) و زمان مرده ( $\tau_{dead}$ ) کلید تشکیل می‌شود.

$$T_{S1} + T_{S2} = T_s \quad (4)$$



شکل (۴): شکل موج جریان اولیه ترانسفورماتور توان ( $i_p$ ) و جریان مغناطیس‌کنندگی ( $i_{lm}$ ) در حالت‌های شیفت فاز الف) سیگنال دروازه کنترل شده بدون تغییر فاز ب) جریان آفست مثبت ج) جریان آفست منفی د) جریان آفست متعادل

$$\tau_{on} + \tau_{off} + \tau_{dead} = \tau = T_s/2 \quad (5)$$

$$\tau_{on} = \tau - (\tau_{off} + \tau_{dead}) \quad (6)$$

هنگام فعال بودن مدولاتور توان، ولتاژ اولیه آفستی در ترانسفورماتور برقرار است که باعث ایجاد تلفات در هسته ترانسفورماتور می‌گردد.

با کنترل تاخیر شروع  $\tau_{ini}$  (شکل ۴) در سیگنال En می‌توان مقدار آفست را به حداقل رساند.  $\tau_{ini}$  به‌عنوان زمان تاخیر در شروع فعالیت مدولاتور توان تعریف می‌شود.

ولتاژ آفست اولیه ترانسفورماتور تحت تاثیر جریان مغناطیس‌کنندگی است [۲۰ و ۲۲]. جریان مغناطیس‌کنندگی نامتعادل منجر به اشباع ترانسفورماتور و ولتاژ اولیه نامتعادل در

منبع تغذیه گرم‌کننده<sup>۱</sup> فراهم می‌شود. در نتیجه ضمن کاهش تلفات مبدل از تزریق هارمونیک به شبکه کاسته می‌شود.

### ۳-۲- طراحی مبدل براساس مدل پیشنهادی

ولتاژ ورودی مدولاتور توان (خروجی بخش PFC)  $400 V_{dc}$  و خروجی آن  $4 kV$  است. بخش اول مدولاتور توان از یک مبدل نیم‌پل و یک ترانسفورماتور قدرت افزایشده تشکیل شده است. سطح ولتاژ سیم‌پیچ خروجی  $2 kV$  می‌باشد. در ادامه با استفاده از یکسوساز دو برابرکننده و صافی ولتاژ و جریان مورد نیاز خروجی جهت راه‌اندازی مگنترون تامین می‌شود. بخش اولیه ترکیب، شامل ولتاژ مستقیم ورودی، کلیدهای  $S_1$  و  $S_2$ ، خازن‌های نیم پل  $C_{r1}$  و  $C_{r2}$ ، اندوکتانس مغناطیس‌کنندگی ترانسفورماتور  $L_m$  و اندوکتانس تشدید  $L_r$  می‌باشد.

طبق مدار شکل (۳)؛  $N_p$  تعداد دور سیم‌پیچ اولیه ترانسفورماتور و  $N_s$  تعداد دور سیم پیچ ثانویه است. همچنین  $N = \frac{N_p}{N_s}$  نسبت دور سیم‌پیچ اولیه به ثانویه ترانسفورماتور می‌باشد.  $D_5$  و  $D_6$  دیودهای یکسوساز دو برابرکننده خروجی و  $C_3$  و  $C_4$  خازن‌های صافی خروجی است. بدین ترتیب مبدل DC/DC افزایشده با بهره بالا، ولتاژ ورودی  $V_{dc} = 400 V$  را به ولتاژ  $V_o = 4 kV$  تبدیل می‌کند.

اندوکتانس نشستی ترانسفورماتور قدرت بر عملکرد عنصرهای مدار تشدید و بر ضریب القاء تشدید، تاثیر منفی می‌گذارد. لذا با بهره‌گیری از اندوکتانس نشستی، شرایط تشدید سری برای بهره‌مندی از کلیدزنی نرم (ZVS) فراهم شده است [۴ و ۲۱].

با توجه به ویژگی‌های خاص مدار راه‌انداز مگنترون [۵] و توان مورد نیاز آن، عملکرد مدولاتور توان به دو حالت فعال (En) و غیرفعال (Dis) تقسیم می‌گردد. در حالت فعال سیگنال‌های PWM<sup>۲</sup> به دروازه کلیدهای مبدل نیم‌پل اعمال شده و انتقال توان صورت می‌پذیرد و در حالت غیرفعال کلیدها خاموش هستند.

بنابراین حالت کارکرد مدولاتور توان ولتاژ بالا ترکیبی از سیگنال دروازه و سیگنال فعال‌کننده می‌باشد. فرکانس سیگنال فعال‌کننده  $F_m = \frac{1}{T_m}$  و توان متوسط مگنترون توسط زمان فعال  $DT_m$  کنترل می‌شود.

$$T_m = T_{En} + T_{Dis} \quad (3)$$

کنترل ولتاژ کاتد- آند مگنترون با سیگنال PWM توسط کنترل‌کننده PI صورت می‌پذیرد. همچنین کنترل توان مگنترون با تنظیم زمان  $DT_m$  توسط کنترل‌کننده توان متوسط انجام می‌شود. در نهایت سیگنال موج مدوله شده برای فعال‌سازی مدولاتور توان، از ترکیب این دو سیگنال تولید می‌شود.

<sup>1</sup> Heater

<sup>2</sup> Pulse Width Modulation

در اینجا  $i_{Lm}[n]$  جریان مغناطیس‌کنندگی در ابتدای  $n$ ام دوره کلیدزنی است. رابطه موجود در پرانتز اول معادل  $i_{Lm\_A}[n]$  است. با توجه به این که  $\Delta D[n]$  خیلی کوچکتر از  $D[n]$  است از بخش آخر نیز می‌توان صرف نظر نمود. بنابراین  $i_{Lm\_A}[n]$  به‌صورت رابطه (۱۰) تقریب زده می‌شود.

$$\Delta i_{Lm\_A}[n+1] = i_{Lm\_A}[n+1] - i_{Lm\_A}[n] = \frac{1}{2} \frac{V_{dc}}{L_m} \Delta D[n] \frac{T_s}{2} \quad (10)$$

عبارت (۱۰) 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 (En) مقدار مناسب برای  $\tau_{ini}$  در نظر گرفته شود (شکل ۴) جریان مغناطیس‌کنندگی متعادل خواهد شد. تاخیر زمان شروع  $\tau_{ini}$  برای حفظ تعادل جریان مغناطیس‌کنندگی، توسط خروجی کنترل‌کننده تغییر فاز محاسبه می‌شود (شکل ۶).

برای ایجاد تعادل در جریان مغناطیس‌کنندگی (شکل ۴-د)، مطابق با رابطه (۱۱) یک مقدار اولیه برای  $\tau_{ini}$  در همان لحظه شروع حالت فعال بودن مبدل در نظر گرفته می‌شود [۲۵]:

$$\tau_{ini} = \frac{\tau_{on}}{2} \left( \frac{T_s}{2} \right) \quad (11)$$

بدین ترتیب تاخیر نقطه شروع  $\tau_{ini}$ ، تعادل جریان مغناطیسی را تسهیل می‌کند که در شکل ۴-د و ۵-ب به آن اشاره شده است. به‌علاوه تعادل جریان مغناطیسی ZVS را در هر دو کلید تضمین و از اشباع هسته ترانسفورماتور قدرت جلوگیری می‌کند. همچنین در زمان تلفات ترانسفورماتور قدرت را به حداقل می‌رساند.

### ۲-۲-۳- مدار کنترل

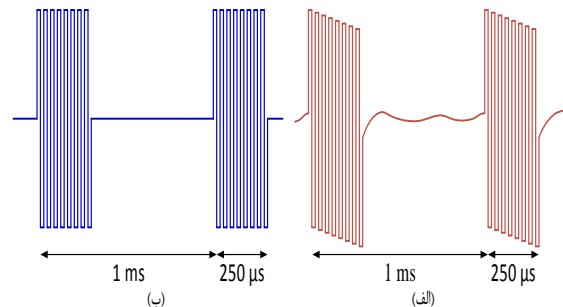
اگر ولتاژ مگنترون در سطح ۴ kV باشد، حداکثر توان مایکروویو را مگنترون منتشر می‌کند. حال اگر ولتاژ مگنترون وارد منطقه تخلیه شود، مقاومت مگنترون ناچیز شده و ضمن افزایش جریان خروجی، خازن‌های خروجی به سرعت تخلیه می‌شود. در طی این فرآیند سه پارامتر تغییر می‌کند: الف) افزایش ولتاژ خروجی به بیش از ۴ kV (هر چند بسیار اندک) ب) مقاومت مگنترون ناچیز می‌شود و مدار تقریباً اتصال کوتاه می‌گردد. ج) افزایش آبهاری جریان خروجی.

براین اساس انتخاب جریان خروجی به‌عنوان مولفه‌های تحت کنترل می‌تواند تنظیم ولتاژ خروجی بهتری ایجاد کند. بلوک دیاگرام کنترل مدولاتور توان، که در شکل ۶) به آن اشاره خواهد شد، سه مولفه‌های ۱- جریان کاند- آند، ۲- توان خروجی و ۳- تغییر فاز را کنترل می‌کند. جهت کنترل جریان خروجی با

طول زمان فعال بودن مبدل می‌شود. این مشکلات باعث ایجاد اضافه جریان در زمان اشباع ترانسفورماتور و عدم ایجاد ZVS تمام کلیدها می‌شود. لذا باعث افزایش تنش در جریان و تلفات در کلیدها می‌گردد [۲۳ و ۲۴].

در موارد (شکل ۴-ب و ج) جریان مغناطیس‌کنندگی متعادل نیست. عدم تعادل در جریان مغناطیس‌کنندگی باعث می‌شود در زمان‌های غیرفعال بودن مبدل (Dis) نیز در ترانسفورماتور قدرت، ولتاژ قابل ملاحظه‌ای ایجاد شود که موجب اتلاف توان می‌گردد (شکل ۵-الف). با کنترل تغییر فاز، ولتاژ ترانسفورماتور قدرت در زمان (Dis) صفر می‌شود (شکل ۵-ب).  $\tau_{ini}$  تعیین می‌کند آیا آفست جریان مغناطیسی‌کنندگی مثبت (شکل ۴-ب)، منفی (شکل ۴-ج)، و یا متعادل (شکل ۴-د) است.

برای ایجاد تعادل در جریان مغناطیس‌کنندگی  $i_{Lm\_A}$  به‌عنوان متوسط جریان مغناطیس‌کنندگی در نظر گرفته می‌شود. شکل ۴) تغییرات آفست جریان مغناطیس‌کنندگی را براساس تغییرات فاز کلیدزنی نمایش می‌دهد. آفست  $n$ ام دوره تناوب کلیدزنی با  $i_{Lm\_A}[n]$  نشان داده می‌شود.



شکل ۵): شکل موج ولتاژ ثانویه ترانسفورماتور قدرت در حالت‌های

الف) جریان  $i_{Lm}$  نامتعادل ب) جریان  $i_{Lm}$  متعادل. تغییرات آفست در  $n$ ام دوره تناوب کلیدزنی  $\Delta i_{Lm\_A}[n]$  با روابطه (۷ و ۸) محاسبه می‌شود.

$$\Delta D[n+1] = D[n+1] - D[n] \quad (7)$$

$$\Delta i_{Lm\_A}[n+1] = i_{Lm\_A}[n+1] - i_{Lm\_A}[n] \quad (8)$$

در شکل ۵) متوسط جریان مغناطیس‌کنندگی با رابطه (۹) محاسبه می‌گردد.

$$i_{Lm\_A}[n+1] = \left( i_{Lm}[n] + \frac{1}{2} \frac{V_{dc}}{L_m} D[n] \frac{T_s}{2} \right) + \frac{1}{2} \frac{V_{dc}}{L_m} \Delta D[n] \frac{T_s}{2} + \frac{1}{2} \frac{V_{dc}}{L_m} \left( \Delta D[n] \frac{T_s}{2} \right)^2 \quad (9)$$

تلفات کلیدزنی مانع از افزایش فرکانس کلیدزنی و محدودیت در افزایش توان کاری کلیدها می‌شود. بنابراین کنترل و کاهش تلفات کلیدزنی در مبدل‌ها منجر به کاهش حجم، وزن و هزینه مبدل خواهد شد. براین اساس تامین شرایط کلیدزنی نرم امری اجتناب ناپذیر است. در مدار پیشنهادی با استفاده از اندوکتانس نشتی ترانسفورماتور قدرت و خازن‌های  $C_{r1}$  و  $C_{r2}$  تشدید سری ایجاد شده است. با توجه به این‌که مدار در حالت CCM<sup>۱</sup> کار می‌کند لذا برای تامین شرایط کلیدزنی نرم باید رابطه (۱۵) برقرار باشد. فرکانس تشدید به صورت روابط (۱۶) و (۱۷) محاسبه می‌گردد [۲۶ و ۲۷].

$$\omega_s > \omega_r \quad (15)$$

$$F_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_r L_r}} \quad (16)$$

$$C_r = (C_{r1} + C_{r2}) \text{ و } L_r = L_K \quad (17)$$

عامل کیفیت مربوط به منحنی بهره ولتاژ ناشی از تغییر فاز مبدل تشدید سری از رابطه (۱۸) به دست می‌آید [۲۸].

$$Q = \frac{\sqrt{L_r/C_r}}{N^2 R_o} \quad (18)$$

برای اطمینان از ZVS در همه کلیدها، انرژی القای مغناطیسی باید بزرگتر از انرژی ذخیره شده در خازن خروجی باشد [۸]. به شرح رابطه (۱۹):

$$\frac{1}{2} L_m \left( \frac{\Delta i_{Lm}}{2} \right)^2 = \frac{1}{2} L_m \left( \frac{DV_{dc}}{4L_m f_s} \right)^2 > \frac{4}{3} C_s V_{dc}^2 \quad (19)$$

همچنین اندوکتانس مغناطیسی  $L_m$  باید شرط رابطه (۲۰) را برآورده سازد [۸]:

$$L_m < \frac{3D^2}{1} 28C_s f_s \quad (20)$$

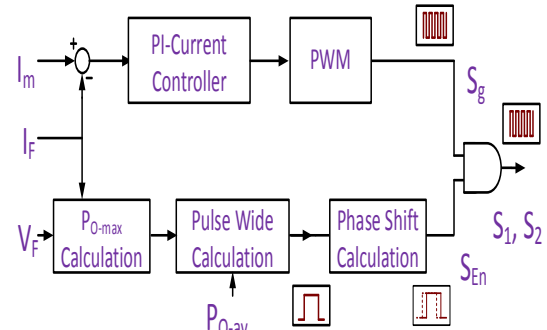
در روابط (۱۵) و (۱۶)  $C_s$  خازن خروجی کلید و  $i_{Lm}$  جریان مغناطیسی است.

#### ۴-۲-۳- طراحی ترانسفورماتور

با توجه به استفاده از مدار تشدید سری در ساختار ارائه شده، جریان سیم‌پیچ اولیه ترانسفورماتور قدرت به صورت سینوسی می‌باشد. با استفاده از روابط (۳۴ - ۲۱) مقدار بهینه مولفه‌های ترانسفورماتور با در نظر گرفتن ملاحظات عملی طراحی می‌گردد.

$$V_p = \frac{d\lambda}{dt} = \frac{d(N_p \times \phi)}{dt} \quad (21)$$

نمونه‌گیری از جریان کاتد-آند ( $I_F$ ) مطابق شکل (۳) و مقایسه آن با مقدار جریان مرجع ( $I_m$ ) خطای جریان  $I_{error}$  به دست می‌آید. سپس توسط کنترل کننده PI خطای خروجی تصحیح می‌شود.



شکل (۶): بلوک دیاگرام کنترل مدولاتور توان، جهت عملکرد مدار در حالت فعال بودن اینورتر.

توان مگنترون نیز از زمان فعال بودن مدولاتور توان بدین ترتیب محاسبه می‌شود: پیک توان با استفاده از رابطه (۱) قابل محاسبه است. برای دستیابی به متوسط توان مورد نظر، باید زمان فعال بودن مبدل محاسبه گردد. لذا زمان  $E_n$  به صورت رابطه (۱۲) حاصل می‌شود.

$$T_{En} = P_{o-av} / P_{o-max} \quad (12)$$

همچنین باید تاخیر تغییر فاز محاسبه و به مدار کنترل افزوده گردد. مطابق شکل (۴-د) هنگامی تعادل در جریان مغناطیس‌کنندگی برقرار است که متوسط جریان  $i_{Lm}$  صفر باشد. لذا تغییر فاز  $t_{ini}$  محاسبه شده و برای تنظیم آفست جریان مغناطیسی،  $t_{ini}$  به تاخیر می‌افتد. در نهایت، سیگنال  $S_{En}$  جهت تعیین زمان فعالیت مبدل تولید می‌گردد (رابطه ۱۳).

$$S_{En} = \begin{cases} 1 & \text{Converter is ON} \\ 0 & \text{Converter is OFF} \end{cases} \quad (13)$$

همچنین کنترل کننده جریان خروجی، سیگنال دروازه  $S_g$  را در طول زمان فعال بودن مبدل تولید می‌کند. بدین ترتیب هر دو کنترل کننده جریان و توان در تامین حداکثر و متوسط توان مگنترون موثر هستند. سیگنال اعمالی به دروازه کلیدها ( $S_2, S_1$ ) از ترکیب سیگنال  $S_g$  با سیگنال فعال کننده  $S_{En}$  به صورت رابطه (۱۴) حاصل می‌گردد:

$$S_1, S_2 = S_g \cdot S_{En} \quad (14)$$

#### ۳-۲-۳- مدار تشدید سری

مدولاتور توان برای راه‌انداز لامپ مگنترون در سطح ولتاژ و جریان بالا، مورد استفاده قرار می‌گیرد. وجود تنش ولتاژ و جریان بالا باعث ایجاد محدودیت در انتخاب کلیدها می‌شود، همچنین

<sup>1</sup> Continue Current Mode

همچنین با توجه به اختلاف ولتاژ بین سیم‌پیچ ورودی و خروجی ترانسفورماتور، رعایت فاصله عایق‌بندی حائز اهمیت می‌باشد. براین اساس سیم‌پیچ‌های ورودی و خروجی به صورت شکل (۷) قرار گرفته است. بدین ترتیب اندوکتانس ناشی ترانسفورماتور افزایش می‌یابد و موجب افزایش تلفات می‌گردد. برای جبران تلفات ناشی از افزایش اندوکتانس ناشی ترانسفورماتور، بهره‌گیری از کلیدزنی نرم (ZVS) ضروری می‌گردد. در جدول (۲) مولفه‌های مدار مدولاتور توان مگنترون آورده شده است.

#### ۴- شبیه‌سازی

به منظور تایید عملکرد مدولاتور توان پیشنهادی برای لامپ مگنترون مدار شکل (۳) با استفاده از نرم‌افزار PSCAD شبیه‌سازی شد. همانطور که در جدول (۱) مشاهده می‌شود، از منحنی مشخصه مگنترون و مقادیر پارامترهای مدار مدولاتور توان ولتاژ برای شبیه‌سازی استفاده گردید. همچنین جهت عملکرد مطلوب مگنترون فرکانس کاری مگنترون یک کیلوهرتز ( $F_m = 1 \text{ kHz}$ ) در نظر گرفته می‌شود [۳ و ۸].

شکل (۸) سیگنال فعال‌کننده دروازه کلیدهای مبدل و منحنی ولتاژ و جریان مگنترون را نشان می‌دهد. نتایج شبیه‌سازی، جریان باریکه الکترونی  $0.285 \text{ A}$  در ولتاژ باریکه الکترونی  $4 \text{ kV}$  در طول زمان فعال بودن مبدل را نشان می‌دهد.



شکل (۷): نحوه قرارگیری سیم‌پیچ‌ها بر روی هسته ترانسفورماتور.

$$V_P = N_P \frac{d\phi}{dt} \quad (22)$$

$$\phi = A \times B \rightarrow V_P = N_P \times A \frac{dB}{dt} \quad (23)$$

$$\int_0^{T_r/2} V_P \times dt = N_P \times A \int_0^{T_r/2} dB \quad (24)$$

$$V_P = V_{dc} \times \sin(\omega_r t) \quad (25)$$

$$\frac{2V_{dc}}{\omega_r} = N_P \cdot A \cdot 2 \cdot B \quad (26)$$

$$N_P = \frac{V_{dc} \sqrt{L_r \cdot C_r}}{A \cdot B} \quad (27)$$

در روابط (۲۷-۲۱)،  $\lambda$  شار پیوندی،  $A$  سطح مقطع هسته فریت و  $B$  حداکثر شار مغناطیسی هسته فریت است. با توجه به این‌که در خروجی مبدل از مدار یکسوساز دو برابرکننده استفاده شده، لذا نسبت تعداد دور ثانویه به اولیه از رابطه (۲۸) محاسبه می‌گردد.

$$\frac{N_S}{N_P} = \frac{V_O}{V_{dc}} \quad (28)$$

با در نظر گرفتن ولتاژ خط DC،  $400 \text{ V}$  و نیز ولتاژ سیم‌پیچ خروجی  $2 \text{ kV}$  و با صرف نظر از تلفات ترانسفورماتور قدرت مقدار جریان DC از رابطه (۲۹) محاسبه می‌گردد.

$$P_{in} = P_O = V_{dc} \cdot I_{dc} = 1 \text{ kW} \quad (29)$$

$$I_{dc} = \frac{P_{in}}{V_{dc}} = \frac{1000}{400} = 2.5 \text{ A} \quad (30)$$

با توجه به این‌که جریان سیم‌پیچ اولیه به صورت سینوسی است، داریم:

$$I_{dc} = \frac{2}{\pi} i_p \rightarrow i_p = \frac{\pi}{2} \cdot I_{dc} \quad (31)$$

در رابطه (۳۱)  $i_p$  حداکثر جریان سیم‌پیچ اولیه ترانسفورماتور قدرت است. همچنین مقدار موثر جریان سیم‌پیچ اولیه و ثانویه ترانسفورماتور قدرت با استفاده از روابط (۳۲-۳۴) محاسبه می‌گردد.

$$I_{Prms} = \frac{i_p}{\sqrt{2}} \rightarrow I_{Prms} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \cdot I_{dc} \quad (32)$$

$$I_{Srms} = \frac{N_P}{N_S} \cdot I_{Prms} \quad (33)$$

$$I_{Srms} = \frac{N_P}{N_S} \cdot \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \cdot I_{dc} \quad (34)$$

هنگامی که تغییر فاز  $T_{ini}$  به مدار کنترل اعمال نشده است مطابق شکل (۹- الف) عدم تعادل جریان  $i_{Lm}$  به وجود آمده و موجب افزایش حداکثر جریان مغناطیس‌کنندگی می‌شود که امکان اشباع هسته را افزایش می‌دهد؛ همچنین با اعمال تغییر فاز  $T_{ini}$ ، شاهد تعادل جریان  $i_{Lm}$  خواهیم بود (شکل ۹ ب).

شکل (۱۰) جریان عبوری از کلیدها را نشان می‌دهد. ملاحظه می‌شود ایجاد تعادل در جریان مغناطیس‌کنندگی باعث کاهش تنش جریان کلیدها می‌گردد.

شکل (۱۱) ایجاد شرایط ZVS برای کلیدها را نشان می‌دهد. بدین ترتیب که با در نظر گرفتن روابط (۱۴-۱۲) در طراحی عنصرهای تشدید سری، شرایط کلیدزنی نرم برای کلیدها مهیا شده است.

### ۵- پیاده سازی

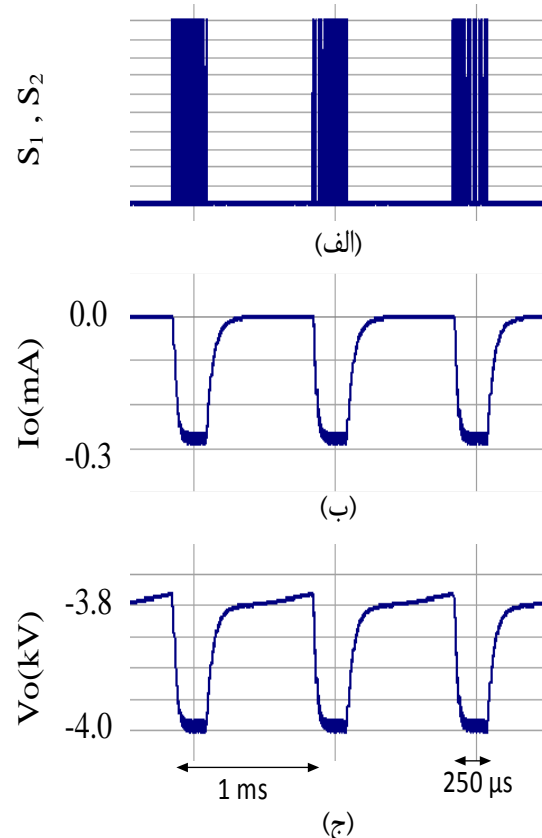
مدار ارائه شده در شکل (۳) جهت راه اندازی مگنترون با در نظر گرفتن مشخصات عنصرهای مداری ارائه شده در جدول (۲)، در شرایط آزمایشگاهی ساخته و مورد آزمایش قرار گرفته شد. مدار راه‌انداز مگنترون، از دو بخش شامل مدار کنترل بر پایه میکروکنترلر و مدار قدرت تشکیل می‌شود.

مدار قدرت، توان مورد نیاز مگنترون را با استفاده از MOSFET شماره 60R190C6 و درایور آن HCPL3120 تامین می‌کند. هسته ترانسفورماتور قدرت نیز از EE42/42/15-Z استفاده شده است. همچنین مدار کنترل از یک پردازنده سیگنال‌های دیجیتال، با شماره dsPIC30F2020 با فرکانس کلاک ۱۴ MHz، ۱۶ بیتی، ۸ کانال مبدل آنالوگ به دیجیتال ADC ۱۰۱ بیتی و ۸ کانال PWM تشکیل شده است. کنترل‌کننده سیگنال دروازه ۵۰ kHz و سیگنال فعال‌کننده ۱ kHz را تولید می‌کند.

مطابق شکل (۳) جریان و ولتاژ باریکه الکترونی مگنترون توسط مدار بازخورد، نمونه‌برداری شده و با استفاده از مبدل ADC میکروکنترلر به دیجیتال تبدیل شده و برای کنترل توان خروجی به کارگیری می‌شود. جهت قرائت ولتاژ خروجی با تقسیم مقاومتی بین  $R_1 = 20 \text{ M}\Omega$  و  $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ ،  $C_7 = 680 \text{ nF}$  و ولتاژ خروجی نمونه‌برداری می‌شود.  $C_8 = 1/8 \text{ nF}$

جدول (۲): مولفه‌های مدار منابع تغذیه مگنترون.

مقدار	سمبل	پارامتر
۵۰-۲۵۰W	$P_{o-avg}$	توان متوسط
۲۲۰V / ۵۰Hz	$V_S$	ولتاژ ورودی
۴۰۰V	$V_{dc}$	ولتاژ خروجی PFC
۳۸۰۰V	$V_t$	ولتاژ شکست
۷۰۰Ω	$R_{m-o}$	مقاومت ناحیه نوسانی
۱۰۰KΩ	$R_{m-n}$	مقاومت ناحیه غیر نوسانی
۵۰KHz	$F_S$	فرکانس کلیدزنی
۴/۲۵μH	$L_r$	اندوکتانس تشدید
۵۶۰μH	$L_m$	اندوکتانس مغناطیسی ترانس
۱/۸μF	$C_{r1}/C_{r2}$	خازن لینک DC
۸۲nF	$C_f/C_e$	خازن دوبل یکسوساز
۱۰۰nF	$C_{S1}, C_{S2}$	خازن اسنابر
۴۰/۶۸۸KHz	$F_r$	فرکانس تشدید
۱۴/۸۶	$n_p/n_s$	نسبت دور ترانسفورمر قدرت



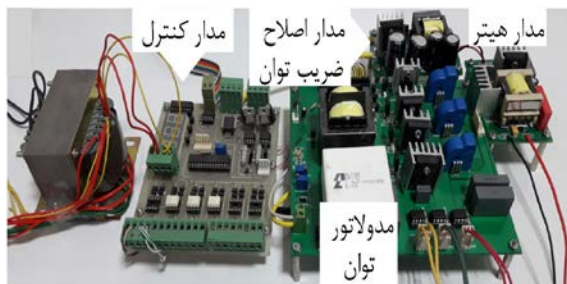
شکل (۸): (الف) سیگنال دروازه کلیدها (ب) جریان باریکه الکترونی مگنترون (ج) ولتاژ باریکه الکترونی مگنترون

<sup>1</sup> Analog Digital Converter



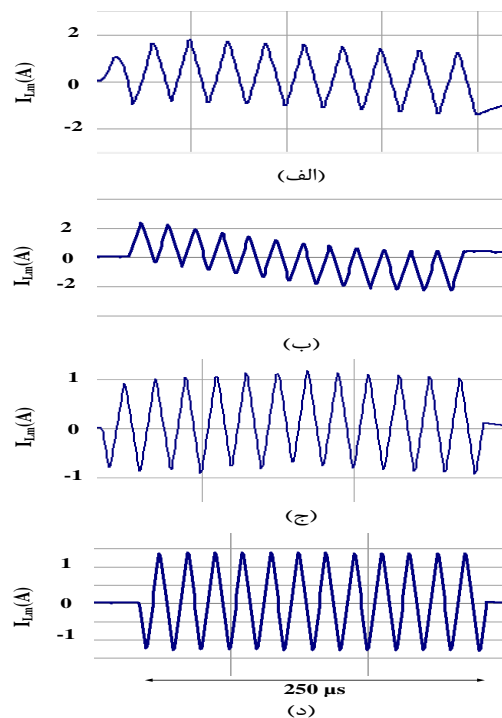
همچنین برای قرائت جریان خروجی از مقاومت  $R_{if} = 0.2 \Omega$  استفاده شده است. به‌علاوه جهت حفاظت از مدار در برابر اضافه ولتاژ و اضافه جریان تمهیدات لازم مدنظر قرار گرفته است. همچنین برای ایجاد شرایط سازگاری الکترومغناطیسی و حفاظت از مدارهای الکترونیکی، عایق‌بندی مناسب بین بخش‌های مختلف ایجاد شده است. در شکل (۱۲) مدار پیاده‌سازی شده نشان داده شده است.

شکل موج‌های حاصل از نتایج تجربی در شکل (۱۳) ارائه شده است. سیگنال دروازه کلیدها با فرکانس  $50 \text{ kHz}$  تولید شده و در شکل (۱۳-الف) نشان داده شده است. شکل موج‌های ولتاژ باریکه الکترونی مگنترون  $4 \text{ kV}$  و جریان باریکه الکترونی مگنترون  $0.285 \text{ A}$  در شکل (۱۳-ب) نشان داده شده است.



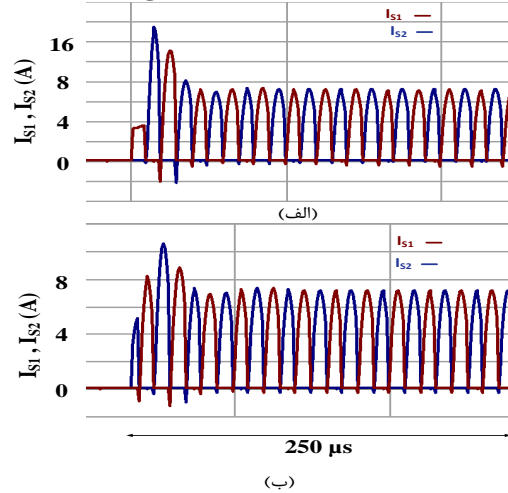
شکل (۱۲): مدار پیاده‌سازی شده.

با کنترل زمان فعال بودن مبدل ( $T_{En}$ )، بین  $5$  تا  $25$  درصد، توان خروجی در  $50 \text{ W}$ ،  $100 \text{ W}$ ،  $150 \text{ W}$ ،  $200 \text{ W}$ ،  $250 \text{ W}$  مورد آزمایش قرار گرفته و نتایج عملی آن در جدول (۳) و شکل (۱۵) نشان داده شده است. شکل موج ولتاژ و جریان خروجی نشان می‌دهد که مگنترون به‌صورت یک مصرف‌کننده صرفاً مقاومتی عمل نموده و هیچ جزء سلفی و یا خازنی ندارد. عمده تلفات مدولاتور توان در کلیدها، دیودها، خازن‌ها و ترانسفورماتور رخ می‌دهد. شکل (۱۵) میزان سهم هر یک از عناصر اصلی مدار را در تلفات نهایی نشان می‌دهد. شکل‌های (۱۳-ج و ۱۳-د) شکل موج‌های ولتاژ و جریان کلیدها را در توان متوسط  $250 \text{ W}$  نشان می‌دهد. کلیدها با فرکانس  $50 \text{ kHz}$  کلیدزنی می‌شوند. همچنین فرکانس تشدید  $40.688 \text{ kHz}$  و فرکانس تشدید پارازیتی  $1/38 \text{ MHz}$  توسط خازن پارازیتی دیود ولتاژ بالا و اندوکتانس نشستی ترانسفورماتور تولید شده است [۶]. روشن شدن کلیدها در شرایط ولتاژ صفر (ZVS) صورت می‌گیرد. همچنین جریان کلید  $S_1$  در یک دوره کاری مگنترون در شکل (۱۳-ه) نشان داده شده است. در صورت عدم ایجاد تعادل در جریان مغناطیس‌کنندگی تنش جریان کلیدها به مراتب بزرگتر خواهد بود. زمانی که میکروکنترلر تعادل آفست مغناطیس‌کنندگی را ایجاد می‌کند، جریان سیم‌پیچ اولیه بدون اشباع ترانسفورماتور به‌طور کامل متعادل شد (شکل ۱۳-و).

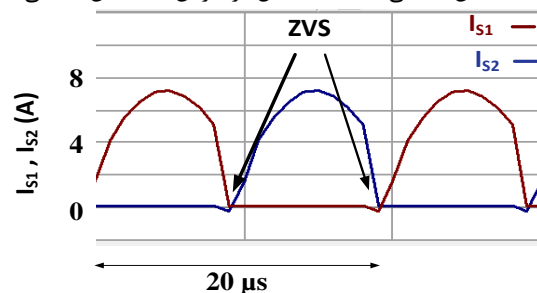


شکل (۹) نمایش جریان  $i_{Lm}$

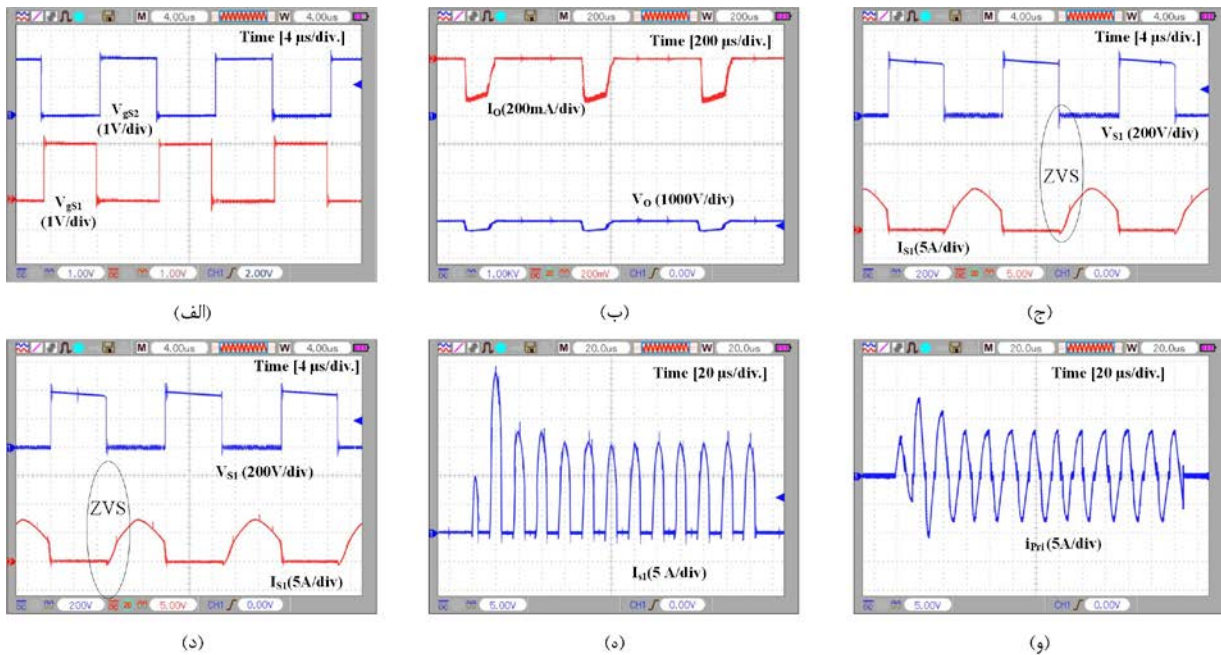
(الف) در حالت عدم تعادل جریان مغناطیس‌کنندگی (حالت گذرا)  
 (ب) در حالت تعادل جریان مغناطیس‌کنندگی (حالت پایدار)  
 (ج) در حالت عدم تعادل جریان مغناطیس‌کنندگی (حالت گذرا)  
 (د) در حالت تعادل جریان مغناطیس‌کنندگی (حالت پایدار)



شکل (۱۰) جریان کلیدها (الف) حالت عدم تعادل در جریان مغناطیس‌کنندگی (ب) ایجاد تعادل در جریان مغناطیس‌کنندگی.



شکل (۱۱): کلیدزنی نرم در کلیدها.



شکل (۱۳): شکل موج‌های حاصل از نتایج عملی در توان متوسط ۲۵۰ W (الف) سیگنال دروازه (ب) ولتاژ و جریان باریکه الکترونی مگنترون (ج) ولتاژ و جریان کلید  $S_1$  (د) ولتاژ و جریان کلید  $S_2$  (ه) جریان سیم‌پیچ اولیه ترانسفورماتور در یک دوره کاری مگنترون.

شکل (۱۴): منحنی راندمان در دو حالت تغییر فاز و عدم تغییر فاز. جدول (۳): مقایسه مبدل پیشنهادی در دو حالت تغییر فاز و عدم تغییر فاز در حالت‌های مختلف توان متوسط خروجی.

فاکتور مورد مقایسه		حداکثر ولتاژ خروجی (V): ۴۰۰				
توان متوسط خروجی (W)		۵۰	۱۰۰	۱۵۰	۲۰۰	۲۵۰
مبدل پیشنهادی	راندمان	۸۸/۶	۹۰/۵	۹۱/۶	۹۲/۵۵	۹۳/۱
	$i_{Sim}$ (A)	۲۴	۲۳/۲	۲۲/۵	۲۲	۲۱/۵
مبدل پیشنهادی بدون شیفت فاز	راندمان	۸۳/۵	۸۴/۸	۸۵/۶	۸۶/۴	۸۷/۲
	$i_{Sim}$ (A)	۲۸/۵	۲۸/۳	۲۸	۲۷/۸۵	۲۷/۵

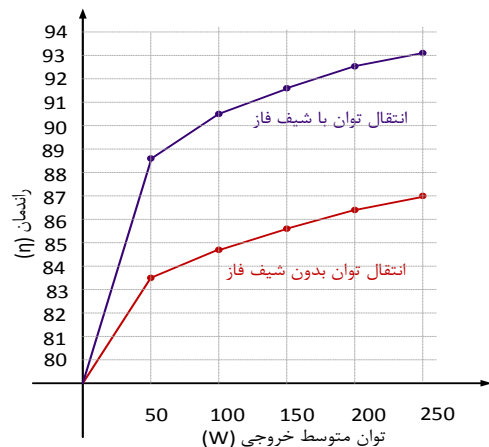
جدول (۴): مقایسه مدولاتور پیشنهادی با مراجع دیگر.

فاکتور مورد مقایسه	مبدل پیشنهادی					راندمان
	تعداد کلید	تعداد دیود	تعداد خازن	بیشینه جریان کلید	بیشینه ولتاژ کلید	
مدولاتور پیشنهادی	۲	۲	۵	۲۱/۵	۴۰۰	۹۳/۱
[۸]	۴	۲	۳	۱۸	۳۵۰	۹۲/۸۷
[۹]	۴	۴	۴	۲۳/۶۷	۳۰۰	---
[۱۰]	۴	۴	۲	---	۳۵۰	---

نتایج تجربی نشان می‌دهد، ایجاد تعادل در جریان مغناطیس‌کنندگی، مولفه‌های مهم در کاهش تلفات هسته و کاهش تنش جریان کلیدها می‌باشد.

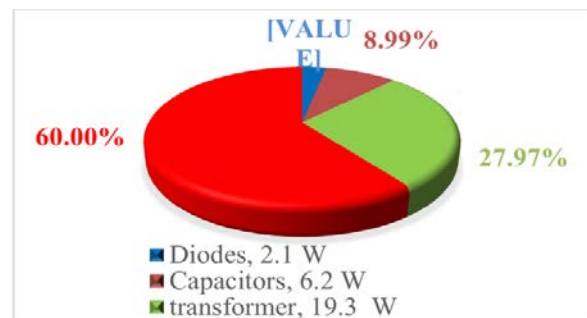
در شکل (۱۴) و جدول (۳) راندمان مدولاتور توان پیشنهادی برای راه‌اندازی مگنترون در دو حالت تغییر فاز و عدم تغییر فاز بررسی شده است.

در جدول (۴) مدولاتور پیشنهاد شده در این تحقیق با مراجع [۸، ۹ و ۱۰] مورد مقایسه قرار گرفته است. مدولاتور پیشنهادی از تعداد کلید کمتری نسبت به سه مرجع دیگر برخوردار است. همچنین راندمان مدولاتور پیشنهادی نسبت به مرجع [۸] بهتر است. همچنین تنش جریان مدولاتور پیشنهادی به مرجع [۹] بهتر می‌باشد.



## ۷- مراجع

- [1] M. V. Reddy, K. S. Hemanth, and C. Mohan, "Microwave power transmission—A next generation power transmission system," IOSR J. Elect. Electron. Eng., vol. 4, no. 5, pp. 24–28, 2013.
- [2] M. Aljohani, A. Mrebit, L. L. Monte, and M. C. Wicks, "Radar imaging using pseudo-coherent marine radar technology" IET Radar, Sonar & Navigation, vol. 14, no. 6, 2020
- [3] M. R. Banaei, A. Nasiri, S. M. Alavi, and S. Hosseinzadeh "Voltage Control of Magnetron Power Supply Utilizing Active Clamp Flyback Converter," Scientific Journal of Applied Electromagnetics, vol. 7, no. 1, pp. 73–82, 2019. (In Persian)
- [4] Y. J. Woo, M. C. Lee, K. C. Lee, and G. H. Cho, "One-Chip Class-E Inverter Controller for Driving a Magnetron" IEEE Trans on Industry Electronics, vol. 56, no. 2, pp. 561-569, 2009
- [5] Y. R. Yang "Design of a Voltage-Fed Quasi-E Resonant Inverter for Cooker Magnetrons" IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems, 2012,
- [6] B. M. Hasanien and K. F. A. Sayed, "Current source ZCS PFM DC-DC converter for magnetron power supply," 12th International Middle-East Power System Conference, MEPCON 2008, pp. 464-469
- [7] A. Nasiri, M. R. Banaei, and A. S. S. Abadi, "Phase-Shifted Active Clamp Flyback Converter for Driving a Magnetron" in Proc. IEEE Int. 27th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE2019), Conf., 2019, pp. 2106-2110.
- [8] 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 Industrial Electronics, vol. 63, no. 9, pp. 492-499, 2016.
- [9] S. W. Choi, I. O. Lee, and J. Y. Lee, "Design of 5-kV/5-kW Magnetron Power Supply Using PWM SRC with PISOCConnected Transformer" IEEE Trans. on Plasma Science, vol. 46, no. 8, pp. 2840 – 2847, 2018.
- [10] M. Zarghani, S. Mohsenzade, A. Hadizade, and S. Kaboli, "An Extremely Low Ripple High Voltage Power Supply for Pulsed Current Applications" IEEE Trans. on Power Electron, vol. 35, no. 8, pp. 4491-4502, 2020.
- [11] I. K. Baek, M. Sattarov, R. Bhattacharya, S. Kim, D. Hong, S. H. Min, and G. S. Park, "Origin of Sideband and Spurious Noises in Microwave Oven Magnetron" IEEE Trans. on Electron Devices, vol. 64, no. 8, pp.1513-1521, 2017.
- [12] M. K. Joshi, S. K. Vyas, T. Tiwari, and R. Bhattacharjee, "Radar imaging using pseudo-coherent marine radar technology" IEEE Trans. on Plasma Science, vol. 46, no. 3, pp.871-879, 2018.
- [13] W. Xu, M. Xu, J. Jiang, S. Xu, and X. Feng, "Impact of Sputtering Power on Amorphous In–Al–Zn–O Films and Thin Film Transistors Prepared by RF Magnetron Sputtering" IEEE Trans. on Electron Devices, vol. 66, no. 5, pp. 985-993, 2019.
- [14] L. Zhang, L. J. R. Nix, and A. W. Cross, "Magnetron Injection Gun for High-Power Gyrokystron" IEEE Trans. on Electron Devices, vol. 67, no. 11, pp.2148-2157, 2020.
- [15] A. Nasiri, and A. S. S. Abadi, "A New Driving Method for a Magnetron Using a Soft Switching Active Clamp Flyback Converter" in Proc. IEEE Int. 10th Power Electronics, Drive Systems and Technologies, Conf., 2019, pp. 735-740.



شکل (۱۵): میزان سهم هر یک از عناصر مداری در تلفات مدولاتور توان.

## ۶- نتیجه‌گیری

در این مقاله یک روش جدید راه‌اندازی لامپ مگنترون طراحی، شبیه‌سازی و آزمون‌های آزمایشگاهی گردید. فرایند طراحی از جمله مشخصات مگنترون، مدار قدرت، طراحی و اصول کارکرد مدار کنترل و همچنین مدار تشدید سری شرح داده شده است. با بهره‌گیری از اندوکتانس نشتی ترانسفورماتور قدرت و خازن‌های مبدل نیم‌پل شرایط کلیدزنی نرم تضمین شد. مشخصات مدولاتور توان مگنترون، متناسب با حداکثر توان مورد نیاز ۱۰۰۰ W ، متوسط (۲۵۰ W)، ولتاژ ۴ kV و جریان ۲۸۵ mA مدنظر قرار گرفته است.

در مدار پیشنهادی، با استفاده از روش تغییر فاز ضمن بهبود شرایط کلیدزنی، راندمان مدولاتور توان نسبت به شرایط عدم وجود تغییر فاز در حدود ۶ درصد بهبود یافت. همچنین روش تغییر فاز باعث ایجاد تعادل در ولتاژ خازن‌های مبدل نیم‌پل شده است. به‌علاوه تعادل در جریان مغناطیس‌کنندگی باعث ایجاد تعادل در ولتاژ خروجی ترانسفورماتور قدرت شده و از تلفات آن کاسته است. بدین ترتیب، ابعاد، وزن و حجم ترانسفورماتور قدرت کاهش می‌یابد. تعداد دورهای سیم‌پیچ ثانویه در حالت عدم تعادل جریان مغناطیس‌کنندگی ۸۶ دور بود که با ایجاد تعادل به ۷۵ دور کاهش یافت. در نتیجه حداکثر جریان مغناطیس‌کنندگی ترانسفورماتور از ۲/۲A به ۱/۴A کاهش یافت. همچنین ایجاد تعادل در جریان مغناطیس‌کنندگی باعث کاهش تنش جریان کلیدها در زمان شروع ناحیه  $T_{En}$  گردید. به‌علاوه انتخاب جریان خروجی به‌عنوان مولفه تحت کنترل، موجب بهبود تنظیم ولتاژ خروجی شد و راندمان مبدل را در حدود ۱/۰۵٪ بهبود داد. به‌علاوه استفاده از PFC دو مزیت ایجاد نمود: الف) باعث تثبیت ولتاژ خط DC می‌شود که موجب بهبود راندمان مبدل در حدود ۰/۰۶۵٪ شد. ب) از تزریق هارمونیک به شبکه جلوگیری می‌شود. بدین ترتیب ایجاد تغییر فاز در کلیدزنی مبدل، مجموعاً باعث افزایش راندمان مبدل از ۸۷/۲ به ۹۳/۱ گردید.

- [23] 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, 2021.
- [24] A. Nasiri, M. R. Banaei, S. M. Alavi, and S. Hosseinzadeh "Reduction the Loss of Magnetic Core in a forward Converter for Driving a Magnetron Tube NASHRIYYAH-I MUHANDISI-I BARQ VA MUHANDISI-I AMPYUTAR-I IRAN, A-MUHANDISI-I BARQ, vol. 18, no. 4, pp. 1-10, 2020. (In Persian)
- [25] 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, 2012.
- [26] J-K Han, J-W Kim, and G-W Moon, "A High-Efficiency Asymmetrical Half-Bridge Converter With Integrated Boost Converter in Secondary Rectifier," IEEE Trans. on Power Electron, vol. 32, no. 11, pp. 8237 - 8242, nov 2017.
- [27] J. Lu, and K. Afridi, "High-Efficiency Impedance Control Network Resonant DC-DC Converter with Optimized Startup Control" IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 53, no. 4, pp. 783-791, 2017.
- [28] B. R. Lin, C. Y. Ho, J. T. Liao and W. J. Lin, "Half-Bridge ZVS Converter with Three Resonant Tanks" 9th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2014.
- [16] J-K Han, J-W Kim, B-H Lee, J-S Lai, and G-W Moon, "High-Efficiency Asymmetrical Half-Bridge Converter with a New Coupled Inductor Rectifier (CIR)," IEEE Trans on Power Electron, vol. 34, no. 12, pp. 11541-11552, 2019
- [17] H. Beyhaghi, R. F. Mofrad, "Design and Implementation of a Post Regulator Circuit to Achieve a High MTI Improvement Factor in a Phase Array Radar Transmitter" jurnal of Radar, vol. 6, no. 1, pp. 7-20, 2019. (In Persian)
- [18] J. M. Kwon and B. H. Kwon, "High step-up active-clamp converter with input-current doubler and output-voltage doubler for fuel cell power system," IEEE Trans. Power Electron., vol. 24, no. 1, pp. 108-115, 2009.
- [19] A. Nasin, M. R. Banaei, and S. Rahirni, "Phase-Shifted Half-Bridge Resonant Inverter for Driving Magnetron," Power Electronics, Drive Systems and Technologies. Conf, IEEE Int 10th, 2019, pp. 735-740.
- [20] A. R. Rezaei, Z. Cheraghi, "Design and Construction of 100W Solid State Pulse Amplifier by using CW Amplifier Modules" jurnal of Radar, vol. 5, no. 4, pp. 39-48, 2018. (In Persian)
- [21] 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, 2021.
- [22] 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, 2012.

## **A New Driving Method for a Magnetron Tube Using Phase-Shifted Half-Bridge Converter**

**A. Nasiri, M. R. Banaei, S. M. alavi<sup>\*</sup>, Sh. Hossein Zadeh**

<sup>\*</sup> Imam Hossein Comprehensive University, Tehran, Iran

(Received:02/08/2020, Accepted:04/01/2021 )

### **Abstract**

This article studies the design of a power modulator for driving a magnetron tube. In this design the power modulator works with the half-bridge structure, series resonator and phase shift control method. In this scheme, by controlling the switching phase shift, the balance condition of magnetization current is satisfied and the maximum amount of core saturation current is reduced. As a result, the current stress of switches is reduced and switching and core losses are reduced. So, the size, weight and the cost of the core of the power transformer will reduce. Also, using leakage inductance of the power transformer, the series-resonance circuit is provided soft switching condition is guaranteed. Suggested power modulator, is able to control the peak and average output power with the minimum loss. The maximum power of a microwave oven is about 1000 w and its average power is 250 W which is controlled proportionally to the inverter on-state periods. Other advantages to the proposed design are simplicity of the power circuit, decrease in the number of switching elements, decrease in the switching losses, and decrease in the leakage inductance of the power transformer. The design results have been verified through simulated of the PSCAD software and laboratory tests.

**Keywords:** Half-Bridge Converter, Power Modulator, Magnetron tube, Phase Shift, Series Resonant

---

<sup>\*</sup> Corresponding author E-mail: alavi\_m@tbsmapna.com