مقاله پژوهشی

کاهش تلفات هسته مغناطیسی در مبدل فوروارد برای راه‌اندازی لامپ مگنترون

ابوالفضل نصیری، محمدرضا بنائی، سیدمحمد علوی و شهرام حسین‌زاده

چکیده: در این تحقیق، یک مبدل فوروارد با کلمپ فعال تغییر فاز یافته برای راه‌اندازی لامپ مگنترون ارائه شده است (۱۰۰۰±۴۰W,~۳۰۰mA,~۴kV). مبدل ارائه‌شده از نوع افزاینده و با بهره بالا می‌باشد. برای کاهش تنش ولتاژ کلید اصلی از ساختار کلمپ فعال استفاده شده است. به علاوه با استفاده از روش تغییر فاز کلید کلمپ، ضمن حفظ چگالی شار بیشینه هسته ترانسفورماتور قدرت، امکان افزایش زمان روشن‌بودن کلید اصلی فراهم می‌گردد. بدین ترتیب با یک هسته یکسان امکان افزایش انتقال توان به وجود می‌آید. لذا در یک توان یکسان حجم، وزن و قیمت هسته مورد استفاده کاهش می‌یابد. همچنین یک مدار تشدید سری شرایط کلیدزنی نرم را فراهم می‌کند.

توان بیشینه و متوسط منبع تغذیه برای کمینه تلفات کنترل می‌گردد. منبع تغذیه، توانی در حدود ۱ kW با متوسط توان در حدود ۲۵۰ W را با تنظیم زمان فعال‌بودن مبدل تحویل می‌دهد. از مزایای دیگر مدار ارائه‌شده می‌توان به سادگی مدار قدرت، کاهش تعداد المان‌های کلیدزنی و کاهش تلفات کلیدزنی اشاره کرد. نتایج طراحی توسط نرم‌افزار PSCAD شبیه‌سازی و تأیید شده است.

کلیدواژه: **تشدید سری، تغییر فاز، کلمپ فعال، لامپ مگنترون، مبدل فوروارد، هسته مغناطیسی.**

۱- مقدمه

لامپ مگنترون در صنایع متعددی استفاده می‌شود که مهم‌ترین کاربرد آن به صورت اجاق مایکروویو در صنایع غذایی می‌باشد. این مقاله به طراحی یک منبع تغذیه جدید برای لامپ مگنترون پرداخته است.

در سال‌های گذشته از روش‌های متعددی جهت راه‌اندازی لامپ مگنترون استفاده شده است. مدارات نخستین از راه‌اندازهای فرکانس پایین استفاده می‌کردند و حجم و وزن این مبدل‌ها بالا بود. در [۱] و [۲] از مدار اینورتر کلاس E افزاینده جهت تأمین منبع تغذیه راه‌انداز مگنترون استفاده شده است. مزایای ساختار عبارتند از: سادگی مدار و بهره‌گیری از اندوکتانس نشتی ترانسفورماتور قدرت در ایجاد مدار تشدید سری. از معایب این ترکیب می‌توان به بالابودن تنش ولتاژ ترانزیستور اشاره کرد.

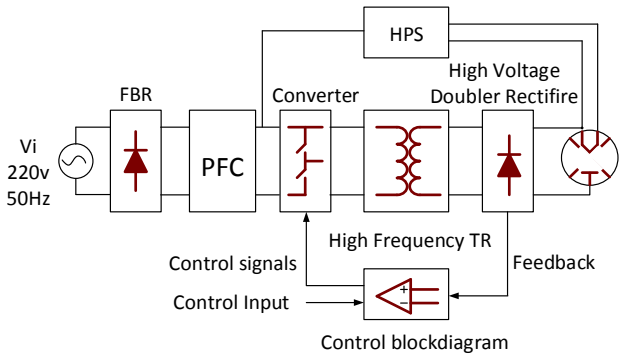
این مقاله در تاریخ ۵ آذر ماه ۱۳۹۸ دریافت و در تاریخ ۳ مرداد ماه ۱۳۹۹ بازنگری شد.

ابوالفضل نصیری، دانشکده فنی، دانشگاه شهید مدنی آذربایجان، تبریز، ایران، (email: nasirieng@gmail.com).

محمدرضا بنائی (نویسنده مسئول)، دانشکده فنی و مهندسی، دانشگاه شهید مدنی آذربایجان، تبریز، ایران، (email: m.banaei@azaruniv.ac.ir).

سیدمحمد علوی، دانشکده فنی و مهندسی، دانشگاه جامع امام حسین (ع)، تهران، ایران، (email: malavi@ihu.ac.ir).

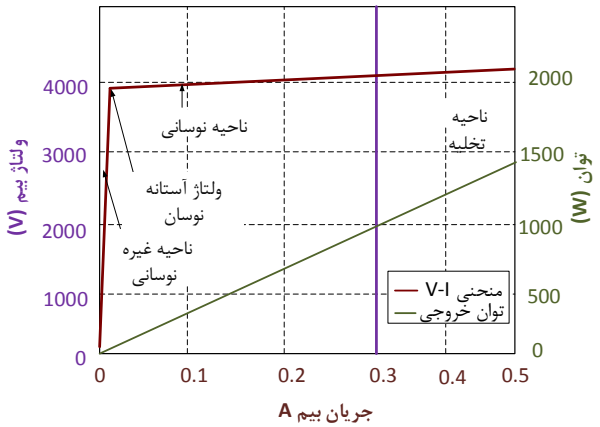
شهرام حسین‌زاده، دانشکده فنی و مهندسی، دانشگاه شهید مدنی آذربایجان، تبریز، ایران، (email: s.hosseinzadeh@azaruniv.ac.ir).



شکل ۱: بلوک دیاگرام منبع تغذیه راه‌انداز مگنترون.

در [۳] و [۴] ساختار مبدل نیم‌پل افزاینده برای راه‌اندازی مگنترون به کار رفته است. در این ساختار نیز از اندوکتانس نشتی ترانسفورماتور قدرت برای تشدید سری استفاده می‌شود. بالابودن تلفات ترانسفورماتور قدرت مهم‌ترین عیب این روش است. در [۵] و [۶] ساختار مبدل تمام‌پل با تشدید سری به کار رفته و کاهش استرس ولتاژ ترانزیستورها مهم‌ترین مزیت این روش است. در [۶] مدار کنترل شرایط کلیدزنی نرم را بهبود داده است. عیب این روش، زیادبودن تعداد ترانزیستورها می‌باشد. در [۷] از مبدل فلای‌بک کلمپ فعال استفاده شده است. مزایای این روش کاهش ترانزیستورهای کلیدزنی و سادگی مدار کنترل و عیب آن کاهش دقت تثبیت ولتاژ خروجی می‌باشد. در [۸] از مبدل تمام‌پل استفاده شده است. مهم‌ترین مزیت این ترکیب استفاده از تشدید سری و عیب عمده این ترکیب تعداد زیاد المان‌های مداری می‌باشد. شکل ۱ بلوک دیاگرام مدار منبع تغذیه راه‌انداز مگنترون را نشان می‌دهد.

لامپ مگنترون با تقاطع میدان الکتریکی DC و میدان مغناطیسی، مایکروویو تولید می‌کند. اجزای مهم مگنترون عبارتند از: کاتد، آند و آنتن [۳]. هرگاه ولتاژ دو سر کاتد- آند مگنترون از سطح ولتاژ آستانه نوسان بیشتر شود، مایکروویو با فرکانسی متناسب با ساختار مگنترون تولید می‌شود. سپس آنتن خروجی، مایکروویو را به داخل محفظه فلزی هدایت می‌کند. تثبیت ولتاژ و جریان کاتد- آند مگنترون باعث افزایش طول عمر آن می‌گردد [۹] و [۱۰]. بدین ترتیب مگنترون به صورت متناوب در یک زمان کوتاه بیشینه توان مورد نیاز را از مبدل دریافت می‌کند. ویژگی جریان بار مگنترون باعث شده است که در طراحی منبع تغذیه راه‌انداز مگنترون صرفاً از مدارات ایزوله بین مبدل و خروجی استفاده گردد تا اثرات نامطلوب بار، به عناصر کلیدزنی آسیب وارد نکند. بنابراین از ترانسفورماتور قدرت فرکانس بالا در طراحی منبع تغذیه راه‌انداز مگنترون استفاده می‌گردد. در شکل ۲ منحنی مشخصه ولتاژ- جریان- توان مگنترون ارائه شده است.



شکل ۲: منحنی ولتاژ- جریان- توان مگنترون.

در این مقاله از مبدل فوروارد کلمپ فعال تغییر فاز یافته، برای راه‌اندازی مگنترون استفاده می‌شود. ساختار کلمپ فعال تنش ولتاژ ترانزیستور اصلی را کاهش داده است. همچنین با استفاده از اندوکتانس نشتی ترانسفورماتور قدرت کلیدزنی نرم (ZVS) ایجاد می‌شود. در این تحقیق با کنترل تغییر فاز کلیدزنی ترانزیستور کلمپ فعال، ضمن حفظ تعادل در جریان مغناطیس‌کنندگی امکان افزایش ضریب بهره ولتاژ فراهم می‌گردد. بدین ترتیب می‌توان از هسته مغناطیسی کوچک‌تر جهت انتقال توان مد نظر استفاده نمود.

در بخش دوم، ساختار منبع تغذیه تجزیه و تحلیل می‌شود. در بخش سوم، بلوک دیاگرام مدار کنترل تشریح می‌گردد. نتایج شبیه‌سازی هم در بخش چهارم آمده است.

۲- ساختار منبع تغذیه

شکل ۳ مدار منبع تغذیه راه‌انداز مگنترون پیشنهادی را نشان می‌دهد. در ادامه به بررسی اجزای آن پرداخته می‌شود.

جهت راه‌اندازی لامپ مگنترون به ولتاژ ۴ kV نیاز است. مبدل ارائه‌شده ولتاژ ۴۰۰ VDC را به ولتاژ ۴ kV تبدیل می‌کند. ساختار مبدل DC/DC ارائه‌شده، مبدل فوروارد افزاینده با کلمپ فعال می‌باشد. اجزای مدار به قرار زیر هستند:

تغذیه ورودی مبدل ۴۰۰ VDC می‌باشد. $S_۲$ و $S_۱$ به ترتیب ترانزیستور اصلی و ترانزیستور کلمپ مبدل می‌باشد. C_C خازن کلمپ و L_K اندوکتانس نشتی ترانسفورماتور قدرت است. TR ترانسفورماتور فرکانس بالا، N_P سیم‌پیچ اولیه، N_S سیم‌پیچ ثانویه و $N = N_P/N_S$ نسبت سیم‌پیچ اولیه به ثانویه می‌باشد. $D_{O۱}$، $D_{O۲}$، $C_{O۱}$ و $C_{O۲}$ یکسوساز و دوبرابرکننده ولتاژ خروجی می‌باشد. C_O جهت صاف‌نمودن خروجی به کار رفته است. $R_{F۱}$، $R_{F۲}$، $C_{F۱}$ و $C_{F۲}$ به عنوان بازخورد خروجی استفاده شده است.

۲-۱ مدار اصلاح‌کننده ضریب توان

با توجه به این که مگنترون یک بار غیر خطی است، جریان دریافتی از شبکه برق شهر، متناسب با منطقه کاری مگنترون متغیر می‌باشد. بنابراین ضریب توان منبع تغذیه راه‌انداز مگنترون نیاز به اصلاح دارد. در طرح کلی منبع تغذیه، از یک مبدل PFC افزاینده جهت بهبود ضریب توان مبدل استفاده شده است. تغذیه ورودی PFC ولتاژ ۳۰۰ VDC با درصدی ریپل می‌باشد. خروجی PFC ولتاژ تثبیت‌شده ۴۰۰ VDC است. ولتاژ ۴۰۰ VDC ولت به عنوان ورودی تغذیه کاتد- آند و تغذیه هیتر کاتد مگنترون استفاده می‌شود.

۲-۲ منبع تغذیه هیتر کاتد

مگنترون مد نظر برای تولید امواج مایکروویو به دو شرط نیاز دارد:

- اعمال ولتاژ در حدود ۴ kV به دو سر کاتد- آند
- تأمین تغذیه هیتر کاتد

سطح ولتاژ منبع تغذیه هیتر نسبت به کاتد می‌باشد و به همین دلیل کنترل هم‌زمان هر دو تغذیه حایز اهمیت است. بدین ترتیب با تأمین شرایط لازم، کاتد تحریک شده و الکترون منتشر می‌کند. تغذیه مورد نیاز هیتر به صورت ۳٫۳ V و ۱۰ A می‌باشد [۲]. بر این اساس از یک مبدل فلای‌بک کاهنده جهت تأمین توان مورد نیاز هیتر استفاده شده است.

۲-۳ مدل ریاضی لامپ مگنترون

مدل ریاضی لامپ مگنترون جهت طراحی منبع تغذیه بسیار مفید است. توان خروجی مگنترون از (۱) قابل محاسبه است که در آن V_t ولتاژ آستانه نوسان، i_o جریان بیم و R_{m-o} مقاومت مگنترون در منطقه نوسانی است

$$P_O = V_t.i_O + R_{m_O}.i_O^۲ \qquad (۱)$$

مقاومت معادل مگنترون نیز از (۲) محاسبه می‌شود

$$R_O = \frac{V_t}{i_O} + R_{m_O} \qquad (۲)$$

۲-۴ مدار تشدید

اندوکتانس نشتی ترانسفورماتور قدرت، باعث ایجاد تلفات و کاهش راندمان مبدل می‌گردد. به علاوه با توجه به این که سطح ولتاژ مورد نیاز مگنترون برای قرارگیری در منطقه نوسانی در حدود ۴ kV است، لذا باید ملاحظات عایق‌بندی در ترانسفورماتور قدرت بیشتر رعایت گردد. بنابراین اندوکتانس نشتی ترانسفورماتور قدرت افزایش خواهد یافت. جهت کاهش تلفات ناشی از اندوکتانس نشتی ترانسفورماتور قدرت مدار تشدید سری ایجاد می‌گردد. در مدار تشدید اندوکتانس تشدید L_K (اندوکتانس نشتی ترانسفورماتور) و خازن‌های تشدید $C_{O۱}$ و $C_{O۲}$ (خازن‌های خروجی) می‌باشد (مسیر ترانزیستور اصلی $S_۲$).

فرکانس کلیدزنی F_S و فرکانس تشدید F_r می‌باشد. مبدل در منطقه نوسانی مگنترون در حالت CCM کار می‌کند و به همین دلیل برای تأمین شرایط ZVS، (۳) باید ایجاد گردد [۱۰] و [۱۱]. فرکانس تشدید نیز از (۴) محاسبه می‌گردد [۱۲] و [۱۳]

$$F_S > F_r \qquad (۳)$$

$$\omega_S \equiv \frac{۱}{\sqrt{C_r.L_r}} \qquad (۴)$$

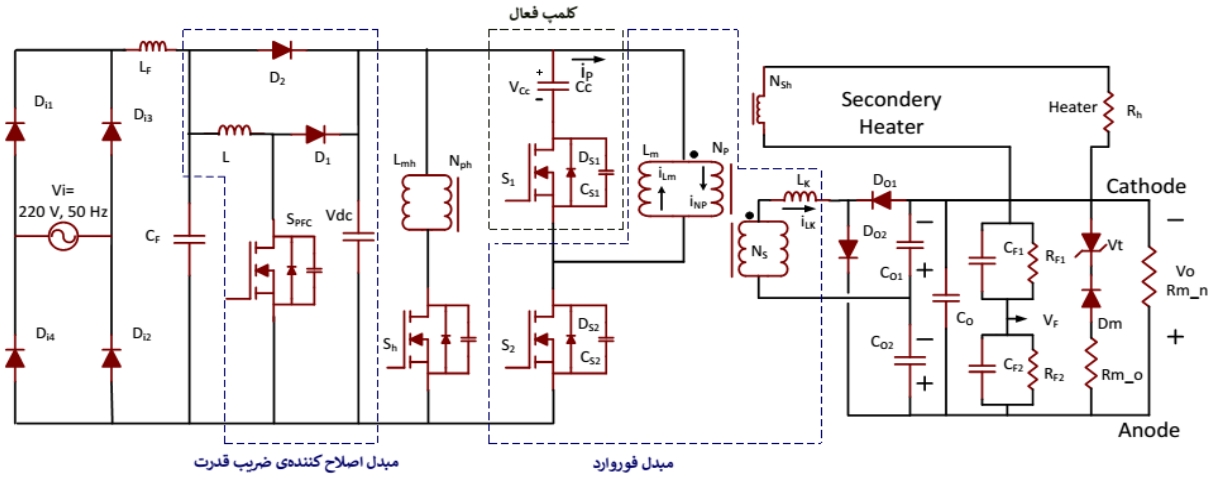
$$C_r = \frac{C_{o۱} + C_{o۲} + C_O}{N^۲} \qquad (۵)$$

$$L_r = \frac{L_K}{N^۲} \qquad (۶)$$

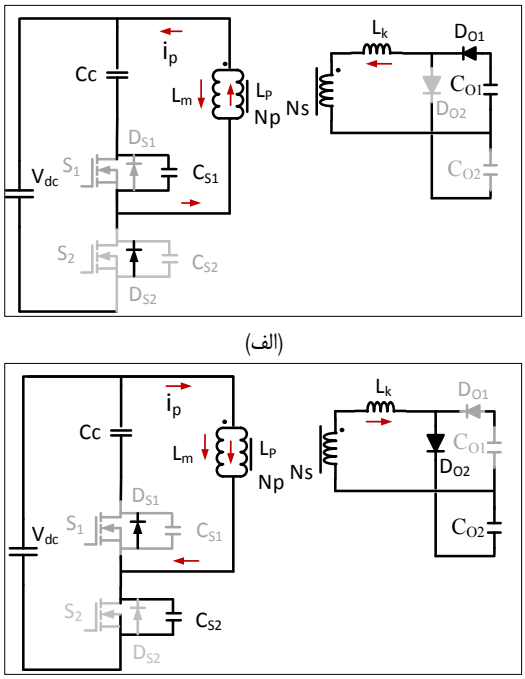
با تأمین شرایط (۷)، ترانزیستور اصلی $S_۲$ به صورت ZVS روشن می‌شود

$$\frac{۱}{۲}\frac{L_K}{N^۲} i_P^۲ \geq \frac{۱}{۲} C_{S۲} V_{DS۲}^۲ \qquad (۷)$$

در (۷)، $V_{DS۲}$ ولتاژ درین- سورس ترانزیستور اصلی $S_۲$ می‌باشد.



شکل ۳: شماتیک مدار پیشنهادی منبع تغذیه راه‌انداز لامپ مگنترون.



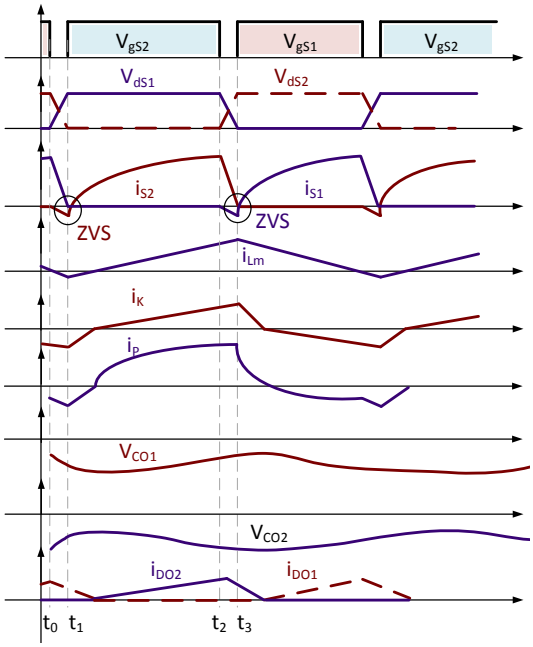
شکل ۴: تأمین شرایط کلیدزنی برای (الف) ترانزیستور S_2 و (ب) ترانزیستور S_1.

۲-۵ تحلیل تأمین شرایط کلیدزنی

در این تحقیق با استفاده از تشدید سری شرایط کلیدزنی نرم (ZVS) تأمین شده است. در ادامه به تحلیل تأمین شرایط کلیدزنی در دو مرحله پرداخته می‌شود:

مرحله ۱) $[t_0,t_1]$: در این مرحله ترانزیستورها خاموش می‌باشند. خازن پارازیتی C_{S1} به وسیله جریان $-i_P$ شارژ می‌شود. ولتاژ درین- سورس ترانزیستور S_1 از صفر به $VDC-V_{Cc}$ افزایش پیدا می‌کند. هم‌زمان ولتاژ درین- سورس ترانزیستور S_2 از ولتاژ $VDC-V_{Cc}$ به سمت صفر کاهش می‌یابد. به محض این که ولتاژ درین- سورس ترانزیستور S_2 به صفر می‌رسد، D_{S2} شروع به هدایت می‌کند. بدین ترتیب شرایط روشن‌شدن S_2 در حالت ZVS فراهم می‌گردد (شکل ۴- الف و شکل ۵).

مرحله ۲) $[t_2,t_3]$: در طول این مرحله ولتاژ در بخش اولیه ترانسفورماتور قدرت برابر V_{Cc} است. i_P مثبت است و موجب هدایت D_{S1} می‌گردد. مقدار جریان‌های i_P و i_{Lm} رو به کاهش هستند. i_K مثبت است و خازن C_{O2} در حال شارژ می‌باشد. با شارژ خازن C_{O2} جریان i_K به سمت صفر کاهش می‌یابد. دیود D_{O2} در شرایط طبیعی خاموش و دیود D_{O1} به طور طبیعی و نرم در یک سیکل منفی روشن می‌شود. بدین ترتیب امکان روشن‌شدن ترانزیستور S_1 در شرایط ZVS فراهم می‌شود (شکل ۴- ب و شکل ۵).

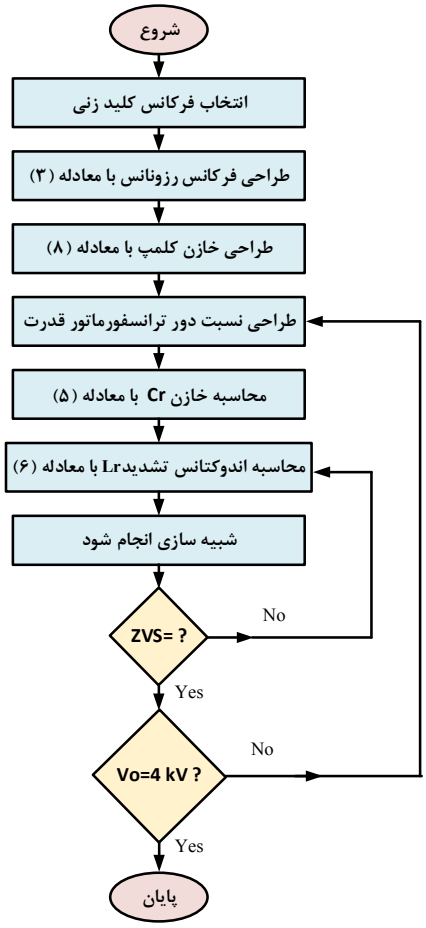


شکل ۵: شکل موج‌های عملکرد مبدل.

۲-۶ خازن کلمپ

در مبدل ارائه‌شده فرکانس تشدید مسیر ترانزیستور کلمپ با استفاده از اندوکتانس نشتی ترانسفورمر قدرت L_K و خازن کلمپ تعیین می‌گردد. فرکانس تشدید باید به اندازه کافی کوچک باشد تا هنگام خاموش‌بودن ترانزیستور، تشدید رخ ندهد [۱۴]. خازن کلمپ در کمتر از نیمی از دوره تناوب فرکانس تشدید حضور دارد [۱۵] و [۱۶]. به همین دلیل باید نوسان تشدید از بیشترین زمان خاموشی ترانزیستور S_2 بزرگ‌تر باشد. بدین ترتیب متناسب با اجزای مدار، ظرفیت خازن تشدید طراحی می‌گردد [۱۷] و [۱۸]. بنابراین در (۸) داریم

$$C_{Clamp} \gg \frac{(1-D)^2}{\pi^2 L_r F_S^2} \qquad (8)$$



شکل ۶ روندنمای طراحی المان‌های مداری.

در (۸)، D زمان وظیفه سیگنال گیت ترانزیستور S_1 می‌باشد.

۲-۷ عملکرد مبدل در حالت پایدار

برای طراحی عناصر کلیدزنی، تحلیل و بررسی وضعیت مدار در حالت پایدار در ادامه ارائه می‌گردد. در بخش اولیه مدار، تنش ولتاژ و جریان ترانزیستورها به صورت (۹) و (۱۰) بیان می‌گردد

$$V_{ds} = \frac{V_{dc}}{1-D} \quad (۹)$$

$$I_{sm} = I_{Lm} + \frac{1}{2}\Delta I_{Lm} = \frac{1}{N(1-D)} \times \frac{V_o}{R_{L_{\min}}} + \frac{N(1-D)}{2L_m F_s} V_o \quad (۱۰)$$

در (۱۰)، I_{sm} بیشینه جریان ترانزیستور و $R_{L\min}$ کمینه مقدار بار می‌باشد. ولتاژ خازن کلمپ با (۱۱) بیان می‌گردد

$$V_{Cc} = D\frac{V_{dc}}{1-D} \quad (۱۱)$$

ولتاژ سیم‌پیچ ثانویه ترانسفورماتور قدرت با (۱۲) محاسبه می‌شود

$$V_{OT} = \frac{DV_{dc}}{N(1-D)} \quad (۱۲)$$

در (۱۲)، V_{OT} ولتاژ سیم‌پیچ ثانویه ترانسفورماتور می‌باشد. بهره ولتاژ مبدل از (۱۳) محاسبه می‌گردد. تنش ولتاژ دیودهای D_{O1} و D_{O2} با (۱۴) بیان می‌گردد

$$M_{V_{dc}} = \frac{V_o}{V_{dc}} = \frac{D}{N(1-D)} \quad (۱۳)$$

$$V_{PIVD} = \frac{DV_{dc}}{N(1-D)} \quad (۱۴)$$

در (۱۳) و (۱۴)، M_{VDC} بهره ولتاژ مبدل و V_{PIV} بیشینه ولتاژ معکوس دیودها می‌باشد.

۲-۸ طراحی ترانسفورماتور

با توجه به این که مدار راه‌انداز مگنترون باید ایزوله باشد، لزوماً استفاده از ترانسفورماتور اجتناب‌ناپذیر است. جهت سهولت در طراحی از تلفات ترانسفورماتور صرف نظر می‌شود. در طراحی ترانسفورماتور سه پارامتر سطح ولتاژ ورودی (۴۰۰ VDC)، سطح ولتاژ خروجی (4 kV) و بیشینه توان مورد نیاز در خروجی ($P = 1\text{kW}$) حایز اهمیت است. با توجه به این که در خروجی مبدل از یکسوساز و صافی ولتاژ دوبرابرکننده استفاده می‌شود، به همین دلیل سطح ولتاژ سیم‌پیچ ثانویه ترانسفورماتور 2 kV در نظر گرفته می‌شود. بر این اساس بیشینه ولتاژ سیم‌پیچ ثانویه ترانسفورماتور از (۱۵) محاسبه می‌گردد

$$V_{\text{sec_max}} = \frac{V_{O_\max}}{2} \quad (۱۵)$$

در اینجا $V_{o_\max}$ بیشینه ولتاژ خروجی و $V_{\text{sec_max}}$ بیشینه ولتاژ ثانویه ترانسفورماتور است. همچنین نسبت تبدیل سیم‌پیچ اولیه به ثانویه ترانسفورماتور از (۱۶) تا (۱۸) محاسبه می‌گردد

$$\frac{D}{N} = \frac{N_S}{N_P} D = \frac{v_{O\max}}{2 \times V_{Pri_\max}} \quad (۱۶)$$

$$v_{Pri_\max} = V_{dc} \quad (۱۷)$$

$$N = \frac{2D \times V_{dc}}{v_{O\max}} \quad (۱۸)$$

در اینجا $V_{Pri_\max}$ بیشینه ولتاژ اولیه ترانسفورماتور می‌باشد. همچنین جریان‌های ترانسفورماتور از (۱۹) تا (۲۱) محاسبه می‌شود

$$\frac{i_P}{i_S} = \frac{N_S}{N_P} = \frac{1}{N} \quad (۱۹)$$

$$i_P = \frac{i_S}{N} \quad (۲۰)$$

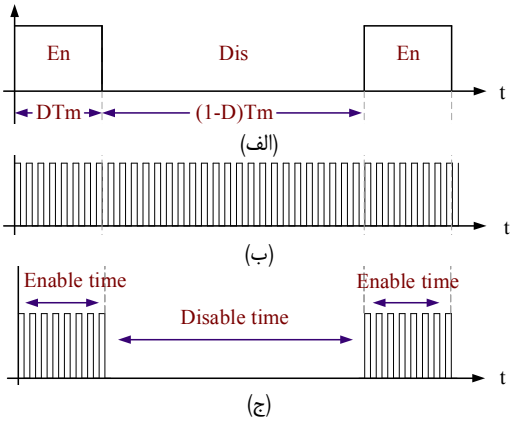
$$i_P = \frac{v_{O_\max}}{2D \times V_{dc}} i_S \quad (۲۱)$$

در شکل ۶ روندنمای طراحی المان‌های مبدل ارائه شده است. موارد زیر در طراحی باید مد نظر قرار گیرد:

- جهت تأمین شرایط کلیدزنی نرم (ZVS) فرکانس کلیدزنی بزرگ‌تر فرکانس رزونانس تعیین شود.
- بر اساس ضریب بهره ولتاژ و توان مورد نیاز نسبت دور ترانسفورماتور تعیین گردد.
- محاسبه اندوکتانس تشدید و خازن تشدید بر اساس (۳) تا (۶) صورت گیرد.
- بررسی شرایط ZVS و مقدار ولتاژ و جریان خروجی و تکرار مراحل در صورت عدم تأمین شرایط مطلوب.

۳- بلوک دیاگرام کنترل پیشنهادی

مدار کنترل مهم‌ترین بخش این مقاله می‌باشد که ایده اصلی مقاله در



شکل ۷: حالت کارکرد مبدل، (الف) سیگنال فعال‌ساز تولیدشده توسط کنترلر متوسط توان، (ب) سیگنال گیت تولیدشده توسط کنترل‌کننده PI و (ج) سیگنال مدوله‌شده نهایی.

این بخش ارائه می‌گردد. مدار کنترل سه وظیفه اصلی بر عهده دارد که عبارتند از:

- کنترل متوسط توان مگنترون
- تغییر فاز و کاهش تلفات هسته ترانسفورماتور قدرت
- کنترل تغذیه فیلمان کاتد

در ادامه به بررسی هر یک از اجزای بلوک کنترل پرداخته می‌شود.

۳-۱ کنترل متوسط توان مگنترون

مگنترون در منطقه نوسانی امواج مایکروویو تولید و منتشر می‌کند. با توجه به محدودیت‌های لامپ مگنترون، برای منبع تغذیه راه‌انداز مگنترون دو حالت کاری تعریف می‌شود:

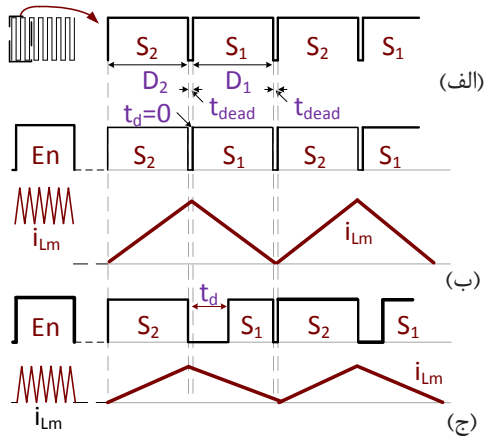
- ولتاژ دو سر کاتد–آند مگنترون کمتر از ۳۸۰۰ ولت بوده و مگنترون در منطقه غیر نوسانی است.
- ولتاژ کاتد–آند مگنترون بین ۳۸۰۰ تا ۴۰۰۰ ولت بوده و در این حالت مگنترون نوسان می‌کند.

در انتهای منطقه نوسانی خازن‌های خروجی باید تخلیه شود و مگنترون برای کارکرد مجدد مهیا گردد. بر این اساس عملکرد مبدل به دو قسمت فعال (En) و غیر فعال (Dis) تقسیم می‌شود. در حالت فعال سیگنال‌های PWM به گیت ترانزیستورهای مبدل اعمال شده و انتقال توان صورت می‌پذیرد و در حالت غیر فعال ترانزیستورها خاموش هستند (شکل ۷). بنابراین حالت کارکرد منبع تغذیه راه‌انداز مگنترون ترکیبی از سیگنال فعال‌کننده (شکل ۷– الف) و سیگنال گیت (شکل ۷– ب) می‌باشد. فرکانس سیگنال فعال‌کننده به صورت (۲۲) است. در (۲۲) F_m فرکانس کاری مگنترون و T_m دوره تناوب کاری مگنترون است

$$F_m = \frac{1}{T_m} \qquad (۲۲)$$

توان متوسط مگنترون با تنظیم زمان En (شکل ۷– الف) توسط کنترل‌کننده توان متوسط انجام می‌شود. همچنین تنظیم جریان کاتد–آند مگنترون با کنترل زمان وظیفه سیگنال PWM (شکل ۷– ب) توسط کنترل‌کننده PI صورت می‌پذیرد. در نهایت سیگنال موج مدوله‌شده برای فعال‌سازی مبدل از ترکیب این دو سیگنال ایجاد می‌گردد (شکل ۷– ج).

در طراحی کنترل‌کننده PI از نرم‌افزار Matlab استفاده شده است. بدین صورت که در بخش تعیین ضرایب بهینه برای کنترل‌کننده PI، بیشینه اضافه جریان خروجی ۱۵ درصد، زمان برخاست شکل موج جریان ۳ µs و زمان نشست ۵ µs در نظر گرفته شد. سپس با سعی و خطا مقدار ضریب K_{PC}، ۰/۴۳۶ و مقدار ضریب K_{IC}، ۴۳/۲ به دست آمد.



شکل ۸: شکل موج‌های جریان مغناطیس‌کنندگی در حالت‌های شیفت فاز، (الف) سیگنال‌های گیت ترانزیستورهای مبدل، (ب) جریان مغناطیس‌کنندگی با آفست مثبت و (ج) تعادل جریان مغناطیس‌کنندگی.

۳-۲ تغییر فاز

در این بخش، تغییر فاز سیگنال گیت ترانزیستور S_1 و تأثیر آن بر روی جریان مغناطیس‌کنندگی بررسی می‌شود. تلاش شده است تأخیر زمان روشن‌شدن ترانزیستور S_1 (t_d) به اندازه‌ای باشد که وضعیت جریان مغناطیس‌کنندگی در هسته ترانسفورماتور قدرت حفظ گردد. بدین ترتیب امکان افزایش زمان روشن‌ماندن ترانزیستور S_2 فراهم می‌گردد. لذا با یک هسته یکسان امکان انتقال بیشتر توان فراهم می‌گردد. در نتیجه ابعاد، وزن و قیمت هسته ترانسفورمر قدرت در یک توان یکسان کاهش می‌یابد. شکل ۸ نحوه تغییر فاز و وضعیت جریان مغناطیس‌کنندگی را نشان می‌دهد. بر اساس آزمایش‌های انجام‌شده، اگر شیفت فاز t_d به اندازه (۲۳) باشد، تعادل جریان مغناطیس‌کنندگی ایجاد خواهد شد [۱۹] و [۲۰]

$$t_d = D_2 \frac{T_S}{2} \qquad (۲۳)$$

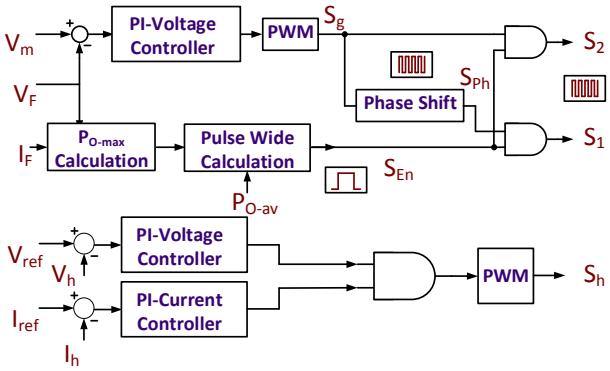
بدین ترتیب با تنظیم شیفت فاز زمان روشن‌شدن ترانزیستور S_1 به اندازه t_d قابلیت انتقال توان در مبدل فوروارد افزایش می‌یابد.

۳-۳ کنترل تغذیه هیتر کاتد

مشخصات تغذیه فیلمان کاتد ۳/۳ V و ۱۰ A می‌باشد. تأمین توان مناسب برای فیلمان تأثیر بسزایی در انتشار امواج دارد. همچنین تنظیم انتقال توان به فیلمان، متناسب با قرارگیری مگنترون در منطقه نوسانی از تلفات اضافی در فیلمان می‌کاهد. به علاوه تغذیه فیلمان از تغذیه کاتد–آند ایزوله نیست و تغذیه فیلمان نسبت به کاتد کنترل می‌گردد [۳]. در شکل ۳ مدار شماتیک تغذیه فیلمان آمده است. ترانزیستور S_h عنصر کلیدزنی تغذیه فیلمان می‌باشد.

بلوک دیاگرام کنترل مدار راه‌انداز لامپ مگنترون در شکل ۹ ارائه شده است. پارامترهای V_m، V_F، I_F، V_{ref}، V_h، I_{ref} و I_h به ترتیب مقادیر ولتاژ کاتد– آند مرجع مگنترون، بازخورد ولتاژ خروجی مبدل، بازخورد جریان خروجی مبدل، ولتاژ مرجع فیلمان، ولتاژ بازخورد خروجی فیلمان، جریان مرجع فیلمان و جریان بازخورد خروجی فیلمان است. همچنین زمان فعال‌بودن مبدل (S_{En}) از (۲۴) به دست می‌آید

$$S_{En} = DT_m = \frac{P_{O-av}}{P_{O-\max}} \qquad (۲۴)$$



شکل ۹: بلوک دیاگرام کنترل مدار راه‌انداز لامپ مگنترون.

جدول ۱: مقدار پارامترهای مبدل منبع تغذیه راه‌انداز مگنترون.

ردیف	پارامتر	سمبل	مقدار
۱	توان ماکسیمم	P_{O_max}	۱۰۰۰ W
۲	توان متوسط	P_{O_AV}	۲۵۰ W
۳	ولتاژ ورودی	V_S	۲۲۰ V/۵۰ Hz
۴	ولتاژ خروجی PFC	V_{DC}	۴۰۰ V
۵	ولتاژ شکست	V_t	۳۸۰۰ V
۶	مقاومت ناحیه نوسانی	R_{m_O}	۷۰۰ Ω
۷	مقاومت ناحیه غیر نوسانی	R_{m_n}	۱۰۰۰ kΩ
۸	فرکانس کلیدزنی	F_S	۸۰ kHz
۹	اندوکتانس تشدید	L_r	۱۱ µH
۱۰	اندوکتانس مغناطیسی ترانسفورماتور	L_m	۲۰۰ µH
۱۱	خازن لینک DC	C_{DC}	۱۰۰ µF
۱۲	خازن کلمپ	C_C	۶٫۸ µF
۱۳	خازن دوبل یکسوساز	$C_{O۱}/C_{O۲}$	۱۲ nF
۱۴	خازن خروجی	C_O	۴۷ nF
۱۵	نسبت دور ترانسفورماتور	n_P/n_S	۱۵/۷۵
۱۶	فرکانس تشدید	F_r	۱۸٫۴ kHz
۱۷	ولتاژ هیتر	V_h	۳٫۱۵ V
۱۸	جریان هیتر	i_h	۱۰ A
۱۹	نسبت دور ترانسفورماتور هیتر	n_P/n_S	۷۱/۳

در (۲۴)، D زمان فعال‌بودن منبع تغذیه راه‌انداز مگنترون، $P_{O-\max}$ بیشینه توان مگنترون در یک دوره تناوب (T_m) و P_{O-av} توان متوسط مگنترون است. بدین ترتیب سیگنال S_{En} دو حالت دارد

$$S_{En}=\begin{cases}۱ & , \text{ Converter is on}\\ ۰ & , \text{ Converter is off}\end{cases} \quad (۲۵)$$

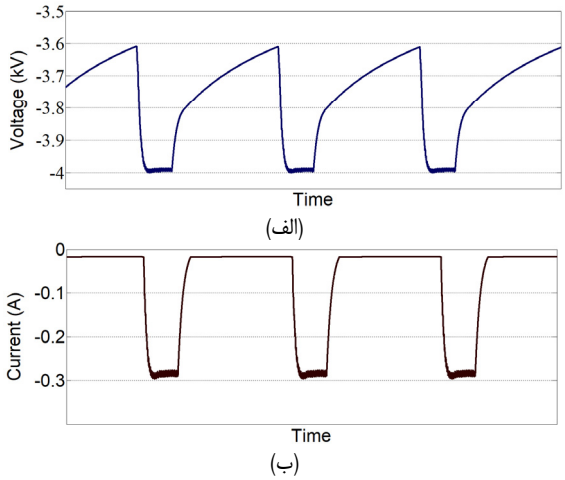
همچنین سیگنال گیت ترانزیستور $S_۲$ از (۲۶) و سیگنال گیت ترانزیستور $S_۱$ از (۲۷) به دست می‌آید

$$S_۲ = S_g.S_{En} \quad (۲۶)$$

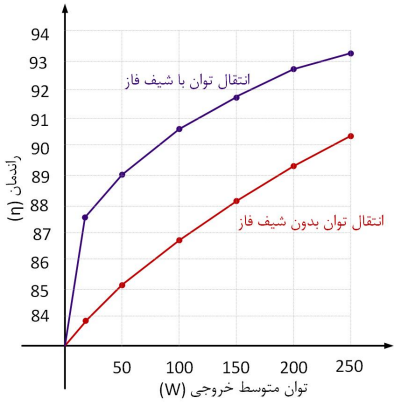
$$S_۱ = S_{Ph}.S_{En} \quad (۲۷)$$

در (۲۶) و (۲۷)، S_g سیگنال گیت ترانزیستورها، توسط کنترل‌کننده PI ولتاژ خروجی، تولید می‌گردد. همچنین S_{Ph} سیگنال S_g است که به اندازه t_d تغییر فاز یافته است.

در جدول ۱ پارامترهای منبع تغذیه راه‌انداز مگنترون پیشنهادشده ارائه گردیده است.



شکل ۱۰: منحنی ولتاژ و جریان مگنترون، (الف) ولتاژ کاتد-آند مگنترون و (ب) جریان کاتد- آند مگنترون.



شکل ۱۱: منحنی تلفات در دو حالت تغییر فاز و عدم شیفت فاز.

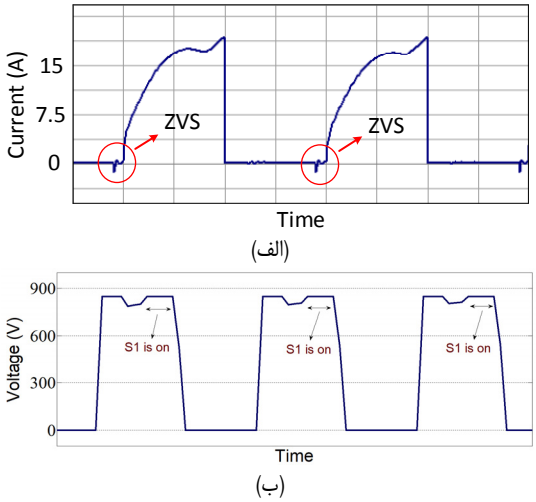
٤- شبیه‌سازی مدار پیشنهادی

عملکرد منبع تغذیه راه‌انداز مگنترون با بهره‌گیری از نرم‌افزار PSCAD شبیه‌سازی و تأیید شده است. از مدار منبع تغذیه راه‌انداز مگنترون ارائه‌شده در شکل ۳ جهت شبیه‌سازی استفاده می‌گردد. همچنین از منحنی مشخصه مگنترون (شکل ۲) و مقادیر پارامترهای طراحی‌شده مبدل منبع تغذیه راه‌انداز مگنترون (جدول ۱) استفاده گردید.

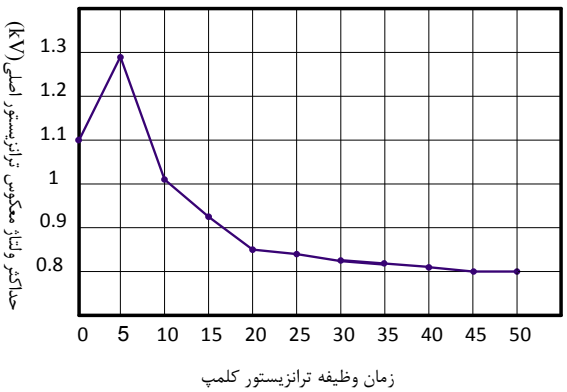
شکل ۱۰ منحنی ولتاژ و جریان مگنترون را نشان می‌دهد. در نتایج شبیه‌سازی جریان کاتد- آند در حدود ۰٫۳ A در ولتاژ ۴ kV می‌باشد. جریان کاتد- آند در طول زمان فعال‌بودن مبدل برقرار است و در سایر زمان‌ها در حدود صفر می‌باشد.

جهت بررسی تأثیر تغییر فاز، منبع تغذیه ارائه‌شده در دو حالت تغییر فاز و عدم تغییر فاز مورد مقایسه قرار گرفته است. شکل ۱۱ منحنی تغییرات تلفات در بازه توان متوسط بین صفر تا ۲۵۰ W را نشان می‌دهد. همچنین در جدول ۲ نتایج مقایسه آمده است. شکل ۱۲ منحنی جریان و ولتاژ کلید اصلی $(S_۲)$ را نشان می‌دهد. تحت تأثیر شرایط تشدید منحنی جریان به صورت سینوسی می‌باشد. همچنین برای کاهش تلفات کلیدزنی شرایط ZVS ایجاد شده است.

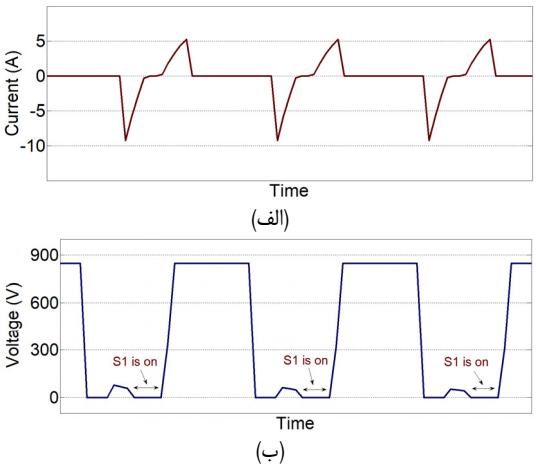
مطابق شکل ۱۳ ترانزیستور کلمپ موجب کاهش استرس ولتاژ ترانزیستور اصلی از ۱٫۲۸ kV به ۰٫۸۴ kV می‌شود. شکل ۱۴ منحنی جریان و ولتاژ ترانزیستور کلمپ را نشان می‌دهد. مطابق با سطح جریان ترانزیستور کلمپ در مقایسه با ترانزیستور اصلی، از ترانزیستوری با جریان کمتر می‌توان برای ترانزیستور $S_۱$ استفاده کرد.



شکل ۱۲: منحنی جریان و ولتاژ ترانزیستور اصلی، (الف) جریان و (ب) ولتاژ.



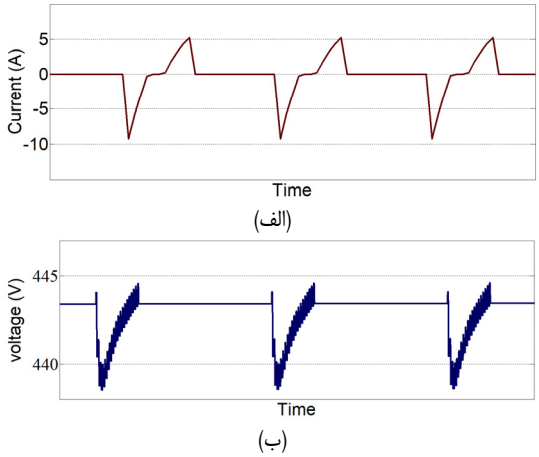
شکل ۱۳: کاهش تنش ترانزیستور اصلی متناسب با زمان وظیفه ترانزیستور کلمپ.



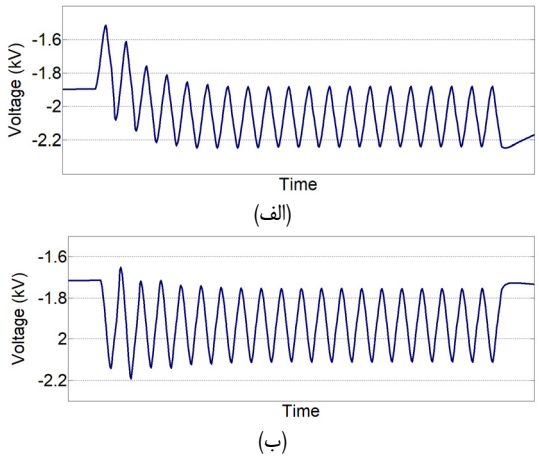
شکل ۱۴: منحنی جریان و ولتاژ ترانزیستور کلمپ، (الف) جریان و (ب) ولتاژ.

همچنین با توجه با تغییر فاز روشن‌شدن ترانزیستور کلمپ، زمان روشن‌بودن ترانزیستور کلمپ کمتر از ترانزیستور اصلی می‌باشد. در شکل ۱۵ منحنی جریان و ولتاژ خازن کلمپ ($V_{Cc} \sim ۴۴۵\,V$) نشان داده شده است. شکل ۱۶ ولتاژ دو سر خازن‌های خروجی را نمایش می‌دهد. ولتاژ خازن $C_{O۱}$ برابر $V_{CO۱} > ۲/۲kV$ است و ولتاژ خازن $C_{O۲}$ برابر $V_{CO۲} > ۲/۲kV$ است. شکل ۱۷ ولتاژ دو سر دیودهای خروجی را نشان می‌دهد. ولتاژ معکوس هر دو دیود با هم برابر و در حدود ۴ kV است.

شکل ۱۸ جریان مغناطیس‌کنندگی ترانسفورمر قدرت در دو حالت شیفت فاز و عدم شیفت فاز را نشان می‌دهد. همان طور که مشخص است با شیفت فاز ترانزیستور $S_۱$ جریان مغناطیس‌کنندگی ترانسفورمر قدرت



شکل ۱۵: منحنی جریان و ولتاژ خازن کلمپ، (الف) جریان و (ب) ولتاژ.



شکل ۱۶: منحنی ولتاژ خازن‌های خروجی در منطقه فعال، (الف) $V_{CO۱}$ و (ب) $V_{CO۲}$.

جدول ۲: مقایسه راندمان مبدل در دو حالت تغییر فاز و عدم تغییر فاز.

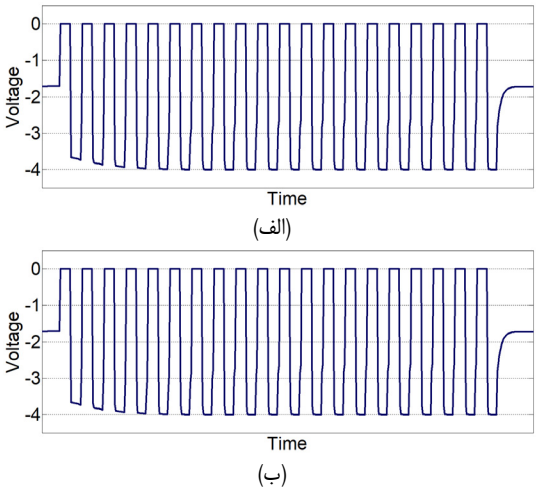
		راندمان مبدل (٪)	
		بدون شیفت فاز	با شیفت فاز
توان متوسط خروجی (W)	۲۵۰	۹۰/۳۴	۹۳/۲۴
	۲۰۰	۸۹/۳	۹۲/۷
	۱۵۰	۸۸/۰۸	۹۱/۶۲
	۱۰۰	۸۶/۷۲	۹۰/۴۳
	۵۰	۸۵/۱۳	۸۹

متعادل می‌گردد. لذا با ابعاد یکسان هسته امکان انتقال توان بیشتر فراهم می‌شود.

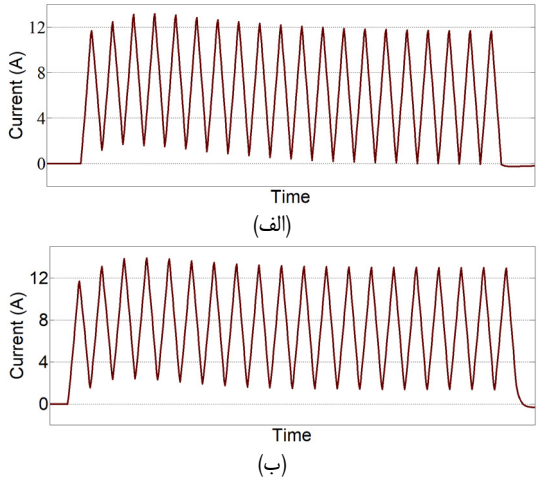
در شکل ۱۹ جریان ورودی مبدل نشان داده شده است. در زمان‌هایی که مبدل فعال است جریان ورودی برقرار است و در الباقی زمان‌ها تقریباً صفر است. در جدول ۳ مبدل پیشنهادی با تعدادی از مراجع مقایسه شده است. مبدل پیشنهادی نسبت به [۷] نسبت دور ترانسفورماتور بهتری دارد. همچنین نسبت به [۸] تعداد کلید و خازن‌های کمتری دارد و به علاوه در طراحی [۸] اصلاح‌کننده ضریب توان وجود ندارد.

۵- نتیجه

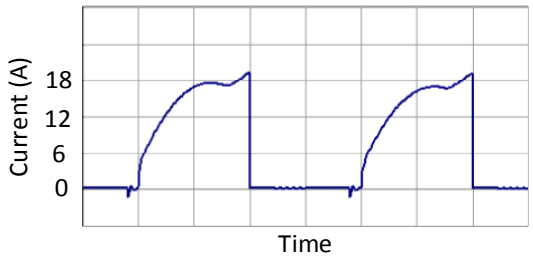
در این مقاله یک روش جدید برای راه‌اندازی لامپ مگنترون ارائه شده است و نتایج طراحی با استفاده از نرم‌افزار PSCAD شبیه‌سازی و تأیید گردید. فرایند طراحی از جمله مشخصات مگنترون، مدار قدرت، طراحی و اصول کارکرد مدار کنترل، مدار کلمپ فعال و همچنین مدار تشدید سری



شکل ۱۷: منحنی ولتاژ دیودهای یکسوساز خروجی در منطقه فعال، (الف) V_{DO1} و (ب) V_{DO2}.



شکل ۱۸: منحنی جریان مغناطیس‌کنندگی در منطقه فعال، (الف) در حالت تعادل و (ب) در حالت عدم تعادل.



شکل ۱۹: منحنی جریان ورودی مبدل.

جدول ۳: مقایسه مبدل پیشنهادی با دیگر مراجع.

نسبت دور ترانسفورماتور	PFC	تعداد خازن	تعداد دیود	تعداد کلید	فاکتور مورد مقایسه
۰٫۲	دارد	۳	۴	۳	مبدل پیشنهادی
۰٫۱۶۳	دارد	۴	۴	۳	[۷]
۰٫۲۶۷	ندارد	۴	۴	۴	[۸]

تشریح گردید. مشخصات منبع تغذیه راه‌انداز مگنترون، متناسب با توان مورد نیاز لحظه‌ای و متوسط و ولتاژ ۴ kV مد نظر قرار گرفت. با بهره‌گیری از اندوکتانس نشتی ترانسفورماتور قدرت و خازن‌های خروجی شرایط تشدید و کلیدزنی نرم تضمین شده است.

با استفاده از ساختار کلمپ فعال تنش ولتاژ ترانزیستور اصلی از ۱٫۲۸ kV به ۰٫۸۴ kV کاهش یافت.

همچنین با تغییر فاز کلیدزنی ترانزیستور کلمپ، بیشینه جریان کلید اصلی از ۲۳٫۶ A به ۱۸٫۴ A کاهش یافت و راندمان مبدل به ۹۳٫۲۴ رسید. به علاوه امکان افزایش زمان روشن‌بودن ترانزیستور اصلی به ۵۰٪ فراهم گردید که موجب افزایش ولتاژ خروجی مبدل شد. بر اساس شبیه‌سازی‌های صورت‌گرفته، این ایده باعث کاهش ۲۵٪ تعداد دورهای سیم‌پیچ ثانویه شد. لذا حجم، وزن و هزینه هسته ترانسفورماتور قدرت کاهش می‌یابد.

مراجع

[1] Y. Jin Woo, M. C. Lee, K. C. Lee, and G. H. Cho, "One-chip class-E inverter controller for driving a magnetron," *IEEE Trans. on Ind Electron*, vol. 56, no. 2, pp. 400-407, Feb. 2009.

[2] Y. R. Yang, "Design of a voltage-fed quasi-E resonant inverter for cooker magnetrons," in *Proc. IEEE Int. Conf. on Power Electronics, Drives and Energy Systems*, 5 pp., Bengaluru, India, 16-19 Dec. 2012.

[3] J. Sung-Roc, R. Hong-Je, A. Suk-Ho, K. Jongsoo, and R. Geun Hie, "Development and optimization of high-voltage power supply system for industrial magnetron," *IEEE Trans. Ind. Electron*, vol. 59, no. 3, pp. 1453-1461, Mar. 2012.

[4] S. R. Jang, H. J. Ryoo, J. S. Kim, and S. H. Ahn, "Design and analysis of series resonant converter for 30 kW industrial magnetron," in *Proc. 36th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc., IECON'10,* pp. 415-420, Glendale, AZ, USA, 7-10 Nov. 2010.

[5] J. A. Martin-Ramos, A. M. Pernia, J. Diaz, F. Nuno, and J. A. Martinez, "Power supply for a high-voltage application," *IEEE Trans. on Power Electron*, vol. 23, no. 4, pp. 1608-1619, Jul. 2008.

[6] M. Jae Kim, W. Shik Choi, I. Woo Jeong, H. Chul Park, and K. Hyeon Park, "A new driving method of the magnetron power supply for a sulfur plasma lamp," *IEEE Trans. on Ind Applications*, vol. 63, no. 9, pp. 5416-5424, Sept. 2016.

[7] M. R. Banaei, A. Nasiri, S. M. Alavi, and S. Hosseinzadeh, "Voltage control of magnetron power supply utilizing active clamp flyback converter," *Scientific J. of Applied Electromagnetics*, vol. 7, no. 1, pp. 73-82, Spring/Summer 2019.

[8] S. W. Choi, I. O. Lee, and J. Y. Lee, "Design of 5-kV/5-kW magnetron power supply using PWM SRC with PISO-connected transformer," *IEEE Trans. on Plasma Science*, vol. 46, no. 8, pp. 2840-2847, ???. 2018.

[9] 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.

[10] A. Nasiri and A. S. S. Abadi, "A new driving method for a magnetron using a soft switching active clamp fly-back converter," in *Proc. IEEE Int. 10th Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conf.*, pp. 361-366, Shiraz, Iran, 12-14 Feb. 2019.

[۱۱] م. ر. بنائی، س. قابلی ثانی و خ. منفردی، "ارائه ساختار جدید گرمایش القایی با کلیدزنی نرم با بازدهی بالا،" *نشریه مهندسی برق و مهندسی کامپیوتر ایران، الف- مهندسی برق*، سال ۱۷، شماره ۳، صص. ۱۶۴-۱۵۳، پاییز ۱۳۹۸.

[12] 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. 2021.

[13] J. Lu and K. K. Afridi, "High-efficiency impedance control network resonant DC-DC converter with optimized startup control," *IEEE Trans. on Ind Applications*, vol. 53, no. 4, pp. 3880-3889, Jul./Aug. 2017.

[14] Y. Hu, G. Chen, Y. Liu, L. Jiang, P. Li, S. J. Finney, W. Cao, and H. Chen, "Fault-tolerant converter with a modular structure for HVDC power transmitting applications," *IEEE Trans. on Ind Applications*, vol. 53, no. 3, pp. 420-429, May/Jun. 2017.

[15] 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.

[۱۶] م. ر. بنائی و ح. اژدر فائقی بناب، "آنالیز عملکرد مبدل DC-DC کاهنده- افزاینده جدید با ضریب افزایندگی بالا برای کاربرد در سیستم خورشیدی،" *نشریه مهندسی*

برق و مهندسی کامپیوتر ایران، الف- مهندسی برق، سال ۱۵، شماره ۳، صص. ۱۸۴-۱۷۵، پاییز ۱۳۹۶.

[17] J. M. Kwon and B. H. Kwon, "High step-up active-clamp converter with an input-current doubler and output-voltage doubler for fuel cell power system," *IEEE Trans. on Power Electron*, vol. 24, no. 1, pp. 108-115, Jan. 2009.

[18] A. Nasiri, M. R. Banaei, and A. S. S. Abadi, "Phase-shifted active clamp flyback converter for driving a magnetron," in *Proc. 27th Iranian Conf. on Electrical Engineering, ICEE'19*, pp. 2106-2110, Yazd, Iran, 30 Apr.-2 May 2019.

[19] J. A. Claassens and I. W. Hofsajer, "A flux balancer for phase shift ZVS DC-DC converters under transient conditions," in *Proc. Appl. Power Electron. Conf. Expo*, pp. 523-527, Dallas, TX, USA, 19-23 Mar. 2006.

[20] A. Nasiri, M. R. Banaei, S. M. Alavi, and S. Hosseinzadeh, "A new driving method for a magnetron tube using phase-shifted half-bridge converter," *Scientific J. of Radar*, vol. 8, no. 2, pp. 1-12, Autumn/ Winter 2020.

ابوالفضل نصیری در سال ۱۳۸۲ مدرک کارشناسی مهندسی برق (الکترونیک) خود را از دانشگاه آزاد اسلامی واحد تهران جنوب، در سال ۱۳۸۸ مدرک کارشناسی ارشد مهندسی برق (الکترونیک) خود را از دانشگاه جامع امام حسین (ع) و در سال ۱۴۰۰ مدرک دکتری مهندسی برق (الکترونیک قدرت) از دانشگاه شهید مدنی آذربایجان دریافت نموده است. هم اکنون ایشان استادیار دانشکده فنی مهندسی دانشگاه افسری و تربیت پاسداری امام حسین (ع) می‌باشد. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارتند از: طراحی مدارات آنالوگ، الکترونیک صنعتی، مدولاتورهای توان، مبدل‌های DC/DC.

محمدرضا بنائی در سال ۱۳۷۹ مدرک کارشناسی مهندسی برق قدرت خود را از دانشگاه تبریز و در سال ۱۳۷۸ مدرک کارشناسی ارشد مهندسی برق کنترل خود را از دانشگاه صنعتی امیر کبیر دریافت نمود. و پس از آن در سال ۱۳۸۴ مدرک دکتری مهندسی برق قدرت را از دانشگاه تبریز اخذ نمود. هم اکنون ایشان استاد دانشکده فنی مهندسی دانشگاه شهید مدنی آذربایجان می‌باشد. زمینه‌های علمی مورد علاقه نام‌برده متنوع بوده و شامل موضوعاتی مانند طراحی و کنترل مبدل‌های الکترونیک قدرت، سیستم‌های انرژی تجدید پذیر، مدل‌سازی و کنترل ادوات FACTS و سیستم های Custom Power و دینامیک سیستم‌های قدرت می‌باشد.

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

شهرام حسین‌زاده متولد سال ۱۳۵۳ شمسی، تحصیلات کارشناسی، کارشناسی ارشد و دکتری خود را در رشته مهندسی برق گرایش میدان در سال‌های ۱۳۷۵ و ۱۳۷۸ و ۱۳۸۴ در دانشگاه علم و صنعت ایران به پایان رساند. و از آن به بعد در دانشگاه شهید مدنی آذربایجان مشغول به کار است. هم‌اکنون ایشان دانشیار گروه مهندسی برق آن دانشگاه می‌باشد. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارتند از: سازگاری الکترومغناطیس، فراماده، روش‌های عددی در الکترومغناطیس و تصویر برداری با استفاده از امواج الکترومغناطیس است.