

# طراحی و ساخت مدار بهبود یافته خنثی سازی کیفیت مدار رزونانس برای ثبیت دامنه پالسهای خروجی مدولاتور در فرستنده رادار

حسین فرازانه فرد\*، زرییر قاسمی\*\* و حسن مقبلی\*

دانشکده برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی اصفهان

(دریافت مقاله: ۱۳۷۶/۱۱/۲۹ - دریافت نسخه نهایی: ۱۳۷۸/۴/۲۸)

چکیده - در مدولاتورهای فرستنده رادار به منظور دستیابی به تنظیم بهتر دامنه پالسهای تولید شده از روش خنثی سازی کیفیت مدار رزونانس استفاده شده و مدارهایی نیز برای بهبود راندمان آنها پیشنهاد شده است [۱ و ۲]. در این مقاله ضمن به کارگیری یک روش عملی در یک نمونه پالس موجود، نتایج به دست آمده با نتایج نظری مقایسه شده است. علاوه بر این، با مشاهده برخی پدیده‌ها در نتایج عملی، توجیحات نظری آنها انجام گرفته و همچنین مسائل مربوط به مدارهای مقسم ولتاژ و نمونه برداری از جریان در ولتاژ بالا مطرح شده است.

## Design and Realization of an Improved De-Q-ing Circuit for Regulation of Modulator Output Pulse Amplitudes in a Radar Transmitter

H. Farzanehfard, Z. Ghassemi and H. Moghbell

Department of Electrical and Computer Engineering, Isfahan University of Technology

**ABSTRACT-** *In order to achieve better regulation in pulse amplitudes produced in radar transmitter modulators, De-Q-ing method is used and new circuits are proposed to improve regulation [1,2]. In this*

\*\* دانشجوی دکترا

\* استادیار

فهرست علائم	
$C_N$	ظرفیت کل خازنهای PFN
COMP & AMP	مقایسه کننده و تقویت کننده
HVDC	منبع ولتاژ بالا
HVDVDR	تقسیم کننده ولتاژ بالا
K	درصد تغییرات مجاز ولتاژ تغذیه DC
$L_c$	مقدار اندوکتانس چوک شارژ
$L_e$	مقدار اندوکتانس پراکندگی
$N_{cx}$	نسبت تبدیل ترانس جایگزین
چوک شارژ	
نسبت تبدیل ترانس افزایشنده به نام ترانس کلمپ	
شبکه شکل دهنده پالس	
ضریب کیفیت چوک	
تریستور	
زمان لازم برای تخلیه سلفهای پراکندگی	
زمان لازم برای تخلیه چوک شارژ	
$V_{AK}$	ولتاژ آند - کاتد تریستور
$V_c(\alpha)$	ولتاژ خازن در زاویه $\alpha$
$V_{DC}$	ولتاژ منبع تغذیه DC
$V_h$	حداکثر ولتاژ منبع تغذیه
$V_l$	حداقل ولتاژ منبع تغذیه
$V_{Nh}$	حداکثر ولتاژ PFN
$V_{NI}$	حداقل ولتاژ PFN
$V_{No}$	شارژ مطلوب PFN
$\alpha$	زاویه آتش تریستور
$\tau$	پهنای پالس

*paper, a practical method is applied to an existing pulser and then the experimental and theoretical results are analysed and compared. Furthermore, the observed phenomena in practical results are justified. Also, some practical considerations regarding voltage dividers and sampling currents at high voltage are explained.*

## ۲- مقدمه

مدولاتور پالس<sup>۱</sup> یا پالس در دستگاههای گوناگونی همانند سیستمهای مولد اشعه ایکس، تجهیزات پزشکی و سیستمهای رادار و وظیفه تولید پالسهای انرژی را بر عهده دارد که در این مقاله جایگاه و کاربرد آن در سیستم رادار پالسی مورد توجه قرار میگیرد.

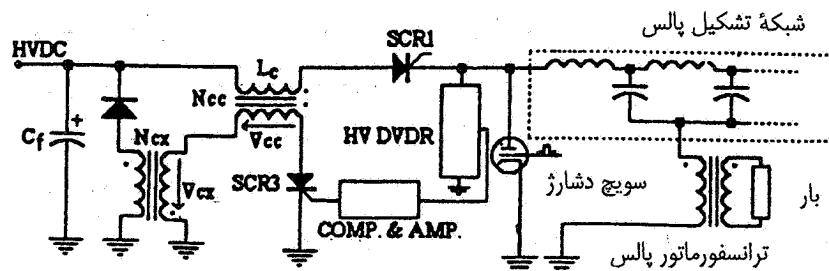
در رادارهای پالسی امواج الکترومغناطیسی در مدت زمان  $\tau$  (پهنای پالس) از طریق دوپلکسر به آنتن هدایت و توسط آن در فضا منتشر می شود که این عمل مرتباً با فرکانس مشخصی تکرار می شود. ارسال امواج در مدت زمان  $\tau$  مستلزم آن است که فرستنده لامپ RF<sup>۲</sup> توسط یک سوییچ مناسب قطع و وصل شود. این سوییچ همان مدولاتور پالس است که پالسهایی با توان بالا و پهنای کوچک تولید می کند. تمامی مدولاتورها در این خصوصیت که به طور متناوب انرژی ذخیره شده را در زمان  $\tau$  توسط یک سوییچ قابل کنترل به بار اعمال کنند مشترک اند که در این زمینه در مرجع [۱] به تفصیل توضیح داده شده است.

تثبیت دامنه پالسهای ولتاژ خروجی در مدولاتورهای رادارهای MTI<sup>۳</sup> به دلیل تاثیر آنها در ضریب بهبود رادار از اهمیت ویژه ای برخوردار است که یکی از روشهای تثبیت دامنه پالسهای ولتاژ در مقابل تغییرات ولتاژ تغذیه و حالت های گذار، استفاده از روش خنثی سازی کیفیت مدار رزونانس<sup>۴</sup> است. در روشهای معمول انرژی ذخیره شده در چوک شارژ از طریق یک مقاومت تخلیه می شود اما

از آنجا که به علت بالا بودن توان مدار پالس و تلفات زیاد، بهبود راندمان از اهمیت خاصی برخوردار است در این مقاله ضمن به کارگیری یک روش عملی در یک نمونه پالس موجود ضمن محاسبه درصد افزایش راندمان نشان داده شده که عملکرد سایر اجزای مدولاتور نیز بهبود می یابد. در مدار مورد نظر در این مقاله که شماتیک آن در شکل (۱) نشان داده شده است، پس از رسیدن ولتاژ شبکه شکل دهنده پالس<sup>۵</sup> (P.F.N) به سطح مورد نظر، انرژی باقیمانده در چوک شارژ به منبع تغذیه DC برگردانده می شود [۱]. برای انتقال انرژی از چوک شارژ به منبع تغذیه، ترانسفورماتور افزایشنده و چوک شارژ بایستی به صورت دقیق طراحی شوند که در این مقاله تحلیل دقیق مدار و نحوه انتخاب پارامترها بررسی شده و صحت نتایج به دست آمده از طریق مدلسازی رایانه ای و به کارگیری آن در یک نمونه رادار عملی بررسی شده است.

## ۲- معرفی مدار خنثی سازی کیفیت مدار رزونانس بهبود یافته

در روش خنثی سازی کیفیت مدار رزونانس در صورت عدم تخلیه کامل انرژی چوک، پیک جریان عبوری از آن تا چند برابر مقدار پیک جریان مدار رزونانس افزایش یافته و سبب افزایش تلفات چوک و نیز اشباع آن می شود. همچنین در صورت تخلیه این انرژی در مقاومت دشارژ چوک، به مدت زمانی پنج برابر ثابت



شکل ۱- مدار تنظیم خنثی سازی کیفیت مدار رزونانس با برگشت انرژی به منبع

سطح ولتاژ خروجی منبع تغذیه،  $V_{DC}$ ، به گونه ای انتخاب می شود که در بدترین شرایط (هنگامی که ولتاژ خروجی  $K\%$  کاهش یافته است.) ولتاژ لازم برای عملکرد صحیح مدولاتور بدون نیاز به برش ولتاژ شارژ PFN فراهم شود. بنابراین به ازای حداکثر ولتاژ منبع تغذیه ( $K\%$  افزایش ولتاژ) شارژ مطلوب PFN،  $V_{N_0}$  در صورت بالا بودن ضریب کیفیت چوک شارژ ( $Q > 10$ ) از روابط زیر به دست می آید

$$V_{N_0} = V_c(\alpha) = (1 + K/100)V_{DC}(1 - \cos\alpha) \quad (1)$$

$$V_{N_0} = 2(1 - K/100)V_{DC} \quad (2)$$

حداقل زاویه آتش تریستور خنثی سازی کیفیت مدار رزونانس،  $(\alpha | \min)$ ، از برابر قرار دادن ولتاژ PFN در حالت حداقل و حداکثر ولتاژ تغذیه طبق رابطه زیر بیان می شود:

$$\alpha | \min = \cos^{-1} \left( \frac{2K - 100}{K + 100} \right) \quad (3)$$

بدین ترتیب برای داشتن یک خروجی تنظیم شده (با فرض  $K\%$  تغییرات مجاز برای تغذیه)، بایستی تریستور خنثی سازی کیفیت مدار رزونانس حداقل در زاویه آتش  $\alpha | \min$  روشن شود.

#### ۴- انتخاب نسبت تبدیل برای چوک شارژ و ترانسفورماتور افزایش ولتاژ

در صورت بایاس مستقیم بودن تریستور و بعد از آتش کردن تریستور خنثی سازی کیفیت مدار رزونانس، شارژ PFN قطع خواهد شد. به همین منظور نسبت تبدیل چوک شارژ و ترانس

زمانی مدار برای تخلیه کامل چوک نیاز است که با توجه به محدودیتهایی که در انتخاب مقاومت دشارژ چوک وجود دارند، ممکن است تخلیه کامل چوک امکانپذیر نباشد. در صورتی که توسط یک مدار کمکی، انرژی باقیمانده در چوک شارژ به منبع تغذیه برگردانده شود، علاوه بر بهبود راندمان سیستم، قله جریان عبوری از چوک شارژ نیز حداقل می شود. از آنجا که امکان برگرداندن انرژی به منبع AC وجود ندارد انرژی باقیمانده در چوک به خازنهای فیلتر منبع تغذیه DC برگردانده می شود.

همان طور که در شکل (۱) دیده می شود برای انجام عمل سوئیچینگ در سطح ولتاژ پایین از چوک شارژ با سیم پیچ ثانویه و نسبت تبدیل  $N_{cc}$  و از یک ترانس افزایشنده به نام ترانس کلمپ با نسبت تبدیل  $N_{cx}$  استفاده شده است. ابتدا برای محاسبه  $N_{cc}$  و  $N_{cx}$ ، نحوه محاسبه حداقل زاویه آتش تریستور خنثی سازی کیفیت مدار رزونانس (SCR<sub>3</sub>) با توجه به درصد تغییرات مجاز خط تغذیه ارائه می شود و سپس با توجه به روابط مطرح شده، روابط حداقل و حداکثر ولتاژ PFN با حداقل زاویه آتش تریستور خنثی سازی کیفیت مدار رزونانس مشخص می شوند.

#### ۳- طراحی و تعیین حداقل زاویه آتش تریستور مدار خنثی سازی کیفیت مدار رزونانس

به منظور تثبیت دامنه پالسهای ولتاژ و جلوگیری از وابستگی آنها به تغییرات ولتاژ تغذیه، پس از رسیدن ولتاژ PFN به مقدار مورد نظر، تریستور خنثی سازی کیفیت مدار رزونانس آتش می شود. بنابراین زاویه آتش این تریستور تابعی از درصد تغییرات ولتاژ تغذیه است. اگر  $K$ ، درصد تغییرات مجاز ولتاژ تغذیه DC،  $L_c$  مقدار اندوکتانس چوک شارژ و  $\omega$  فرکانس مدار رزونانس باشند،

رزونانس برابر  $144^\circ$  است و رابطه بالا به شکل زیر ساده می شود

$$0.809 \leq \frac{N_{cc}}{N_{cx}} \leq 1 \quad (12)$$

با توجه به رابطه (۱۱) امکان برگشت انرژی از چوک شارژ به منبع تغذیه DC وجود دارد که بایستی در طراحی با انتخاب صحیح نسبت تبدیل چوک شارژ و ترانسفورماتور افزایشده این امکان را به وجود آورد. در قسمتهای بعدی رابطه حداقل و حداکثر ولتاژ تغذیه با نسبت تبدیلیهای چوک شارژ و ترانسفورماتور افزایشده در صورت برقراری رابطه (۱۱) مطرح می شوند.

### ۵- تعیین حداکثر و حداقل ولتاژ PFN

در صورتی که مقادیر حداکثر و حداقل ولتاژ PFN به ترتیب  $V_{N1}$  و  $V_{Nh}$  فرض شود، برای یک ولتاژ تغذیه ثابت، رابطه زیر بین حداکثر و حداقل سطح ولتاژ شارژ PFN برقرار خواهد بود.

$$V_{Nh} = 2V_{DC}$$

$$V_{N1} = V_{DC}(1 - \cos\alpha |_{\min})$$

$$\frac{V_{Nh}}{V_{N1}} = \frac{2}{1 - \cos\alpha |_{\min}} \quad (13)$$

در صورتی که حداقل زاویه آتش تریستور خنثی سازی کیفیت مدار رزونانس برحسب نسبت تبدیل چوک شارژ و ترانسفورماتور افزایشده جایگذاری شود، رابطه (۱۳) به صورت زیر تبدیل می شود

$$\frac{V_{Nh}}{V_{N1}} = \frac{2}{1 + N_{cc} / N_{cx}} \quad (14)$$

بنابراین با توجه به رابطه بالا و مشخص بودن  $N_{cc}$  و  $N_{cx}$  و با یک منبع تغذیه با ولتاژ ثابت می توان پالسهای با دامنههای مختلف تولید کرد. به طریق مشابه و با توجه به روابط قبلی می توان نشان داد که بین حداکثر مقدار ولتاژ منبع تغذیه،  $V_h$  و حداقل آن،  $V_1$ ، رابطه (۱۵) برقرار است.

$$V_{N1} \leq 2V_1$$

افزاینده به گونه ای انتخاب می شوند که شرط بایاس مستقیم بودن تریستور در شروع خنثی سازی کیفیت مدار رزونانس فراهم شود. با توجه به شکل (۱)، رابطه زاویه آتش تریستور،  $\alpha$  با نسبت تبدیل چوک شارژ و ترانسفورماتور افزایشده به دست می آید.

$$V_{AK} = -V_{cc} - V_{cx} \quad (4)$$

در لحظه روشن شدن تریستور خنثی سازی کیفیت مدار رزونانس، ولتاژ ثانویه ترانسفورماتور افزایشده و ولتاژ ثانویه چوک شارژ از معادله های زیر به دست می آیند

$$V_{cx} = \frac{V_{DC}}{N_{cx}} \quad (5)$$

$$V_{cc} = \frac{V_{DC}}{N_{cc}} \cos\alpha \quad (6)$$

با جایگذاری  $V_{cc}$  و  $V_{cx}$  از روابط (۵) و (۶) در معادله (۴) و با توجه به شرط  $V_{AK} \geq 0$  رابطه زیر برقرار خواهد بود

$$\cos\alpha \leq \frac{-N_{cc}}{N_{cx}} \Rightarrow \alpha \geq 180^\circ - \cos^{-1} \frac{N_{cc}}{N_{cx}} \quad (7)$$

که با توجه به روابط (۳) و (۷) محدوده انتخاب  $\frac{N_{cc}}{N_{cx}}$  مشخص می شود

$$\alpha |_{\min} = 180^\circ - \cos^{-1} \frac{N_{cc}}{N_{cx}} \quad (8)$$

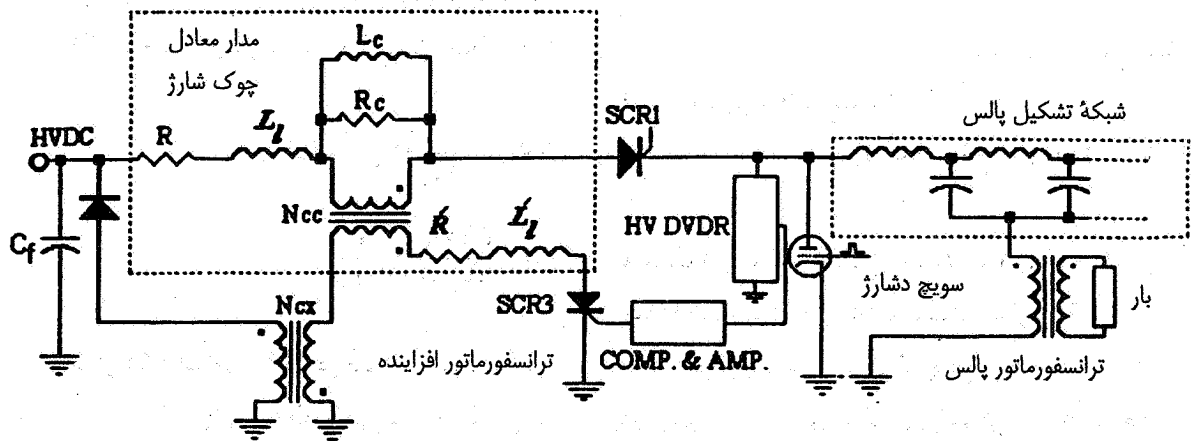
$$\left(180^\circ - \cos^{-1} \frac{N_{cc}}{N_{cx}}\right) \geq \cos^{-1} \left(\frac{3K-100}{K+100}\right) \quad (9)$$

$$\frac{N_{cc}}{N_{cx}} \geq \frac{100-3K}{100+K} \quad (10)$$

از طرفی طبق تعریف تابع کسینوس همواره بایستی شرط  $N_{cc} < N_{cx}$  برقرار باشد. بنابراین رابطه (۱۱) به عنوان یک رابطه نهایی برای انتخاب  $N_{cc}$  و  $N_{cx}$  پیشنهاد می شود. این رابطه با فرض  $K\%$  تغییرات برای ولتاژ خط تغذیه به دست آمده است.

$$\frac{100-3K}{100+K} \leq \frac{N_{cc}}{N_{cx}} \leq 1 \quad (11)$$

با فرض  $5\%$  تغییرات مجاز برای ولتاژ تغذیه و با توجه به رابطه (۳)، حداقل زاویه آتش تریستور خنثی سازی کیفیت مدار



شکل ۲- مدار معادل پالس همراه با مدل واقعی چوک

در صورتی که مدار معادل الکتریکی چوک شارژ که در این حالت همانند یک ترانس است به جای آن قرار داده شود مدل الکتریکی مدار به صورت شکل (۲) تبدیل می شود.

تابع  $f(L_1)$  با توجه به مدار معادل که در شکل (۲) نشان داده شده است از برابر قرار دادن انرژی ذخیره شده در سلفهای پراکندگی با تغییرات انرژی خازنهای PFN محاسبه می شود. به عبارتی در لحظه ای که ترستور خنثی سازی کیفیت مدار رزونانس آتش می شود، اگر جریان در چوک شارژ  $I$  فرض شود، انرژی ذخیره شده در چوک شارژ برابر  $\frac{1}{2}L_1 I^2$  و در سلفهای پراکندگی  $\frac{1}{4}L_1 I^2$  است. انرژی چوک شارژ به منبع تغذیه برگردانده شده اما انرژی موجود در سلفهای پراکندگی باعث ادامه شارژ PFN و عدم قطع سویچ شارژ می شود. اگر  $V_N$  مقدار ولتاژ PFN در شروع خنثی سازی کیفیت مدار رزونانس و  $C_N$  ظرفیت کل خازنی آن فرض شود، از برابر قرار دادن مقدار تغییرات انرژی PFN و انرژی سلفهای پراکندگی مقدار شارژ اضافی PFN از روابط زیر محاسبه می شود.

$$\Delta V_N = (I_p^2 \cdot \sin^2 \alpha \cdot L_1) / [2C_N(V_N - V_{DC}(1 + \frac{N_{cc}}{N_{cx}}))] \quad (17)$$

$$\Delta V_N = \frac{L_1 I_p^2}{2C_N V_N} \quad (18)$$

در صورتی که در رابطه (۱۸) به جای  $I$  برحسب پیک جریان در مدار رزونانس ( $I = I_p \sin \alpha$ ) قرار داده شود و حاصل از طریق جایگذاری  $\alpha$  برحسب ولتاژ PFN و  $I_p$  برحسب پارامترهای مدار

$$V_{N_0} \leq 2V_h(1 - \cos \alpha)_{\min}$$

$$\frac{V_h}{V_1} \leq \frac{2}{1 - \cos \alpha} \quad (15)$$

در صورتی که شارژ مطلوب PFN کوچکتر از  $2V_1$  انتخاب شود، راندمان سیستم کاهش می یابد، بنابراین به منظور بهبود راندمان سیستم، منبع تغذیه DC به گونه ای طراحی و ساخته می شود که در حداقل مقدار ولتاژ خروجی آن، PFN به اندازه مطلوب شارژ شود، در این حالت رابطه (۱۵) به تساوی تبدیل می شود.

### ۶- تأثیر اندوکتانس پراکندگی چوک شارژ با سیم پیچ ثانویه در تنظیم ولتاژ

در تنظیم ایده آل، اجازه هیچ تغییری در ولتاژ شارژ PFN در اثر تغییرات ولتاژ منبع تغذیه داده نمی شود. در تنظیم به روش ساده خنثی سازی کیفیت مدار رزونانس، دستیابی به پالسهای ولتاژ با دامنه ثابت به راحتی امکان پذیر است. اما در روش بررسی شده در این فصل، به علت کوپلینگ ناقص در چوک شارژ تغییرات ولتاژ PFN،  $\Delta V_N$ ، تابعی از مقدار اندوکتانس سلف پراکندگی است.

$$\Delta V_N = f(L_1) \quad (16)$$

که در این رابطه،  $L_1$  اندوکتانس پراکندگی در طرف اولیه چوک شارژ است.

$$\omega_d = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_N}}$$

که  $I_c$  در رابطه بالا جریان اولیه چوک شارژ در شروع خنثی سازی کیفیت مدار رزونانس است.

$$t_d = \sqrt{L_1 C_N} \cdot \tan^{-1} \left[ -\sqrt{\frac{L_1}{L_C}} \cdot \tan(\alpha) \right] \quad (22)$$

با جایگذاری  $C_N$  برحسب پریرود مدار شارژ،  $T$ ، و سایر پارامترها در رابطه (22) و با توجه به اینکه نسبت مقدار اندوکتانس پراکندگی به اندوکتانس چوک شارژ مقدار کوچکی است، دیده می شود که زمان لازم برای تخلیه انرژی سلفهای پراکندگی درصد کوچکی از زمان لازم برای شارژ PFN است.

$$t_d = \frac{T}{\sqrt{\pi}} \sqrt{\frac{L_1}{L_C}} \tan^{-1} \left[ -\sqrt{\frac{L_1}{L_C}} \cdot \tan(\alpha) \right] \quad (23)$$

به منظور انتقال تمام انرژی ذخیره شده در چوک شارژ در طی مدت خنثی سازی کیفیت مدار رزونانس به منبع تغذیه به زمان  $t_q$  نیاز است. در صورتی که جریان چوک در طی مدت خنثی سازی کیفیت مدار رزونانس با  $i_{dq}(t)$  نمایش داده شود، رابطه آن به صورت زیر بیان می شود

$$i_{dq}(t) = -\left(\frac{V_{DC}}{L_C}\right) \left(\frac{N_{cx}}{N_{cc}}\right) t + I_c \quad (24)$$

$$t_q = \left(\frac{T}{\sqrt{\pi}}\right) \left(\frac{N_{cx}}{N_{cc}}\right) \sin(\alpha) \quad (25)$$

$$t_q \Big|_{\max} = \left(\frac{T}{\pi}\right) \left(\frac{\sqrt{200K-2K^2}}{(100-3K)}\right) \cong \frac{1}{\pi} T \frac{\sqrt{2K}}{100-3K} \quad (26)$$

در رابطه (26) با فرض 5٪ تغییرات مجاز برای خط تغذیه،  $t_q \Big|_{\max} = 0.23 \left(\frac{T}{\pi}\right)$  است، بنابراین حداکثر زمان لازم برای انتقال کامل انرژی ذخیره شده در چوک شارژ به منبع تغذیه درصدی از پریرود شارژ می شود. و چون معمولاً پارامترهای مدار به گونه ای انتخاب می شوند که زمان شارژ کامل PFN در حدود 90٪ پریرود تکرار پالسها باشد، زمان لازم برای تخلیه کامل چوک بعد از رسیدن ولتاژ PFN به سطح مورد نظر فراهم می شود.

8- نحوه انتخاب تریتور و طراحی ترانسفورماتور

افزاینده

از مزایای استفاده از چوک شارژ با سیم پیچ ثانویه، کاهش سطح

رزونانس ساده شود، رابطه (19) حاصل شده و شیب مشخصه تغییرات ولتاژ PFN برحسب ولتاژ تغذیه DC، طبق رابطه (20) بیان می شود.

$$\Delta V_{Nc} = \frac{L_1}{L_C} (V_{DC} - \Delta V_{Nc}) \quad (19)$$

$$M = \frac{d\Delta V_{Nc}}{dV_{DC}} = \frac{L_L}{L_C} \quad (20)$$

در رابطه (19) مقدار شارژ اضافی PFN در صورت ثابت ماندن ولتاژ تغذیه DC، ( $K=0$ )، با  $L_1$  رابطه خطی دارد. از طرفی با توجه به سطح شارژ PFN، مقدار شارژ اضافی آن تغییر می کند و از آنجا که مقدار اندوکتانس پراکندگی سیم پیچ اولیه چوک، درصد کوچکی از اندوکتانس مغناطیس کنندگی آن است، ضریب  $M$  در رابطه (20) بسیار کوچک می شود و در صورت وجود اندوکتانس پراکندگی، تنها درصد ناچیزی از تنظیم دامنه پالسها کاسته می شود که با تقریب خوبی می توان از آن صرف نظر کرد. همچنین هر قدر که  $V_{Nc}$  بزرگتر انتخاب شود تغییرات ولتاژ PFN کمتر است. به عبارت دیگر با بزرگتر شدن زاویه آتش تریتور خنثی سازی کیفیت مدار رزونانس، درصد تغییرات ولتاژ PFN کاهش می یابد.

## 7- محاسبه زمانهای لازم برای تخلیه سلفهای پراکندگی ( $t_d$ ) و چوک شارژ ( $t_q$ )

برای انتقال تمامی انرژی ذخیره شده در سلف  $L_1$  به خازنهای PFN پس از روشن کردن تریتور خنثی سازی کیفیت مدار رزونانس، به زمانی مشخص نیاز است. در صورتی که این مدت زمان برای شارژ اضافی PFN فراهم نشود و پس از شارژ نهایی PFN، سوییچ دشارژ آتش شود، به علت روشن بودن تریتور شارژ، منبع تغذیه از طریق چوک شارژ اتصال کوتاه می شود. این زمان ( $t_d$ ) با توجه به پریرود تکرار پالسها باید به گونه ای انتخاب شود که پس از قطع تریتور شارژ، سوییچ دشارژ فعال شود.  $t_d$  از صفر قرار دادن رابطه جریان در مدار رزونانس بعد از روشن شدن تریتور خنثی سازی کیفیت مدار رزونانس در شکل (2) محاسبه می شود.

$$i(t_d) = (V_{DC} - V_{Nc}) \sqrt{\frac{C_N}{L_1}} \sin \omega_d t_d + I_c \cos \omega_d t_d = 0 \quad (21)$$

PSPICE وجود دارد. نتایج شبیه سازی در شکل (۳) نشان داده شده است.

### ۱۰- اندازه گیری و نمایش ولتاژها در مدولاتور

بالا بودن سطح ولتاژ در قسمتهای مختلف مدولاتور تکنیکهای خاصی را طلب می کند. در برخی از قسمتها تنها نیاز به نمایش مقدار ولتاژ و در برخی قسمتها نیاز به اندازه گیری ولتاژ و مقایسه آن با مقدار ولتاژ مرجع برای تصمیم گیری است. بنابراین بسته به اینکه ولتاژ مورد نظر DC یا AC باشد از روشهای خاص استفاده شده است که در این قسمت همراه با ذکر نظریه آنها، به بررسی نتایج عملی پرداخته می شود [۵].

### ۱۰-۱- نمایش مقدار ولتاژ منبع HVDC

به منظور اندازه گیری سطح ولتاژ منبع تغذیه DC از روش مقاومت سری و میکروآمپر متر استفاده شده است. نحوه کار بدین صورت است که ولتاژ بالا از طریق یک مقاومت بزرگ به میکروآمپر متر اعمال می شود. با کنترل جریان عبوری از میکروآمپر متر، دستگاه به نحوی مدرج می شود که انحراف آن تابعی خطی از ولتاژ باشد. مقاومت به کار رفته باید از ماده ای با ضریب گرمایی نزدیک به صفر انتخاب شود تا تلفات حرارتی حداقل شود. این روش برای کاربردهای AC قابل استفاده نیست، چرا که ظرفیتهای ناخواسته ایجاد شده بین زمین و مقاومت سری شده با میکروآمپر متر باعث هدایت بخشی از جریان به زمین شده و در نتیجه سبب بروز خطا در اندازه گیریها می شود [۶].

### ۱۰-۲- مقسمهای ولتاژ

مقسمهای ولتاژ اساساً از یک بازوی ولتاژ بالا با امپدانس زیاد که به صورت سری با یک بازوی ولتاژ کم با امپدانس کم قرار گرفته، تشکیل شده اند. توسط اسیلوسکوپ و یا کارتهای الکترونیکی از ولتاژ مربوط به بازوی ولتاژ کم نمونه برداری می شود. خطای عمده در این مقسمهای ولتاژ عمدتاً ناشی از ظرفیت خازنی ناخواسته بین زمین و امپدانسهای مقسم است به لحاظ این ظرفیتهای پراکنده و ناخواسته به زمین، جریانهای ناشی در بیرون از مقسم و به طرف زمین جاری می شوند و لذا جریان در بقیه مقسم جاری نشده و

ولتاژ در مدار خنثی سازی کیفیت مدار رزونانس است، بدین ترتیب ترستور مورد نظر بایستی قابلیت تحمل ولتاژ  $\frac{V_{DC}}{N_{CX}}$  و پیک جریان  $N_{CC}I_o$  را داشته باشد. با فرض تخلیه کامل چوک در طی زمان خنثی سازی کیفیت مدار رزونانس، مقدار متوسط جریان از رابطه زیر محاسبه می شود

$$i_{dq,av} = \frac{N_{CC}I_o}{\gamma} \cdot t_q \cdot PRF \quad (27)$$

که  $t_q$  مدت زمان هدایت ترستور خنثی سازی کیفیت مدار رزونانس، PRF فرکانس تکرار پالسها و  $i_{dq,av}$  مقدار متوسط جریان است.

مقدار مؤثر جریان از طریق رابطه جریان در طول مدت انجام خنثی سازی کیفیت مدار رزونانس و با توجه به زمان تخلیه چوک ( $t_q$ ) محاسبه می شود. همچنین ترانسفورماتور افزایشنده بایستی قابلیت تحمل ولت - ثانیه، تحت حداکثر زمان انجام خنثی سازی کیفیت مدار رزونانس بدون اشباع هسته را داشته باشد. برای این منظور تعداد دور سیم پیچ ثانویه آن،  $N_s$ ، (طرف ولتاژ بالا) از رابطه زیر به دست می آید

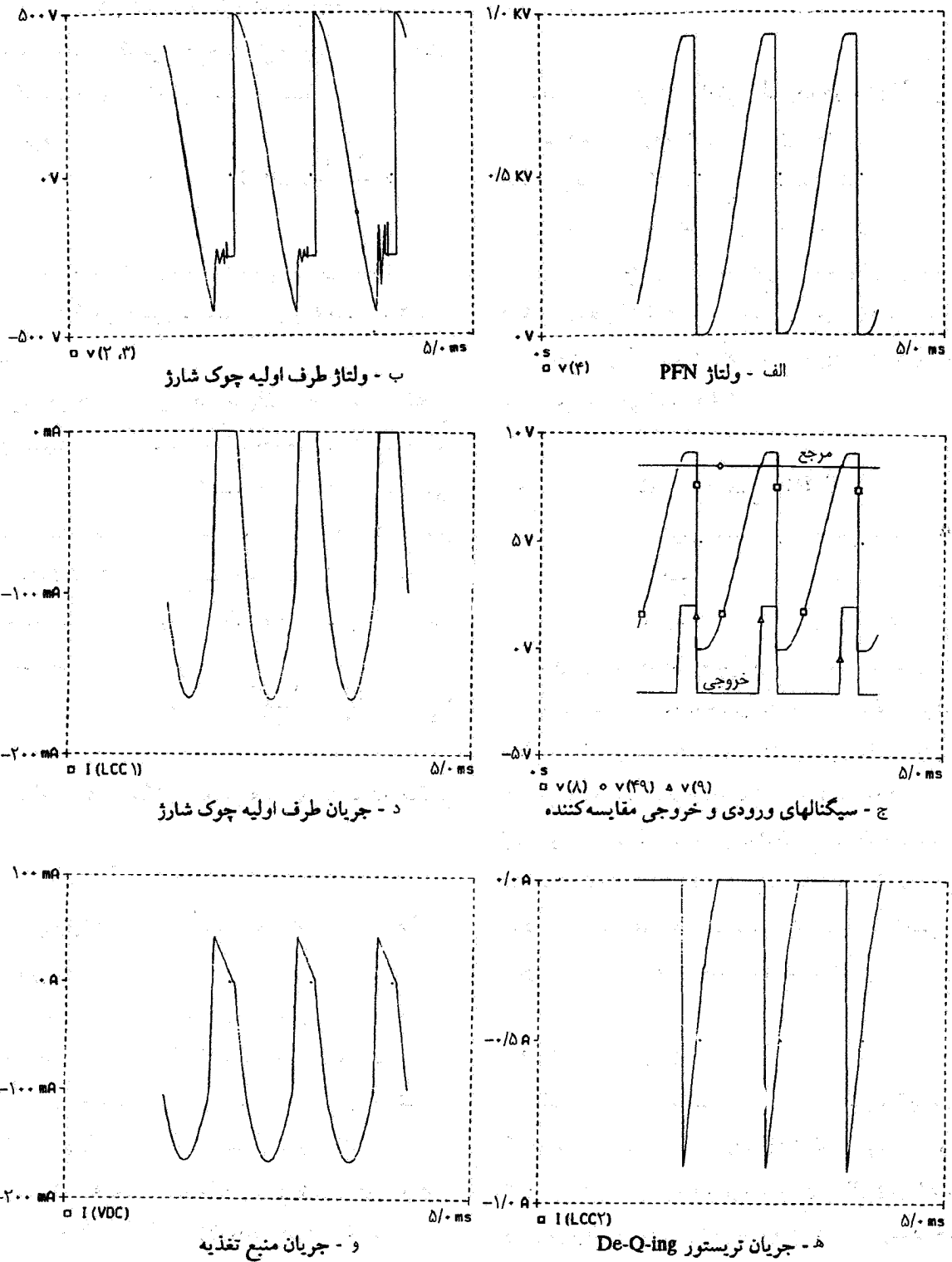
$$N_p = \frac{V_{DC}(KV) \times t_q(\mu Sec) \times 10^8}{B(KG) \times A_c(cm^2)} \quad (28)$$

در رابطه بالا، B، حداکثر چگالی فلو در هسته و  $A_c$  سطح مقطع هسته هستند.

### ۹- مدل سازی رایانه ای مدار خنثی سازی کیفیت مدار

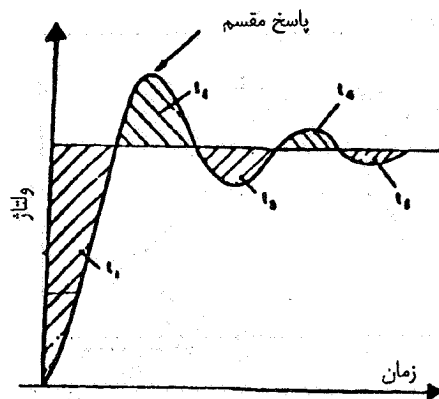
#### رزونانس بهبود یافته

به منظور نشان دادن صحت برقراری روابط به دست آمده، مدار شکل (۲) توسط نرم افزار PSPICE شبیه سازی شده است [۳]. در شبیه سازی از مدل DC ترستور برای ترستورهای شارژ و دشارژ و از مدل AC آن برای ترستور خنثی سازی کیفیت مدار رزونانس استفاده شده است [۴]. برای کم کردن زمان اجرای برنامه، به جای شبکه شکل دهنده پالس از یک خازن معادل استفاده شده است. در این شبیه سازی بخشی از ولتاژ شارژ PFN، با ولتاژ مرجع مقایسه و پس از رسیدن به سطح مطلوب، ترستور خنثی سازی کیفیت مدار رزونانس آتش می شود. بلوک مقایسه کننده یک تقویت کننده تفاضلی است که تحت یک زیر برنامه به نام (UAV41) در کتابخانه



شکل ۳- نتایج شبیه سازی رایانه ای پالسر به همراه مدار خنثی سازی کیفیت مدار رزونانس بهبود یافته





شکل ۴- پاسخ پله‌ای واحد به ترمینال ورودی مقسم ولتاژ بالا

### ۱۱- آزمایش مدار خنثی سازی کیفیت مدار رزونانس بهبود یافته

با برخی از ساده سازیها در مدار پالس و پایین آوردن سطح ولتاژ منبع تغذیه DC، امکان برگشت انرژی ذخیره شده در چوک به منبع تغذیه انجام شد و لزوم به کارگیری سیستم حفاظتی سریع و مطمئن برای جلوگیری از هرگونه اضافه جریان، اضافه ولتاژ و استفاده از مدارهای درایو ایزوله همراه با عایق بندی مناسب بررسی شده است.

#### ۱-۱۱- طراحی و ساخت یک نمونه مدار خنثی سازی کیفیت مدار رزونانس بهبود یافته

هدف از انجام طرح بررسی مراحل مختلف طراحی مدار خنثی سازی کیفیت مدار رزونانس بهبود یافته و سپس ساخت یک نمونه از آن برای به کارگیری در یک نمونه پالس ساخته شده موجود با توان لحظه‌ای ۱۸۰ کیلووات و پهنای پالس ۲/۴ میکروثانیه بوده است که از آن برای تغذیه یک مگنترون با ولتاژ کار ۱۲/۵ کیلوولت و جریان کار ۱۰ آمپر استفاده شود که در ابتدای این قسمت مشخصات مدولاتور موجود مطرح شده و سپس به بررسی مدارهای عملی ساخته شده پرداخته خواهد شد.

#### ۱-۲- مشخصات کلی پالس موجود

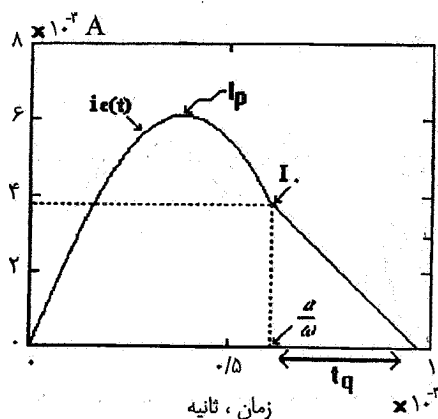
مدولاتور موجود دارای حداکثر توان لحظه‌ای ۱۸۰ kw، پهنای پالس ۲/۴ μsec و PRF=۷۶۰ Hz است. پالسهای خروجی که روی بار مقاومتی ۵۰ اهم مشاهده شده، دارای زمان صعود

سبب بروز خطا در فاکتور مقیاس یا نسبت مقسم می‌شود. پدیده کرونا و اندوکتانس داخلی مقسم ولتاژ از دیگر عوامل موثر در خطای اندازه گیری ولتاژند [۶].

در مقسمهای ولتاژ فاکتور مقیاس کل بایستی با خطایی کمتر از ۳ درصد معلوم و شناخته شود. پاسخ زمانی ( $T_r$ ) مربوط به یک مقسم، از ولتاژ حاصله وقتی که ورودی به مقسم یک ولتاژ پله‌ای واحد باشد محاسبه می‌شود. در شکل (۴) پاسخ پله‌ای یک مقسم ولتاژ نشان داده شده است. پاسخ زمانی ( $T_r$ ) طبق رابطه (۳) از جمع جبری مساحت‌های نشان داده شده در شکل (۴) محاسبه می‌شود.

$$T_r = t_1 - t_2 + t_3 - t_4 + t_5 + \dots \quad (3)$$

در مدار پالس موجود به منظور نمونه برداری از ولتاژ PFN و پالسهای خروجی پالس از مقسمهای مقاومتی استفاده شده است. هر چند استفاده از مقسمهای دیگر از نوع خازنی و مقاومتی - خازنی نیز امکانپذیر است. اما چون در این حالت مقدار متوسط سیگنال حذف می‌شود تنها از مقسمهای مقاومتی استفاده شده است [۶]. انتخاب صحیح مقادیر مقاومتها در سرعت پاسخ و شکل نمونه برداری شده بسیار مؤثر است. در صورت بزرگ انتخاب کردن آنها اثرات سلفی و خازنی به طور وضوح دیده خواهند شد. در کلیه شکل موجهای نشان داده شده در این مقاله مربوط به آزمونهای عملی از مقسمهای مقاومتی مناسب یک طبقه و چند طبقه برحسب ضرورت استفاده شده است.



شکل ۵- نمایش جریان چوک شارژ

به دست می آید

$$P_r = \frac{1}{\gamma} L_c \cdot I_p^2 \cdot \sin^2 \alpha \cdot f \quad (30)$$

با توجه به مدار نشان داده شده در شکل (۱) در صورتی که مقاومت چوک به همراه مقاومت معادل سیم پیچهای ترانس افزایشنده از دید اولیه آن،  $R_{eq}$  فرض شود متوسط توان تلفاتی در آن در طی زمان خنثی سازی کیفیت مدار رزونانس از رابطه زیر به دست می آید.

$$P_L = \left[ \frac{N L_c R_{eq}}{V_{DC}} (I_0^2 + \frac{1}{3}) - 2 I_0^2 R_{eq} \right] f \quad (31)$$

با جایگذاری  $I_0$  در رابطه بالا برحسب پارامترهای مدار رزونانس و درصد ولتاژ شبکه، تلفات انرژی به صورت زیر بیان می شود

$$P_L = \frac{N L_c R_{eq}}{V_{DC}} \left( \frac{V_{DC}^2}{\omega^2 L_c^2} (2K - K^2)^{3/2} + \frac{1}{3} \right) f - 2 \frac{V_{DC}^2 f}{\omega^2 L_c^2} (2k - k^2) \quad (32)$$

افت ولتاژ اندازه گیری شده در دو سر هر ترستور در هنگام روشن بودن برابر ۱/۵ ولت اندازه گیری شده است که با در نظر گرفتن پنج ترستور به عنوان سوییچ خنثی سازی کیفیت مدار رزونانس افت ولتاژ در دو سر سوییچ در حدود ۷/۵ ولت است. بنابراین با توجه به رابطه جریان عبوری از ترستورها توان تلفات آنها در طی زمان خنثی سازی کیفیت مدار رزونانس از رابطه زیر پیروی می کند

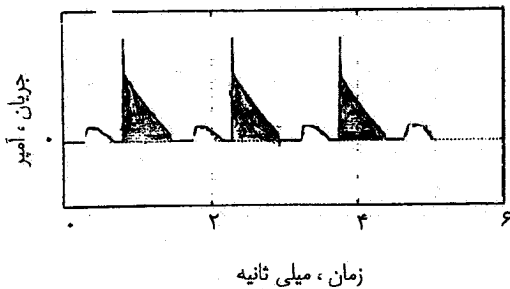
$0.3 / \mu\text{sec}$  و صافی بالای پالس در مقایسه با اشکال مشابه در مراجع در دسترس قابل قبول است. این مدولاتور برای لامپ مگنترونی با ولتاژ کار ۱۲ تا ۱۵ کیلو ولت طراحی شده که برای این منظور نیاز به ترانسفورمر پالس در خروجی آن است. مقدار اندوکتانس چوک شارژ برابر ۵/۴ هانری، امپدانس مشخصه شبکه شکل دهنده، پالس برابر ۵۰ اهم، ظرفیت کل خازنهای به کار رفته در PFN برابر ۲۲/۲ نانوفاراد و زمان لازم برای شارژ شبکه در حدود ۱ میلی ثانیه است. منبع تغذیه به کار رفته در این مدولاتور توسط برق تک فاز ۲۲۰ ولت تغذیه می شود که از طریق اتوترانس و ترانس افزایشنده ولتاژ لازم برای یکسوسازی فراهم می شود و سپس پس از یکسو شدن توسط مدار پل دیودی توسط یک فیلتر مناسب برای تغذیه پالس به کار برده می شود. حداکثر سطح ولتاژ خروجی منبع تغذیه برابر ۳/۵ kv و حداکثر جریان مجاز خروجی آن برابر ۱ A است.

### ۳-۱۱- محاسبه درصد افزایش راندمان

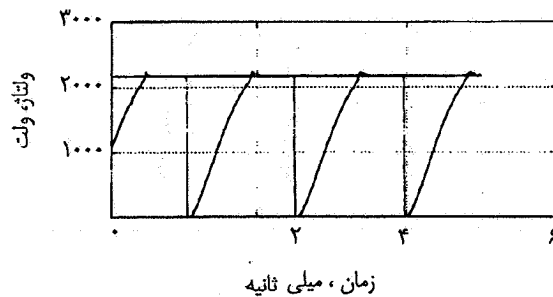
محاسبه راندمان با توجه به مقدار متوسط انرژی اخذ شده از منبع و انرژی برگردانده شده به منبع با احتساب تلفات انرژی در چوک، ترستورها، مدارهای اسنایپر و ترانس افزایشنده انجام می شود. با توجه به شکل موج جریان اخذ شده از منبع تغذیه، شکل (۵)، متوسط توان اخذ شده از منبع HVDC از رابطه زیر به دست می آید

$$P_i = \frac{1}{T} \int_0^{a/\omega} V_{DC} \cdot I_p \cdot \sin \omega t \cdot dt = K \cdot f \cdot V_{DC} \cdot I_p / \omega \quad (29)$$

با توجه به شکل موج جریان چوک در طی زمان خنثی سازی کیفیت مدار رزونانس متوسط توان برگردانده شده به منبع از رابطه زیر



شکل ۶-ب جریان ثانویه ترانس



شکل ۶-الف ولتاژ PFN و سطح مقایسه

گرفت. در شکل (۶-الف) ولتاژ شارژ شبکه شکل دهنده پالس به ازای ولتاژ ۱۲۵۰ ولت منبع تغذیه HVDC به همراه سطح مقایسه نشان داده شده است. سطح ولتاژ مقایسه برابر ۲۱۶۰ ولت انتخاب شد. همان طور که در این شکل دیده می شود دامنه پالسها کاملاً در طی پریودهای مختلف برابر است، اما در شروع انجام خنثی سازی کیفیت مدار رزونانس مقداری PFN اضافه شارژ می شود که علت آن وجود برخی سلفهای پراکنده در مدار است [۲]. در مدار ساخته شده در این طرح چون از چوک شارژ با یک سیم پیچ استفاده شده بود، مقدار سلفهای پراکنده بسیار ناچیز و در نتیجه در عملکرد مدار مشکل جدی ایجاد دیده نشد. شکل موج جریان ثانویه ترانس که همان جریان برگردانده شده به منبع تغذیه HVDC است در شکل (۶-ب) نشان داده شده است. از آنجا که شکل موجها به طور همزمان نمونه برداری نشده اند، محورهای زمان در مشخصه های نشان داده شده با هم متناظر نخواهند بود، به عبارتی اگر لحظه شروع شارژ PFN در شکل (۶-الف) برابر ۱/۱ msec باشد، در شکل (۶-ب) در این لحظه عمل تخلیه PFN صورت می گیرد. سطوح مشخص شده با هاشور در شکل (۶-ب) بیانگر مقدار انرژی برگردانده شده به منبع ناشی از انجام خنثی سازی کیفیت مدار رزونانس است اما سطوح دیگر حتی در صورت روشن نکردن تریستورهای خنثی سازی کیفیت مدار رزونانس به علت ایجاد رزونانس بخاطر وجود خازنهای مدار اسنابر وجود خواهد داشت.

بالا بودن میزان تغییرات ولتاژ در دو سر تریستورهای خنثی سازی کیفیت مدار رزونانس ضرورت به کارگیری مدارهای اسنابر با طراحی خاص را ایجاب می کند، به عبارتی یکی از محدودیتهایی که در انتخاب مقادیر المانهای مدار رزونانس وجود خواهد داشت

$$P_s = \frac{15}{4} \frac{N L_C I_o^2}{V_{DC}} f \quad (33)$$

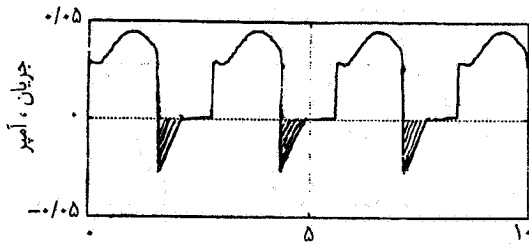
علاوه بر تلفات بالا بایستی تلفات سوئیچینگ در هنگام روشن شدن و خاموش شدن تریستورها را نیز مد نظر قرار داد با توجه به حداکثر فرکانس مدار که در حدود ۸۰۰ Hz است و با در نظر گرفتن تلفات در مدار خنثی سازی کیفیت مدار رزونانس درصد افزایش راندمان به صورت زیر محاسبه می شود

$$\% \Delta \eta = \frac{P_r - P_{loss}}{P_i} \times 100 = \frac{P_r - P_{loss}}{\text{متوسط توان منتقل شده به PFN}} \times 100 = \text{متوسط توان خالص برگردانده شده به منبع} \quad (34)$$

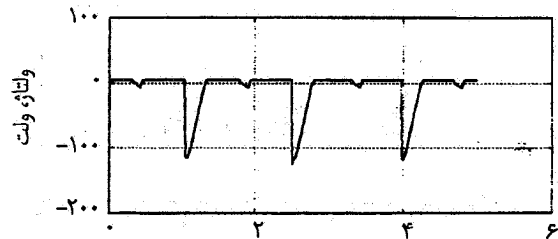
با توجه به مشخصات مدولاتور موجود درصد افزایش راندمان برای  $(K = \frac{V_N}{V_{DC}} = 1/8)$  برابر ۸/۶٪ محاسبه شده است.

#### ۱۱-۴- بررسی نتایج عملی

پس از طراحی و ساخت ترانس افزایشنده، مدارهای درایو، مقایسه کننده و مدارهای حفاظتی، شکل موجهای نقاط مختلف مدار به همراه جریان منبع تغذیه ولتاژ بالا و جریان چوک از طریق اسیلوسکوپ حافظه دار ثبت و توسط رایانه و با اعمال ضرایب مناسب شکل موجهای واقعی مدار ترسیم شدند. در ابتدا به منظور برخی ساده سازیها از یک باتری ۱۲ ولت برای جذب انرژی چوک استفاده شد که به علت پایین بودن سطح ولتاژ آن مجبور به استفاده از یک ترانس کاهنده با نسبت تبدیل مناسب شدیم. در این حالت دیده شد که در صورت عدم انتخاب صحیح نسبت تبدیل ترانس تخلیه کامل انرژی چوک امکانپذیر نخواهد بود. از طرفی شکل موجهای نقاط مختلف مدار نمونه برداری و ترسیم شدند و با نتایج نظری مطرح شده در مرجع [۲] مقایسه شدند. بعد از آن مدار اصلی که همان مدار نشان داده شده در شکل (۱) است، مورد آزمایش قرار



شکل ۷-ب جریان منبع تغذیه  
زمان، میلی ثانیه



شکل ۷-الف ولتاژ دیود برگشت انرژی  
زمان، میلی ثانیه

بر روی پالس انجام شده است و با مقایسه نتایج عملی به دست آمده با نتایج مدلسازی نتایج زیر حاصل شده است

- در صورت امکان برگرداندن انرژی چونک به منبع تغذیه DC، رفتار مدار خنثی سازی کیفیت مدار رزونانس بهبود می یابد و در صورتی که این انرژی به همان منبع تغذیه HVDC برگردانده شود، راندمان سیستم نیز بهبود خواهد یافت.
- در صورت استفاده از مدار ساخته شده با اضافه کردن برخی مدارها به مدولاتورهای موجود بدون نیاز به تعویض المانهای مدار شارژ می توان به تنظیم مورد نظر در مورد دامنه پالسهای خروجی مدولاتور دست یافت.
- با طراحی صحیح ترانس افزایشنده و انتخاب مناسب نسبت تبدیل آن در مدت زمان تخلیه چونک محدودیتی وجود ندارد و مدار بهبود یافته باعث کمتر شدن صدای مدار و بهبود رفتار لامپ تایترونی نیز شده است.
- مدار به کار گرفته شده برای نمونه برداری از ولتاژ در عملکرد مدار بسیار مهم است و بایستی به صورت دقیق انتخاب شود و به علت وجود تغییرات بزرگ در ولتاژ PFN، فیلتر کردن موج نمونه برداری شده قبل از اعمال آن به مدار مقایسه کننده ضروری است.

### ۱۳- پیشنهادات

در پایان پیشنهاد می شود که به کارگیری سویچهای نیمه هادی در مدولاتورها به جای سویچ دشارژ بررسی شده تا همزمان با توجه به نیمه هادیهای مناسب، سطح ولتاژ مدار افزایش داده شود و با توجه به بحثهای انجام شده لازم است طراحی و ساخت ترانسفورماتور پالس انجام گرفته تا از طریق پالس ساخته شده،

اثری است که خازنهای آن در رفتار مدار شارژ ایجاد خواهند کرد. در نمونه ساخته شده با استفاده از نتایج شبیه سازی و از طریق آزمایش چندین مدار ساخته شده، مدار اصلی طراحی شد.

شکل موج ولتاژ دو سر دیود برگشت انرژی در شکل (۷-الف) نشان داده شده است. از آنجا که در طرح اصلی، نمونه برداری از ولتاژ دو سر این دیود به علت بالا بودن سطح ولتاژ ناممکن بود، تنها برای نمونه برداری از این ولتاژ به جای منبع تغذیه HVPC از یک باطری ۱۲ ولتی ماشین به همراه یک ترانس کاهنده استفاده شد. همان طور که در شکل (۷-الف) دیده می شود در مدت زمانی که این دیود روشن است، افت ولتاژی در حدود  $0.7V$  ولت در دو سر آن ایجاد خواهد شد و در حالتی که قطع می باشد ولتاژ معکوس بزرگی در دو سر آن قرار خواهد گرفت. به علت وجود جریانهای رزونانسی ناچیز در مدار چونک و پایین بودن سطح جریان دیودهای به کار رفته حتی در صورت خاموش شدن ترستورها خنثی سازی کیفیت مدار رزونانس در برخی زمانها این دیودها روشن خواهند شد که این عمل در رفتار مدار پالس مشکلی ایجاد نخواهد کرد. در شکل (۷-ب) جریان منبع تغذیه HVDC نشان داده شده است. با توجه به این شکل دیده می شود که قله جریان حتی با انجام روش خنثی سازی کیفیت مدار رزونانس به علت تخلیه انرژی چونک افزایش نیافته است اما به علت عدم کنترل سویچ شارژ (استفاده از دیودهای شارژ به جای ترستورها) در شروع هر سیکل پرسی در جریان خواهیم داشت که علت آن شروع سیکل شارژ بلافاصله پس از تخلیه PFN است.

### ۱۱- نتیجه گیری

با توجه به مدلسازیهای انجام شده و با توجه به آزمایشهایی که

و کامپیوتر، دانشکده برق و کامپیوتر و معاونت پژوهشی دانشگاه صنعتی اصفهان برای انجام این پروژه تحقیقاتی صمیمانه تشکر می‌کند.

مگنترون را تغذیه کرده و عملاً فرستنده رادار مورد آزمایش و بررسی قرار گیرد.

## قدردانی

تهیه کنندگان مقاله از حمایت‌های مادی و معنوی پژوهشکده برق

واژه نامه

1. pulse modulator
2. radio frequency tune

3. moving target indicator
4. De-Q-ing

5. pluse forming network
6. clamp transformer

## مراجع

۱. مقبلی، ح.، قاسمی، ز.، مطهری، ر.، و فرزانه فرد، ح.، "تحلیل روش خنثی سازی کیفیت مدار رزونانس برای تثبیت دامنه پالسهای ولتاژ خروجی مدولاتور"، چهارمین کنفرانس برق ایران، دانشگاه تهران، ۱۳۷۴.

۲. فرزانه فرد، ح.، قاسمی، ز.، مطهری، ر. و مقبلی، ح.، "آنالیز یک روش عملی برای بهبود راندمان مدار خنثی سازی کیفیت مدار رزونانس"، چهارمین کنفرانس برق ایران، دانشگاه تهران، ۱۳۷۴.

3. Rashid, M. H., *SPICE for Circuits and Electronics Using PSPICE*, Prentice Hall, 1991.

4. Froelich, R. J., "A High Efficiency De-Q-ing Circuit for a Thyatron Modulator," *IEEE Conf. Rec. 20th. Modulator Symp.*, June 23-25, 1992.

5. Thomas, R. J., "Noise-Free Oscilloscope Measurement During High Pulses," *Microwave Journal*, Vol. 11, pp. 665-68, April 1968.

6. Thomas, R. J., "High-Impulses Current and Voltage Measurement," *IEEE Trans.*, Vol. IM-19, No. 2, May 1970.