

## **Performance Improvement of class E/F5 amplifier with using load capacitor for medium frequency applications**

**Received: 14 January 2022**  
**Accepted: 22 February 2022**  
**Article type: Research Article**  
**PP: 111-118**

**DOI:**

[10.22034/pitc.2022.1266752.1116](https://doi.org/10.22034/pitc.2022.1266752.1116)

**Sajad Ahmadi**

Department of Electrical Engineering,  
Kermanshah Branch, Islamic Azad  
University, Kermanshah, Iran  
[sajad.ahmadii2022@yahoo.com](mailto:sajad.ahmadii2022@yahoo.com)

**Sobhan Roshani**

Department of Electrical Engineering,  
Kermanshah Branch, Islamic Azad  
University, Kermanshah, Iran  
(Corresponding author)  
[sobhan\\_roshany@yahoo.ca](mailto:sobhan_roshany@yahoo.ca)

**Saeed Roshani**

Department of Electrical Engineering,  
Kermanshah Branch, Islamic Azad  
University, Kermanshah, Iran  
[s\\_roshany@yahoo.com](mailto:s_roshany@yahoo.com)

### **Abstract**

In the coupler design, there are some important parameters, including size reduction, harmonic suppression and insertion loss, which affect the quality of the final product. Thus improving each of these parameters contributes to a more efficient design. In this paper a novel Rat-race coupler with size reduction and harmonics suppression is designed. In the proposed coupler structure, parallel capacitor and inductor are used. The proposed device correctly works at 800 MHz and occupied small size of 46.3mm×23.15mm ( $0.17\lambda \times 0.08\lambda$ ), which shows more than 63% size reduction compared to the conventional coupler. The proposed coupler not only reduce the circuit size but also suppresses 2nd, 3rd and 4th harmonics with 21dB, 38 dB and 20 dB attenuation levels, respectively. The proposed coupler provides wide rejection band from 1.6 GHz to 3.3 GHz with more than 20 dB attenuation level. The insertion loss parameter is less than 0.1 dB and more than 40 dB return loss and isolation are obtained at operating frequency, which show superior performance of the proposed Rat-race coupler.

**Keywords:** Coupler, lumped components, size reduction, microstrip lines, unwanted harmonic suppression

## بهبود عملکرد تقویت کننده توان کلاس E/F<sub>5</sub> با استفاده از خازن موازی برای کاربردهای فرکانس متوسط

### چکیده

در این مقاله یک تقویت کننده توان کلاس E/F<sub>5</sub> با فرکانس کاری 1MHz طراحی و آنالیز شده است. در ساختار تقویت کننده از یک خازن موازی با بار در خروجی تقویت کننده استفاده شده که این تکنیک کمک فراوانی به بهبود عملکرد تقویت کننده کرده است. از جمله می توان به افزایش ولتاژ خروجی، فرکانس کاری بالاتر و کاهش ولتاژ سوئیچ اشاره کرد. در این تقویت کننده از ترانزیستور IRF510 به عنوان سوئیچ، و از مدل داخلی نرم افزار Pspice برای شبیه سازی استفاده شده است. مدار طراحی شده به صورت تئوری آنالیز شده است که نتایج شبیه سازی حاصله، تحلیل ریاضی را تایید می کند. در تقویت کننده پیشنهادی شرایط ZVS (ولتاژ صفر در لحظه ی سوئیچ زنی) و ZDS (مشتق ولتاژ صفر در لحظه ی سوئیچ زنی) کاملاً رعایت شده است. نتایج نشان می دهند که مقدار پارامترهای توان خروجی 30 W و راندمان مدار 92.8% برای تقویت کننده پیشنهادی بدست آمده و نسبت ولتاژ سوئیچ به ولتاژ DC مقدار 2.8 بهبود یافته است. مدار طراحی شده با توجه به راندمان و مشخصات بهینه می تواند در معکوس کننده های منابع ولتاژ در خودروهای نظامی به کار گرفته شود.

کلیدواژه ها: تقویت کننده توان، کلاس E/F<sub>5</sub>، راندمان، فرکانس رادیویی، خازن بار

دریافت: ۱۴۰۰/۱۰/۲۴

پذیرش: ۱۴۰۰/۱۲/۰۳

نوع مقاله: پژوهشی

صص: ۱۱۸-۱۱۱

شناسه دیجیتال (doi):

[10.22034/pitc.2022.1266752.1116](https://doi.org/10.22034/pitc.2022.1266752.1116)

### سجاد احمدی

گروه برق، واحد کرمانشاه، دانشگاه آزاد

اسلامی، کرمانشاه، ایران

sajad.ahmadii2022@yahoo.com

### سبحان روشنی

گروه برق، واحد کرمانشاه، دانشگاه آزاد

اسلامی، کرمانشاه، ایران

(نویسنده مسئول)

sobhan\_roshany@yahoo.ca

### سعید روشنی

گروه برق، واحد کرمانشاه، دانشگاه آزاد

اسلامی، کرمانشاه، ایران

s\_roshany@yahoo.com

## ۱- مقدمه

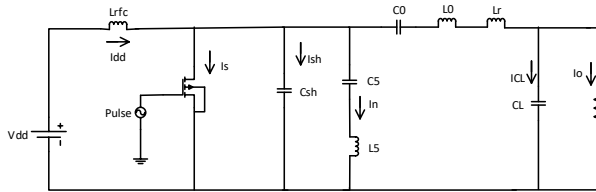
تقویت کننده را افزایش می دهند. [۱۷-۲۰]. تقویت کننده های توان در باندهای مختلف فرکانسی طراحی می شوند برای نمونه مراجع [۲۱ ۲۲] در باندهای UHF و C طراحی شده اند که نیازمند شرایط خاص خود می باشد. تقویت کننده های توان خانواده کلاس E/F<sub>n</sub> به منظور کاهش ولتاژ سوئیچینگ در مقایسه با تقویت کننده توان کلاس E ارائه شده اند [۸ و ۱۱]. در نماد تقویت کننده توان کلاس E/F<sub>n</sub> عبارت F/ به معنای رزوناتور معکوس کلاس F و زیر نویس n به معنای امپدانس صفر در هارمونیک n<sup>m</sup> از فرکانس کاری در گره درین تقویت کننده توان می باشد. به عنوان مثال تقویت کننده کلاس E/F<sub>5</sub> به حالتی از کلاس E/F است که در هارمونیک پنجم یک اتصال کوتاه در مدار خروجی تقویت کننده ایجاد می گردد. تفاوت تقویت کننده کلاس E/F<sub>5</sub> با کلاس E در مدار خروجی دیده شده از درین ترانزیستور در هارمونیک اصلی و هارمونیک پنجم می باشد. در این مقاله آنالیز تقویت کننده توان کلاس E/F<sub>5</sub> با خازن موازی (C<sub>L</sub>) در بار با توجه به شرایط ZVS و ZDS ارائه شده است که خازن بار به صورت خطی فرض شده است. لازم به ذکر است که در تقویت کننده طراحی شده در این مقاله شرایط ZVS و ZDS در نظر گرفته شده است به این معنی که در لحظه سوئیچ زنی، هم مقدار ولتاژ سوئیچ و مقدار مشتق ولتاژ سوئیچ برابر با صفر است. اضافه شدن خازن بار در مدار خروجی تقویت کننده به افزایش ولتاژ خروجی، فرکانس کاری بالاتر و کاهش ولتاژ سوئیچ منجر شده است که باعث بهبود عملکرد تقویت کننده شده است. معادلات ولتاژ سوئیچ، ولتاژ خروجی و جریان سوئیچ تابعی از شیفت فاز (φ) و V<sub>dd</sub> بدست می آیند. با تغییر ولتاژ و جریان سوئیچ، شیفت فاز (φ) تغییر می کند، بنابراین می توان این دو پارامتر را به عنوان مشخصه های طراحی در نظر گرفت. نتایج شبیه سازی PSpice مطابقت خوبی با نتایج تحلیلی و آنالیز دارد. در طراحی فرکانس کاری، ولتاژ تغذیه DC ورودی، مقاومت بار و حداکثر ولتاژ سوئیچ به عنوان مشخصات طراحی ارائه شده است. تقویت کننده توان پیشنهادی با ترانزیستور ماسفت IRF510 طراحی شده است که از نقطه نظر ولتاژ شکست یک ترانزیستور مناسب می باشد. تقویت کننده توان پیشنهادی با ترانزیستور ماسفت IRF510 طراحی شده است که از نقطه نظر ولتاژ شکست یک ترانزیستور مناسب می باشد. این ترانزیستور دارای ولتاژ شکست درین 100 V، مقاومت سوئیچ R<sub>on</sub> = 0.54 Ω و قابلیت عملکرد در دمای 175°C می باشد.

## ۲- آنالیز مدار

در شکل شماره ۱ مدار پایه تقویت کننده توان کلاس E/F<sub>5</sub> را به همراه جریان های شاخه ها مشاهده می کنید:

تقویت کننده های توان پرمصرف ترین بخش در فرستنده-گیرنده های RF هستند، از این رو چالش های بسیاری را پیش روی طراحان قرار می دهند. این مدارها به علت محدوده وسیع کاری در بسیاری از صنایع وابسته الکترونیک و مخابرات مانند سیستم های صوتی، دستگاه های پزشکی، سیستم های نظامی، سوئیچ های لیزری، سیستم های حرارتی، مبدل های DC-DC و غیره کاربردهای فراوانی دارند [۱]. تقویت کننده های توان در صنایع نظامی از جایگاه ویژه ای برخوردار هستند، به گونه ای که طراحی و ساخت تجهیزات حساسی همچون سیستم های رادویی نظامی، رادار، تجهیزات شناسایی و غیره را تحت تأثیر خود قرار داده است. هرچه طراحی این تقویت کننده دقیق تر و راندمان آن در فرکانس کاری بالاتر باشد، دقت و کیفیت این تجهیزات مطلوب تر و در کمک به ساخت ادوات مختلف نظامی مؤثرتر خواهد بود. تقویت کننده های سوچیگ همچنین کاربردهای زیادی در مدارات معکوس کننده های منابع ولتاژ در خودروهای نظامی دارند. این مدارات باید به گونه ای طراحی شوند که ولتاژ مورد نیاز خالص سینوسی با توان بالا را برای تجهیزات موجود در خودروهای نظامی فراهم آورند. تقویت کننده توان کلاس E یک نمونه از تقویت کننده های توان سوچیگ می باشند که می تواند با بهینه کردن پارامترهای بار به حداکثر راندمان ۱۰۰٪ دست پیدا کند [۲]. تقویت کننده کلاس E از چند نقص رنج می برد به عنوان مثال حداکثر فرکانس کاری با شرایط بهینه در این تقویت کننده ها محدود است [۳]. در مراجع [۴-۷] پیکربندی های مختلف تقویت کننده توان کلاس E به منظور بهبود عملکرد تقویت کننده از جمله حداکثر فرکانس کاری و قابلیت توان خروجی (Cp) مورد مطالعه قرار گرفت. پیکربندی تقویت کننده توان بکار رفته در [۸] باعث بهبود عملکرد تقویت کننده مانند حداکثر فرکانس کاری و کاهش حداکثر ولتاژ سوئیچینگ برای داشتن حداکثر توان خروجی شد که تنها شرط ZVS<sup>۱</sup> (ولتاژ صفر در لحظه سوئیچ زنی) در نظر گرفته شده است. حداکثر فرکانس کاری در تقویت کننده های توان کلاس E [۹]، کلاس EF [۱۰ و ۱۱]، کلاس E/F [۱۲ و ۱۳]، هنوز پایین می باشد، که ممکن است منجر به شرایط نامطلوب در فرکانس بالا و در نتیجه کاهش کارایی آن ها شود [۱۴ و ۱۵]. شرایط سوچیگینگ ZVS (ولتاژ صفر در لحظه سوئیچ زنی) و ZDS<sup>۲</sup> (مشتق ولتاژ صفر در لحظه سوئیچ زنی) برای تقویت کننده توان کلاس E برای دستیابی به تلفات سوچیگینگ صفر، نویز پایین، راندمان بالا و فرکانس کاری بالا بسیار ضروری می باشد [۱۶]. همچنین در سال های اخیر تحقیقات زیادی بر روی پایداری تقویت کننده های خانواده کلاس E/F صورت گرفته است که در این روش ها با تقسیم ساختار به قسمت های کوچک تر پایداری

در هارمونیک پنجم خروجی اتصال کوتاه و در دیگر هارمونیک‌های فرد امپدانس خازن موازی دیده می‌شود. در تقویت کننده پیشنهادی که در شکل (۲) دیده می‌شود یک خازن خطی ( $C_L$ ) موازی با مقاومت بار قرار داده شده است.



شکل (۲): تقویت کننده توان کلاس E/F5 پیشنهادی

به منظور ساده کردن تجزیه و تحلیل تقویت کننده توان کلاس E/F5 پیشنهادی که مدار معادل آن در شکل (۲) نشان داده شده، چند فرض به صورت زیر در نظر گرفته شده است. الف) ترانزیستور ایده آل بوده، دارای ولتاژ اشباع صفر، مقاومت اشباع صفر، مقاومت در حالت خاموشی بین‌هایت و سویچینگ آنی و بدون تلفات می‌باشد.

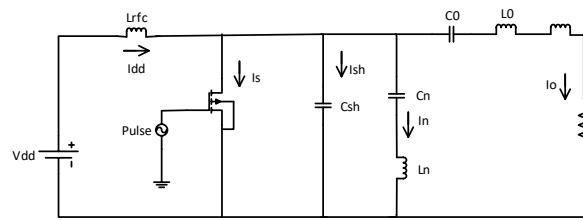
ب) نسبت دوره موج ورودی برابر ۰/۵ می‌باشد.

ج) یک خازن موازی ( $C_L$ ) به موازات مقاومت بار ( $R_L$ ) اضافه می‌شود. د) شرایط  $ZVS (v_s(2\pi) = 0)$  و  $ZDS (d v_s(\theta)/d\theta = 0 \text{ at } \theta = 2\pi)$  کاملاً برآورده شده است.

ه) شاخه  $L_n C_n$  رزونانس سری دارای امپدانس صفر در هارمونیک ۵ام و امپدانس بی‌نهایت در هارمونیک‌های دیگر است.

و) ضریب کیفیت بار  $(Q_L = \frac{\omega L_0}{R} = \frac{1}{\omega C_0 R})$  شاخه رزونانس سری  $L_0 C_0$  که روی فرکانس اصلی تنظیم شده است به اندازه‌ای بالاست که جریان خروجی در فرکانس سوئیچینگ سینوسی می‌باشد.

ز) هیچ تلفاتی در مدار به جز مقاومت بار  $R_L$  وجود ندارد.



شکل (۱): مدار پایه تقویت کننده توان کلاس E/F5

در شبکه بار، مدار از یک منبع ولتاژ DC ( $V_{dd}$ )، یک ترانزیستور مسافت به عنوان سوئیچ ایده آل که در فرکانس کاری در دو حالت روشن و خاموش بکار گرفته می‌شود، یک چوک ( $L_{rfc}$ )، یک خازن خطی موازی ( $C_{sh}$ )، یک شاخه سری رزوناتور ( $C_n L_n$ ) که برای تشدید در هارمونیک ۵ام از فرکانس کاری تنظیم شده و به صورت موازی با شبکه خروجی قرار گرفته، یک سلف سری، شاخه سری رزوناتور ( $C_0$  و  $L_0$ ) که در فرکانس کاری تنظیم شده و یک مقاومت بار ( $R_L$ ) تشکیل شده است.

در جدول (۱)، امپدانس دیده شده در کلاس‌های مختلف تقویت کننده توان در فرکانس کاری و دیگر هارمونیک‌ها نمایش داده شده است. دیده می‌شود در کلاس F معکوس در فرکانس کاری مقدار امپدانس دیده شده در خروجی مقاومت بار می‌باشد، در هارمونیک‌های زوج خروجی تقویت کننده مدار باز و در هارمونیک‌های فرد اتصال کوتاه می‌باشد. همان‌طور که در جدول (۱) مشخص شده است، تقویت کننده توان کلاس E/F در فرکانس کاری رفتاری شبیه به تقویت کننده کلاس E و در دیگر هارمونیک‌ها رفتار تقویت کننده کلاس F را دارد. برای تقویت کننده پیشنهادی با خازن بار، در فرکانس کاری امپدانس دیده شده در خروجی شامل المان‌های خازن موازی، سلف سری، خازن و مقاومت بار می‌باشد، در هارمونیک‌های زوج امپدانس دیده شده برابر امپدانس خازن موازی،

جدول (۱): امپدانس دیده شده در فرکانس کاری و هارمونیک‌های مختلف برای تقویت کننده توان ارائه شده و تقویت کننده‌های مشابه دیگر

| High efficiency mode             | $f_0$<br>(فرکانس اصلی) | $2nf_0$<br>(هارمونیک دوم) | $3f_0$<br>(هارمونیک سوم) | $4f_0$<br>(هارمونیک چهارم) | $5f_0$<br>(هارمونیک پنجم) |
|----------------------------------|------------------------|---------------------------|--------------------------|----------------------------|---------------------------|
| Inverse class F                  |                        | Open                      | Short                    | Open                       | Short                     |
| Class E with shunt Capacitance   |                        |                           |                          |                            |                           |
| Class E/F                        |                        | Open                      | Short                    | Open                       | Short                     |
| Class E/F5 with Load Capacitance |                        |                           |                          |                            | Short                     |

$$I_{C_{sh}} = \omega C_{sh} \frac{dv(\theta)}{d\theta} = 0, \quad I_s(0) = 0 \quad (11)$$

با این شرط در حالت روشن بودن ترانزیستور، معادله ۱۰ بصورت زیر ساده می‌شود:

$$\frac{I_{dd}}{V_m} = \omega \cdot C_L \cdot \cos\varphi + \frac{1}{R_L} \sin\varphi \quad (12)$$

دامنه جریان نسبی مؤلفه هارمونیک ۵ ام می‌توان به صورت زیر به دست آورد [۱۳].

$$\frac{I_5}{I_{dd}} = \frac{4}{5\pi} \quad (13)$$

با جایگذاری معادله ۱۲ و ۱۳ در معادله ۱۰ می‌توان شیفت فاز را بصورت زیر محاسبه کرد:

$$\left(\omega \cdot C_L \cdot \cos\varphi + \frac{1}{R_L} \sin\varphi\right) \cdot \left(\frac{\pi}{2} + \frac{4}{\pi 5^2}\right) = \omega \cdot C_L \cdot \sin\varphi - \frac{1}{R_L} \cos\varphi \quad (14)$$

$$\Rightarrow \frac{\pi}{2} + \frac{4}{\pi 5^2} = \alpha \quad (15)$$

در نتیجه، شیفت فاز اولیه  $\varphi$  را می‌توان برای  $n$  های فرد بدست آورد:

$$\varphi = \tan^{-1} \frac{\omega \cdot C_L \cdot R_L \cdot \alpha + 1}{\omega \cdot C_L \cdot R_L - \alpha} \quad (16)$$

مقدار ولتاژ DC ( $V_{dd}$ ) را با بسط سری فوریه معادله ۹ می‌توان بدست آورد:

$$V_{dd} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_s(\theta) d\theta = \frac{1}{2\pi\omega C_{sh}} \left[ \frac{4I_{dd}}{25\pi} (2\pi + \frac{1}{5} \sin(10\pi)) - \omega C_L V_m (2\pi \sin\varphi) + \frac{V_m}{R_L} (2\pi \cos\varphi) \right] \quad (17)$$

برای راندمان ۱۰۰ درصدی داریم:

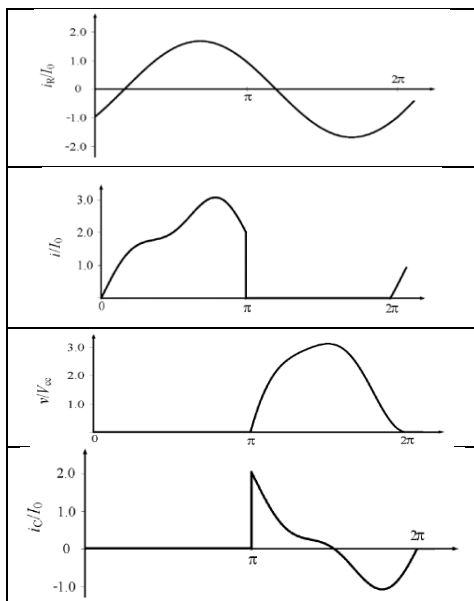
$$\frac{P_{out}}{P_{dc}} = 1 \quad (18)$$

توان DC مدار بصورت زیر:

$$P_{dc} = I_{dd} \cdot V_{dd} \quad (19)$$

و مقدار مقاومت بار نیز از رابطه زیر محاسبه می‌گردد:

$$I_{dd} \cdot V_{dd} = \frac{V_m^2}{2R_L} \quad (20)$$



شرایط سوئیچینگ را برای تقویت‌کننده توان کلاس E/F<sub>5</sub> بهینه می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$V_s(\theta) = 0 \quad \theta = 2\pi \quad (1)$$

$$\frac{dV(\theta)}{d\theta} = 0 \quad \theta = 2\pi \quad (2)$$

در اینجا  $V_s$  ولتاژ سوئیچ می‌باشد.

با توجه به شکل ۲، رابطه بین جریان عبوری از طریق شاخه  $L_5C_5$  رزونانس سری ( $I_s$ )، جریان سوئیچ ( $I_s$ )، جریان خازن موازی ( $I_{sh}$ )، جریان خازن بار ( $I_{CL}$ ) و جریان عبوری از چوک ( $I_{DC}$ ) را می‌توان با استفاده از یک معادله KCL برای گره ولتاژ سوئیچ به شرح زیر نوشت:

$$I_{DC} - I_{LC} = I_s + I_s + I_{sh} \quad (3)$$

جریان شاخه رزونانس سری  $L_0C_0$  عبارت است از:

$$I_{LC} = I_{CL} + I_o \quad (4)$$

در سیکل اول، ولتاژ گیت-سورس صفر است، بنابراین سوئیچ خاموش است و مقدار جریان سوئیچ برابر با صفر است. مقدار  $Q$  بالا در نظر گرفته شده است، بنابراین جریان خروجی موج سینوسی کامل است و می‌تواند به صورت زیر نوشته شود:

$$I_o(\theta) = \frac{V_m}{R_L} \sin(\theta + \varphi) \quad (5)$$

در اینجا  $V_m$  دامنه ولتاژ خروجی است،  $\theta = \omega t$  نشان‌دهنده زمان زاویه‌ای است و  $\varphi$  شیفت فاز بین ولتاژ منبع و ولتاژ خروجی است.  $I_{CL}$  جریان عبوری از خازن بار  $C_L$  است و می‌تواند به صورت زیر تعریف شود:

$$I_{CL}(\theta) = \omega \cdot C_L \frac{dV_o}{dt} = \omega \cdot C_L \cdot V_m \cdot \cos(\theta + \varphi) \quad (6)$$

جریان هارمونیک ۵ام به صورت سینوسی زیر نوشته می‌شود:

$$I_5(\theta) = I_5 \cdot \sin 5\theta \quad (7)$$

هنگامی که ترانزیستور خاموش است ( $\pi \leq \omega t \leq 2\pi$ )، هیچ جریانی از سوئیچ عبور نمی‌کند، یعنی  $I(\omega t) = 0$  و جریان عبوری از خازن  $C_{sh}$  را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$I_{C_{sh}}(\theta) = I_{dd} - I_s - I_{CL} - I_o \quad (8)$$

با بسط معادله ۳ و قراردادن در معادله ولتاژ سوئیچ، ولتاژ سوئیچ برابر با ولتاژ قرار گرفته در دو سر خازن هنگام شارژ می‌باشد:

$$V_s(\theta) = \frac{1}{\omega C_{sh}} \cdot \int_{\pi}^{\theta} I_{C_{sh}}(\theta) d\theta = \frac{1}{\omega C_{sh}} \cdot \left[ I_{dd}(\theta - \pi) + \frac{I_5}{5} (1 + \cos n\theta) - \omega \cdot C_L \cdot V_m (\sin(\theta + \varphi) + \sin\varphi) + \frac{V_m}{R_L} (\cos(\theta + \varphi) + \cos\varphi) \right] \quad (9)$$

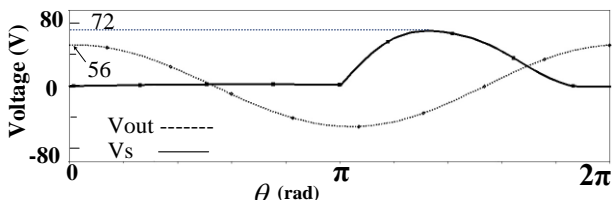
با اعمال شرایط ZVS (معادله ۱) در معادله ۹ داریم:

$$I_{dd} + \frac{2I_5}{5} - 2\omega \cdot C_L \cdot V_m \cdot \sin\varphi + \frac{2V_m}{R_L} \cos\varphi = 0 \quad (10)$$

هنگامی که ترانزیستور روشن می‌شود ( $0 \leq \omega t \leq \pi$ )، جریانی از خازن  $C_{sh}$  عبور نمی‌کند، یعنی:

شکل(۳): موج‌های ایده آل تقویت کننده توان کلاس E/F<sub>5</sub>

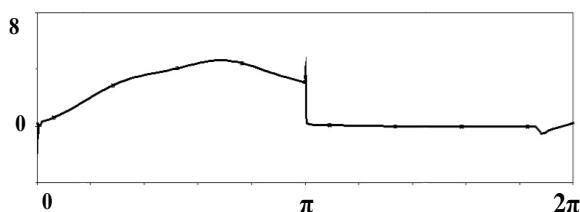
شکل (۳)، شکل موج ولتاژ و جریان سوئیچ نرمالایز شده، شکل موج نرمالایز شده جریان عبوری از خازن موازی، جریان عبوری از مقاومت بار را در حالت ایده آل نشان می‌دهد. از شکل موج ولتاژ و جریان سوئیچ، چنین برمی‌آید که وقتی ترانزیستور روشن می‌شود، ولتاژی در سراسر کلید وجود ندارد و جریان متشکل از جریان تغذیه dc است و جریان‌های سینوسی هارمونیک پنجم و بار از طریق کلید عبور می‌کنند. باین حال، هنگامی که ترانزیستور خاموش است، تمام این جریان از خازن C<sub>sh</sub> عبور می‌کند. در این حالت، هیچ ولتاژ و جریان غیرصفری به طور همزمان وجود ندارد، که به معنای آن است که تلفات توان وجود ندارد و بازده تقویت کننده توان ایده آل ۱۰۰٪ است.



شکل(۴): شکل موج ولتاژ خروجی و ولتاژ سوئیچ تقویت کننده توان پیشنهادی

با توجه به جریان خروجی بالا و توان تقویت کننده طراحی شده، عناصر پارازیتی باعث تفاوت بین نتایج اندازه گیری و تئوری می‌شوند. با استفاده از ساختار ارائه شده، حداکثر ولتاژ خروجی  $V_m$  برابر با 56 V تئوری و 54.8 V شبیه سازی و متعاقباً حداکثر توان خروجی  $P_o$  برابر با 31.36 W تئوری و 30.03 W شبیه سازی به دست می‌آید. شکل موج جریان سوئیچ تقویت کننده پیشنهادی در شکل(۵) نمایش داده شده است.

در شکل‌های (۶)، (۷) و (۸) نمودارهای فرکانس کاری، اندازه مقاومت بار و حداکثر ولتاژ خروجی برحسب خازن‌های  $C_L$  و  $C_{sh}$  رسم شده‌اند. همان‌طور که در این شکل‌ها نمایش داده شده است، می‌توان با تنظیم دلخواه خازن‌های  $C_L$  و  $C_{sh}$  مقادیر فرکانس کاری، اندازه مقاومت بار و حداکثر ولتاژ خروجی را به صورت دلخواه تغییر داد. در نتیجه می‌توان به فرکانس‌های بالاتر و حداکثر ولتاژ خروجی کمتر دست پیدا کرد.



شکل(۵): شکل موج جریان سوئیچ تقویت کننده پیشنهادی

### ۳- فرآیند طراحی و راندمان مدار

ترانزیستور ماسفت IRF510 به عنوان سوئیچ برای طراحی مدار تقویت کننده توان پیشنهادی انتخاب شده است. از مدل این ترانزیستور در نرم افزار PSpice برای شبیه سازی استفاده شده که در آن تمام عناصر غیرخطی و پارازیتی در نظر گرفته شده است. مدار پیشنهادی در فرکانس کاری  $f = 1\text{MHz}$  و ولتاژ تغذیه  $V_{DC} = 20\text{V}$  طراحی شده است. یک ولتاژ مربعی شکل با دامنه 10V و  $D = 0.5$  به ورودی تقویت کننده اعمال می‌شود. مقادیر مقاومت بار  $R_L$ ، خازن بار  $C_L$  و خازن موازی ( $C_{sh}$ ) را می‌توان با استفاده از معادلات بیان شده محاسبه کرد که به ترتیب  $50\ \Omega$ ،  $8.1\ \text{nF}$  و  $3.5\ \text{nF}$  به دست می‌آیند. مقادیر سلف تشدید ( $L$ ) و خازن ( $C$ ) با توجه به فرکانس کاری و مقدار مناسب ضریب کیفیت ( $Q$ ) انتخاب می‌شوند.

$$L = \frac{R_L}{\omega} Q \quad (21)$$

سلف  $L$  را می‌توان به دو سلف سری تقسیم کرد، یکی از آن‌ها فاز ولتاژ خروجی ( $L_x$ ) را تغییر می‌دهد و دیگری ( $L_r$ ) یک فیلتر رزونانس ایده آل با خازن ( $C$ ) تشکیل می‌دهد. فیلتر تشدید ( $L_r - C$ ) باید در 1 MHz تشدید کند، بنابراین، مقدار ظرفیت خازن رزونانس به صورت  $C = 940\ \text{pF}$  به دست می‌آید.

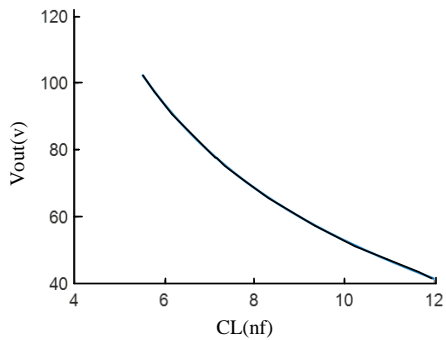
$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L.C}} \quad (22)$$

با توجه به مدل PSpice ترانزیستور مربوطه، مقاومت در حالت روشن  $r_{DS} = 0.16\ \Omega$  است. علاوه بر این، مقاومت‌های سری معادل (ESR) اندوکتانس تغذیه DC ( $r_{LRF} = 0.2\ \Omega$ ) و مدار تشدید سری ( $r_{LC} = 1\ \Omega$ )، باعث تلفات در مدار می‌شود. با استفاده از این مقاومت‌های پارازیتی می‌توان تلفات توان هر قطعه را محاسبه کرد.

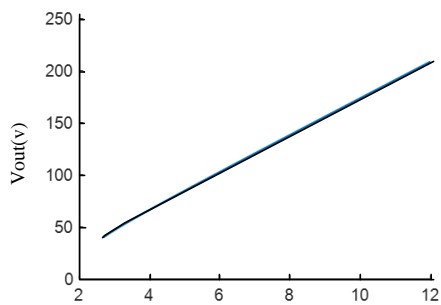
### ۴- شبیه سازی و نتایج

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_{rDs} + P_{rLC} + P_{rFC}} \quad (23)$$

در جدول (۲) نتایج تئوری و شبیه‌سازی تقویت‌کننده توان کلاس E/F<sub>5</sub> مقایسه شده است که تطبیق خوبی بین این نتایج بدست آمده است. همان‌طور که در جدول (۲) دیده می‌شود، راندمان تقویت‌کننده ۹۳ درصد تئوری و ۹۲.۸ درصد شبیه‌سازی به‌دست آمده است. همچنین شکل موج‌های دامنه ولتاژ ورودی، ولتاژ سویچ و ولتاژ خروجی در شکل (۹) نمایش داده شده است.

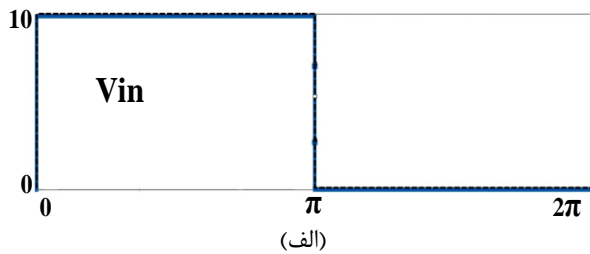


(الف)

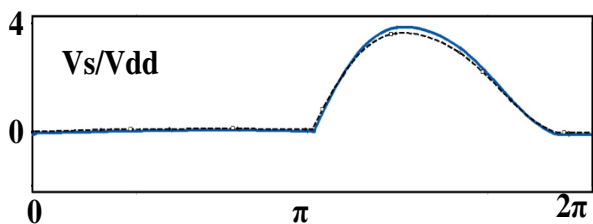


(ب)

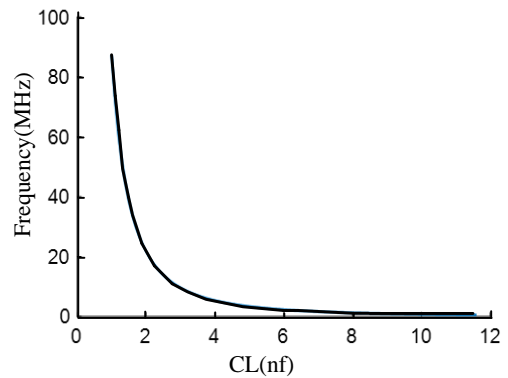
شکل (۸): نمودار حداکثر ولتاژ خروجی نسبت به (الف)  $C_L$  و (ب)  $C_{sh}$



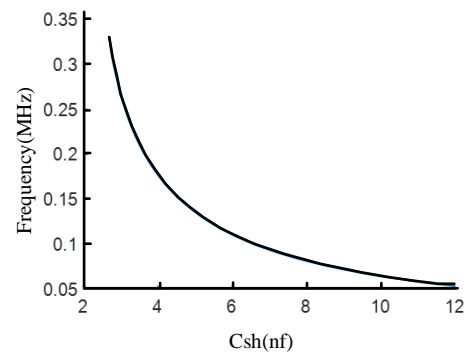
(الف)



(ب)

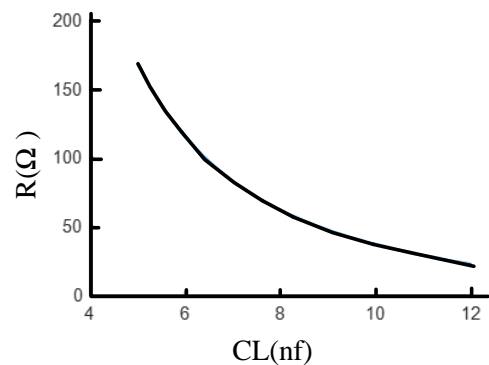


(الف)

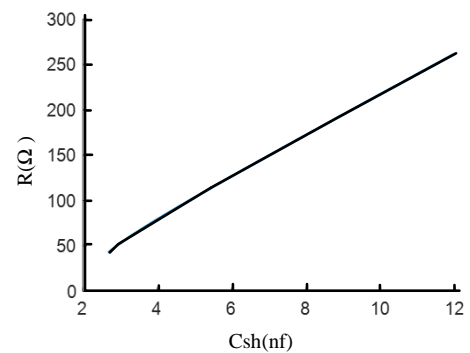


(ب)

شکل (۶): نمودار فرکانس کاری نسبت به (الف)  $C_L$  و (ب)  $C_{sh}$



(الف)



(ب)

شکل (۷): نمودار اندازه مقاومت بار نسبت به (الف)  $C_L$  و (ب)  $C_{sh}$

جدول (۳): مقایسه تقویت کننده توان پیشنهادی با تقویت کننده‌های دیگر

| Refs.            | class                  | DC supply (V) | MOSFET             | Frequency (MHz) | Output power (W) | Efficiency (%) |
|------------------|------------------------|---------------|--------------------|-----------------|------------------|----------------|
| [۲۳]             | E                      | 20            | IRF640             | 1.22            | 30               | 85             |
| [۲۴]             | E                      | 20            | LDMOS MRFE6VS25NR1 | 6.8             | 7.7              | 90.8           |
| [۲۵]             | E                      | 20            | IRF530             | 1               | 8.6              | -              |
| [۲۶]             | E                      | 20            | IRF530             | 1               | 25.2             | 91.32          |
| [۲۷]             | E                      | 20            | IRF530             | 1               | 13.12            | 90.3           |
| [۲۸]             | E                      | 15            | IRF540             | 4               | 11.94            | 90.82          |
| [۲۸]             | E                      | 12            | IRF510             | 1.7             | 4.1              | 82.1           |
| [۳۰]             | F                      | 23.5          | LDMOSFET           | 25              | -                | 88.9           |
| [۳۱]             | F <sup>-1</sup>        | 28            | GaN                | 1               | 10               | 77.5           |
| [۱۳]             | E/F <sub>3</sub>       | 30            | GaN                | 2.14            | 10               | 76             |
| <b>This Work</b> | <b>E/F<sub>5</sub></b> | <b>20</b>     | <b>IRF510</b>      | <b>1</b>        | <b>30</b>        | <b>92.8</b>    |

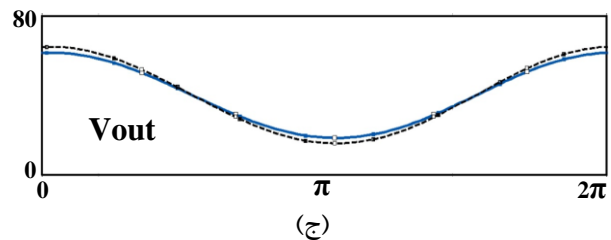
|                                 |       |       |      |
|---------------------------------|-------|-------|------|
| C <sub>L</sub> (nf)             | 8.1   | 8     | 1.2  |
| L <sub>RFC</sub> (μH)           | 100   | 100   | 0    |
| V <sub>s,max</sub> (v)          | 72    | 70    | 2.8  |
| V <sub>m</sub> (v)              | 56    | 54.8  | 2.1  |
| P <sub>rD<sub>s</sub></sub> (w) | 0.4   | 0.41  | 2.5  |
| P <sub>rLC</sub> (w)            | 1.7   | 1.72  | 2.8  |
| P <sub>RFC</sub> (w)            | 0.17  | 0.19  | 11.7 |
| P <sub>out</sub> (w)            | 31.36 | 30.03 | 4.4  |
| η%                              | 93    | 92.8  | 0.2  |

### ۵- نتیجه گیری

یک تقویت کننده توان کلاس E/F<sub>5</sub> با شبکه خروجی بهینه شده برای کاهش محدودیت‌های طراحی تقویت کننده توان معمول ارائه شده است. نتایج نشان می‌دهد که با استفاده از ساختار ارائه شده می‌توان پارامترهای مورد نظر تقویت کننده توان کلاس E را به دست آورد. همچنین، شرایط ZVS و ZDS در روش‌های طراحی کاملاً برقرار است که تلفات سوئیچینگ صفر و راندمان بالای تقویت کننده ارائه شده را تضمین می‌کنند. با توجه به نتایج، فرکانس کاری بالاتر و نسبت حداکثر ولتاژ خروجی به ولتاژ تغذیه DC با استفاده از مدار خروجی ارائه شده قابل دستیابی است. نتایج شبیه‌سازی PSpice و آنالیز تئوری تقویت کننده پیشنهادی باهم مقایسه شده است.

### مراجع

[1] Chakrabarti, A., & Krishnaswamy, H. "Multi-output stacked class-E millimetre-wave power amplifiers in 45



شکل (۹): شکل موج‌های (الف) دامنه ولتاژ ورودی (ب) ولتاژ خروجی و (ج) ولتاژ خروجی (تئوری خطوط نقطه‌چین، شبیه‌سازی خط صاف)

در جدول (۳) یک مقایسه بین نتایج تقویت کننده توان پیشنهادی با تقویت کننده‌های دیگر صورت گرفته است. همان‌طور که از مقایسه نتایج می‌توان نتیجه‌گیری کرد، تقویت کننده توان پیشنهادی مشخصات بهتری نسبت به تقویت کننده‌های توان دیگر بدست آورده است.

جدول (۲): نتایج تئوری و شبیه‌سازی تقویت کننده توان کلاس E/F<sub>5</sub>

|                      | Theoretical | Simulation | Difference% |
|----------------------|-------------|------------|-------------|
| V <sub>in</sub> (v)  | 10          | 10         | 0           |
| V <sub>DC</sub> (v)  | 20          | 20         | 0           |
| f (MHz)              | 1           | 1          | 0           |
| R (Ω)                | 50          | 50         | 0           |
| L <sub>0</sub> (μH)  | 27          | 31         | 14.8        |
| C <sub>0</sub> (pf)  | 940         | 940        | 0           |
| L <sub>5</sub> (μH)  | 14          | 14         | 0           |
| C <sub>5</sub> (pf)  | 72.5        | 74.2       | 2.3         |
| C <sub>sh</sub> (nf) | 3.5         | 3.4        | 2.9         |



- [17] Suárez, A., & Ramírez, F. "Two-level stability analysis of complex circuits", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.69, No.1, PP.132-146. 2020.
- [18] Hadi, N. S. R., Yusoff, Z., Sadeque, M. G., Hashim, S. J., & Chaudhary, M. A. "High gain over an octave bandwidth class-F RF power amplifier design using 10W GaN HEM", Bulletin of Electrical Engineering and Informatics, Vol.9, No.5, PP.1899-1906, 2020.
- [19] Puja, P., Gurjit, K. and Rajesh, K., "May. A High Gain, High-Efficiency Dual-Band Cascode Class-F PA for Ka-Band Application", In 2021 IEEE 12th Energy Conversion Congress & Exposition-Asia (ECCE-Asia), pp. 975-977, 2021.
- [20] Hernandez, S. and Suárez, A. "Systematic methodology for the global stability analysis of nonlinear circuits", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 67(1), pp.3-15, 2018.
- [۲۱] پویا محسن، ستوده فرید. "طراحی و ساخت تقویت کننده توان پوش پول چند کاناله UHF برای پخش شبکه دیجیتال زمینی با استفاده از بهینه سازی الگوریتم ژنتیک پارتو چند منظوره"، نشریه فناوری اطلاعات و ارتباطات انتظامی (فاوا)، شماره ۷، صص ۱۱۵-۱۲۸، پاییز ۱۴۰۰.
- [۲۲] رضائی علیرضا. "طراحی تقویت کننده حالت جامد توان زیرسیستم فرستنده ماهواره در باند C" نشریه فناوری اطلاعات و ارتباطات انتظامی (فاوا)، شماره ۶، صص ۶۷-۷۹، تابستان ۱۴۰۰.
- [23] Wong, S. C., & Tse, C. K. "Design of symmetrical class E power amplifiers for very low harmonic-content applications", IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, Vol.52, No.8, PP.1684-1690, 2005.
- [24] Yang, J. R., Kim, J., & Park, Y. J. "Class E power amplifiers using high-Q inductors for loosely coupled wireless power transfer system", Journal of Electrical Engineering and Technology, Vol.9, No.2, PP. 569-575, 2014.
- [25] Hayati, M., & Roshani, S. "A Class E Power Amplifier with Low Voltage Stress. AUT Journal of Electrical Engineering, 47(1), 31-37, 2015.
- [26] Hayati, M., Roshani, S., & Zirak, A. R. "Design and analysis of optimised class E power amplifier using shunt capacitance in the output structure", International Journal of Electronics, Vol.104, No.5, PP. 735-746, 2017.
- [27] Hayati, M., Roshani, S., Roshani, S., Kazimierzuk, M. K., & Sekiya, H. "Design of class E power amplifier with new structure and flat top switch voltage waveform", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.33, No.3, PP. 2571-2579, 2017.
- [28] Hayati, M., Roshani, S., Kazimierzuk, M. K., & Sekiya, H. "A class-E power amplifier design considering MOSFET nonlinear drain-to-source and nonlinear gate-to-drain capacitances at any grading coefficient", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.31, No.11, PP. 7770-7779, 2015.
- nm silicon-on-insulator metal-oxide-semiconductor: Theory and implementation", IET Microwaves, Antennas & Propagation, Vol.9, No.13, PP.1425-1435, 2015.
- [2] Sokal N. O. and Sokal A. D., "Class E - A new class of high efficiency tuned single-ended switching power amplifiers", IEEE J. Solid-State Circuits, vol. SC-10, no. 6, pp. 168-176, June 1975.
- [3] Suetsugu, T., Kazimierzuk, M.K. "Maximum operating frequency of class-E amplifier at any duty ratio", IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs 55 (8), pp. 768-770, 2008.
- [4] A. Mediano, and N.O Sokal, "A Class-E RF power amplifier with a flat-top transistor-voltage waveform", IEEE Trans. Power Electron., vol. 28, no.11, pp. 5215-5221, Nov. 2013.
- [5] Raab F. H., "Suboptimum operation of Class-E RF power amplifiers", in Proc. RF Technology Expo, Santa Clara, CA, pp. 85- 98, 1989.
- [6] Suetsugu T. and Kazimierzuk M., "Design procedure of Class-E amplifier for off-nominal operation at 50% duty ratio", IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers, vol. 53, no. 7, pp. 1468-1476, July 2006.
- [7] Aldhafer, S. Luk, P. C-K. Whidborne, J. F. "Tuning Class E inverters applied in inductive links using saturable reactors", IEEE Trans. Power Electron., vol. 29, no.6, pp. 2969-2978, June 2014.
- [8] Kee, S. D., Aoki, I. Hajimiri, A. and Rutledge, D. "The Class-E/F family of ZVS switching amplifiers," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 51, no. 6, pp. 1677-1690, Jun. 2003.
- [9] Raab, F. "Idealized operation of the class E tuned power amplifier," IEEE Trans. Circuits Syst., vol. CAS-24, no. 12, pp. 725-735, Dec. 1977.
- [10] Grebennikov, A. "High-efficiency class-FE tuned power amplifiers," IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers, vol. 55, no. 11, pp. 3284-3292, Nov. 2008
- [11] Kaczmarczyk, Z. "High-efficiency class E, EF2, and E/F3 inverters," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 53, no. 10, pp. 1584-1593, Oct. 2006.
- [12] Jeon, S., Suárez, A. and Rutledge, D.B., "Global stability analysis and stabilization of a class-E/F amplifier with a distributed active transformer", IEEE Transactions on Microwave theory and Techniques, 53(12), pp.3712-3722. 2005
- [13] Grebennikov, A. "High-efficiency class E/F lumped and transmissionline power amplifiers," IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. 59, no. 6, pp. 1579-1588, Jun. 2011.
- [14] Hayati, M. Sheikhi, A. and Grebennikov, A. "Design and analysis of class E/F3 power amplifier with nonlinear shunt capacitance at nonoptimum operation," IEEE Trans. Power Electron., vol. 30, no. 2, pp. 727-734, Feb. 2015
- [15] Liu, C. Cheng, Q. F. and Huang, X. "High-efficiency class E/F3 power amplifiers with extended maximum operating frequency," IEICE Electron. Exp., vol. 15, no. 12, pp. 1-10, Jun. 2018.
- [16] Kazimierzuk, M. K. RF power amplifiers. New York, NY: John Wiley & Sons. 2008

- [29] Karabulut, A., Dogan, O., & Ozdemir, S. “Designing and Analysis of an Optimal Capacitive Power System Using Class-E Power Amplifier”, SSRG International Journal of Mechanical Engineering, 2020.
- [30] Kim, K., and Choi, H. “High-efficiency high-voltage class F amplifier for high-frequency wireless ultrasound systems”, PloS one, Vol.16, No.3, e0249034, 2021.
- [31] Kim, H., Choi, G., & Choi, J. “A high-efficiency inverse Class-F power amplifier using GaN HEMT”, Microwave and Optical Technology Letters, Vol.50, NO.9, PP. 2420-2422, 2008.