

# طراحی، شبیه‌سازی و ساخت تقویت‌کننده توان کلاس E پهن باند با تکنیک جبران راکتانس دوگانه و کنترل هارمونیک‌های دوم و سوم

اکرم شیخی<sup>۱</sup> علی سجادی<sup>۲</sup>

۱- استادیار- دانشکده فنی و مهندسی- دانشگاه لرستان- خرم‌آباد- ایران

[Sheikhi.a@lu.ac.ir](mailto:Sheikhi.a@lu.ac.ir)

۲- دانش آموخته کارشناسی ارشد- دانشکده فنی و مهندسی- دانشگاه لرستان - خرم‌آباد- ایران

[Sajadi.ali@fe.lu.ac.ir](mailto:Sajadi.ali@fe.lu.ac.ir)

**چکیده:** در این مقاله، یک تقویت‌کننده توان کلاس E پهن باند برای کاربرد در سیستم‌های مخابرات ماهواره‌ای طراحی، شبیه‌سازی و ساخته شده است. در طراحی این تقویت‌کننده از دو مدار کنترل‌کننده هارمونیک مرتبه دوم و سوم به منظور حذف هارمونیک‌های ناخواسته و همچنین تکنیک جبران راکتانس دوگانه جهت دستیابی به پهنای باند وسیع استفاده شده است. ترانزیستور LDMOS نوع AFT09MS007N به عنوان عنصر اکتیو مدار پیشنهادی مورد استفاده قرار گرفته است. پس از محاسبه مقادیر بهینه المان‌ها، تقویت‌کننده پیشنهادی ابتدا با عناصر ایده‌آل و سپس با مدل واقعی المان‌ها و با استفاده از نرم‌افزار ADS شبیه‌سازی شده و نتایج به دست آمده مورد ارزیابی قرار گرفته است. سپس با هدف بررسی عملکرد واقعی، تقویت‌کننده پیشنهادی ساخته و اندازه‌گیری شده است. نتایج اندازه‌گیری نشان می‌دهد که تقویت‌کننده توان پیشنهادی در پهنای باند فرکانسی بین ۴۰۰ تا ۴۶۰ MHz، دارای راندمان درین بیش از ۷۵٪ و راندمان توان افزوده بهتر از ۶۹٪ می‌باشد. همچنین در رنج فرکانسی یاد شده، دارا بودن بیشینه مقادیر راندمان درین ۸۳٪ و راندمان توان افزوده ۷۵٪ به ازای توان ورودی ۲۷ dBm و ولتاژ درین ۱۲ V از دیگر ویژگی‌های مطلوب تقویت‌کننده پیشنهادی است. در نهایت تشابه قابل قبولی بین نتایج شبیه‌سازی و اندازه‌گیری شده مشاهده می‌شود.

**واژه‌های کلیدی:** تقویت‌کننده توان، کلاس E، تکنیک جبران راکتانس، راندمان درین، راندمان توان افزوده، نرم‌افزار ADS.

نوع مقاله: پژوهشی

DOI: 10.29252/jiaeee.18.4.9

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۸/۰۴/۲۴

تاریخ پذیرش مشروط مقاله: ۱۳۹۹/۰۲/۰۱

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۹/۰۲/۳۰

نام نویسنده‌ی مسئول: دکتر اکرم شیخی

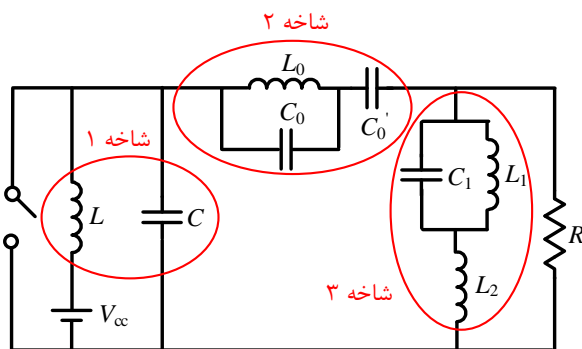
نشانی نویسنده‌ی مسئول: ایران - لرستان - خرم‌آباد - کیلومتر ۵ جاده خرم‌آباد-تهران - دانشگاه لرستان - دانشکده‌ی فنی و مهندسی

## ۱- مقدمه

در این مقاله، یک تقویت کننده توان کلاس E پهن باند در فرکانس مرکزی ۴۳۴ MHz با دو مدار کنترل کننده هارمونیک طراحی شده است. در ضمن از تکنیک جبران راکتانس دوگانه با هدف دستیابی به پهنای باند وسیع استفاده شده است. ابتدا در بخش ۲ تحلیل تقویت کننده پیشنهادی برای محاسبه مقادیر بهینه المان‌ها ارائه شده است. در بخش ۳ با استفاده از روابط بدست آمده در بخش قبل، تقویت کننده پیشنهادی با مدل ایده آل و واقعی المان‌ها شبیه‌سازی شده است. همچنین به جهت راستی آزمایی، یک نمونه از تقویت کننده پیشنهادی ساخته و اندازه‌گیری شده است و نتایج آن با چند نمونه از کارهای انجام شده در این زمینه مورد مقایسه قرار گرفته است. در نهایت در بخش ۴ نتیجه‌گیری این مقاله ارائه شده است.

## ۲- تحلیل مدار

شماتیک مداری تقویت کننده کلاس E پیشنهادی به همراه مدار معادل آن در فرکانس اصلی ( $f_0$ ) در شکل (۱) نشان داده شده است. رزوناتورهای  $L_0-C_0$  و  $L_1-C_1$  در فرکانس‌های  $f_0$  و  $3f_0$  به صورت مدار باز عمل می‌کنند. در فرکانس  $2f_0$  رزوناتور  $L_1-C_1$  شبیه به یک خازن رفتار کرده و در اثر تشدید با سلف  $L_2$  سبب اتصال کوتاه شدن شاخه ۳ خواهد شد. در فرکانس  $f_0$  نیز رزوناتور  $L_0-C_0$  که رفتاری شبیه به یک سلف خواهد داشت، در اثر تشدید با خازن  $C_0'$  شاخه ۲ را اتصال کوتاه می‌کند. همچنین شاخه ۱ در فرکانس‌های  $f_0$  به صورت مدار باز عمل می‌کند.



شکل (۱): شماتیک مداری تقویت کننده توان کلاس E پیشنهادی

در ادامه تحلیل مدار پیشنهادی با فرضیات زیر انجام شده است:

- با فرض دوره کاری ۵۰٪، سوئیچ به ازای  $0 < \omega t < \pi$  روشن و به ازای  $\pi < \omega t \leq 2\pi$  خاموش است.
- جریان خروجی به شکل سینوسی با شیفیت فاز اولیه  $\phi$  است.
- برای ساده‌سازی تحلیل با هدف دستیابی به پارامترهای مهم در طراحی، ترانزیستور به عنوان یک سوئیچ ایده آل با خازن خطی  $C$  در نظر گرفته شده است. با توجه به [۱۲]، می‌توان خازن غیرخطی ترانزیستور را با تقریب خوبی به

امروزه تقویت کننده‌های توان در قالب فرستنده‌های مخابراتی نسل جدید از قبیل  $WCDMA^1$ ،  $OFDM^2$ ،  $LTE^3$  و  $CDMA2000^4$  باید دو ویژگی راندمان بالا و خطی‌سازی مناسب را دنبال کنند [۱]. داشتن راندمان بالا سبب مصرف توان کمتر، اندازه باتری کوچکتر و در نتیجه هزینه کمتر می‌شود [۲]. از طرف دیگر چون این سیستم‌ها دارای پهنای باند و نرخ انتقال داده بالایی هستند، خطی‌سازی یک امر مهم محسوب می‌شود. به جهت دستیابی به راندمان بالا، یک راه حل استفاده از کنترل هارمونیک‌ها در کلاس‌های غیرخطی مانند E، F، E معکوس و غیره می‌باشد [۳]. اما در این میان تقویت کننده توان کلاس E به دلیل داشتن ساختار ساده و راندمان بالا یکی از کلاس‌های پرکاربرد در طراحی مدارات مایکروویو به شمار می‌آید. این نوع تقویت کننده برای اولین بار توسط Sokal در سال ۱۹۷۲ معرفی شد [۴]. پس از آن، روش‌های مختلفی برای دستیابی به پهنای باند بیشتر انجام شده است. در ضمن، برای رسیدن به راندمان بالاتر می‌توان از کنترل هارمونیک‌ها استفاده کرد. در [۵]، یک تقویت کننده توان کلاس E فرکانس رادیویی در باند X برای استفاده در صنعت مخابرات ماهواره‌ای ارائه شده است. همچنین یک تقویت کننده توان کلاس E با پهنای باند ۴۰۰ مگاهرتز در [۶] با استفاده از ترانزیستور GaN معرفی شده است. در [۷]، از تکنیک جبران راکتانس دوگانه و تکنیک load-pull به طور همزمان برای محاسبه امپدانس‌های بهینه مورد استفاده قرار گرفته است. تقویت کننده پیشنهادی [۸]، با استفاده از تکنیک جبران راکتانس دوگانه و کنترل هارمونیک مرتبه دوم برای رسیدن به پهنای باند ۴۰ مگاهرتز طراحی شده است هر چند که با کنترل هارمونیک‌های مرتبه بالاتر می‌توان به راندمان بیشتری دست پیدا کرد. همواره مشکل تطبیق بین امپدانس‌های بالا و پایین به عنوان یکی از مهم‌ترین چالش‌های طراحی در شبکه‌های پهن باند مطرح است و برای رفع این مشکل بهره‌گیری از شبکه اضافی در خروجی مدار یک ایده شناخته شده است هر چند که خود باعث افزایش اندازه مدار و نهایتاً تلفات بیشتر می‌شود. به جهت حل مشکل یاد شده، در [۹] برای تطبیق بین امپدانس‌های کم و زیاد از تکنیک جبران راکتانس با تغییر مرتبه و درجه شبکه جبران راکتانس و بدون شبکه اضافی استفاده شده است. در [۱۰] یک تقویت کننده توان کلاس E مدار موازی پهن باند در باند VHF<sup>۵</sup> با تکنیک جبران راکتانس دوگانه طراحی شده است. در [۱۱] از شبکه بار جبران راکتانس تکی در طراحی تقویت کننده توان کلاس E برای رسیدن به پهنای باند وسیع با هدف استفاده در صنعت مخابرات ماهواره‌ای مورد استفاده قرار گرفته است. مطابق با آنچه بررسی شد، تکنیک جبران راکتانس یکی از روش‌های پرکاربرد در طراحی تقویت کننده‌های توان پهن باند است و در هر کدام از موارد، از روش‌های مختلفی جهت بهبود عملکرد مدار از جمله تکنیک کنترل هارمونیک برای بهبود راندمان مدار استفاده شده است.

$$Z_0 = \frac{j\omega L_0}{1 - \omega^2 L_0 C_0} + \frac{1}{j\omega C_0} = \frac{1 - \omega^2 a}{j\omega C_0 b} \quad (4)$$

$$Z_1 = \frac{1}{j\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right)} = \frac{1}{j\omega' C_1} \quad (5)$$

که در این روابط داریم:

$$\omega' = \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega} \quad (6)$$

$$a = L_0 C_0 + L_0 C_0' \quad (7)$$

$$b = 1 - \omega^2 L_0 C_0$$

ادمیتانس شبکه بار  $Y_{net}$  را می‌توان به صورت رابطه (۸) به صورت زیر نوشت:

$$Y_{net} = \frac{1}{j\omega L} + j\omega C + \frac{1}{Z_A} \quad (8)$$

که

$$Z_A = Z_0 + \frac{1}{\frac{1}{R} + \frac{1}{Z_2}} \quad (9)$$

$$Z_2 = j\omega L_2 + Z_1 = j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega' C_1} \quad (10)$$

با جایگذاری روابط (۴) و (۱۰) در رابطه (۹) نتایج ذیل حاصل می‌شوند:

$$Z_A = \frac{1 - \omega^2 a}{j\omega C_0 b} + \frac{R(\omega\omega' L_2 C_1 - 1)}{(\omega\omega' L_2 C_1 - 1) - j\omega' R C_1} \quad (11)$$

$$\operatorname{Im}\left(\frac{1}{Z_A}\right) = \frac{mq - R^2 \omega' C_1 p}{R^2 p^2 + q^2} \quad (12)$$

با فرض

$$p = m - \omega' C_1 D \quad (13-1)$$

$$q = mD \quad (13-2)$$

$$m = \omega\omega' L_2 C_1 - 1 \quad (13-3)$$

$$D = \frac{1 - \omega^2 a}{\omega C_0 b} \quad (13-4)$$

با توجه به شرایط تکنیک جبران راکتانس دوگانه، مشتق مرتبه اول و سوم سوسپتانس  $B$  (بخش موهومی  $Y_{net}$ ) باید در رابطه (۱۴) صدق نماید:

$$\left.\frac{dB}{d\omega}\right|_{\omega=\omega_0} = \left.\frac{d^3 B}{d\omega^3}\right|_{\omega=\omega_0} = 0 \quad (14)$$

با استفاده از رابطه (۱۴) و رابطه (۸) نتایج ارائه شده در روابط (۱۵) و (۱۶) به دست می‌آیند:

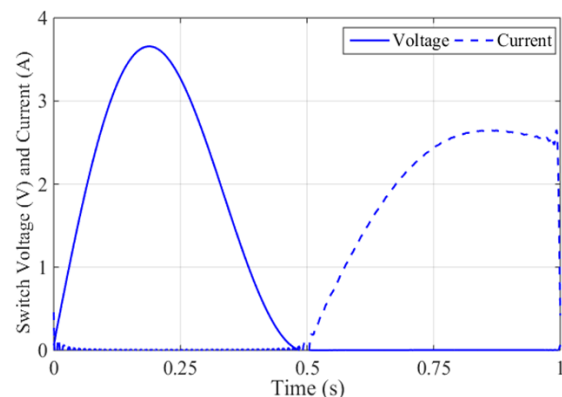
صورت خازن خطی در نظر گرفت. از طرف دیگر با توجه به مدل انتخاب شده برای شبیه‌سازی مدار پیشنهادی AFT0MS007N، خازن خروجی ترانزیستور را می‌توان معادل خازن موازی  $C$  در شبکه بار در نظر گرفت.

- تحلیل تقویت کننده توان کلاس E پیشنهادی تحت شرایط بهینه ولتاژ سوئیچینگ صفر ( $ZVS^*$ ) و مشتق ولتاژ سوئیچینگ صفر ( $ZVDS^*$ ) براساس روابط (۱) و (۲) انجام می‌شود [۱۳]. تحت شرایط ولتاژ سوئیچینگ، زمانی که ترانزیستور روشن است جریان درون سوئیچ جاری می‌شود اما هیچگونه ولتاژی در دو سر آن ایجاد نمی‌شود و بالعکس زمانی که ترانزیستور خاموش است هیچگونه جریانی درون سوئیچ شارش پیدا نمی‌کند.

$$v(\omega t)\big|_{\omega t=2\pi} = 0 \quad (1)$$

$$\left.\frac{dv(\omega t)}{d\omega t}\right|_{\omega t=2\pi} = 0 \quad (2)$$

شکل موج‌های ولتاژ و جریان سوئیچ در شکل (۲) نشان داده شده است. همانطور که مشاهده می‌شود به دلیل نداشتن هم‌پوشانی بین ولتاژ و جریان، راندمان درین ۱۰۰ درصد قابل دست‌یابی است.



شکل (۲): شکل موج‌های ولتاژ و جریان ایده‌آل تقویت کننده توان پیشنهادی

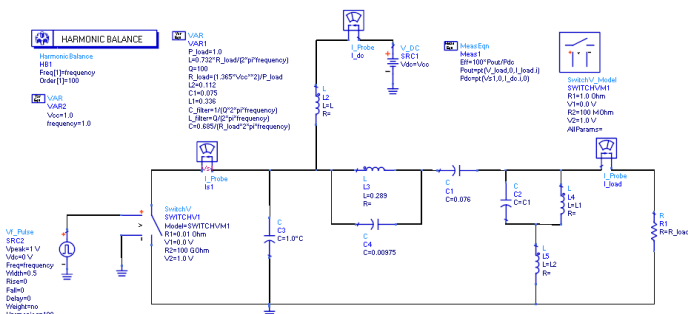
با توجه به مدار معادل در فرکانس اصلی  $f_0$  می‌توان فاز شبکه بار مشاهده شده از دید درین ترانزیستور را با رابطه (۳) به صورت زیر محاسبه کرد:

$$\tan \phi = \frac{R}{\omega L} - \omega RC \quad (3)$$

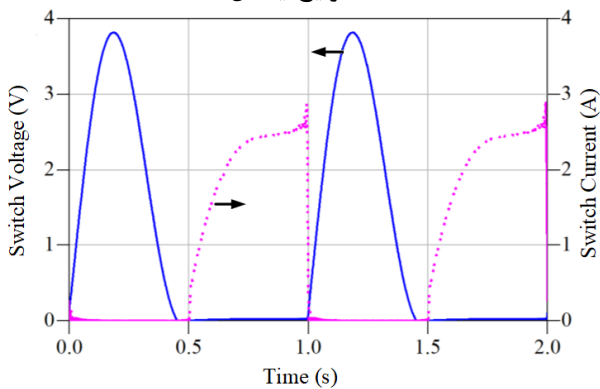
در این بخش ادمیتانس ورودی شبکه بار جهت استفاده از تکنیک جبران راکتانس دوگانه با کنترل هارمونیک مرتبه دوم و سوم محاسبه می‌شود. امپدانس شاخه ۱ متشکل از  $L_0-C_0-C_0'$  و شاخه موازی متشکل از  $L_1-C_1$  به ترتیب به صورت پارامترهای  $Z_0$  و  $Z_1$  در روابط (۴) و (۵) ارائه شده است:

### ۳- نتایج شبیه‌سازی و ساخت مدار پیشنهادی

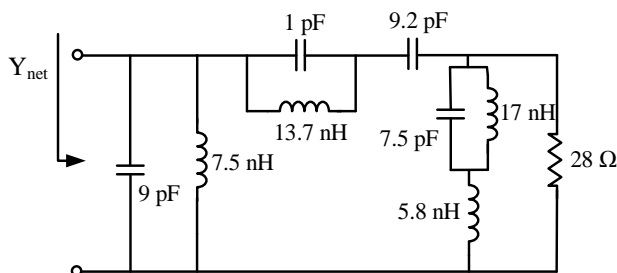
شماتیک مداری تقویت کننده توان کلاس E پیشنهادی با سوئیچ ایده‌آل و شکل موج‌های ولتاژ و جریان سوئیچ شبیه‌سازی شده در نرم‌افزار ADS<sup>۸</sup> به ترتیب در شکل‌های (۳) و (۴) نشان داده شده است. بین شکل موج ولتاژ و جریان در شکل (۴) هیچ گونه تداخلی وجود ندارد بنابراین رسیدن به راندمان بالا در این ساختار امکانپذیر است. شبکه بار طراحی شده بر حسب روابط ارائه شده در بخش قبلی در شکل (۵) ارائه شده است. همچنین امپدانس شبکه بار پیشنهادی بر حسب فرکانس در شکل (۶) نشان داده شده که بیانگر امپدانس نسبتاً ثابت در تمام باند فرکانسی می‌باشد. در ادامه مطابق با شکل (۷)، شبکه بار پیشنهادی دارای امپدانس نسبتاً ثابت  $23 \Omega$  و زاویه فاز  $34^\circ$  در پهنای فرکانسی  $400 \text{ MHz}$  تا  $460 \text{ MHz}$  است.



شکل (۳): شماتیک مداری تقویت کننده توان کلاس E پیشنهادی با سوئیچ ایده‌آل



شکل (۴): شکل موج‌های ولتاژ و جریان سوئیچ



شکل (۵): شبکه بار تقویت کننده توان کلاس E پیشنهادی

$$C + \frac{1}{\omega_0^2 L} - \frac{8C_1 C_0' R^2 \omega_0^2 - 9}{4C_0' R^2 \omega_0^2} = 0 \quad (15)$$

$$\frac{6}{\omega_0^4 L} + \frac{243}{32} \frac{C_1^2}{C_0' \omega_0^2} + \frac{359}{8} C_1^3 L^2 \omega_0^2 + \frac{93}{2} \frac{C_1^2}{\omega_0^2 C_0'} + 6 \frac{C_1}{\omega_0^2} + \frac{729}{4} \frac{C_1}{C_0'^2 R^2 \omega_0^4} + \frac{243}{32} \frac{C_1}{C_0'^2 R^2 \omega_0^4} + \frac{2187}{432} \frac{1}{C_0'^3 R^4 \omega_0^6} = 0 \quad (16)$$

در این قسمت روابط لازم برای محاسبه المان‌های شاخه‌های مختلف مدار ارائه می‌شود. در فرکانس  $f_0$ ، سلف  $L_1$  با خازن  $C_1$  وارد تشدید شده و اتصال باز می‌شوند. از طرفی دیگر در فرکانس  $2f_0$  رزوناتور موازی  $L_1-C_1$  که رفتاری شبیه به خازن  $C_X$ ، در رابطه (۱۷)، را دارا است در اثر تشدید با سلف  $L_2$ ، رابطه (۱۸)، سبب اتصال کوتاه شدن شاخه ۳ مدار می‌شود. مقادیر مربوط به سلف  $L_2$  و خازن  $C_X$  را می‌توان از روابط زیر محاسبه کرد:

$$C_X = \frac{3}{4 \omega_0^2 L_1} \quad (17)$$

$$L_2 = \frac{1}{4 \omega_0^2 C_X} \quad (18)$$

و با جایگذاری رابطه (۱۷) در رابطه (۱۸) خواهیم داشت:

$$L_2 = L_1 / 3 \quad (19)$$

از طرف دیگر در فرکانس  $3f_0$  سلف  $L_0$  با خازن  $C_0$  وارد تشدید شده و به صورت مدار باز عمل می‌کند. همچنین در فرکانس  $f_0$ ، رزوناتور موازی  $L_0-C_0$  که مانند یک سلف  $L_X$ ، رابطه (۲۰)، رفتار می‌کند در اثر تشدید با خازن  $C_0'$ ، رابطه (۲۱)، منجر به اتصال کوتاه شدن شاخه ۲ مدار می‌شود. مقدار سلف  $L_X$  و خازن  $C_0'$  به صورت زیر به دست می‌آیند:

$$L_X = \frac{L_0}{1 - \omega^2 L_0 C_0} \quad (20)$$

$$C_0' = \frac{1}{\omega_0^2 L_X} \quad (21)$$

که با جایگذاری رابطه (۲۰) در (۲۱) داریم:

$$C_0' = \frac{9}{8 L_0} \quad (22)$$

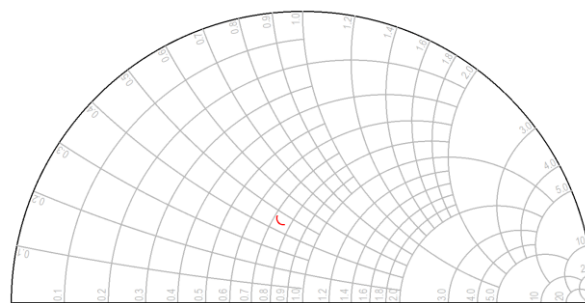
در نهایت با ولتاژ منبع تغذیه DC یعنی  $V_{DD}$  (بر حسب V)، توان خروجی  $P_{out}$  (بر حسب W) و فرکانس کاری  $\omega_0$  (بر حسب rad/s) مشخص، می‌توان مقادیر بهینه سلف موازی  $L$ ، خازن  $C$  و مقاومت بار  $R$  را با استفاده از روابط (۲۳) تا (۲۵) محاسبه نمود [۱۳].

$$L = 0.732 \frac{R}{\omega_0} \quad (23)$$

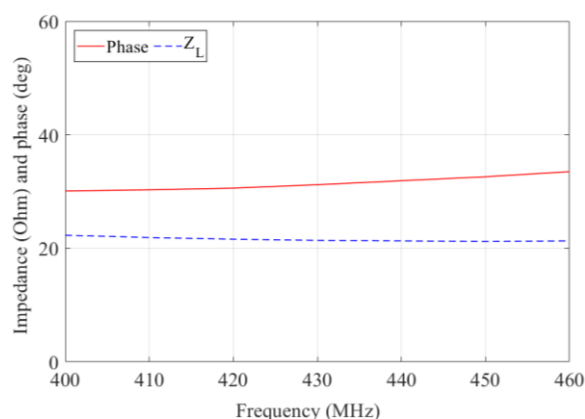
$$C = \frac{0.685}{\omega_0 R} \quad (24)$$

$$R = 1.365 \frac{(V_{DD} - V_{sat})^2}{P_{out}} \quad (25)$$

مهم در طراحی تقویت کننده‌ها می‌باشد، از این زیرلایه برای تقویت کننده پیشنهادی استفاده شده است. از مزایای مهم برد راجرز می‌توان به: تلفات سیگنال الکتریکی کمتر، تلفات دی‌الکتریک کمتر، کنترل امپدانس و کنترل دمایی بهتر اشاره داشت. مطابق با شکل (۸)، هدف از قرار دادن شبکه RLC پس از منبع توان RF ورودی، تطبیق امپدانس ورودی ترانزیستور LDMOS با امپدانس  $50 \Omega$  است. همچنین از مقاومت  $69/8 \Omega$  و خازن موازی  $30 \text{ pF}$  در گیت ترانزیستور جهت پایداری ساختار استفاده شده است. در ادامه پایداری تقویت کننده برحسب فرکانس در شکل (۹) نشان داده شده است. همانطور که مشاهده می‌شود، پارامتر  $K$  شبیه‌سازی شده علاوه بر پهنای باند کاری در فرکانس‌های اطراف نیز بالاتر از ۱ قرار دارد. بنابراین می‌توان گفت که تقویت کننده پیشنهادی دارای پایداری بی قید و شرط است. نتایج مربوط به راندمان درین (DE)، راندمان توان افزوده ( $PAE^3$ )، بهره توان (Gain) و توان خروجی ( $P_{out}$ ) به ازای توان ورودی، در شکل (۱۰) ارائه شده است. این نتایج شبیه‌سازی نیز توسط نرم‌افزار ADS محصول شرکت Agilent Technologies به دست آمده‌اند. همانطور که مشاهده می‌شود به ازای توان ورودی  $27 \text{ dBm}$  ساختار پیشنهادی دارای راندمان درین  $82\%$ ، راندمان توان افزوده برابر با  $73\%$ ، توان خروجی  $37 \text{ dBm}$  و بهره توان  $10/5 \text{ dB}$  می‌باشد. شکل (۱۱)، بهره توان و راندمان درین بر حسب توان خروجی را نشان می‌دهد که بیشترین راندمان درین در توان خروجی  $37/2 \text{ dBm}$  به دست آمده است. یکی دیگر از پارامترهایی که در شبیه‌سازی تقویت کننده‌های توان باید در نظر گرفت، پارامتر پراکندگی است. مطابق با شکل (۱۲)، تقویت کننده توان کلاس E پیشنهادی دارای تلفات عبوری و بازگشتی به ترتیب  $16/5 \text{ dB}$  و  $17 \text{ dB}$  در فرکانس  $434 \text{ MHz}$  است. همچنین در پهنای باند فرکانسی  $425 \text{ MHz}$  تا  $455 \text{ MHz}$ ، تلفات بازگشتی کمتر از  $10 \text{ dB}$  و تلفات عبوری بیش از  $16 \text{ dB}$  می‌باشد که نشان‌دهنده عملکرد قابل قبول این تقویت کننده است.

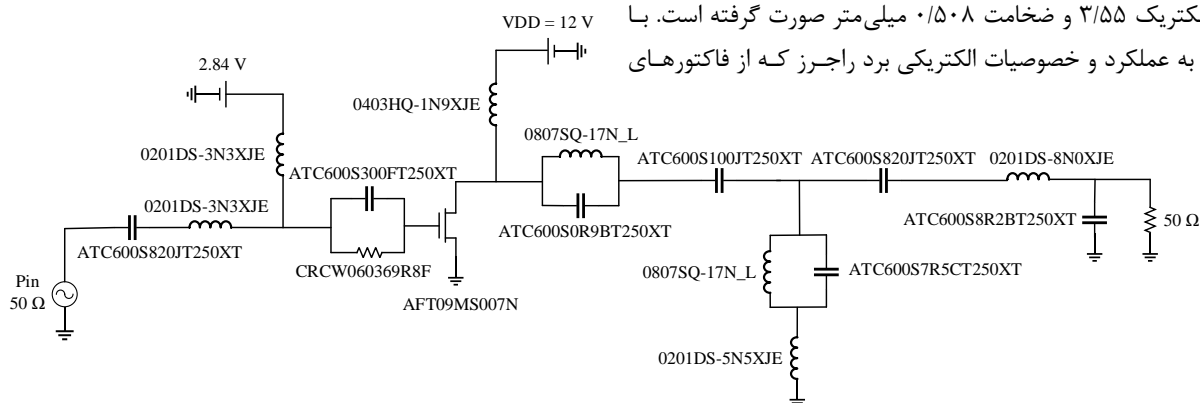


شکل (۶): امپدانس بار شبیه‌سازی شده از فرکانس  $400 \text{ MHz}$  تا  $460 \text{ MHz}$



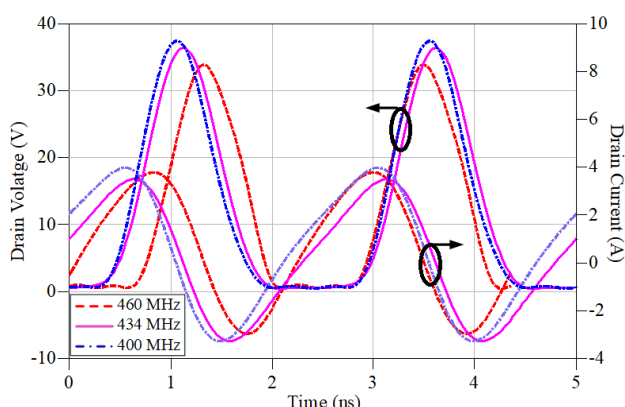
شکل (۷): امپدانس و فاز شبکه بار تقویت کننده توان پیشنهادی

در ادامه تقویت کننده توان کلاس E پیشنهادی با المان‌های واقعی شبیه‌سازی شده است که شماتیک مداری آن به همراه پارت نامبر هر کدام از المان‌ها در شکل (۸) نشان داده شده است. لازم به ذکر است که در شبیه‌سازی و در نهایت ساخت مدار پیشنهادی از خازن‌های ATC سری 600S و سلف‌های Coil Craft استفاده شده است. همچنین از ترانزیستور LDMOS مدل AFT09MS007N محصول شرکت NXP که جهت کاربردهای پهن باند در رنج فرکانسی  $136 \text{ MHz}$  تا  $941 \text{ MHz}$  با توان خروجی  $7 \text{ W}$  مناسب است به عنوان عنصر اکتیو مدار مورد استفاده قرار گرفته است [۱۴]. در ضمن کلیه مراحل شبیه‌سازی و ساخت بر پایه زیرلایه راجرز 4003C با ثابت دی‌الکتریک  $3/55$  و ضخامت  $0/508$  میلی‌متر صورت گرفته است. با توجه به عملکرد و خصوصیات الکتریکی برد راجرز که از فاکتورهای

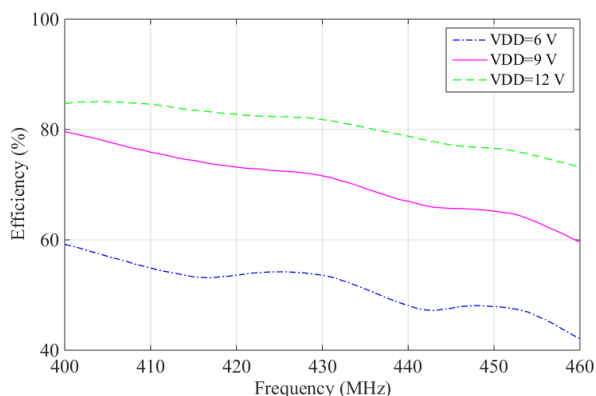


شکل (۸): شماتیک مداری تقویت کننده توان کلاس E پیشنهادی

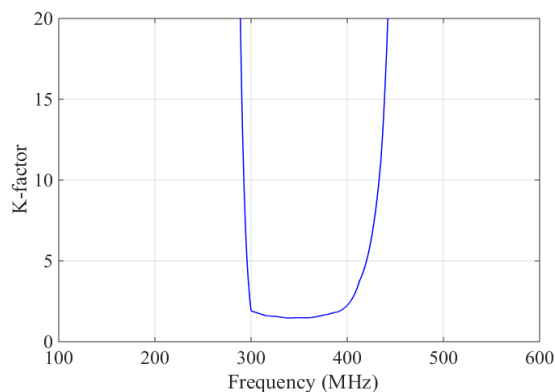
شکل موج‌های شبیه‌سازی شده ولتاژ و جریان درین در فرکانس‌های ۴۰۰ MHz، ۴۳۴ MHz و ۴۶۰ MHz به طور همزمان در شکل (۱۳) نشان داده شده‌اند. این شکل موج‌ها شباهت قابل قبولی با شکل موج‌های ولتاژ و جریان درین استاندارد کلاس E (شکل (۲)) را دارا هستند. به دلیل اینکه از مدل واقعی المان‌ها در شبیه‌سازی استفاده شده است، مقداری هم‌پوشانی بین شکل موج‌های ولتاژ و جریان دیده می‌شود. دلیل آن می‌تواند اثرات غیر ایده‌آل و پارازیتی المان‌ها باشد که نتیجه‌ی آن کاهش راندمان نسبت به مقدار ایده‌آل خواهد بود. شکل‌های (۱۴) و (۱۵) به ترتیب نتایج شبیه‌سازی شده راندمان درین و توان خروجی را بر حسب فرکانس به ازای تغییرات ولتاژ درین نشان می‌دهند. با افزایش ولتاژ درین به بیشینه مقدار قابل اعمال به ترانزیستور LDMOS یعنی ۱۲ V، هر دو پارامتر راندمان درین و توان خروجی به بیشینه مقدار خود رسیده‌اند. در شکل (۱۴) هرچند که با افزایش فرکانس، راندمان درین روند نزولی به خود گرفته است اما در کل پهنای باند مد نظر بالاتر از ۷۳٪ نگه داشته شده است. همچنین با توجه به شکل (۱۵) توان خروجی در کل پهنای باند فرکانسی به ازای ولتاژ درین ۱۲ V به صورت مسطح و بیشتر از dBm ۳۷ است.



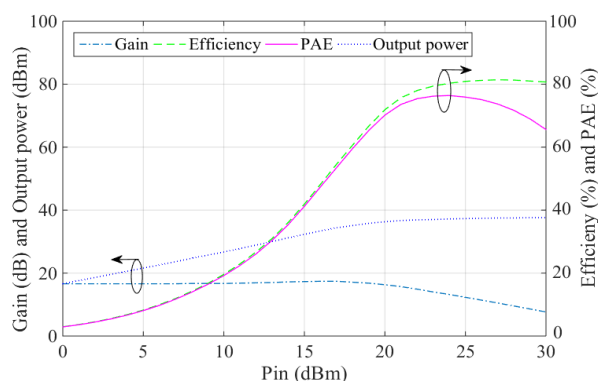
شکل (۱۳): شکل موج‌های ولتاژ و جریان درین به ازای فرکانس‌های ۴۰۰ MHz، ۴۳۴ MHz و ۴۶۰ MHz تقویت کننده توان پیشنهادی



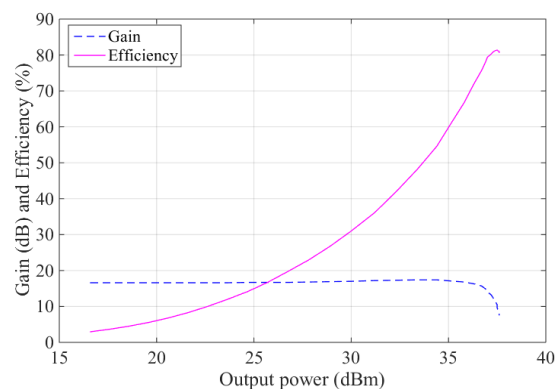
شکل (۱۴): راندمان درین بر حسب فرکانس به ازای تغییرات ولتاژ VDD تقویت کننده توان پیشنهادی



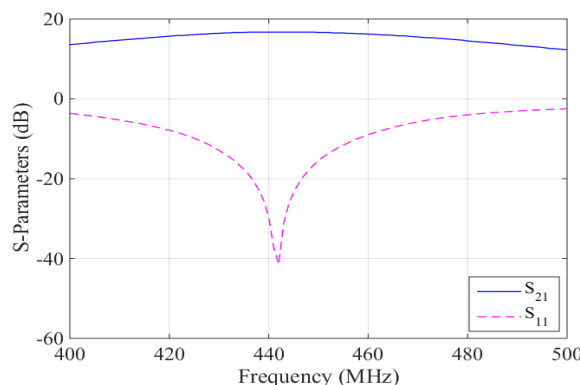
شکل (۹): پارامتر K تقویت کننده توان پیشنهادی



شکل (۱۰): راندمان درین، راندمان توان افزوده، بهره توان و توان خروجی بر حسب توان ورودی تقویت کننده توان پیشنهادی

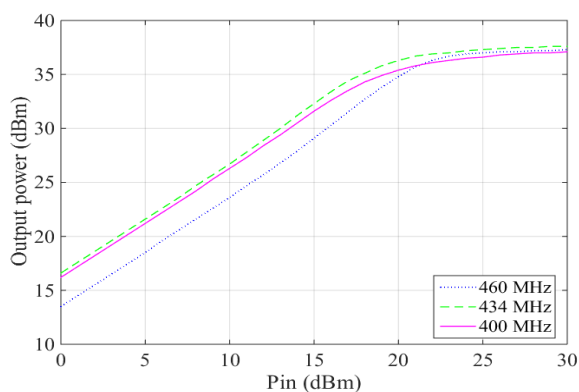


شکل (۱۱): بهره توان و راندمان درین بر حسب توان خروجی

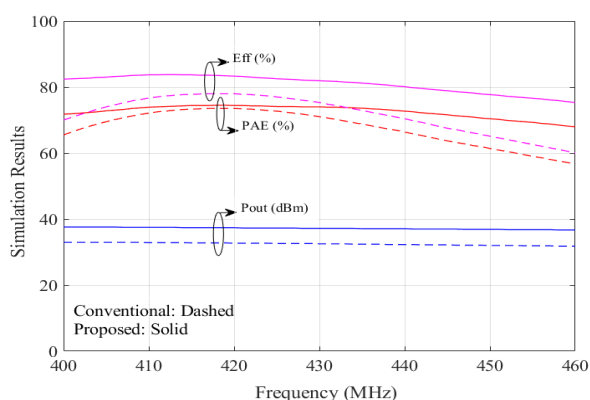


شکل (۱۲): تلفات عبوری و بازگشتی ورودی تقویت کننده توان پیشنهادی





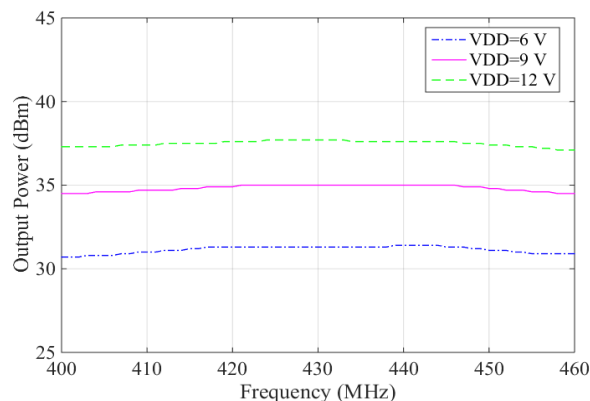
شکل (۱۶): توان خروجی بر حسب توان ورودی به ازای تغییرات فرکانس تقویت کننده توان پیشنهادی



شکل (۱۷): راندمان درین، راندمان توان افزوده و توان خروجی بر حسب فرکانس با روش متداول و روش پیشنهادی

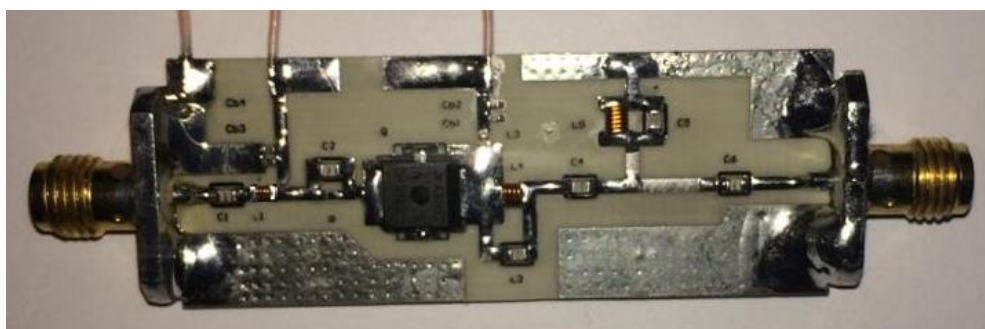
جدول (۱): عملکرد تقویت کننده پیشنهادی در نقطه ۱ dB

فرکانس	۴۰۰	۴۳۴	۴۶۰
Pin (dBm)	۲۲	۲۰	۱۹
Pout (dBm)	۳۵/۹	۳۶/۲	۳۵/۲
PAE (%)	۵۶/۰۸	۶۹	۶۶/۲
DE (%)	۵۹/۵۱	۷۰/۷	۶۷/۹
Gain (dB)	۱۳/۹	۱۶/۲	۱۶/۲



شکل (۱۵): توان خروجی بر حسب فرکانس به ازای تغییرات ولتاژ VDD تقویت کننده توان پیشنهادی

نتایج شبیه‌سازی شده توان خروجی بر حسب توان ورودی به ازای تغییرات فرکانس و تحت اعمال ولتاژ درین ۱۲ V در شکل (۱۶) نشان داده شده است. مشاهده می‌شود که بیشینه توان خروجی ۳۷/۲ dBm در ناحیه اشباع به ازای فرکانس ۴۳۴ MHz به دست آمده است. در ادامه مقایسه‌ای بین نتایج شبیه‌سازی روش متداول طراحی تقویت کننده توان کلاس E پهن باند که همان روش جبران راکتانس می‌باشد و روش پیشنهادی در شکل (۱۷) ارائه شده است. به صورت کاملاً واضح مشاهده می‌شود که مدار پیشنهادی نسبت به نوع متداول دارای راندمان درین، راندمان توان افزوده و توان خروجی بیشتری است به طوری که این اختلاف در نواحی ابتدایی و انتهایی باند فرکانسی بسیار مشهود است. این امر نشان‌دهنده بهبود قابل توجه پارامترهای یاد شده در ساختار پیشنهادی نسبت به نوع متداول آن و مؤثر بودن روش طراحی پیشنهادی است. قابل ذکر است که برای مقایسه، تمام شرایط اولیه طراحی یکسان در نظر گرفته شده است. پارامترهای مهم تقویت کننده پیشنهادی در نقطه فشرده سازی ۱ dB در سه رنج فرکانسی مختلف در جدول (۱) ارائه شده است. همانطور که مشاهده می‌شود، تقویت کننده پیشنهادی دارای عملکرد خوبی در ناحیه خطی و غیر خطی است. در نهایت با هدف راستی آزمایی، مدار پیشنهادی ساخته شده که تصویر آن در شکل (۱۸) قابل مشاهده است.



شکل (۱۸): تصویر مدار ساخته شده تقویت کننده توان کلاس E پیشنهادی

• جدول (۲): مقایسه نتایج اندازه‌گیری تقویت‌کننده توان کلاس E پیشنهادی با چند نمونه از کارهای

سال انتشار	تکنولوژی	Pout (dBm)	Gain (dB)	پیشین	DE (%)	فرکانس مرکزی (MHz)	مراجع
				PAE (AE *) (%)			
۲۰۰۹	GaN	۴۶/۹	۱۶/۳	۸۰/۶ (۷۱)	۸۷/۸	۸۰۰	[6]
۲۰۱۳	GaN	۴۰	۱۵	۸۰ (۷۰)	۸۵	۶۶۵	[7]
۲۰۱۹	LDMOS	۴۴	۲۲	۸۰/۵ (۷۷)	۸۲/۲	۱۳۵	[8]
۲۰۱۵	LDMOS	۴۰	۱۵	۷۵ (۷۵)	۸۲	۶۰۵	[9]
۲۰۰۸	LDMOS	۳۹	۱۲	-	۷۶	۱۵۵	[10]
-	LDMOS	۳۷	۱۰	۷۵ (۷۲)	۸۳	۴۳۴	کار پیشنهادی

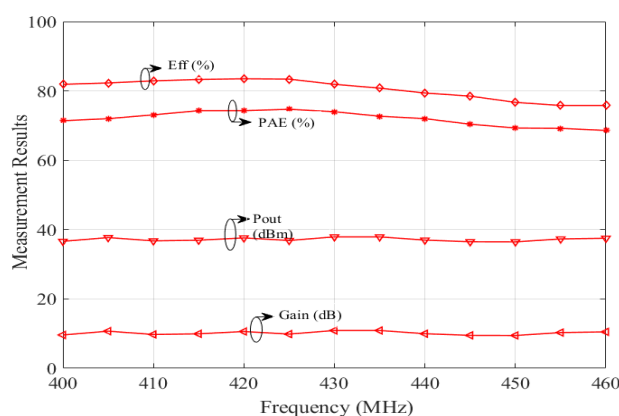
\* شاخص AE به صورت متوسط راندمان توان افزوده (PAE) تعریف می‌شود.

تکنولوژی‌های پرکاربرد (مانند LDMOS و GaN) و به ویژه تکنیک‌های مختلف برای رسیدن به پهنای باند بیشتر، توجه شده است. در مقایسه با چندین کار پیشین که از تکنولوژی GaN با ولتاژ شکست بالا و راندمان ذاتی بیشتر و همچنین LDMOS های توان بالا استفاده کرده‌اند، ساختار پیشنهادی از نتایج قابل قبولی برخوردار است. لازم به ذکر است که نتایج ثبت شده در جدول برای کارهای پیشین و ساختار پیشنهادی، برابر با بیشینه مقادیر در پهنای باند فرکانسی آن‌ها است. در نهایت می‌توان به این نکته مهم اشاره داشت که تحلیل تقویت‌کننده پیشنهادی با در نظر گرفتن اثرات پارازیتی مانند خازن غیرخطی درین-سورس و سلف سری ترانزیستور دقیق‌تر خواهد بود، اما در نظر گرفتن اثرات غیرخطی منجر به طرح معادلات غیرخطی پیچیده‌تری خواهد شد. البته با توجه به ساختار خازن موازی، اثر خطی خازن درین-سورس نیز در بخش تحلیل و طراحی تقویت‌کننده پیشنهادی در نظر گرفته شده است.

#### ۴- نتیجه‌گیری

در این مقاله یک تقویت‌کننده توان کلاس E پهن باند با مدل واقعی و ایده‌آل‌های اکتیو و پسیو طراحی و شبیه‌سازی شده است. از کنترل‌کننده‌های هارمونیک مرتبه دوم و سوم و نیز تکنیک جبران راکتانس دوگانه جهت رسیدن به پهنای باند مدنظر استفاده شده است. با هدف راستی آزمایی، یک نمونه از تقویت‌کننده پیشنهادی ساخته و اندازه‌گیری شد. نتایج اندازه‌گیری نشان داد که بیشینه راندمان درین و راندمان توان افزوده ساختار پیشنهادی در رنج فرکانسی ۴۰۰ MHz تا ۴۶۰ MHz به ترتیب ۸۳٪ و ۷۵٪ است. همچنین در رنج فرکانسی یاده شده، ساختار پیشنهادی دارای بهره توان و توان خروجی به ترتیب بهتر از ۱۰ dB و ۳۷ dBm است. با توجه به مشخصات ارائه شده، تقویت‌کننده توان کلاس E پیشنهادی

در شکل (۱۹) نتایج اندازه‌گیری شده تقویت‌کننده پیشنهادی نشان داده شده است. راندمان درین بالای ۷۵٪ و راندمان توان افزوده بیشتر از ۶۹٪ در رنج فرکانسی ۴۰۰ MHz تا ۴۶۰ MHz از نتایج به دست آمده است. همچنین در اندازه‌گیری مدار پیشنهادی، بهره توان و توان خروجی به ترتیب بالای ۱۰ dB و ۳۷ dBm در رنج فرکانسی یاد شده می‌باشند. علاوه بر این در پهنای باند مورد نظر، راندمان درین و راندمان توان افزوده دارای بیشینه مقادیر به ترتیب ۸۳٪ و ۷۵٪ هستند.



شکل (۱۹): نتایج اندازه‌گیری تقویت‌کننده توان پیشنهادی

جدول (۲) مقایسه بین نتایج اندازه‌گیری به دست آمده از تقویت‌کننده توان پیشنهادی را با چند نمونه از کارهای انجام شده در این زمینه نشان می‌دهد. جدول مقایسه بر اساس پارامترهای ارائه شده در سایر مقالات پهن باند تدوین شده است. اگرچه مقایسه زمانی عادلانه‌تر است که فرکانس کارهای ارائه شده در جدول در یک محدوده نزدیک به هم باشد و این امکان برای این مقاله مانند خیلی از مقالات پهن باند دیگر وجود نداشت، اما در جدول مقایسه به انتخاب مناسب مراجع از نظر فرکانس کاری تا حدودی نزدیک به تقویت‌کننده پیشنهادی،



قابلیت کاربرد در سیستم‌های مخابرات ماهواره‌ای در باند فرکانسی<sup>۱۰</sup> UHF را دارا است.

## زیر نویس‌ها

- <sup>1</sup> Wideband Code Division Multiple Access
- <sup>2</sup> Orthogonal Frequency Division Multiplexing
- <sup>3</sup> Long Term Evolution
- <sup>4</sup> Code Division Multiple Access 2000
- <sup>5</sup> Very High Frequency
- <sup>6</sup> Zero Voltage Switching
- <sup>7</sup> Zero Voltage Derivative Switching
- <sup>8</sup> Advanced Design System 2014.01
- <sup>9</sup> Power Added Efficiency
- <sup>10</sup> Ultrahigh Frequency

## مراجع

- [1] Raab, F. H., Asbeck, P., Cripps, S., Kenington, P. B., Popovic', Z. B., Potheary, N., Sevic, J. F., Sokal, N. O., "Power Amplifiers and Transmitters for RF and Microwave", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 50, No. 3, pp. 814-826, March 2002.
- [2] Aflaki, P., Negra, R., Ghannouchi, F. M., "Design and implementation of an inverse class-F power amplifier with 79 % efficiency by using a switch-based active device model", IEEE Radio and Wireless Symposium, pp. 423-426, 2008.
- [3] Grebennikov, A., Sokal, N. O., "Switchmode RF Power Amplifiers", 1nd Edition, Newnes publications, 2007.
- [4] Sokal, N. O., Sokal, A. D., "Class E-A new class of high efficiency tuned single-ended switching power amplifiers", IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 10, No. 3, pp. 168-176, Jun. 1975.
- [۵] پیمان علیپرست، احد فرهادی، "طراحی یک تقویت کننده توان فرکانس رادیویی یکپارچه باند X مبتنی بر فناوری AlGaIn/GaN HEMT"، نشریه انجمن مهندسين برق و الكترونيك ايران، سال شانزدهم، شماره دوم، بهار ۱۳۹۸.
- [6] Tanany, A. A., Sayed, A., Boeck, G., "Broadband GaN Switch Mode Class E Power Amplifier for UHF Applications", IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 761-764, 2009.
- [7] Zhou, J., Morris, K., Watkins, G., and Yamaguchi, K., "Wideband Class-E power amplifier covering the whole UHF broadcast band", European Microwave Integrated Circuit Conference, pp. 336-339, 2013.
- [8] Sheikhi, A., Thian, M., Vafaee, M., "Broadband Parallel-Circuit Class-E Amplifier with Second Harmonic Control Circuit", IEEE Transactions on Circuits and Systems, Vol. 66, No. 6, pp. 1-5, 2019.
- [9] Zhou, J., Morris, K., Watkins, G., Yamaguchi, K., "Improved Reactance-Compensation Technique for the Design of Wideband Suboptimum Class-E Power Amplifiers", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 63, No. 9, pp. 2793-2801, Sep 2015.
- [10] Kumar, N., Prakash, C., Grebennikov, A., Mediano, A., "High-efficiency broadband parallel-circuit class E RF power amplifier with reactance-compensation technique", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 56, No. 3, pp. 604-612, March 2008.
- [11] Gonzalez, F. J. O., Ramos, D. T., Gomez, M. P., Martin, J. M. P., Pulido, D. M., "High-Power Wideband -Band Suboptimum Class-E Power Amplifier", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 61, No. 10, pp. 3712-3720, October 2013.
- [12] Suetsugu, T., Kazimierczuk, M. K., "Comparison of class-E amplifier with nonlinear and linear shunt capacitance", IEEE Transactions on Circuits and Systems I, Fundamental Theory and Applications, Vol. 50, No. 8, pp. 1089-1097, August 2003.
- [13] Grebennikov A. V., Jaeger, H., "Class E with Parallel Circuit - A New Challenge for High-Efficiency RF and Microwave Power Amplifiers ", IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 1627-1630, 2002.
- [14] <https://www.nxp.com/docs/en/datasheet/AFT09MS007N.pdf>.