

# طراحی یک تقویت کننده توان فرکانس رادیویی یکپارچه باند X مبتنی بر فناوری AlGaIn/GaN HEMT

پیمان علی پرست<sup>۱</sup> احد فرهادی<sup>۲</sup>

۱- استادیار- پژوهشگاه هوافضا (وزارت علوم، تحقیقات و فناوری)، تهران، ایران

[aliparast@ari.ac.ir](mailto:aliparast@ari.ac.ir)

۲- دانش آموخته کارشناسی ارشد- گروه مهندسی برق، واحد تبریز، دانشگاه آزاد اسلامی، تبریز، ایران

[ahadfarhady@gmail.com](mailto:ahadfarhady@gmail.com)

**چکیده:** در این مقاله یک تقویت کننده توان باند X مبتنی بر فناوری مدار مجتمع یکپارچه میکروویو برای زیرسامانه های مخابراتی ماهواره های سنجشی طراحی، شبیه سازی و نهایتاً جانمایی شده است. جهت تحقق طرح، از پروسه ترانزیستورهای گالیوم نیترید با قابلیت تحرک الکترون بالا با فناوری حداقل طول گیت ۵۰۰ نانومتر استفاده شده است. ولتاژ تغذیه درین در این فناوری ۴۰ ولت و ولتاژ تغذیه گیت ۲- ولت می باشد. با توجه به اهمیت بهره وری در زیرسامانه های مخابرات فضایی، برای معماری مداری تقویت کننده پیشنهادی، از دوطبقه در کلاس E استفاده شده است. بهره توان تقویت کننده حدود ۲۵ dB و حداکثر توان خروجی آن ۴۹.۳ dBm در فرکانس ۱۰ گیگاهرتز با در نظر گرفتن پهنای باند ۲ مگاهرتز و بهره وری ۴۹٪ حاصل شده است. برای کاهش اثر حافظه یک فیلتر میان گذر در خروجی تقویت کننده طراحی شده است. مساحت نهایی اشغالی در سطح تراشه برای جانمایی به ابعاد ۸.۲×۴.۳ میلی متر حدود ۳۵mm<sup>2</sup> به دست آمده است، که فضای عمده جانمایی متعلق به فیلتر محدود کننده طیف توان خروجی می باشد. مقدار AM/AM و AM/PM در بدترین شرایط به ترتیب حدود ۳.۸deg/dB و ۱ dB/dB حاصل شده است. تقویت کننده دارای پایداری نامشروط در محدوده فرکانسی مطلوب بوده و مقدار تداخل تخریبی هارمونیک سوم نسبت به هارمونیک اول حدود ۲۱- dBc به دست آمده است.

**کلمات کلیدی:** باند X، MMIC، GaN HEMT، تقویت کننده توان، فرکانس رادیویی

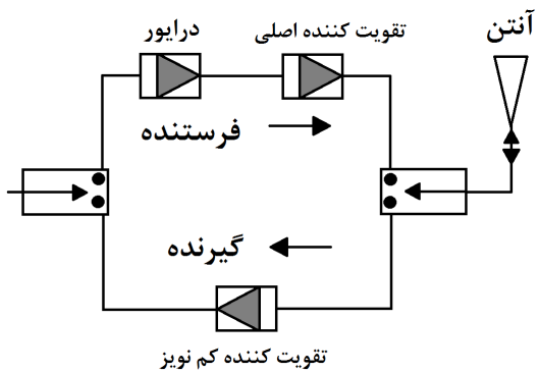
تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۶/۱۲/۲۳

تاریخ پذیرش مشروط مقاله: ۱۳۹۷/۰۸/۱۱

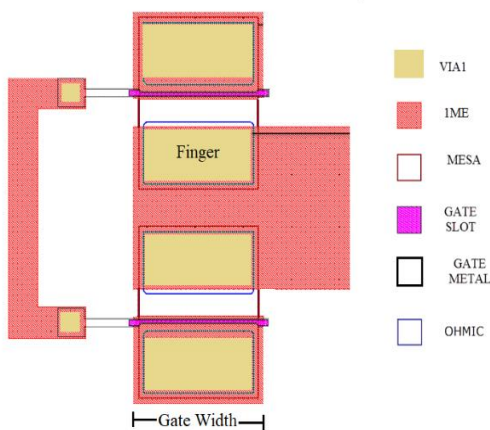
تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۷/۱۰/۰۹

نام نویسنده مسئول: دکتر پیمان علی پرست

نشانی نویسنده مسئول: ایران - تهران - شهرک قدس، خیابان مهستان بن بست هوافضا، پژوهشگاه هوافضا



شکل (۱): بلوک دیاگرام ساده فرستنده و گیرنده فرکانس رادیویی



شکل (۲): نمای روبی ساختار یک ترانزیستور در پروسه انتخابی

پروسه استفاده شده جهت طراحی و شبیه سازی تقویت کننده دارای ترانزیستور با Finger و پهنای گیت<sup>۷</sup> متغیر می باشد. به طور مثال شکل ۲ با مشخصه  $2 \times 100$  میکرومتر مشخص می شود که عدد ۲ مربوط به تعداد Finger و ۱۰۰ پهنای گیت را بیان می کند. ولتاژ بایاس درین-سورس پیشنهاد شده در این پروسه ۴۰ ولت و ولتاژ بایاس گیت-سورس از ۸- تا ۲+ ولت می تواند متغیر باشد. از مشخصه های دیگر این پروسه می توان به ضخامت زیرلایه (۷۵ میکرومتر)، ثابت دی الکتریک (۱۰) در ترانزیستور و ثابت دی الکتریک (۶،۵) برای خازن و نیز میزان رسانایی هادی (۴،۱  $e^5/m$ ) اشاره کرد.

### ۳- ساختار و مشخصات مدار تقویت کننده پیشنهادی

مدار تقویت کننده پیشنهادی بر اساس ساختار کلاس E طراحی شده است. این کلاس در مقایسه با کلاس های A و B از بهره وری بسیار بالاتری برخوردار است [۱۹].

## ۱- مقدمه

تقویت کننده توان فرکانس رادیویی یکی از بلوک های اصلی بخش RF<sup>۱</sup> هر فرستنده مخابراتی را شامل می شود. شکل ۱ طبقه نهایی یک فرستنده و گیرنده رادیویی که در اتصال با آنتن می باشد، را نشان می دهد [۱]. فناوری GaN<sup>۲</sup> مبتنی بر ترانزیستورهای HEMT<sup>۳</sup> عملکرد مطلوب و خوبی در فرکانس های بالا نشان می دهند که دلیل عمده آن، داشتن میدان شکست و سرعت اشباع الکترون بالا است [۲]. ادوات حالت جامد در سال های اخیر در حوزه ساخت آلیاژهای نیمه هادی با باند گپ عریض پیشرفت های قابل توجهی را داشته است. این آلیاژها بر اساس عناصر گروه III و V، توسط یک میدان شکست بسیار بالا مشخص می شوند و این موضوع موجب می شود که این قطعات بتوانند توان بسیار بالایی در فرکانس های بالا تولید کنند [۳]. تقویت کننده های نسل جدید، مبتنی بر ترانزیستورهای GaN به کاهش اندازه، پیچیدگی ماژول تقویت کننده، بهبود بهره وری و تحقق عملکرد توان بالا در سامانه های مخابرات فضایی کمک شایانی کرده است [۲]. تقویت کننده هایی که با بکارگیری فناوری GaN HEMT و مبتنی بر MMIC<sup>۴</sup> طراحی می شوند، بیشتر برای کاربردهای توان بالا در فرکانس های بالا مورد استفاده قرار می گیرند [۴].

در این پروژه، هدف طراحی و پیاده سازی یک تقویت کننده توان فرکانس رادیویی با بکارگیری فناوری ساخت MMIC برای زیرسامانه فرستنده داده ماهواره ای می باشد. بدین معنا که در کلیه ساختار تقویت کننده و نیز فیلتر خروجی از فناوری ساخت پروسه استاندارد ساخت GaN HEMT استفاده شده است. تقویت کننده توان پیشنهادی برای عملکرد مطلوب در باند X و فرکانس مرکزی ۱۰ گیگاهرتز با پهنای باند ۲ مگاهرتز طراحی شده است.

## ۲- معرفی پروسه فناوری ساخت پیشنهادی

برای طراحی و شبیه سازی تقویت کننده مدنظر از فناوری ساخت و مشخصات پروسه PDK<sup>۵</sup> ساخت شرکت NRC کانادا استفاده شده است که دارای مشخصه حداقل طول گیت ۵۰۰ نانومتر برای GaN HEMT می باشد. ولتاژ شکست برای این فناوری در حدود ۱۰۰ ولت و حداکثر فرکانس کاری ۶۰ گیگاهرتز ارائه شده است. همچنین چگالی توان  $5 \text{ w/mm}^2$  با توجه به ساختار بستر قابل تحقق بوده و خازن استفاده شده بر روی تراشه از نوع MIM<sup>۶</sup> با چگالی ظرفیت خازنی  $0.19 \text{ fF}/\mu\text{m}^2$  می باشد. مقاومت بر روی تراشه بکار رفته در این فناوری از نوع نیکروم با مقاومت ویژه  $50 \Omega/\text{sq}$  می باشد.

و طبقه اصلی تقویت توان مثل هم بوده ولی ترانزیستور انتخاب شده برای طبقه درایور  $8 \times 200$  میکرومتر می باشد تا بهره را به اندازه مورد نیاز بالا ببرد. در خروجی تقویت کننده نیز یک فیلتر میان گذر طراحی شده تا تقویت کننده با کاهش اثر حافظه حاصل از تست دو تن در هارمونیک های سوم عملکرد بهتر و قابل اطمینانی داشته و همچنین استفاده فیلتر در خروجی تقویت کننده باعث جلوگیری از تداخل فرکانس کاری تقویت کننده با باندهای مجاور می شود که این عوامل سبب افزایش راندمان تقویت کننده در فرکانس و پهنای باند مورد نظر می شود [8].

در عملکرد و کارایی تقویت کننده های توان فرکانس رادیویی چندین پارامتر به شرح زیر مهم می باشند:

**بهره‌وری:** یکی از پارامترهای مهم اندازه گیری عملکرد تقویت کننده  $PAE^A$  می باشد که به صورت زیر تعریف می شود.

$$PAE = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{DC}} \quad (5)$$

که در این معادله  $P_{out}$  توان خروجی RF و  $P_{in}$  توان ورودی RF و  $P_{DC}$  توانی که از منبع تغذیه به ترانزیستور می رسد می باشد [9].

**پایداری:** جهت سنجش پایداری تقویت کننده از دو معیار روش سنجش پایداری Roulette (ضریب K) و مقدار پایداری B و نیز ضرایب پایداری هندسی ( $\mu$  و  $\mu$ -prime) استفاده می شود. در روش اول جهت پایداری می بایست:

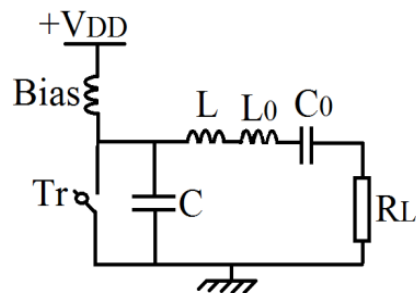
فاکتور K بزرگ تر از ۱ باشد.

فاکتور B بزرگ تر از صفر باشد.

در روش دوم جهت پایداری ضرایب  $\mu$  و  $\mu$ -prime که به ترتیب ضریب پایداری بار و ضریب پایداری منبع نیز نامیده می شوند، اندازه شعاع از مرکز اسمیت چارت تا نزدیک ترین نقطه ناپایدار تقویت کننده را نشان می دهند. کمترین مقدار برای پایداری ۱ می باشد، به این معنی که هرچه قدر اندازه این شعاع بیشتر باشد حاشیه امنی از لحاظ پایداری تقویت کننده ایجاد می کند [۱۰].

**میزان تغییرات فاز و دامنه خروجی AM/AM و AM/PM:** در تقویت کننده های توان، فاکتوری برای سنجش خطیگی وجود دارد که اعوجاج تقویت کننده از لحاظ خطای فازی را در سیگنال خروجی نشان می دهد این فاکتور AM/PM نام دارد. همچنین AM/AM به میزان تغییرات دامنه خروجی نسبت به دامنه ورودی اطلاق می شود [۱۱].

**اینترمدولاسیون هارمونیک سوم،  $IMD_3$ :** تفاوت توان هارمونیک های اصلی نسبت به هارمونیک های سوم در تست دو تن توسط  $IMD_3$  نشان داده می شود. به عبارتی به اختلاف دامنه هارمونیک اصلی با هارمونیک سوم گفته می شود که بیشترین اختلاف نشان دهنده بهترین عملکرد است. تقویت کننده غیرخطی سبب ایجاد هارمونیک می شود. این اثر غیرخطی برای هارمونیک سوم در فرکانس  $(2f_1 - f_2)$  و  $(2f_2 - f_1)$  اندازه گیری می شود. این



شکل (۳): مدار ایده آل ساختار تقویت کننده کلاس E

در شکل ۳ ساختار یک تقویت کننده کلاس E ایده آل نشان داده شده است. مدار تقویت کننده کلاس E از یک ترانزیستور که به صورت کلید زنی کار می کند و یک خازن موازی C و همچنین یک سلف L که به صورت سری در کنار مدار تنظیم  $L_0$ - $C_0$  قرار می گیرد تشکیل می شود [۵]. به طور معمول خازن C نقش مهمی در عملکرد کل مدار تقویت کننده دارد. این خازن ظرفیت خازنی داخلی بین درین و سورس ترانزیستور را نیز شامل می شود. این خازن عملکرد تقویت کننده را در فرکانس های بالا محدود می کند، به صورتی که در فرکانس کاری بالاتر مقادیر کمتری از خازن C مورد نیاز است تا تقویت کننده بتواند عملکرد مطلوبی را داشته باشد [۶]. در معادلات (۱) تا (۴) نحوه محاسبه مقادیر خازن و سلف برای یک تقویت کننده کلاس E تشریح شده است [۷].

$$C = \frac{1}{5.44\omega R_L} \quad (1)$$

$$L_0 = \frac{QR_L}{\omega} \quad (2)$$

$$C_0 = \frac{1}{\omega QR_L} \quad (3)$$

$$L = 1.1525 \frac{R_L}{\omega} \quad (4)$$

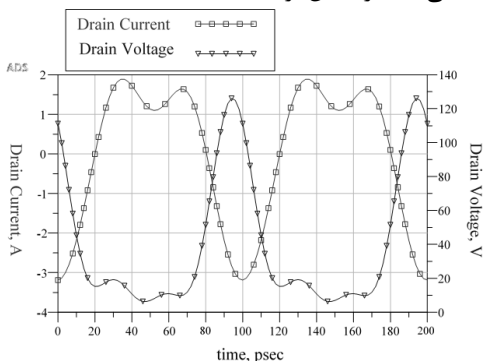
در این معادلات  $R_L$  مقاومت بار،  $\omega$  فرکانس زاویه ای مدنظر و Q ضریب کیفیت سلف و خازن می باشد.

همانگونه که اشاره شد، تقویت کننده پیشنهادی بر مبنای ساختار کلاس E طراحی شده و شامل سه بخش درایور، طبقه اصلی تقویت توان و فیلتر شکل دهی طیف می باشد. بخش درایور دارای ۲ تقویت کننده با ترانزیستورهایی به ابعاد  $8 \times 200$  میکرومتر و بخش طبقه اصلی تقویت توان نیز دارای ۲۰ ترانزیستور به ابعاد  $8 \times 70$  میکرومتر می باشد که به صورت موازی به هم متصل شده اند تا جریان درین - سورس بخش دوم را بالا برده و به دنبال آن، توان تقویت کننده افزایش یابد. طبقه درایور جهت تأمین بهره مورد نیاز برای افزایش توان خروجی در طبقه دوم تقویت کننده طراحی شده است. از لحاظ کلاس طراحی شده و بایاس درین و گیت طبقه درایور

ساختار نوع  $1^{\text{st}}$  Reactive استفاده شده است که نسبت به انواع دیگر ترکیب کننده توان دارای مزایا و معایبی می باشد. استفاده از این نوع تقسیم کننده و ترکیب کننده توان باعث افزایش بهره‌وری و توان خروجی تقویت کننده می شود. این ساختار برخلاف نوع ویلکینسون دارای مقاومت نیست و نبود مقاومت باعث افزایش راندمان و توان می شود اما نبود مقاومت باعث می شود هر شاخه از تقسیم کننده امپدانس مشخصه متفاوتی داشته باشد که برای حل این مشکل هر تقسیم کننده و ترکیب کننده توان جداگانه با استفاده از نرم افزار  $1^{\text{st}}$  ADS و با الگوریتم های ترکیبی بهینه سازی شده است. کلاس B با یاس طراحی شده برای ترانزیستورها کلاس E می باشد. در شکل ۵، شکل موج ولتاژ و جریان درین نشان داده شده که نمایانگر عملکرد تقویت کننده در کلاس E می باشد. در طبقه درایور طراحی به صورتی می باشد تا ترانزیستورها وارد ناحیه اشباع نشوند تا مانع از اشباع سریع ترانزیستورها در طبقه دوم شود که این عامل باعث بهبود توان خطی می شود. به عبارتی عملکرد درایور به کلاس B نزدیک شده است؛ بنابراین می توان به بهره‌وری بالا در توان بالادست یافت.

#### ۴- نتایج شبیه سازی

برای شبیه سازی این تقویت کننده از نرم افزار ADS استفاده شده است. مقادیر اندازه گیری شده توان خروجی بر حسب (dBm)، راندمان و بهره به ازای توان ورودی در شکل ۶ نشان داده است. P1dB اندازه گیری شده با استفاده از نمودار بهره شکل ۶ و مقادیر عددی شکل ۷ به ازای توان ورودی  $Pin=25 \text{ dBm}$ ،  $49.3 \text{ dBm}$  (۸۵ وات) می باشد. راندمان برای



شکل (۵): شکل موج ولتاژ و جریان درین تقویت کننده

توان ورودی  $Pin=25 \text{ dBm}$  حدود ۳۲٪ به دست آمده که این راندمان برای حداکثر توان خطی می باشد. راندمان در حداکثر توان غیرخطی خروجی ۴۹٫۲٪ بوده و همچنین حداکثر توان خروجی با توان اشباع  $54.14 \text{ dBm}$  (۱۹۶ وات) می باشد. حداکثر توان خطی یا P1dB، مقدار توان خروجی را وقتی تقویت کننده ۱dB وارد نقطه فشرده‌گی بهره می شود را نشان می دهد.

در شکل ۸ بهره سیگنال کوچک نشان داده شده است که با توجه به استفاده از فیلتر در خروجی مدار تقویت کننده، در فرکانس مرکزی

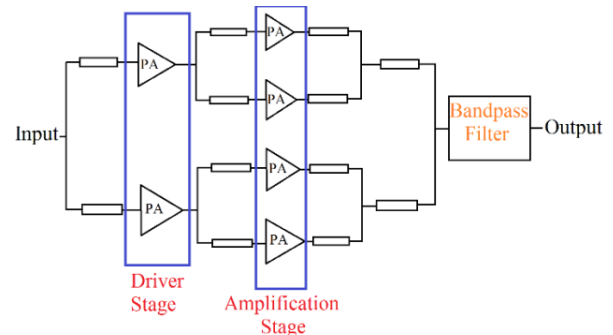
پارامتر، معمولاً اهمیت خاصی در سیستم های باند باریک دارد زیرا اعوجاج هارمونیک اصطلاحاً In-Band یا داخل باند می باشد که با اعمال دو یا چند سیگنال به طور هم زمان به سیستم اتفاق می افتد. این در حالی است که بهترین مقدار برای  $IMD_3$  بدون در نظر گرفتن خطی سازی اکتیو در حدود  $-20 \text{ dBc}$  در نظر گرفته می شود زیرا با اعمال روش های خطی سازی اکتیو  $IMD_3$  بسیار بهبود خواهد یافت و شرط خطی سازی در این طراحی استفاده از فیلتر میان گذر پسیو می باشد. با این حال بسته به نوع مدولاسیون و نوع کاربرد تقویت کننده می توان با استفاده از روش های خطی سازی  $IMD_3$  را ارتقا داد [۱۲].

**بهره توان:** بهره توان به دست آمده توسط تقویت کننده به صورت زیر تعریف می شود:

$$G_p = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (6)$$

این رابطه نشان می دهد که بین ورودی و خروجی تقویت کننده رابطه خطی وجود دارد و این رابطه خطی تا نقطه ای برقرار است که عوامل غیرخطی تقویت کننده باعث اشباع آن شود [۱۳]. همانگونه که قبلاً اشاره شد در زیرسامانه های فضایی، بهره‌وری به دلیل محدودیت های تأمین انرژی در سامانه های فضایی از اهمیت ویژه ای برخوردار است. از سویی دیگر پارامترهایی چون حداکثر توان خروجی از روی الزامات سامانه فضایی استخراج می گردد. در این تحقیق بر روی بهینه سازی و تحقق حداکثر بهره‌وری در توان خروجی حدود ۱۰۰ وات متمرکز شده ایم.

شکل ۴ ساختار تقویت کننده توان پیشنهادی را بصورت بلوکی نمایش می دهد. همانگونه که اشاره شد، ساختار پیشنهادی دارای سه بخش درایور، طبقه اصلی تقویت توان و فیلتر خروجی می باشد.



شکل (۴): بلوک دیاگرام کلی MMIC

در طراحی تقویت کننده پیشنهادی سعی شده است حتی الامکان از خطوط انتقال بجای ادوات فشرده یا Lumped استفاده شود تا تلفات را به حداقل برساند. این ضرورت، هم در طراحی ترکیب کننده ها و تقسیم کننده های توان و هم در طراحی مدارات بایاس تقویت کننده ها در نظر گرفته شده است.

مطابق شماتیک نهایی تقویت کننده در شکل ۴ برای ترکیب کننده و تقسیم کننده توان در خروجی و ورودی MMIC طراحی شده، از

حداکثر بهره تحقق یافته است. همانگونه که از شکل ۸ قابل مشاهده است، در فرکانس ۱۰ GHz مقدار بهره سیگنال کوچک ۲۵,۴ dB می باشد.

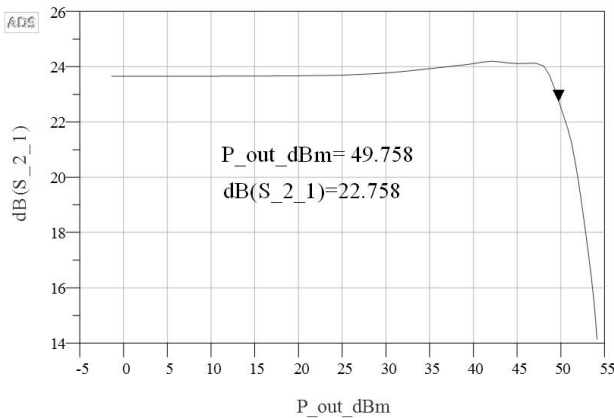
بهره سیگنال بزرگ، بهره تقویت کننده را وقتی که دامنه سیگنال بزرگ است نشان می دهد؛ بنابراین با بزرگ شدن دامنه سیگنال، نقطه بایاس نیز تغییر می کند که می توان بهره سیگنال بزرگ را در شکل ۹ دید. جهت تعیین بهره سیگنال بزرگ در یک تقویت کننده می توان از معادلات زیر استفاده نمود:

$$a_{in} = \frac{V_{in} \cdot I_{in}}{2\sqrt{Z_0}} \quad (7)$$

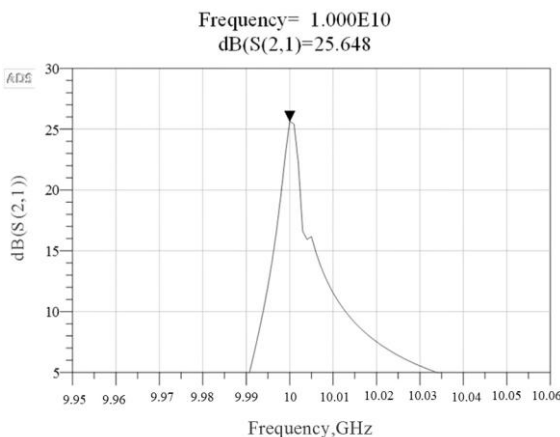
$$b_{out} = \frac{V_{out} \cdot I_{out}}{2\sqrt{Z_0}} \quad (8)$$

$$\text{Large Signal Gain}(S_{21}) = \frac{b_{out}}{a_{in}} \quad (9)$$

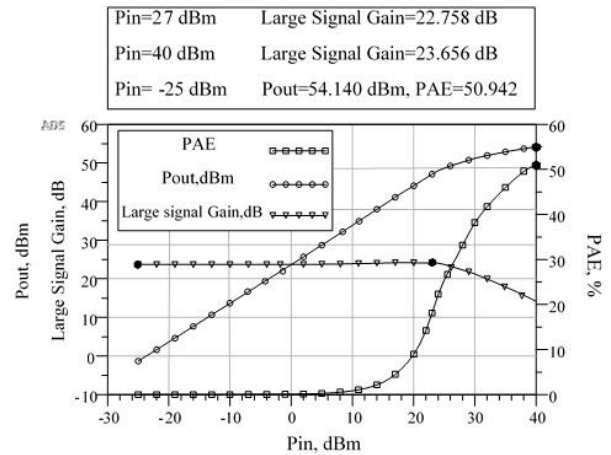
که در این معادلات  $V_{in}$  و  $I_{in}$  ولتاژ و جریان ورودی به تقویت کننده،  $V_{out}$  و  $I_{out}$  ولتاژ و جریان خروجی تقویت کننده و  $Z_0$  امپدانس مشخصه تقویت کننده که در این طراحی ۵۰ اهم می باشد. پایداری در طراحی تقویت کننده به دلیل اینکه عدم پایداری تقویت کننده باعث نوسان و ناکارآمدی تقویت کننده خواهد شد یکی از الزامات مهم می باشد. در اندازه گیری مقدار  $K$  و  $B$  فرمول های زیر در نظر گرفته می شود.



شکل (۹): بهره سیگنال بزرگ نسبت به توان خروجی (dBm)



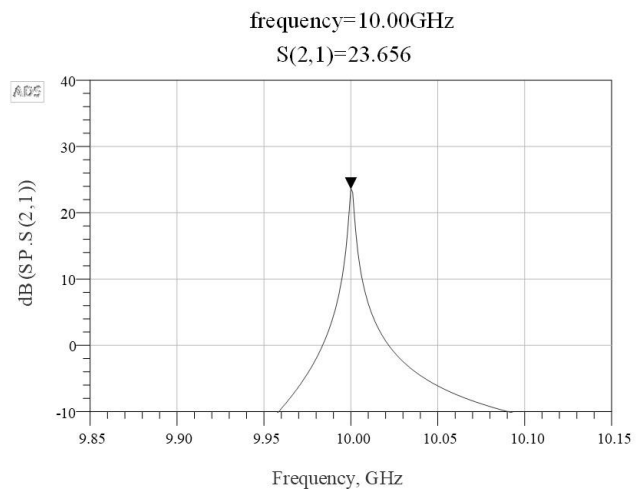
شکل (۱۰): بهره سیگنال بزرگ نسبت به فرکانس



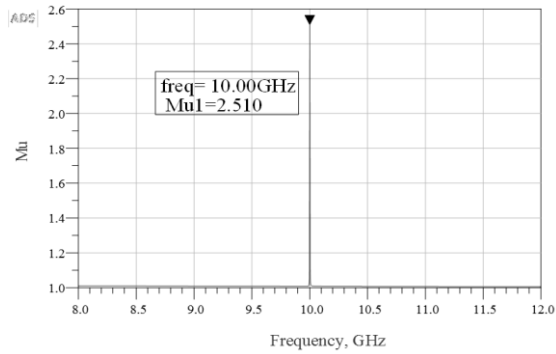
شکل (۶): توان خروجی و بهره وری و بهره به ازای توان ورودی

Pin	PAE	P_out_dBm	dB(S_2_1)
22.000	14.253	46.119	24.119
23.000	18.076	47.125	24.125
24.000	22.248	48.032	24.032
25.000	25.469	48.696	23.696
26.000	28.134	49.246	23.246
27.000	30.630	49.758	22.758
28.000	33.219	50.271	22.271
29.000	35.839	50.774	21.774
30.000	38.220	51.235	21.235
31.000	40.053	51.608	20.608
32.000	41.764	51.956	19.956
33.000	43.247	52.277	19.277
34.000	44.683	52.591	18.591
35.000	45.997	52.891	17.891
36.000	47.311	53.180	17.180
37.000	48.506	53.458	16.458
38.000	49.625	53.713	15.713
39.000	50.421	53.950	14.950
40.000	50.942	54.140	14.140

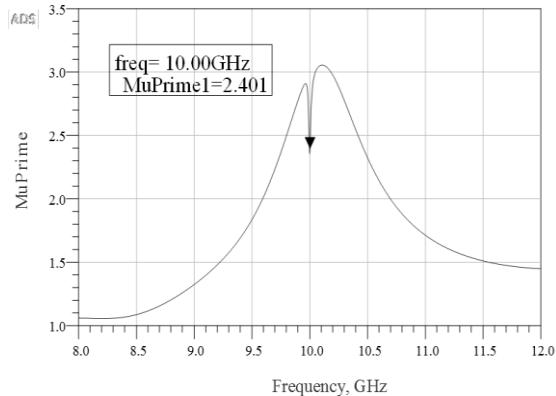
شکل (۷): مقادیر عددی توان خروجی، بهره و راندمان در توان های ورودی مختلف



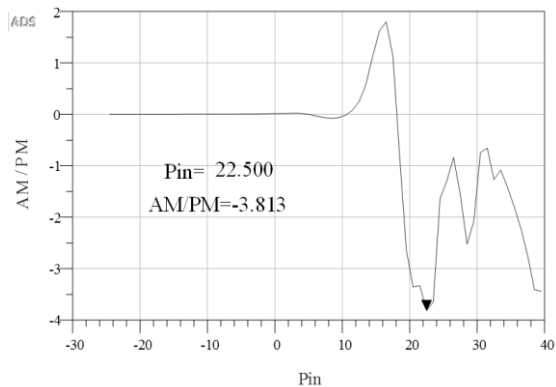
شکل (۸): بهره سیگنال کوچک در فرکانس مرکزی



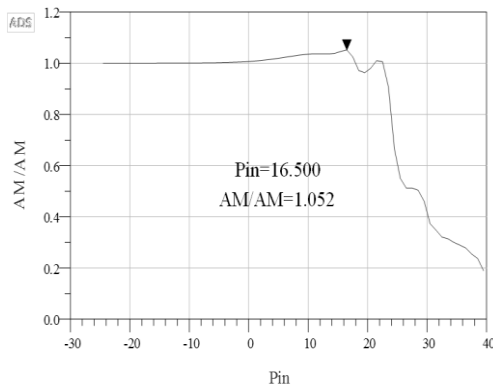
شکل (۱۳): مقدار  $\mu$  در فرکانس مرکزی



شکل (۱۴): مقدار  $\mu$ -prime نسبت به فرکانس



شکل (۱۵): AM/PM: نسبت به توان ورودی (dBm)



شکل (۱۶): AM/AM: نسبت به توان ورودی

در شکل ۱۵ پارامتر AM/PM نشان داده شده است. همان طور که در شکل دیده می شود این خطای فازی در ۲۲dBm بیشترین مقدار

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{11}S_{22}|} \quad (10)$$

$$B = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 > 0 \quad (11)$$

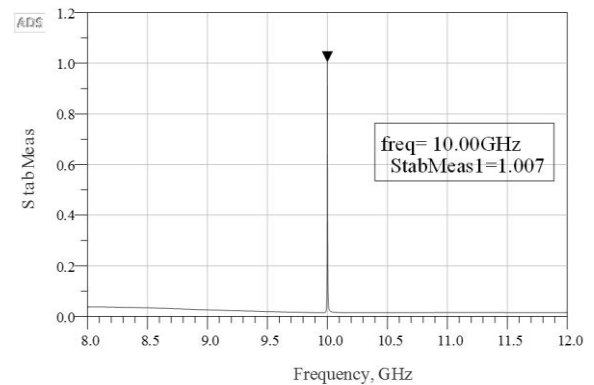
$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (12)$$

$$\mu = \frac{1 + |S_{11}|^2}{|S_{22} - S_{11}^*\Delta| + |S_{21}S_{12}|} > 1 \quad (13)$$

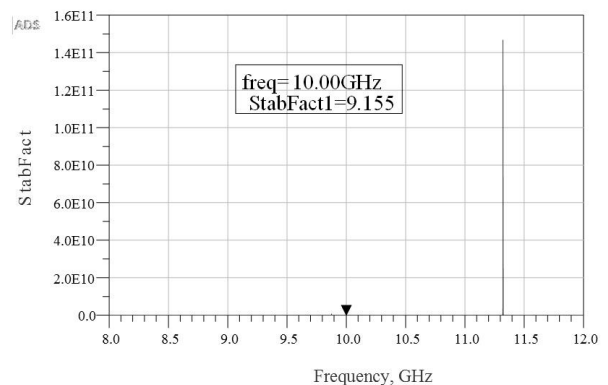
$$\mu - prime = \frac{1 + |S_{22}|^2}{|S_{11} - S_{22}^*\Delta| + |S_{21}S_{12}|} > 1 \quad (14)$$

که  $S_{11}, S_{22}, S_{21}, S_{12}$  پارامترهای S و  $S^*$  مزدوج پارامتر مربوطه تقویت کننده می باشند.

برای تحلیل پایداری پارامترهای ذکر شده مورد اندازه گیری قرار گرفت که در شکل ۱۱ و شکل ۱۲ مقادیر B و K و در شکل ۱۳ و شکل ۱۴ مقادیر  $\mu$  و  $\mu$ -prime نشان داده شده اند. همان طور که در اشکال زیر دیده می شود تمام شروط پایداری در کلیه پارامترها رعایت شده است.



شکل (۱۱): مقدار B در فرکانس مرکزی



شکل (۱۲): ضریب K نسبت به فرکانس

در شکل ۱۹ جانمایی نهایی مدار که با استفاده از قابلیت نرم‌افزار ADS رسم شده گردیده، نشان داده شده است. ابعاد نهایی برای جانمایی حدود  $۸,۲ \times ۴,۳$  میلی‌متر و مساحت کلی آن حدود  $۳۵ \text{ mm}^2$  به دست می‌آید. جدول ۱ مشخصات کارایی تقویت‌کننده پیشنهادی را به‌طور خلاصه نمایش می‌دهد. همچنین در جدول ۲ مقایسه مختصری بین تقویت‌کننده ارائه شده در این مقاله و چند تقویت‌کننده دیگر که اخیراً گزارش شده‌اند، ارائه شده است. جهت مقایسه بهتر کارایی از مشخصه عدد شایستگی یا Figure of Merit می‌توان استفاده کرد که از معادله (۱۵) جهت محاسبه استفاده شده است.

$$10 \log \text{FOM} = \text{Pout}(\text{dBm}) + \text{Gain}(\text{dB}) + 20 \log(f_0) + (\text{PAE}) \quad (15)$$

که در معادله Pout توان خروجی،  $f_0$  فرکانس مرکزی (گیگاهرتز) و PAE بهره‌وری تقویت‌کننده می‌باشد [۱۸].

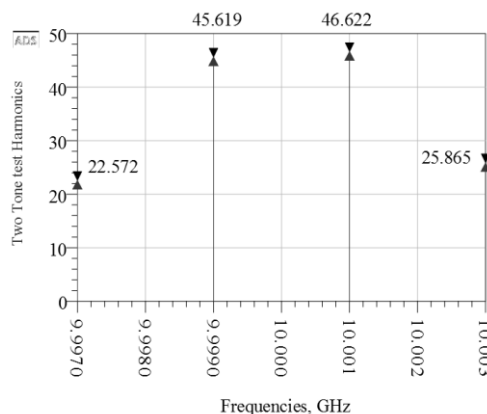
جدول (۱): جدول خلاصه مشخصات تقویت‌کننده پیشنهادی

مشخصات	مقدار
فرکانس	باند X (۱۰ گیگاهرتز)
بهره‌وری (PAE)	۴۹٪ @ $P_{in} = 40 \text{ dBm}$
توان خروجی	۴۹,۳ dBm @ $P_{in} = 25 \text{ dBm}$
بهره سیگنال کوچک	۲۵,۴ dB @ ۱۰ GHz
IMD <sub>3</sub>	-۲۱ dBc @ $P_{in} = 40 \text{ dBm}$
AM/PM	-۳,۸ deg/dB
AM/AM	1 deg/deg

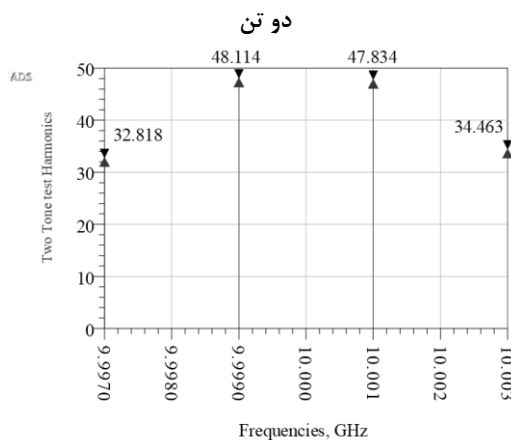
## ۵- نتیجه‌گیری

در این مقاله یک تقویت‌کننده با توان خطی حداکثر ۸۵ وات و بهره‌وری ۴۹٪ در باند X و فرکانس مرکزی ۱۰ گیگاهرتز ارائه شد. با توجه به نتایج شبیه‌سازی و خروجی‌هایی که به دست آمد می‌توان دریافت که پایین بودن بهره به علت trade off<sup>۱۲</sup> بین بهره و خطی‌نگی می‌باشد. همچنین درباره راندمان این trade off وجود دارد، به‌طوری که می‌توان گفت راندمان بهینه‌ای که می‌توان در آن بالاترین توان موردنیاز را به دست آورد کوچک‌تر از ۵۰٪ می‌باشد. از سویی دیگر اگر به دنبال راندمان بهتر در توان بالاتر باشیم، به نسبت راندمان‌های بالاتر IMD<sub>3</sub> نیز افت خواهد کرد که این خود به علت استفاده از کلاس‌های کلید زنی مانند E است. جهت ترمیم این مشکل، در خروجی از فیلتر استفاده شده است تا این نقیصه در IMD<sub>3</sub> را تا حدودی برطرف کند که پارامترهای ذکر شده به منظور صحت‌گذاری در عملکرد زیرسامانه‌های مخابراتی ماهواره‌های سنجشی بسیار حائز اهمیت می‌باشد.

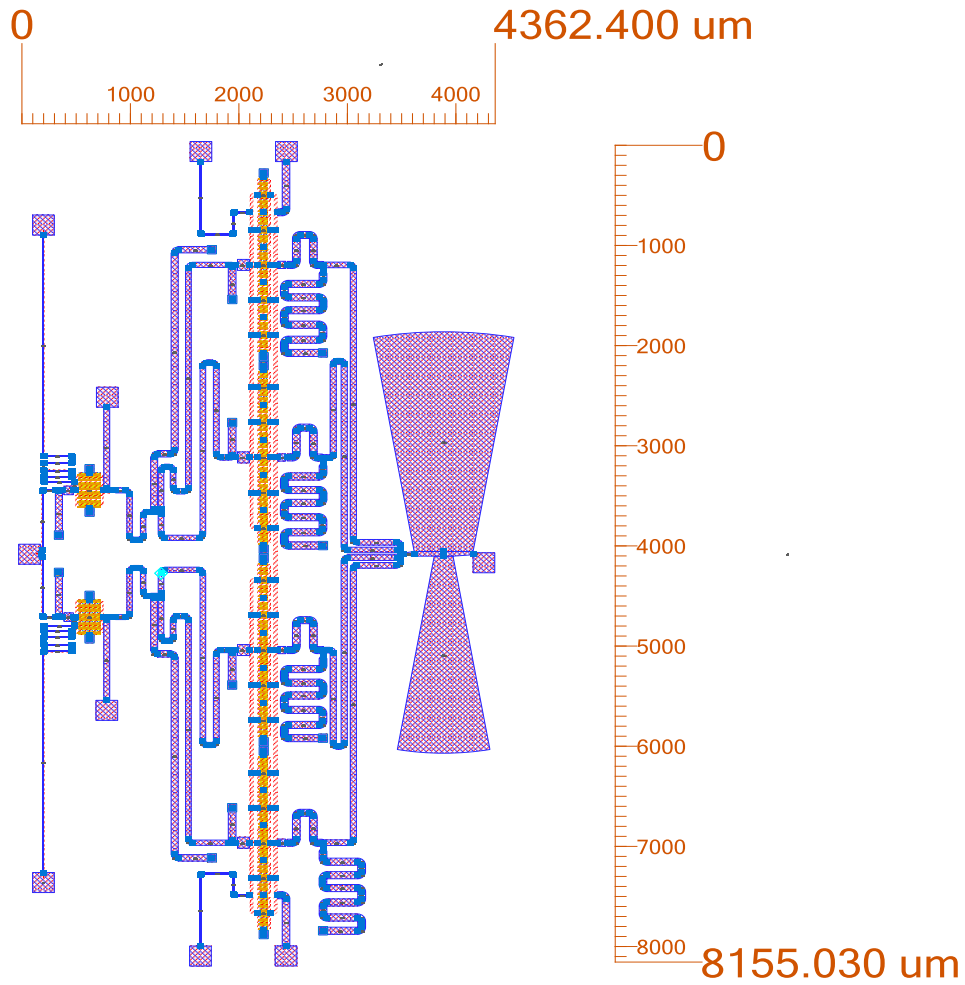
تقریبی ۳,۸ deg/dB را دارد که این خود نشان‌دهنده خطی بودن از لحاظ تغییرات فازی است. شکل ۱۶ که نمودار AM/AM را نشان می‌دهد به ازای توان ورودی ۱۶ dBm بیشترین تغییرات به میزان ۱ dB/dB را ارائه می‌دهد. در شکل ۱۷ طیف توان خروجی تقویت‌کننده پیشنهادی نمایش داده شده است. این طیف جهت اندازه‌گیری IMD<sub>3</sub> با اعمال دو فرکانس بافاصله ۲ MHz از یکدیگر اندازه‌گیری شده است. همان‌طور که در شکل ۱۷ دیده می‌شود مقادیر اختلاف برای هارمونیک‌های طرف چپ -۲۳ dBc و برای طرف راست ۲۰,۷ dBc می‌باشد که این حاکی از رشد کم هارمونیک‌های سوم نسبت به هارمونیک‌های اصلی به لطف استفاده از فیلتر و در نتیجه خطی‌نگی بهتر تقویت‌کننده است. در صورتی که این مقادیر در تست دو تن برای حالتی که در خروجی مدار از فیلتر استفاده نشده باشد به صورت شکل ۱۸ می‌باشد که برای هارمونیک‌های سمت چپ مقدار ۱۵,۳ dBc و برای هارمونیک‌های سمت راست مقدار ۱۳,۷ dBc را نشان می‌دهد که با مقایسه این دو نمودار می‌توان اثر حافظه را در صورتی که از فیلتر در خروجی استفاده نشود مشاهده کرد. اثر حافظه در تست دو تن به صورت افزایش دامنه هارمونیک سوم مشاهده می‌شود.



شکل (۱۷): هارمونیک‌های اصلی و سوم در مدار با فیلتر در تست



شکل (۱۸): هارمونیک‌های اصلی و سوم در مدار بدون فیلتر در تست دو تن



شکل (۱۹): جانمایی نهایی تقویت کننده پیشنهادی بر روی تراشه

جدول (۲): جدول مشخصات تقویت کننده

منبع	FOM	بهره	Vd	توان خروجی	PAE	فناوری مورد استفاده	فرکانس
[۱۴]	۹۸	۲۰٫۴ dB	۲۰ ولت	۴۰ dBm	۵۵٪	GaN MMIC	۱۰ GHz
[۱۵]	۸۸	۱۴ dB	۲۱ ولت	۳۶٫۴ dBm	۵۷٪	GaN MMIC	۱۰ GHz
[۱۶]	۸۸	۸ dB	۳۲ ولت	۴۲٫۵۵ dBm	۵۰٪	GaN MMIC	۱۰٫۵ تا ۹٫۵ GHz
[۱۷]	۸۵٫۶	۱۲ dB	۳۰ ولت	۳۴٫۷۷ dBm	۷۱٪	GaN MMIC	۹٫۸ GHz
طرح ارائه شده	۱۱۱٫۲	۲۵ dB	۴۰ ولت	۴۹٫۳ dBm	۴۹٫۲٪	GaN MMIC	۱۰ GHz



- [16] Uchida, Hiromitsu, Hifumi Noto, Koji Yamanaka, Masatoshi Nakayama, and Yoshihito Hirano, "An X-band internally-matched GaN HEMT amplifier with compact quasi-lumped-element harmonic-terminating network," In Microwave Symposium Digest (MTT), 2012 IEEE MTT-S International, pp. 1-3. IEEE, 2012.
- [17] Litchfield, Michael, Michael Roberg, and Zoya Popović, "A MMIC/hybrid high-efficiency X-band power amplifier." In Power Amplifiers for Wireless and Radio Applications (PAWR), 2013 IEEE Topical Conference on, pp. 10-12, IEEE, 2013.
- [18] Raja, R., Theegala, R. and Venkataramani, B., 2017. A class-E power amplifier with high efficiency and high power-gain for wireless sensor network. *Microsystem Technologies*, 23(9), pp.4179-4193.

[۱۹] حمید رحیم پور و حسین میار نعیمی، "افزایش درجه خطی تقویت کننده های توان LINC با کالیبره کردن خطای اندازه و فاز"، نشریه انجمن مهندسين برق و الكترونيك ايران، سال يازدهم، شماره دوم، پائيز و زمستان ۱۳۹۳.

### زیر نویس ها

- <sup>1</sup> Radio Frequency  
<sup>2</sup> Gallium Nitride  
<sup>3</sup> High Electron Mobility Transistor  
<sup>4</sup> Monolithic Microwave Integrated Circuit  
<sup>5</sup> Process Design Kit  
<sup>6</sup> Metal Insulator Metal  
<sup>7</sup> Gate Width  
<sup>8</sup> Power Added Efficiency  
<sup>9</sup> Intermodulation Distortion Third Harmonic  
<sup>۱۰</sup> نوعی ترکیب/تقسیم کننده توان که مقاومت مربوط به کاهنده تغییرات فازی بین دو شاخه ترکیب/تقسیم کننده توان را دارا نمی باشد.  
<sup>11</sup> Advanced Design System  
<sup>۱۲</sup> به نوعی موازنه گفته می شود به این معنی که با افزایش یک پارامتر دیگر پارامتر کاهش می یابد.

- [1] Aliparast, Peiman, and Sevda Aliparast. "Design of Solid State High Power Amplifiers for Leo Satellite Communication Systems." In Sustainable Aviation, pp. 95-103. Springer, Cham, 2016.
- [2] Tu, Zhichen, Bo Li, Yongheng Shang, Zhiyu Wang, Liping Wang, Dongdong Liu, Min Zhou, Zhengliang Huang, and Faxin Yu. "High-efficiency K-band MMIC power amplifier using multi-harmonic load terminations." *Microelectronics Journal* 46, no. 12, (2015).
- [3] Aliparast, Sevda, and Peiman Aliparast. "Physical-Based Simulation of a GaN High Electron Mobility Transistor Devices." In Sustainable Aviation, pp. 201-216. Springer, Cham, 2016.
- [4] Kühn, Jutta. *AlGaIn-GaN-HEMT Power Amplifiers With Optimized Power-Added Efficiency for X-Band Applications*. Vol. 62. KIT Scientific Publishing, 2011.
- [5] Xu, Hongtao, Steven Gao, Sten Heikman, Umesh K. Mishra, and Robert A. York. "High-efficiency class-E power amplifier using field-plated GaN HEMTs." In Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium, 2005. CSIC'05. IEEE, pp. 4-pp. IEEE, 2005.
- [6] Quay, Rüdiger. *Gallium nitride electronics*. Vol. 96. Springer Science & Business Media, 2008.
- [7] Cabral, Pedro M, José C. Pedro, and Nuno B. Carvalho, "Nonlinear device model of microwave power GaN HEMTs for high power-amplifier design," *IEEE transactions on microwave theory and techniques* 52, no. 11, pp. 2585-2592, 2004.
- [8] Aliparast, Peiman. "Design and implementation of a high efficiency RF power amplifier for S-band telemetry subsystems." *AEU-International Journal of Electronics and Communications* 70, no. 9 (2016).
- [9] Raab, Frederick, "Idealized operation of the class E tuned power amplifier," *IEEE Transactions on Circuits and Systems* 24, no. 12, pp. 725-735, 1977.
- [10] Lee, Yong-Sub, Kye-Ik Jeon, and Yoon-Ha Jeong, "A 2.14 GHz class-E LDMOS power amplifier," In 2006 Asia-Pacific Microwave Conference, pp. 1015-1018. IEEE, 2006.
- [11] Colantonio, F. Giannini, and E. Limiti, "High Efficiency RF and Microwave Solid State Power Amplifiers," Wiley, ISBN: 978-0-470-51300-2, 2009.
- [12] Albulet, Mihai, "RF power amplifiers," Vol. 2, SciTech Publishing, 2001.
- [13] Jarndal, Anwar Hasan, "Large Signal Modeling of GaN Device for High Power Amplifier Design," kassel university press GmbH, 2006.
- [14] Zai, Andrew, Dongxue Li, Scott Schafer, and Zoya Popovic, "High-efficiency X-band MMIC GaN power amplifiers with supply modulation," In 2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS2014), pp. 1-4. IEEE, 2014.
- [15] Margomenos, M. Micovic, A. Kurdoghlian, K. Shinohara, D. F. Brown, C. Butler, R. Bowen et al, "X band highly efficient GaN power amplifier utilizing built-in electroformed heat sinks for advanced thermal management," In Microwave Symposium Digest (IMS), 2013 IEEE MTT-S International, pp. 1-4. IEEE, 2013.