

Vol. 11/ No. 44/Summer 2022

Research Article

# Design of One Stage Class F High Power and High Frequency Power Amplifier with Two Parallel GaN Transistor for 2.5GHz Application

Bagher Zabihi, MSc <sup>1\*</sup> | Peaman Aliparast, Assistant Professor <sup>2</sup> | Naser Nasirzadeh, Assistant Professor <sup>3</sup>

<sup>1</sup>Seraj Higher education institute, Tabriz, Iran, [b.zabihi@aim.com](mailto:b.zabihi@aim.com)

<sup>2</sup>Aerospace research Institute, Tehran, Iran, [aliparast@ari.ac.ir](mailto:aliparast@ari.ac.ir)

<sup>3</sup>Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, Seraj Higher education institute, Tabriz, Iran, [nnasirzadeh@yahoo.com](mailto:nnasirzadeh@yahoo.com)

**Correspondence**

Bagher Zabihi, Seraj Higher education institute, Tabriz, Iran, [b.zabihi@aim.com](mailto:b.zabihi@aim.com)

**Received:** 24 January 2022

**Revised:** 19 February 2022

**Accepted:** 9 April 2022

## Abstract

In this article, high frequency power amplifier is designed based on monolithic microwave integrated circuit (MMIC) technology. For this design the process of GaN transistors with high electron mobility has been used and its length gate technology is 150nm central frequency of the amplifier is 2.5GHz. the maximum gain of the amplifier is approximately equal to 12.76dB and is designed in one stage. At this frequency, the maximum output power of the amplifier is about 39.196 dBm in 30dBm input. In the maximum output power, PAE is about 41.25% that this is maximum amount of PAE .The final area of the circuit for embedding on the chip is 25.903mm by 19.346mm.the maximum values of AM/PM and AM/AM are 2.38deg/db and 1.66dB/dB respectively. For the 3-rd intermodulation distortion (IMD3) is about -20 dBc at the center of frequency. To design this amplifier, Loadpull analysis of ADS software was used to obtain the appropriate output power.

**Keywords:** High power high frequency amplifier, monolithic microwave integrated circuit, Process of Gallium nitride

## Highlights

- Design of MMIC power amplifier with using GaN150nm
- Suitable efficiency and output power and improve FOM Factor
- Simple structure with easy implementation

**Citation:** B. Zabihi, P. Aliparast, and N. Nasirzadeh, "Design of One Stage Class F High Power and High Frequency Power Amplifier with Two Parallel GaN Transistor for 2.5GHz Application," *Journal of Southern Communication Engineering*, vol. 11, no. 44, pp. 49–65, 2022, doi: 10.30495/jce.2022.690399 (in Persian).

## مقاله پژوهشی

# طراحی تقویت کننده یک طبقه توان بالا و فرکانس بالا در کلاس F با دو ترانزیستور موازی GaN برای کاربردهای ۲/۵GHz

باقر ذبیحی\*<sup>1</sup> | پیمان علیپرست<sup>2</sup> | ناصر نصیرزاده<sup>3</sup>

## چکیده:

در این مقاله یک تقویت کننده توان فرکانس بالا در کلاس F مبتنی بر تکنولوژی مدار مجتمع میکروویو یکپارچه (MMIC) طراحی شده است. برای این طرح از پروسه گالیم نیترا با قابلیت تحرک الکترون بالا با فناوری طول گیت ۱۵۰ نانومتر استفاده شده است. فرکانس مرکزی تقویت کننده ۲/۵ گیگا هرتز است. بیشترین گین توان تقویت کننده مورد نظر تقریباً برابر با ۱۲/۷۶dB است و در یک طبقه طراحی شده است. در فرکانس مورد نظر بیشترین توان خروجی تقویت کننده توان حدود ۳۹/۱۹۶dBm در توان ورودی ۳۰dBm است. در بیشترین توان خروجی، PAE حدود ۴۱/۲۵٪ است که بیشترین مقدار خود را دارد. مساحت نهایی مدار برای جاسازی بر روی تراشه ۲۵/۹۰۳ میلیمتر در ۱۹/۳۴۶ میلیمتر است. بیشترین مقدار AM/AM و AM/PM به ترتیب برابر ۲/۳۸dB/deg و ۱/۶۶dB/dB است. برای تقویت کننده اعوجاج داخلی هارمونیک سوم (IMD3) حدود ۲۰dBc در فرکانس مرکزی است. برای طراحی این تقویت کننده از تحلیل Loadpull نرم افزار ADS برای بدست آوردن توان خروجی مناسب استفاده شده است.

**کلید واژه‌ها:** تقویت کننده توان بالا فرکانس بالا، مدارهای مجتمع میکروویو یکپارچه، پروسه گالیم نیترا.

<sup>۱</sup> گروه موسسه آموزش عالی سراج، تبریز، ایران، B.zabihi@aim.com

<sup>۲</sup> پژوهشگاه هوافضا، تهران، ایران، aliparast@ari.ac.ir

<sup>۳</sup> گروه موسسه آموزش عالی سراج، تبریز، ایران، nnasirzadeh@yahoo.com

نویسنده مسئول

\* باقر ذبیحی، فارغ التحصیل کارشناسی ارشد برق الکترونیک، گروه موسسه آموزش عالی سراج، تبریز، ایران، B.zabihi@aim.com

تاریخ دریافت: ۴ بهمن ۱۴۰۰

تاریخ بازنگری: ۳۰ بهمن ۱۴۰۰

تاریخ پذیرش: ۲۰ فروردین ۱۴۰۱

<https://doi.org/10.30495/jce.2022.690399>

## ۱- مقدمه

توسعه مداوم و پیوسته ارتباطات بی سیم استاندارد به یک تراشه با بازده بالا و هزینه پایین نیاز دارد [۱]. در یک سیستم فرستنده، تقویت کننده توان یک مدار کلیدی در تقویت سیگنال دریافتی از میکسر و انتقال آن با توان بالا به آنتن است. طراحی یک تقویت کننده با بازده خوب و خطی بودن و توان خروجی خوب در یک تراشه کوچک سخت و طراحی چنین مداری یک چالش سخت است [۲]. در سیستم‌های فرستنده تقویت کننده توان بیشترین توان را مصرف می کند بنابراین مشخصات تقویت کننده توان بسیار اهمیت دارد [۲،۱]. تقریباً در تمامی سیستم‌های مخابراتی دارای فرستنده، وجود تقویت کننده توان الزامی است [۳،۴]. در سیستم‌های فرستنده، بیشتر تقویت کننده‌ها برای رسیدن به بهترین بهره و بیشترین توان خروجی و خطی‌گی بالا طراحی می شوند [۵،۶]. مهم ترین پارامترهای یک تقویت کننده توان که مقادیر مورد نیاز آن بستگی به کاربرد و شرایط دارد عبارتند از توان خروجی، بازدهی، پهنای باند، بهره توان، تلفات بازگشت ورودی و خروجی و خطسانی [۷،۸]. تقویت کننده‌های توان سوئیچینگ در مقایسه با تقویت کننده‌های خطی کلاس A، AB و B بازده خوبی دارند. یک نمونه از تقویت کننده‌های توان، تقویت کننده سوئیچینگ کلاس F و یک نمونه دیگر تقویت کننده Doherty است [۹،۱۰]. تقویت کننده کلاس F که در آن هارمونیک‌های زوج اتصال کوتاه می شوند و همه هارمونیک‌های فرد مدار باز می شوند، باعث ایجاد بازده خوب در خروجی شده

و یکی از کاندیداهای انتخاب برای طراحی تقویت کننده است [۱۱]. داشتن بازده بالا سبب مصرف توان کمتر، اندازه باتری کوچک و در نتیجه باعث هزینه کمتر می شود. یکی دیگر از تقویت کننده هایی که می توان از ساختار آن به عنوان تقویت کننده توان استفاده کرد تقویت کننده تفاضلی و تقویت کننده کاسکود است مزیت هایی که تقویت کننده های تفاضلی دارند (۱) جریان گذرای بسیار کوچک تر از خطوط  $V_{DD}$  و زمین می کشد. (۲) در مدار، فیدبک کمتری ایجاد می کند (۳) مشکل کاهش بهره تا حدودی رفع می شود و مشکلات ناشی از عناصر انگلی کاهش می یابد. اما آنتن ها نوعاً تک انتهایی هستند پس برای وصل کردن تقویت کننده به آنتن نیاز به بالون است که خود باعث تلفات می شود و اگر بالون روی تراشه باشد تلفات بیشتر هم می شود. با این وجود اکثر تقویت کننده ها تک انتهایی ساخته می شوند زیرا آنتن ها نوعاً تک انتهایی هستند و آزمون مدارهای RF تک انتهایی بسیار ساده تر از همتای تفاضلی است. همین نقطه قوت و نقطه ضعف هر کدام از تقویت کننده ها باعث بده-بستان بین انتخاب PA تک انتهایی یا تفاضلی است [۱۲]. در طراحی تقویت کننده در کلاس A برای دستیابی به بازده  $50\%$  باید (۱) دامنه قله به قله ولتاژ درین دو برابر ولتاژ تغذیه باشد یعنی ترانزیستور باید بتواند ولتاژ درین سورس  $2V_{DD}$  را تحمل کند بدون اینکه شکستی رخ دهد یا قابلیت اطمینان کم شود. (۲) ترانزیستور تا مرز خاموش شدن پیش می رود یعنی غیرخطی بودن ناشی از تغییر شدید تراسانی قابل تحمل باشد (۳) شبکه تطبیق بین خروجی ترانزیستور و آنتن بی تلف باشد. ولی در عمل این محدودیت ها برای تقویت کننده کلاس A مشکل ساز هستند و رسیدن به بازده  $50\%$  سخت است. برای اینکه این محدودیت ها تا حدودی کم شوند از طبقه کاسکود استفاده می شود اما باید در نظر گرفته شود که دامنه خروجی آرایش کاسکود دارای ولتاژ تغذیه  $V_{DD}$  تقریباً با دامنه طبقه سورس مشترک دارای ولتاژ تغذیه  $V_{DD}/2$  برابر است این یعنی نصف شدن بازده و همچنین طبقه سورس مشترک نسبت به طبقه کاسکود در گستره ولتاژ خروجی وسیع تری خطی می ماند. بهبود اندکی دامنه ولتاژ خروجی با طبقه کاسکود به بهای از دست دادن بازده و خطی بودن حاصل می شود ولی طبقه کاسکود به خاطر جداسازی معکوس بالا فیدبک کمتری ایجاد می کند و در نتیجه پایدارتر است [۱۲].

در طراحی تقویت کننده دوهرتی از یک تقویت کننده کمکی برای ایجاد بهره هنگامی که تقویت کننده اصلی در شروع فشردگی بهره قرار دارد استفاده می شود که در این حالت بهره کل می تواند به ازای ورودی و خروجی های بزرگتر نیز ثابت بماند این اصل هر چند ساده و عالی است ولی پیاده سازی آن سراسر نیست. تقویت کننده توان دوهرتی با اینکه مزایای خوبی دارد اما در ساخت آی سی ها چالش های خاص خودش را دارد. دو خط انتقال مخصوصاً در خروجی تلفات زیادی دارد که باعث کاهش بازده می شود همچنین به ازای دامنه های بزرگ ترانزیستورهای کمکی روشن و خاموش می شوند و مشتق جریان، خروجی ناپیوسته ایجاد می کند و در کانال های مجاور توان های بزرگی ایجاد می کند [۱۲].

فناوری  $GaN^1$  مبتنی بر ترانزیستورهای  $HEMT^2$  عملکرد مطلوبی در فرکانس های بالا نشان می دهند که دلیل عمده آن داشتن میدان شکست و سرعت اشباع الکترون بالاست [۱۳]. از ویژگی های این تکنولوژی می توان به چگالی توان بالا، گین توان بالا، فرکانس قطع بالا و مقاومت تابشی بالا اشاره کرد [۱۴، ۱۵]. تقویت کننده ای که با بکارگیری  $GaN HEMT$  و مبتنی بر MMIC طراحی می شوند برای کاربردهای فرکانس بالا و توان بالا استفاده می شوند. بطور واضح می توان گفت MMIC ها بدلیل ترکیب ترانزیستورهای میکروویو با تجهیزات پسیو و اکتیو و خطوط انتقال در مدارهای پیشرفته پدیدار شدند. این پروسه دارای سطح پایداری قابل توجهی از کاربردهای هواپردی را دارا می باشد. اندازه کوچک و وزن کم MMIC ها موجب افزایش کار آمدی آنها را فراهم کرده است. از دیگر ویژگی های  $MMIC^3$  ها می توان به قیمت پایین آنها اشاره کرد که بصورت قابل توجهی باعث برتری در رقابت های صنعتی می گردد، کوچکی و وزن کم به همراه قیمت پایین تمام شده از ویژگی های بارز MMIC ها است [۱۶، ۱۷].

در طراحی تقویت کننده ارائه شده سعی شده است که تقویت کننده در کلاس F طراحی شود که بازده بالایی دارد که در حالت ایده آل حدود  $100\%$  است و نیاز به بهبود دامنه ولتاژ خروجی با ساختار کاسکود نباشد همچنین از تکنولوژی  $GaN 150nm$  برای بدست آوردن توان خروجی بالا استفاده شده است که این تکنولوژی مناسب برای فرکانس های بالا و توان بالا است و همچنین طراحی تقویت کننده بصورت سورس مشترک نسبت به ساختارهای دیگر مانند دوهرتی و تفاضلی راحت تر بوده و پیچیده گی

<sup>1</sup> Gallium nitride

<sup>2</sup> High electron mobility transistor

<sup>3</sup> Monolithic Microwave Integrated Circuit

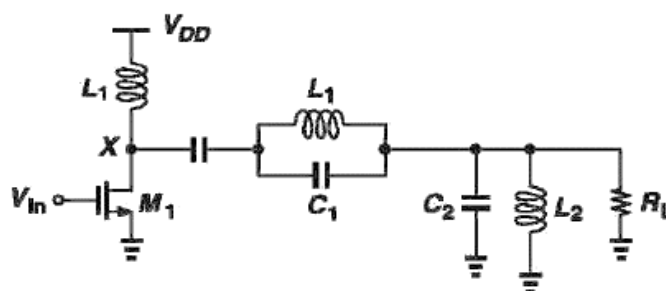
کمتری دارد و راه اندازی و پیاده سازی آن آسان تر است و برای وصل این تقویت کننده به آنتن نیاز به بالن نیست و برای انتقال توان نیاز به دو خط انتقال در خروجی مانند تقویت کننده دوهرتی نیست. در طراحی تقویت کننده توان پیشنهادی از روش کنترل هارمونیک مرتبه دوم و سوم استفاده شده است. اگر شبکه تطبیق خروجی، بار امپدانس بزرگی در هارمونیک های دوم و سوم ایجاد کند شکل موج ولتاژ روی ترانزیستور لبه تیزتری پیدا می کند که باعث می شود توان تلف شده در ترانزیستور کمتر شود. در این مقاله یک تقویت کننده توان کلاس F در فرکانس مرکزی ۲/۵ گیگا هرتز با روش کنترل هارمونیک طراحی شده است. ابتدا در بخش ۲ ویژگی فناوری که برای طراحی از آن استفاده شده است بصورت مختصر ارائه شده است. در بخش ۳ در مورد تقویت کننده کلاس F که در حالت ایده آل است به همراه مدارهای حذف هارمونیک های دوم و سوم نشان داده شده و در مورد آن توضیحات لازم بیان شده است. در بخش ۴ تقویت کننده پیشنهادی که با المان های واقعی شبیه سازی شده است به همراه مدارهای تطبیق امپدانس ورودی و خروجی و همچنین المان های حذف کننده هارمونیک های دوم و سوم و نحوه بدست آوردن اندازه ترانزیستورها ارائه شده است و در بخش ۵ نیز نتایج شبیه سازی با استفاده از نرم افزار ADS ارائه شده است.

## ۲- معرفی فناوری استفاده شده در طراحی

برای طراحی و شبیه سازی تقویت کننده مدنظر از فناوری ساخت و مشخصات پروسه PDK ساخت شرکت NRC کانادا استفاده شده است پروسه استفاده شده جهت طراحی و شبیه سازی تقویت کننده، دارای ترانزیستور با دو فینگر ثابت و پهنای گیت ۱۵۰ نانومتر است. ولتاژ شکست برای این تکنولوژی بالای ۸۰ ولت است و ولتاژ گیت سورس بین ۸- ولت تا ۲ ولت قابل تغییر است از مشخصه های این پروسه می توان به ضخامت زیر لایه (SiC<sup>4</sup>) برابر با ۷۵ میکرومتر، ثابت دی الکتریک برابر ۱۰، میزان رسانایی ۳/۷e۷ و تلفات دی الکتریک برابر با ۴-۱e اشاره کرد. خازن استفاده شده بر روی تراشه از نوع MIM<sup>5</sup> با چگالی ظرفیت خازنی ۱۹۹fF/μm<sup>2</sup> و مقاومت استفاده شده بر روی تراشه از نوع نیکرومی با مقاومت ویژه ۲۵۰Ω/sq است. همچنین بیشترین چگالی جریان برای این تکنولوژی برابر با ۱A/mm است.

## ۳- تقویت کننده توان کلاس F

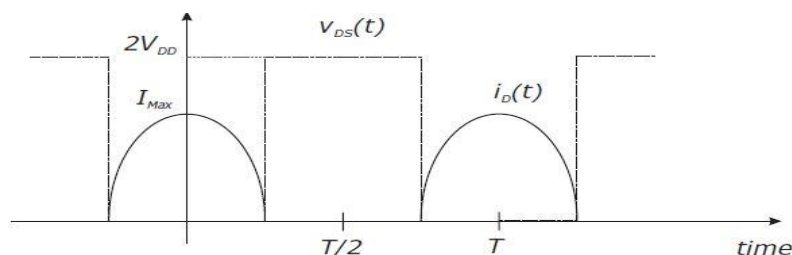
تقویت کننده های توان را می توان به دو دسته خطی و غیرخطی تقسیم کرد. نمونه ای از تقویت کننده های خطی کلاس A و B و نمونه ای از تقویت کننده های غیرخطی کلاس E و F است. تقویت کننده های غیرخطی نسبت به تقویت کننده های خطی بازده بهتری دارند [۱۲]. شماتیک یک تقویت کننده توان کلاس F در شکل ۱ نشان داده شده است. در حالت ایده آل شکل موج ولتاژ و جریان درین سورس بصورت شکل ۲ است. المان های L<sub>1</sub> و C<sub>1</sub> در هارمونیک سوم مدار باز و المان های L<sub>2</sub> و C<sub>2</sub> در فرکانس دوم اتصال کوتاه می شوند.



شکل ۱: مدار تقویت کننده توان کلاس F [۱۲]

<sup>4</sup> Silicon carbide

<sup>5</sup> Metal-insulator-metal



شکل ۲: نمودار جریان و ولتاژ درین سورس تقویت کننده کلاس F ایده‌آل [۱۰]

شکل ۲ نشان می‌دهد که در حالت ایده‌آل همپوشانی بین جریان و ولتاژ درین وجود ندارد در این صورت تلفاتی روی ترانزیستور نیست و می‌توان بازده بسیار بالایی از مدار گرفت. شرط داشتن بازده بالا در تقویت کننده این است که (۱) ولتاژ روی درین سورس ترانزیستور هنگامی که از آن جریان بزرگی می‌گذرد کوچک باشد. (۲) هنگامی که ولتاژ بزرگی روی ترانزیستور قرار دارد جریان کمی از آن عبور کند نتیجه این دو شرط یعنی اینکه مقاومت روشنی کلید خیلی کوچک باشد. (۳) زمان گذر بین حالت‌های روشن و خاموش کمترین مقدار باشد یعنی ترانزیستور به مانند یک کلید ایده‌آل عمل کند اما در عمل و در فرکانس‌های بالا دستیابی به گذر سریع بسیار سخت است [۱۰، ۱۲].

$$I_D(\theta) = \begin{cases} I_{Max} \cdot \cos(\theta) & \text{if } -\pi/2 \leq \theta \leq \pi/2 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (1)$$

$$V_{DS}(\theta) = \begin{cases} 0 & \text{if } -\pi/2 \leq \theta \leq \pi/2 \\ 2V_{DD} & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2)$$

معادلات ۱ و ۲ حالت ایده‌آل ولتاژ و جریان درین را نشان می‌دهند اما در عمل شکل موج ولتاژ و جریان درین همپوشانی دارند. همپوشانی در ولتاژ و جریان درین باعث تلفات می‌شود هر چقدر این همپوشانی در مدار کم باشد تلفات کم خواهد بود. یک روش برای کاهش این همپوشانی کنترل هارمونیک است. اگر در یک طبقه سوئیچینگ شبکه بار امپدانس بزرگی در هارمونیک‌های دوم و سوم ایجاد کند، شکل موج ولتاژ روی کلید (ترانزیستور) لبه تیزتری پیدا کرده و توان تلف شده در ترانزیستور کمتر می‌شود اگر شبکه تطبیق با این فرض طراحی شود که امپدانس آن در هارمونیک‌های اصلی کم و در هارمونیک دوم زیاد باشد در این صورت مجموع شکل موج‌های ولتاژ پالس‌هایی باریک‌تر از هارمونیک اول به دست می‌دهند و زمان همپوشانی بین ولتاژ روی ترانزیستور و جریان گذرنده از آن کمتر می‌شود و در نتیجه تلفات روی ترانزیستور کم می‌شود [۱۰، ۲۳].

#### ۴- تقویت کننده توان کلاس F پیشنهادی

در این طراحی از تکنولوژی گالیوم نیتراید با زیر لایه SiC استفاده شده است. تقویت کننده توان در کلاس F و یک طبقه تشکیل شده است که نسبت به تقویت کننده های خطی مانند A، AB و B بازده خوبی دارد. مسیری که برای این طراحی طی شده است به این صورت است که هدف دستیابی به توان بالای ۸ وات با PAE<sup>6</sup> مناسب و گین مناسب باشد بطوری که کارآمدی بهتری داشته باشد برای بیان کارآمدی بهتر می‌توان از ضریب شایستگی استفاده کرد که در پایان کار ضریب شایستگی برای تقویت کننده پیشنهادی ارائه شده است. برای رسیدن به توان بالای ۸ وات ابتدا باید اندازه مناسب ترانزیستورها مشخص شود تا بتوان به هدف مورد نظر رسید. نحوه انتخاب ترانزیستور و محاسبه ولتاژ بایاس مورد نیاز در بخش ۴-۱ توضیح داده شده است. در قدم بعدی با استفاده از نتایج بدست آمده در بخش ۴-۱ مدار بایاس DC طراحی و شبیه سازی شده است بطوری که تمام المان‌های مورد نیاز در ساخت در آن مورد استفاده قرار گرفته است. سپس با استفاده از تحلیل Loadpull امپدانس ورودی و خروجی برای رسیدن به بیشترین توان ارائه شده است و سپس با استفاده از این امپدانس‌ها تطبیق خروجی به این صورت طراحی شده است

<sup>6</sup> Power-Added efficiency

که امیدانس کمی در هارمونیک اصلی و امیدانس بالا در هارمونیک‌های دوم و سوم ایجاد کند. تقویت کننده مورد نظر شامل دو ترانزیستور موازی و هرکدام از ترانزیستورها با پهنای ۲۵۰ میکرومتر، المان‌های تطبیق امیدانس ورودی و خروجی و المان‌های بایاس ترانزیستور است. برای پایداری مدار از یک مقاومت ۴۵ اهمی در مسیر بایاس گیت ترانزیستور استفاده شده است. درین و گیت ترانزیستور به ترتیب با ولتاژ ۲۲ ولت و ۲-ولت بایاس شده است.

#### ۴-۱- انتخاب اندازه ترانزیستور

چون طراحی تقویت کننده بصورت MMIC است و اندازه پهنای ترانزیستور در این پروسه از ۲۰ μm تا ۳۰ μm قابل تغییر است پس باید پهنای ترانزیستور برای طراحی مشخص شود. در تقویت کننده کلاس F برای دستیابی به یک توان مشخص با فرض ایجاد یک امیدانس بزرگ در مسیر هارمونیک دوم می‌توان ولتاژ بایاس DC و جریان بایاس DC و در ادامه آن کمترین اندازه پهنای ترانزیستور را بدست آورد. اگر بخواهیم با فرض دستیابی به توان خروجی حدود ۱۰ وات اندازه ترانزیستورها را مشخص کنیم می‌توان از فرمول‌های ۳ تا ۵ پهنای ترانزیستور را بدست آوریم. اما باید دقت کرد که محاسبات در حالت ایده‌آل صورت می‌گیرد و تلفات در نظر گرفته نمی‌شود [۲۵].

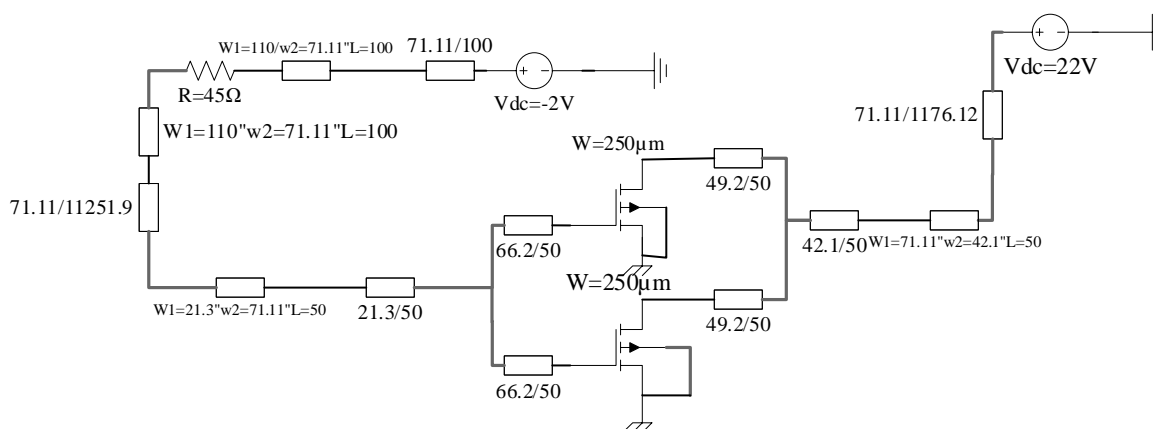
$$P = \frac{V_m^2}{2R} \quad (۳)$$

$$V_{dc} = \frac{3}{4} V_m \quad (۴)$$

$$I_{dc} = \frac{1}{2} I_m \quad (۵)$$

با قرار دادن توان و مقاومت ۵۰ اهم در معادله ۳ ولتاژ پیک برابر با ۳۱ ولت بدست می‌آید با قرار دادن این ولتاژ در معادله ۴ ولتاژ DC مدار بدست می‌آید. که برابر با ۲۲/۵ ولت است این ولتاژ برای رسیدن به ۱۰ وات توان مناسب است با این توضیح برای رسیدن به توان ۸ الی ۹ وات که هدف این مقاله است منبع ولتاژ ۲۲ ولتی می‌تواند مناسب باشد. همچنین از معلوم بودن  $V_m$  و داشتن  $R$  می‌توان  $I_m$  یا همان جریان پیک را حساب کرد که برابر با ۰/۶۲۰ آمپر است با استفاده از معادله ۵ جریان DC برابر با ۰/۳۱ آمپر می‌شود. با توجه به مشخصات چگالی جریان که برای پروسه استفاده شده در این طرح توسط شرکت ارائه شده است، اندازه پهنای ترانزیستور مشخص می‌شود. بیشترین چگالی جریان برای این پروسه برابر با ۱ A/mm و کمترین مقدار چگالی جریان برابر با ۰/۶ A/mm ارائه شده است با احتساب این مقادیر کمترین و بیشترین اندازه برای این طراحی می‌تواند برابر با ۳۱۰ میکرومتر و ۵۱۰ میکرومتر باشد. برای این طراحی پهنای ترانزیستور برای رسیدن به توان بالای ۸ وات با احتساب تلفات ۵۰۰ میکرومتر در نظر گرفته شده است. با توجه به اینکه در این تکنولوژی بیشترین اندازه پهنای ترانزیستورها ۳۰۰ میکرومتر است برای این طراحی برای رسیدن به پهنای ۵۰۰ میکرومتر از دو ترانزیستور با پهنای ۲۵۰ میکرومتر استفاده شده است. برای موازی کردن ترانزیستورها برای ساخت تقویت کننده باید از المان‌های خطوط انتقال (Mline) ها استفاده شود. در این طراحی امیدانس مشخصه خطوط برابر با  $Z_0 = 50 \Omega$  در نظر گرفته شده است که بر اساس مشخصات تکنولوژی پهنای معادل برای این مقاومت مشخصه برابر با ۷۱/۱۱ میکرومتر می‌شود. اما با انتخاب پهنای ترانزیستور برابر با ۲۵۰ میکرومتر برای موازی کردن ترانزیستورها از المان‌هایی با پهنای متفاوت باید استفاده شود چون پهنای ترانزیستور برابر با ۷۱/۱۱ میکرومتر نمی‌شود به همین خاطر برای تطبیق این المان‌ها با خطوطی با مقاومت مشخصه ۵۰ اهم (پهنای ۷۱/۱۱ میکرومتر) از المان‌های MTAPER استفاده شده است که توسط این تکنولوژی ارائه شده است. همانطور که گفته شد در گیت برای پایداری کردن تقویت کننده از یک مقاومت ۴۵ اهمی استفاده شده است که برای بدست آوردن این مقاومت پهنای طول المان ارائه شده توسط این تکنولوژی باید به ترتیب

برابر با ۱۱۰ و ۱۰۰ میکرومتر باشد که برای تطبیق این پهنا با ۷۱/۱۱ میکرومتر باید با MTAPER استفاده شود. المان‌های لازم برای بایاس DC و ترانزیستورهای موازی در شکل ۳ نمایش داده شده است.



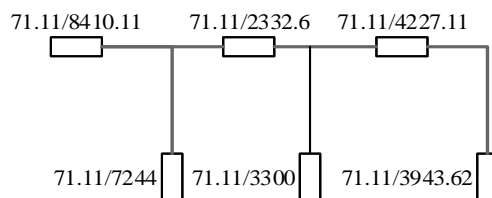
شکل ۳: بایاس DC تقویت کننده پیشنهادی به همراه مقادیر (W/L) بر حسب میکرومتر

ورودی و خروجی تقویت کننده توان بر اساس تحلیل LoadPull تطبیق داده شده است. نتایج تحلیل Loadpull در جدول ۱ نشان داده شده است.

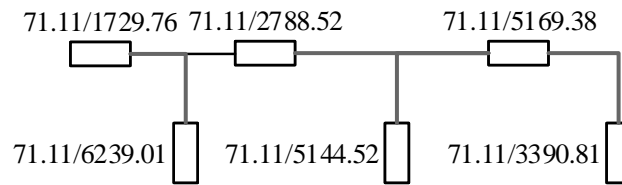
جدول ۱: نتایج تحلیل Loadpull

| امپدانس خروجی | امپدانس ورودی | توان خروجی (dBm) | بازده توان افزوده (%) | بهره توان (dB) |
|---------------|---------------|------------------|-----------------------|----------------|
| ۷/۱۴۳+j۰.۰۰۰  | ۳۶/۵۹۶-j۲۷.۷۴ | ۳۹/۶۷۷           | ۳۷/۱۲۵                | ۹/۶۷۷          |

امپدانس‌های ورودی و خروجی تقویت کننده با استفاده از نمودار اسمیت چارت نرم افزار ADS تطبیق داده شده است. شکل مداری تطبیق ورودی و خروجی در شکل ۴ و ۵ نشان داده شده است. برای تطبیق امپدانس خروجی و طراحی مدارهای کنترل هارمونیک می توان از سلف‌های اسپیرال و خازنهای MIM استفاده کرد اما باید دقت کرد که محاسبه مقادیر سلف‌های اسپیرال می تواند وقت گیر باشند و اندازه بزرگی داشته باشند که در کل طراحی آنها نسبت به خطوط انتقال سخت تر است به همین خاطر برای حذف هارمونیک‌های زوج و فرد از خطوط انتقال استفاده شده است. برای اتصال کوتاه شدن هارمونیک‌های زوج از خطوط با انتهای باز و برای مدار باز شدن در هارمونیک‌های فرد از خطوط در مسیر سیگنال خروجی استفاده شده است. برای مثال MLINE ها با مقادیر طول برابر با ۳۳۹۰ میکرومتر و ۵۱۵۵ میکرومتر در تطبیق امپدانس خروجی در شکل ۵ به ترتیب هارمونیک چهارم و دوم را اتصال کوتاه می کنند البته باید دقت کرد که در حالت ایده ال مقادیر طول این خطوط کمی با این مقادیر می تواند متفاوت باشد.

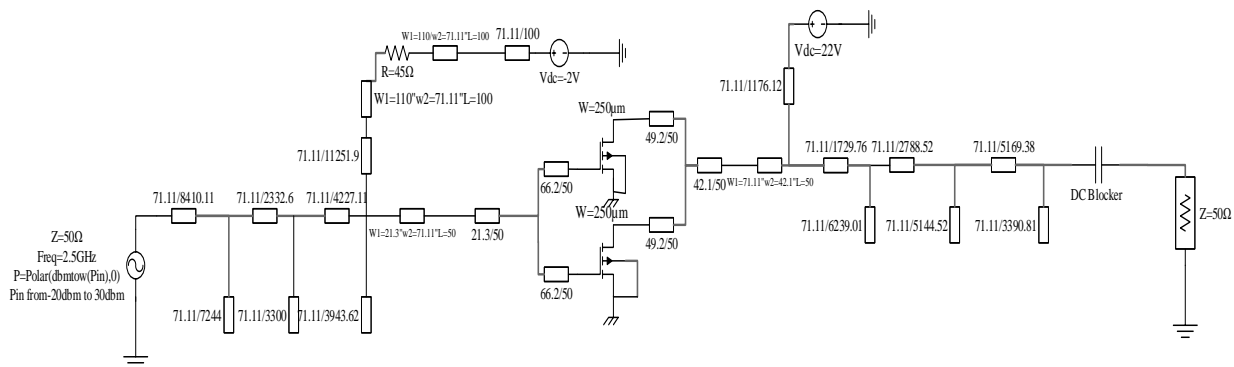


شکل ۴: تطبیق ورودی به همراه مقادیر (W/L) بر حسب میکرومتر



شکل ۵: تطبیق خروجی به همرا مقادیر (W/L) بر حسب میکرومتر

در این طراحی چون امپدانس ورودی و خروجی برای بدست آوردن بیشترین توان خروجی تطبیق داده شده اند بهینه ترین مقدار برای PAE بدست نمی آید به همین خاطر بعد از تطبیق امپدانس ورودی و خروجی، با استفاده از optimize نرم افزار ADS، برای PAE تقویت کننده بهبود داده شده است به همین خاطر مقادیر المان های تطبیق خروجی می تواند تا حدودی با مقادیر اولیه متفاوت باشد. با توجه به تطبیق امپدانس ورودی و خروجی و مدار بایاس، شماتیک تقویت کننده توان کلاس F بصورت شکل ۶ است. مقادیر این مدار دقیقا برابر با مقادیر شکل های ۴ و ۵ است.

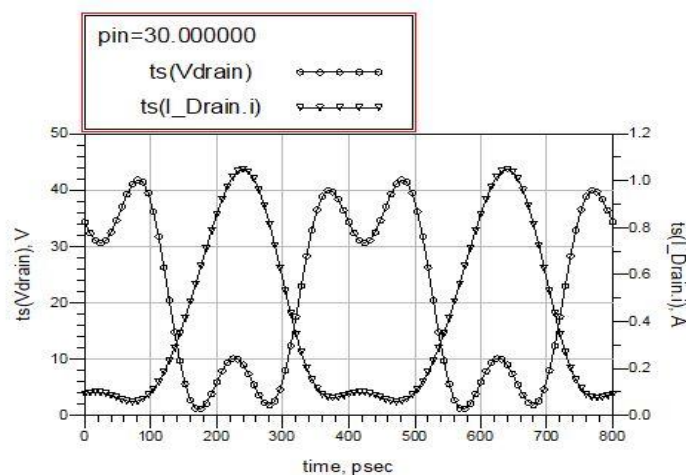


شکل ۶: تقویت کننده توان کلاس F پیشنهادی

## ۵- نتایج شبیه سازی

شکل موج ولتاژ و جریان درین در شکل ۷ نشان داده شده است این شکل موج ها نشان می دهند که تقویت کننده در کلاس F کار می کند. تیز بودن لبه های شکل موج ولتاژ و جریان علت کاهش تلفات در ترانزیستورها است. این تیز بودن ها نشان می دهد که امپدانس بالایی در هارمونیک های بالا در تطبیق امپدانس صورت گرفته است شکل موج ولتاژ نشان می دهد که تطبیق خروجی روی هارمونیک سوم و دوم امپدانس بالایی ایجاد می کند. شکل موج های خروجی مورد نظر برای توان ورودی ۳۰dBm رسم شده اند. با توجه به نمودار شکل ۷ مشاهده می شود که در تقویت کننده ارائه شده با المان های واقعی همپوشانی وجود دارد با این حال این همپوشانی تا حد زیادی کم است که باعث کاهش تلفات در ترانزیستور می شود. ولی در هر حالت در عمل همپوشانی وجود دارد و برای رسیدن به بازده بالا باید این همپوشانی کاهش یابد.



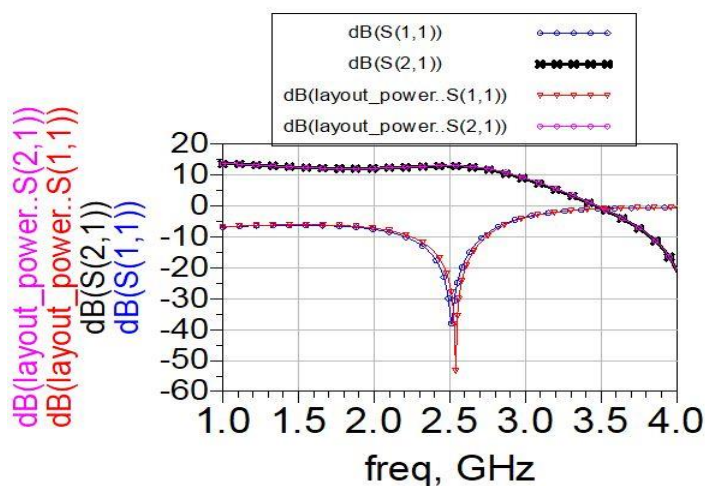


شکل ۷: شکل موج جریان و ولتاژ درین سورس تقویت کننده توان کلاس F پیشنهادی

### ۵-۱- پارامترهای پراکندگی

تطبیق امپدانس در تقویت کننده‌های توان و دیگر تقویت کننده‌های RF<sup>7</sup> اهمیت ویژه‌ای دارد. اول این که تطبیق امپدانس در ورودی و خروجی به ترتیب می‌تواند در ورودی باعث انتقال بیشترین توان از منبع به تقویت کننده و در خروجی از تقویت کننده به بار شود. دوم اینکه تطبیق هر چقدر بهتر باشد گین افزایش می‌یابد زیرا می‌توان گین یک شبکه را به سه قسمت تقسیم کرد یکی گین تطبیق ورودی دوم گین تقویت کننده و دیگری گین تطبیق خروجی است. گین کل یک شبکه را بنا به تعریف می‌توان به صورت معادله ۶ نشان داد که در آن G نماد گین است [۲۲]. نتایج پارامترهای S تقویت کننده پیشنهادی در شکل ۸ برای مدار شبیه‌سازی شده نمایش داده شده است برای تقویت کننده پیشنهادی در فرکانس ۲/۵ گیگا هرتز مقادیر S11 برای مدار شبیه‌سازی شده کمتر از -۳۰ dB است. همچنین در پهنای باند ۲/۱۹ گیگا هرتز تا ۲/۶۶ گیگا هرتز تلفات بازگشتی کمتر از -۱۰ dB و گین توان بالای ۱۲ dB است که نشان دهنده عملکرد قابل قبول این تقویت کننده است.

$$Gain(db) = G(input\_matching\_db) + G(Amplifier\_db) + G(output\_Matching\_dB) \quad (6)$$



شکل ۸: نتایج تحلیل پارامترهای S برای مدار شبیه‌سازی شده

<sup>7</sup> Radio frequency

### ۵-۲- بازده توان افزوده، بازده توان و توان خروجی

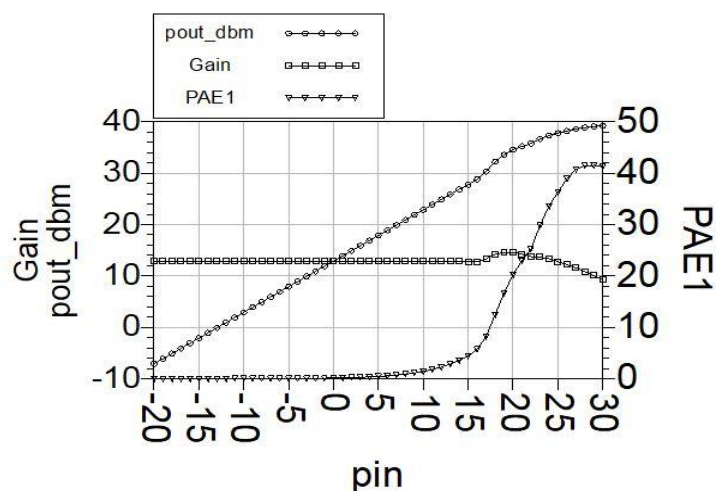
چون PA پر مصرف ترین بلوک در فرستنده و گیرنده است، بازده آن بسیار اهمیت دارد. بازده با دو معیار سنجیده می شود. بازده درین برای ماسفت ها و بازده کلکتور برای BJT ها که بصورت معادله ۷ بیان می شود [۱۲،۱۸]

$$\eta = \frac{P_{Out}}{P_{dc}} \quad (7)$$

در بعضی موارد که بهره توان طبقه خروجی کم است به همین خاطر به یک توان ورودی بزرگ نیاز است کمیتی که این نکته را در بردارد، بازده توان افزوده یا power Added efficiency که با معادله ۸ تعریف می شود. در بعضی موارد که بهره توان طبقه خروجی کم است به همین خاطر به یک توان ورودی بزرگ نیاز است کمیتی که این نکته را در بردارد بازده توان افزوده یا PAE تعریف می شود [۱۲،۱۸].

$$PAE = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{DC}} \quad (8)$$

در شکل ۹ (توان خروجی بر حسب dBm) پout\_dBm و گین همراه PAE و گین تقویت کننده بر حسب توان ورودی Pin نشان داده شده است. این مقادیر نیز با استفاده نرم افزار ADS ارائه شده است همانطور که مشخص است در توان ورودی ۳۰ dBm راندومان توان افزوده (PAE) بهره توان (Gain) و توان خروجی (Pout) به ترتیب برابر با حدود ۴۲٪ و ۹/۷dB و ۳۹/۲dBm است. که این مقادیر با مقادیر تحلیل Loadpull که در جدول ۱ ارائه شد تقریباً برابر است. همچنین در ناحیه خطی گین توان تقویت کننده پیشنهادی برابر با ۱۲/۷۳dB است.



شکل ۹: توان خروجی، گین و PAE تقویت کننده در توان ورودی ۳۰ dBm

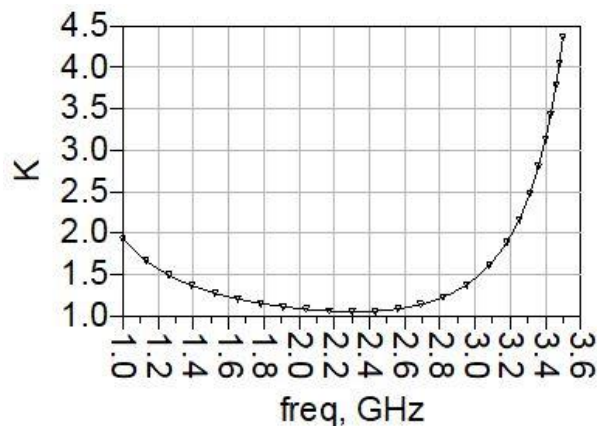
### ۵-۳- پایداری

دو معیار برای سنجش پایداری تقویت کننده توان وجود دارد یکی سنجش پایداری ضریب K و دیگری ضریب پایداری  $M\mu_{prime}$  پایداری غیر شرطی (قطعی) برای یک تقویت کننده زمانی اتفاق می افتد که معادله ۹ و ۱۰ برقرار باشند.

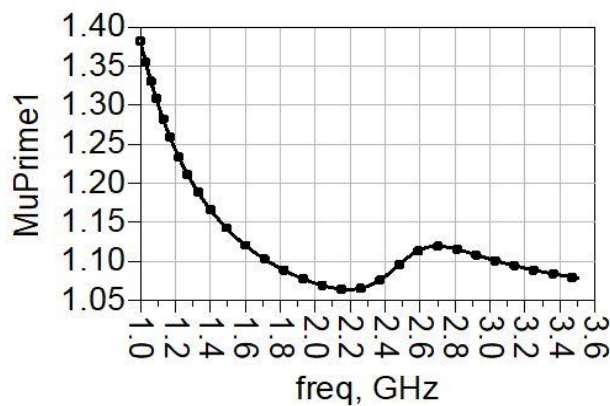
$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |S_{11} \times S_{22} - S_{21} \times S_{12}|^2}{2|S_{21} \times S_{12}|} > 1 \quad (9)$$

$$Mu - Prime = \frac{1 - |S_{22}|^2}{|S_{11} - Conj(S_{22}) \times Delta| + |S_{21} \times S_{12}|} > 1 \tag{10}$$

برای پارامترها اگر  $1 < K < -1$  باشد تقویت کننده شرایط آن را دارد که ناپایدار شده و نوسان کند و حتی می تواند به عنوان یک نوسانساز رفتار کند. پس برای اینکه یک تقویت کننده هم پایدار باشد و هم به عنوان یک تقویت کننده رفتار کند باید شرایط بالا را داشته باشد [۲۲]. نمودارهای مربوط به پارامترهای K و mu\_prime بر حسب فرکانس برای تقویت کننده پیشنهادی در شکل ۱۰ و ۱۱ نشان داده شده است. همانطور که در نمودارها مشخص است کمترین مقادیر این پارامترها بیشتر از یک است و نه تنها در فرکانس کاری بلکه در فرکانسهای اطراف نیز مقادیر پارامترها بزرگتر از یک است که نشان می دهد که شرایط پایداری غیر شرطی برای تقویت کننده برقرار است.



شکل ۱۰: نمودار K



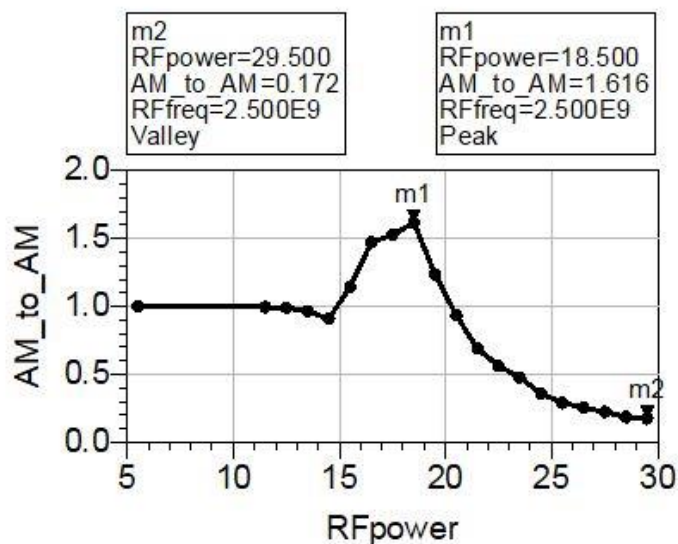
شکل ۱۱: نمودار Mu\_prime

۵-۴ AM/PM (میزان تغییرات فاز) و AM/AM (میزان تغییرات دامنه خروجی):

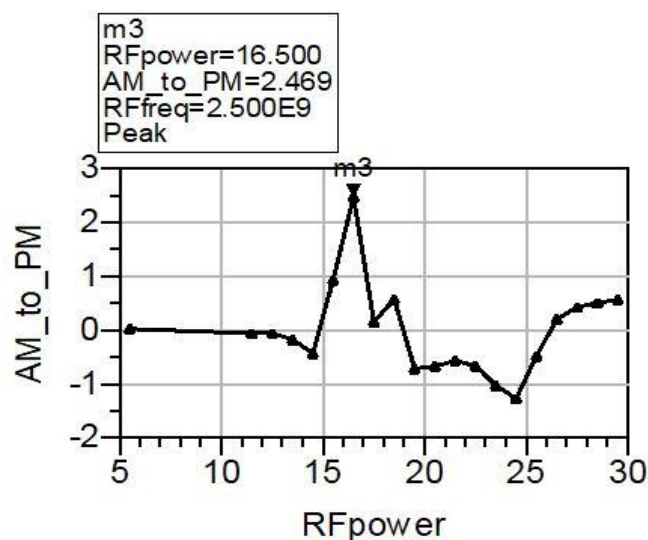
در برخی مدارهای RF مخصوصاً تقویت کننده های توان، مدولاسیون دامنه ای (AM) ممکن است به مدولاسیون فاز تبدیل شود و به این ترتیب اثرات نامطلوبی ایجاد کند تبدیل AM/PM را می توان بستگی تغییر فاز به دامنه سیگنال در نظر گرفت یعنی به ازای ورودی  $X(t) = a(t) \cos[\omega_0 t + \phi(t)]$  مولفه اصلی خروجی بصورت معادله ۱۲ خواهد بود.

$$Y(t) = A[a(t)] \cos[\omega_0 t + \phi(t) + \theta(a(t))] \tag{12}$$

خواهد بود که در آن  $A[a(t)]$  و  $\theta(a(t))$  به ترتیب تبدیل AM/AM و AM/PM را نشان می‌دهد. این دو فاکتور برای سنجش خطی‌نگی تقویت کننده توان است که AM/PM اعوجاج تقویت کننده از لحاظ خطای فازی در سیگنال خروجی و AM/AM میزان تغییرات دامنه خروجی نسبت به سیگنال ورودی را نشان می‌دهد. شکل ۱۲ و ۱۳ نمودار این دو فاکتور را نشان می‌دهند [۲۱]. با توجه به شکل ۱۲ که نمودار AM/AM را بر حسب توان ورودی نشان می‌دهد با توجه به نمودار شکل ۱۲ هر چقدر مقدار AM/AM به یک نزدیک باشد می‌توان گفت که تقویت کننده خطی تر بوده و عملکرد بهتری دارد در بدترین حالت به ازای توان ورودی ۱۸/۵dBm بیشترین تغییرات به میزان ۱/۶۱۶dB/dB است و در توان ورودی حدود ۳۰dBm که تقویت کننده پیشنهادی بیشترین توان و PAE را دارد مقدار AM/AM برابر با ۰/۱۷۲dB/dB است که مقدار مطلوبی است.



شکل ۱۲: نمودار AM/AM



شکل ۱۳: نمودار AM/PM

همچنین در شکل ۱۳ نمودار AM/PM بر حسب توان ورودی برای تقویت کننده پیشنهادی ارائه شده است. با توجه به شکل ۱۵ هر چقدر مقدار AM/PM به صفر نزدیک تر باشد می‌توان گفت که فاز سیگنال به دامنه سیگنال وابستگی کمتری دارد برای تقویت کننده پیشنهادی در بدترین حالت در توان ورودی ۱۶/۵dBm مقدار AM/PM برابر با ۲/۴۶۹dB/deg است همچنین در

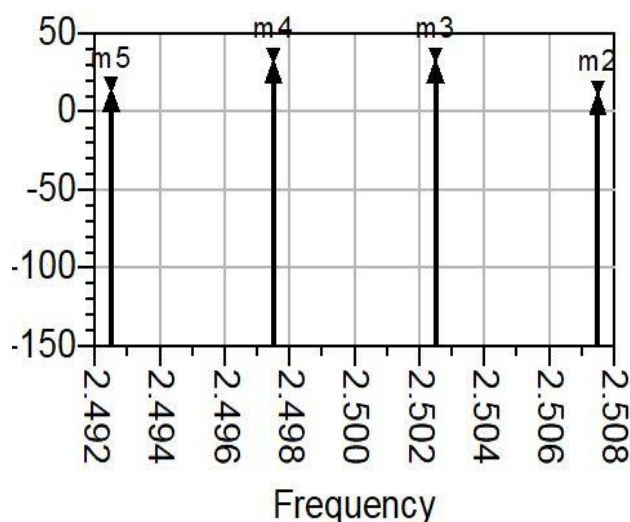
توان ورودی حدود ۳۰ dBm این مقدار در حدود ۰/۵ dB/deg است که مقدار نزدیکی به صفر است و مقدار مطلوبی است و نشان می‌دهد که فاز سیگنال وابستگی بسیار کمتری به دامنه سیگنال دارد.

### ۵-۵- تداخل هارمونیک سوم

وقتی دو سیگنال با فرکانس‌های متفاوت به یک سیستم غیرخطی اعمال می‌شوند خروجی دارای مولفه‌هایی خواهد بود که هارمونیک‌های فرکانس‌های ورودی نیستند، این مولفه‌ها در واقع ناشی از میکس شدن دو سیگنال است. مولفه‌های ایجاد شده می‌توانند باعث تخریب سیگنال اصلی شوند هر چقدر دامنه این مولفه‌ها نسبت به دامنه مولفه‌های اصلی کوچکتر باشند می‌توان گفت سیستم یا تقویت‌کننده از نظر رفتار خطی، عملکرد بهتری دارد. از بین این مولفه‌های  $2W_2 - W_1$  و  $2W_1 - W_2$  اهمیت زیادی برخوردارند زیرا اگر فرکانس‌های  $W_1$  و  $W_2$  نزدیک هم باشند آنگاه این مولفه‌ها در نزدیکی  $W_1$  و  $W_2$  قرار می‌گیرند و باعث خرابی سیگنال می‌شود.

همانطور که گفته شد اصلی‌ترین مشکل برای سیگنال اصلی، سیگنال‌های کناری هستند که در فاصله بسیار کمی قرار دارند و اگر دامنه این سیگنال‌ها زیاد باشند می‌توانند باعث خرابی سیگنال اصلی شوند. در شکل ۱۶ همانطور که معلوم است اختلاف مولفه سیگنال‌های اصلی با سیگنال‌های مزاحم کناریشان زیاد است و این سیگنال‌ها نمی‌توانند باعث خراب شدن سیگنال اصلی شوند. برای این تست فرکانس سیگنال‌های ورودی ناخواسته برابر با  $2/502$  و  $2/498$  گیگاهرتز با توان ۲۰ dBm در نظر گرفته شده است. در واقع فاصله فرکانسی دو سیگنال ورودی ناخواسته ۵ مگا هرتز در نظر گرفته شده است که بسیار به هم نزدیک هستند.

در نمودار شکل ۱۶ سیگنال‌های ناخواسته با نشانگر  $M_3$  و  $M_4$  و هارمونیک‌های ناخواسته را که از میکس شدن سیگنال‌های  $M_3$  و  $M_4$  بوجود آمده‌اند با نشانگرهای  $M_2$  و  $M_5$  نشان داده شده‌اند. همانطور که در شکل ۱۶ دیده می‌شود مقادیر اختلاف برای هارمونیک‌های طرف چپ ۲۰/۵ dB و برای طرف راست ۲۰/۸۱ dB است که حاکی از رشد کم هارمونیک‌های سوم نسبت به هارمونیک‌های اصلی است که این مقادیر به لطف خطی‌نگی بهتر تقویت‌کننده است. بهترین مقدار برای  $IMD_3$  بدون در نظر گرفتن خطی‌سازی اکتیو در حدود ۲۰ dB در نظر گرفته می‌شود زیرا با اعمال روش‌های خطی‌سازی اکتیو  $IMD_3$  بسیار بهبود خواهد یافت.



شکل ۱۶: طیف هارمونیک‌های دوم و سوم سیگنال اصلی و طیف‌های مزاحم  $2W_2 - W_1$  و  $2W_1 - W_2$

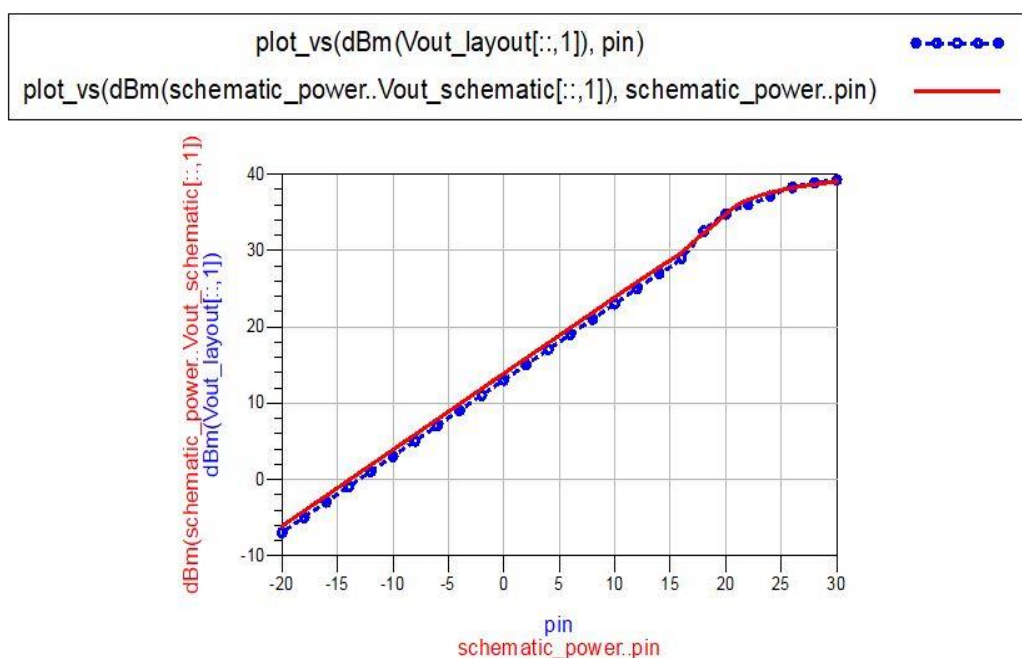
جدول ۲: مقادیر مشخص شده توسط نشانگرها در شکل ۱۶

| M5    | M4     | M3     | M2     | نشانگر                      |
|-------|--------|--------|--------|-----------------------------|
| ۱۰/۶۹ | ۳۱/۱۸۲ | ۳۱/۲۴۳ | ۱۰/۴۲۵ | مقادیر مشخص شده توسط نشانگر |
| ۲/۴۹۳ | ۲/۴۹۸  | ۲/۵۰۲  | ۲/۵۰۷  | فرکانس (گیگا هرتز)          |

### ۶- جانمایی تقویت کننده توان پیشنهادی

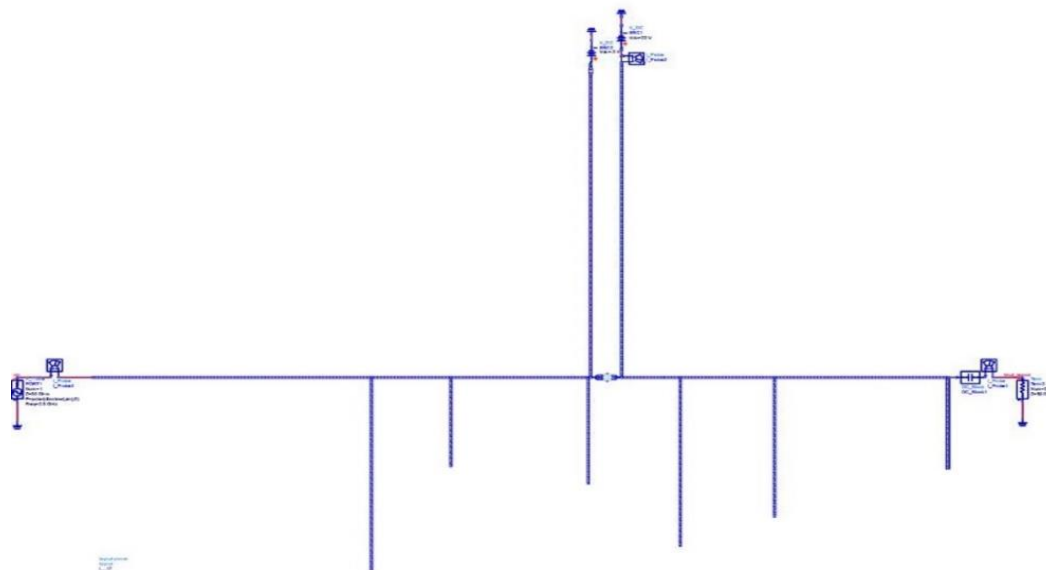
شکل ۱۵، جانمایی تقویت کننده توان را نشان می دهد که برای بدست آوردن توان خروجی در صفحه شبیه سازی مدار ADS جهت اعمال منابع ولتاژ و منبع سیگنال انتقال داده شده است و توان خروجی بدست آمده است. در شکل ۱۴ توان خروجی تقویت کننده توان بر حسب توان ورودی بر اساس دو حالت شبیه سازی، یکی شبیه سازی مداری و دیگری شبیه سازی EM نشان داده شده است. شبیه سازی EM<sup>9</sup> بر خلاف شبیه سازی مداری از Layout استفاده می کند که پاسخ های بدست آمده در این حالت می تواند با مقادیر بدست آمده در عمل نزدیک باشد.

همانطور که مشاهده می شود توان خروجی برای شبیه سازی مداری و همچنین توان خروجی برای شبیه سازی EM اختلاف جزئی با هم دارند که می توان گفت جانمایی تقویت کننده پیشنهادی به خوبی صورت گرفته شده است. شکل ۱۶ اندازه جانمایی تقویت کننده پیشنهادی را نشان می دهد که اندازه آن حدود ۱۹/۳۴۶ در ۲۵/۹۰۴ میلی متر مربع است که نشان می دهد اندازه تقویت کننده توان بسیار کوچک بوده و وزن آن می تواند بسیار کم باشد.



شکل ۱۴: توان خروجی شبیه سازی مداری و شبیه سازی EM

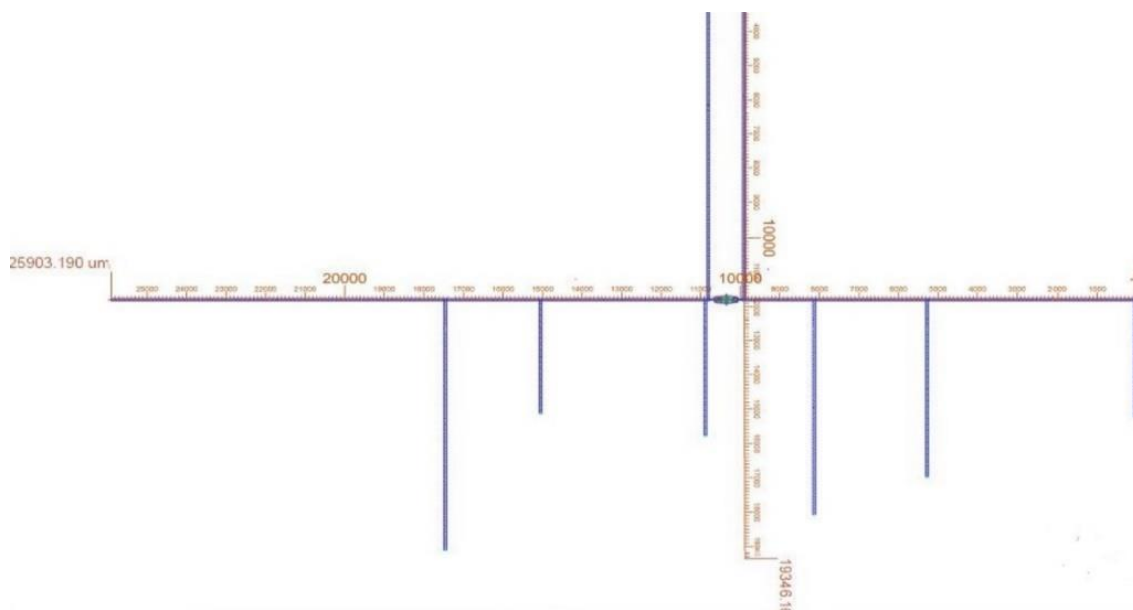
<sup>9</sup> Electromagnetic simulation



شکل ۱۵: جانمایی مدار در صفحه شبیه‌سازی مداری ADS جهت اعمال منابع و بدست آوردن توان خروجی

جدول ۳ مقایسه بین مراجع با طرح پیشنهادی جدید را نشان می‌دهد این مراجع با تکنولوژی گالیوم نیتراید طراحی شده‌اند. اطلاعات مربوط به مقالات در جدول ۳ آورده شده است. برای اینکه در مراجع جدول ۳ از ولتاژ بایاس بزرگتری استفاده شده است، این ولتاژ باعث می‌شود که توان خروجی افزایش یابد و به دنبال آن باعث افزایش عدد شایستگی می‌شود. جهت مقایسه بهتر کارایی تقویت‌کننده‌های توان می‌توان از مشخصه عدد شایستگی یا Figure of merit استفاده کرد. عدد شایستگی از معادله ۱۳ بدست می‌آید [۲۷]. همانطور که مشاهده می‌شود این مقدار برای تقویت‌کننده توان پیشنهادی نسبت به مراجع دیگر با ولتاژ بایاس کمتر وضعیت بهتری دارد.

$$FOM = P_{out}(dBm) + G_p(dB) + 20\text{Log}(f_o(GHz)) + 10\text{Log}(PAE) \tag{13}$$



شکل ۱۶: اندازه جانمایی تقویت‌کننده توان برای جانمایی روی چیپ

جدول ۳: جدول مقایسه نتایج

| مرجع          | ولتاژ بایاس (Volt) | بازده توان افزوده (%) | بهره توان (dB) | توان خروجی (dBm) | تکنولوژی استفاده شده | فرکانس کاری (GHz) | عدد شایستگی |
|---------------|--------------------|-----------------------|----------------|------------------|----------------------|-------------------|-------------|
| [۲۶]          | ۲۸                 | ۴۸                    | ۱۰             | ۳۸               | (CGH40010F) GaN HEMT | ۳/۵               | ۵۵/۷۸       |
| [۲۸]          | ۲۸                 | ۵۰                    | ۱۲/۶           | ۳۷               | GaN HEMT(NPTB0004)   | ۲/۲-۱۷/۱          | ۵۳/۴۱       |
| [۲۹]          | ۲۸                 | ۶۸                    | ۱۱             | ۳۸/۶             | GaN HEMT             | ۲/۱۴              | ۵۴/۶        |
| طرح ارائه شده | ۲۲                 | ۴۱/۲۵                 | ۱۲/۷۶          | ۳۹/۱۹۶           | GaN150nm             | ۲/۵               | ۵۶/۳۵       |

### ۷- نتیجه گیری

در این طراحی یک تقویت کننده توان سورس مشترک در کلاس F با تکنولوژی GaN150nm در نرم افزار ADS به روش کنترل هارمونیک های دوم و سوم و همچنین استفاده از تکنیک Loadpull شبیه سازی شد و جانمایی آن ارائه شد. همچنین نتایج- شبیه سازی EM برای توان خروجی و پارامترهای S ارائه شد و با شبیه سازی مداری مقایسه گردید. نتایج تقویت کننده پیشنهادی در قالب نمودار نمایش داده شد. این تقویت کننده برای کاربردهای ۲/۵GHz می تواند به کار برده شود. برای این طرح در توان ورودی ۳۰dBm، PAE، توان خروجی و گین توان به ترتیب حدوداً برابر با ۴۱، ۳۹/۲dBm و گین توان ۹/۲dB است. بیشترین گین این تقویت کننده حدوداً برابر است با ۰/۱۳dB برای این طرح IMD3 برابر با ۲۰dBc- است.

### مراجع

- [1] D. Kalim, A. Fatemi and R. Negra, "Dual-band 1.7 GHz / 2.5 GHz class-E power amplifier in 130 nm CMOS technology," *10th IEEE International NEWCAS Conference*, 2012, pp. 473-476, doi: 10.1109/NEWCAS.2012.6329059.
- [2] M. Chen, C. Shih, W. Chang and C. Lien, "A 2.5GHz CMOS power amplifier for WiMAX application," *The 2010 International Conference on Green Circuits and Systems*, 2010, pp. 691-694, doi: 10.1109/ICGCS.2010.5542974.
- [3] Y. S. Noh and I. B. Yom, "Highly Integrated C-Band GaN High Power Amplifier MMIC for Phased Array Applications," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 25, no. 6, pp. 406-408, June 2015, doi: 10.1109/LMWC.2015.2421316.
- [4] A. Rezaee, "Design of C-Band Solid State Power Amplifier in Satellite Communication Subsystem(SSPA)," *Journal of Information and Communication Technology in Policing*, vol. 2,no.6, pp. 67-79,2021,doi: 10.22034/PITC.2021.209190.1070(in Persian).
- [5] N. Deltimple, M. L. Carneiro, E. Kerhervé, P. H. P. Carvalho and D. Belot, "Integrated Doherty RF CMOS Power Amplifier design for average efficiency enhancement," *IEEE International Wireless Symposium (IWS 2015)*, 2015, pp. 1-4, doi: 10.1109/IEEE-IWS.2015.7164638.
- [6] A. Jindal, U. Goyal, K. Rawat, A. Basu, M. Mishra and S. K. Koul, "1.5-2.5 GHz Measurement Based Power Amplifier Using SSPL GaN HEMT Device," *IEEE MTT-S International Microwave and RF Conference (IMARC)*, 2019, pp. 1-4, doi: 10.1109/IMaRC45935.2019.9118682.
- [7] P. Aflaki, R. Negra and F. M. Ghannouchi, "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*, 2008, pp. 423-426, doi: 10.1109/RWS.2008.4463519.



- [8] A. Sheikhi and A. Sajadi, " Design, Simulation and Fabrication of Broadband Class-E Power Amplifier Using Double-Reactance Compensation Technique and Second and Third Harmonic Control Circuits," *Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers*, vol. 18,no.4, pp. 9-17, 2021, doi:10.52547/jiaeee.18.4.9 (in Persian).
- [9] D. Kang, J. Choi, D. Kim, D. Yu, K. Min and B. Kim, "30.3% PAE HBT Doherty power amplifier for 2.5~2.7 GHz mobile WiMAX," *2010 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 2010, pp. 796-799, doi: 10.1109/MWSYM.2010.5517709.
- [10] Paolo Colantonio, Franco Giannini, and Ernesto Limiti., High Efficiency RF and Microwave Solid state power amplifier., 2009 John Wiley & Sons Ltd
- [11] Y. Y. Woo, Y. Yang and B. Kim, "Analysis and experiments for high-efficiency class-F and inverse class-F power amplifiers," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 5, pp. 1969-1974, May 2006, doi: 10.1109/TMTT.2006.872805.
- [12] B. Razavi " RF microelectronics"2<sup>nd</sup>-ed, Prentice Hall, ISBN: 978-013-713473-1, 2011.
- [13] P. Aliparast, S. Aliparast, "design of solid state high power amplifier for leo satellite communication system." *In sustainable Aviation*, pp.95-103. Spring, charm,2016.
- [14] H. Li, D. Zhu and D. Liu, "Simulation and design of Ku band power amplifier based on GaN HEMT," *2014 IEEE International Conference on Communication Problem-solving*, 2014, pp. 202-204, doi: 10.1109/ICCPS.2014.7062253.
- [15] O. Jardel et al., "A 30W, 46% PAE S-band GaN HEMT MMIC power amplifier for Radar applications," *European Microwave Integrated Circuit Conference*, 2012, pp. 639-642doi: 10.23919/EuMC.2012.6459166.
- [16] J. Kühn. "AlGaIn/GaN-HEMT power amplifiers with optimized power-added efficiency for X-band applications," Vol .62. kit Scientific publishing,2011.
- [17] F. Raab, "Idealized operation of the class E tuned power amplifier," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 24, no. 12, pp. 725-735, December 1977, doi: 10.1109/TCS.1977.1084296.
- [18] Yong-Sub Lee, Kye-Ik Jeon and Yoon-Ha Jeong, "A 2.14 GHz class-E LDMOS power amplifier," *Asia-Pacific Microwave Conference*, 2006, pp. 1015-1018, doi: 10.1109/APMC.2006.4429582.
- [19] A. H. Jarndal,"Large Signal Modeling of GaN Device for High Power Amplifier Design,"Kassel university press GmbH, 2006.
- [20] F. Giannini, and E. Limiti,"High Efficiency RF and Microwave Solid State Power Amplifiers," Wily, ISBN: 978-0-470-51300-2, 2009.
- [21] Gonzalez, Gullermo. "Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design" 2<sup>nd</sup>ed, Prentice Hall, ISBN: 0-13-254335-4, 1996.
- [22] D. Barataud et al., "Measurement and control of current/voltage waveforms of microwave transistors using a harmonic load-pull system for the optimum design of high efficiency power amplifiers," in *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 48, no. 4, pp. 835-842, Aug. 1999, doi: 10.1109/19.779185.
- [23] D..M. Pozar" Microwave Engineering" , 4nd-ed , Willy, ISBN: 978-0-470-63155-3, 2011 .
- [24] M. Albullet" RF Power Amplifiers" NOBLE, ISBN: 1-884932-12-6, 2001.
- [25] Kühn, Jutta. AlGaIn/GaN-HEMT power amplifiers with optimized power-added efficiency for X-band applications. Vol .62. kit Scientific publishing,2011
- [26] A. Abdelbar, A. M. El-Tager and H. S. El-Hennawy, "Radio frequency power amplifier for green communications based on 10W GaN HEMT," *35th National Radio Science Conference (NRSC)*, 2018, pp. 352-360, doi: 10.1109/NRSC.2018.8354395.
- [27] R. Raja, R. Theegala and B. Venkataramani, "A class-E power amplifier with high efficiency and high power-gain for wireless sensor network." *Microsyst Technol* , vol.23, pp.4179-4193, 2017,

doi:10.1007/s00542-016-3022-0.

- [28] N. Khalid, T. Abbas and M. Bin Ihsan, "Power amplifier design using GaN HEMT in class-AB mode for LTE communication band," *International Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC)*, 2015, pp. 685-689, doi: 10.1109/IWCMC.2015.7289166.
- [29] S. Bensmida, O. Hammi and F. M. Ghannouchi, "High efficiency digitally linearized GaN based power amplifier for 3G applications," *IEEE Radio and Wireless Symposium*, 2008, pp. 419-422, doi: 10.1109/RWS.2008.4463518.