طراحی تقویت‌کننده توان فرکانس بالا کلاس F مبتنی بر MMIC در فرکانس ۲/۵ گیگا هرتز با تکنولوژی GaN150nm

پیمان علیپرست[۱] باقر ذبیحی[۲] ناصر نصیرزاده[۳]

۱- استادیار- پژوهشگاه هوافضا (وزارت علوم، تحقیقات و فناوری) - تهران- ایران
aliparast@ari.ac.ir

۲- دانشجوی دکتری- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر- دانشگاه تبریز-تبریز-ایران
b.zabihi@aim.com

۳- استادیار- دانشکده مهندسی برق- موسسه آموزش عالی سراج- تبریز- ایران
nnasirzadeh@seraj.ac.ir

چکیده: در این مقاله یک تقویت‌کننده توان فرکانس بالا مبتنی بر تکنولوژی مدار مجتمع مایکروویو یکپارچه (MMIC) طراحی شده است. برای این طرح از پروسه ترانزیستورهای گالیم نیترات با قابلیت تحرک الکترون بالا با فناوری طول گیت ۱۵۰ نانومتر استفاده شده است. فرکانس مرکزی تقویت‌کننده ۲/۵ گیگا هرتز است. بیشترین گین توان تقویت‌کننده مورد نظر تقریبا برابر با ۱۳/۹۷dB است و در یک طبقه طراحی شده است. در فرکانس مورد نظر بیشترین توان خروجی تقویت‌کننده توان حدود ۳۶/۴dBm در توان ورودی ۳۰dBm است. در توان خروجی ماکسیمم، PAE حدود ۳۷/۲٪ است. بیشترین مقدار PAE برابر با ۴۱/۹٪ در توان ورودی ۲۵dBm است که در این توان ورودی، توان خروجی برابر با ۳۵/۶۲dBm است. مساحت نهایی مدار برای جاسازی بر روی تراشه ۳۰/۳۱ میلیمتر در ۱۸/۲ میلیمتر است. بیشترین مقدار AM/PMو AM/AM به ترتیب برابر با ۲/۶۱deg/dB و۱/۳۱dB/dB است. برای تقویت‌کننده اعوجاج تداخلی هارمونیک سوم (IMD3) حدود ۱۶/۵dBc- در فرکانس مرکزی است.

واژه‌های کلیدی: تقویت‌کننده فرکانس بالا، مدارهای مجتمع مایکروویو یکپارچه، گین توان، گالیم نیترید،IMD3

نوع مقاله: پژوهشی

DOI: 10.61186/jiaeee.21.3.103

تاریخ ارسال مقاله : ۱۴۰۰/۰۱/۲۱

تاریخ پذیرش مشروط مقاله: ۱۴۰۱/۰۳/۰۳

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۲/۰۹/۲۳

نام نویسنده‌ی مسئول: دکتر پیمان علیپرست

نشانی نویسنده‌ی مسئول: تهران، شهرک غرب، خیابان مهستان، پژوهشگاه هوافضا

۱- مقدمه

توسعه مداوم و پیوسته ارتباطات بی‌سیم استاندارد به یک چیپ 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[۲]. در سیستم فرستنده تقویت کننده توان بیشترین توان را مصرف می‌کند بنابراین مشخصات تقویت کننده توان بسیار اهمیت دارد[۲,۱]. در سیستهای فرستنده بیشتر تقویت‌کننده‌ها برای رسیدن به بهترین بهره و بیشترین توان خروجی و خطینگی بالا طراحی می‌شوند[۴,۳]. طراحی یک مدار با بازده خوب و خطی بودن و توان خروجی خوب در یک چیپ کوچک سخت و طراحی چنین مداری یک چالش سخت است[۲]. تقویت‌کننده‌های توان سوئیچینگ در مقایسه با تقویت‌کننده‌های خطی کلاس A، AB و B بازده خوبی دارند که تلاشهای بسیاری برای فراهم آوردن بازده بالا در تقویت کننده‌های توان شده است[۱]. یک نمونه از تقویت کننده‌های توان تقویت کننده سوئیچینگ کلاس F ویک نمونه دیگر از تقویت کننده‌های توان، تقویت کننده دوهرتی است[۶،۵]. تقویت کننده کلاس F که در آن هارمونیک‌های زوج اتصال کوتاه می‌شوند و همه هارمونیک‌های فرد مدار باز می‌شوند، باعث ایجاد بازده خوب در خروجی شده و یکی از کاندیداهای انتخاب برای طراحی تقویت کننده است[۷].داشتن بازده بالا سبب مصرف توان کمتر، اندازه باتری کوچک و در نتیجه باعث هزینه کمتر می‌شود. یکی دیگر از تقویت‌کننده‌هایی که می‌توان ازساختار آن بعنوان تقویت‌کننده توان استفاده کرد تقویت‌کننده تفاضلی و تقویت‌کننده کاسکود است مزیت‌هایی که تقویت‌کننده‌های تفاضلی دارند۱) جریان گذرای بسیار کوچکتر از خطوط V_{DD} و زمین می‌کشد.۲) در مدار، فیدبک کمتری ایجاد می‌کند۳) مشکل کاهش بهره تا حدودی رفع می‌شود و مشکلات ناشی از عناصر انگلی کاهش می‌یابد. اما آنتن‌ها نوعا تک انتهایی هستند پس برای وصل کردن تقویت‌کننده به آنتن نیاز به بالون است که خود باعث تلفات می‌شود و اگر بالون روی چیپ باشد تلفات بیشتر هم می‌شود. با این وجود اکثر تقویت کننده‌ها تک انتهایی شاخته می‌شوند زیرا آنتن‌ها نوعا 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 تقویت‌کننده ها باعث بده-بستان بین انتخاب PA تک انتهایی یا تفاضلی است[۸]. در طراحی تقویت‌کننده در کلاس A برای دستیابی به بازده ۵۰٪ 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 می‌رود یعنی غیرخطی بودن ناشی از تغییر شدید ترارسانایی قابل تحمل باشد۳) شبکه تطبیق بین خروجی ترانزیستور و آنتن بی‌تلف باشد. ولی در عمل این محدودیت‌ها برای تقویت‌کننده کلاس A مشکل‌ساز هستند و رسیدن به بازده ۵۰٪ سخت است. برای اینکه این محدودیت‌ها تا حدودی کم شوند از طبقه کاسکود استفاده می‌شود اما باید در نظر گرفته شود که دامنه خروجی آرایش کاسکود دارای ولتاژ تغذیه V_{DD} تقریبا 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 وسیعتری خطی می‌ماند. بهبود اندکی دامنه ولتاژ خروجی با طبقه کاسکود به بهای از دست دادن بازده و خطی بودن حاصل می‌شود ولی طبقه کاسکود به خاطر جداسازی معکوس بالا فیدبک کمتری ایجاد می‌کند و در نتیجه پایدارتر است[۹].

در طراحی تقویت‌کننده دوهرتی از یک تقویت‌کننده کمکی برای ایجاد بهره هنگامی که تقویت‌کننده اصلی در شروع فشردگی بهره قرار دارد استفاده می‌شود که در این حالت بهره کل می‌تواند به ازای ورودی و خروجی‌های بزرگتر نیز ثابت بماند این اصل هر چند ساده و عالی است ولی پیاده‌سازی آن سرراست نیست. تقویت‌کننده توان دوهرتی با اینکه مزایای خوبی دارد اما در ساخت آی‌سی‌ها چالش‌های خاص خودش را دارد. دو خط انتقال مخصوصا در خروجی تلفات زیادی دارد که باعث کاهش بازده می‌شود همچنین به ازای دامنه‌های بزرگ ترانزیستورهای کمکی روشن و خاموش می شوند و مشتق جریان، خروجی ناپیوسته ایجاد می‌کند ودر کانال‌های مجاور توان‌های بزرگی ایجاد می‌کند[۱۰].

فناوری GaN[۱] مبتنی بر ترانزیستورهای HEMT[۲] عملکرد مطلوبی در فرکانس‌های بالا نشان می‌دهند که دلیل عمده آن داشتن میدان شکست و سرعت اشباع الکترون بالاست. از ویژگی‌های این تکنولوژی می‌توان به چگالی توان بالا، گین توان بالا، فرکانس قطع بالا و مقاومت تابشی بالا اشاره کرد[۲۰،۲۱،۹]. تقویت کننده‌ای که با بکارگیری GaN HEMT و مبتنی بر MMIC طرحی می‌شوند برای کاربردهای فرکانس بالا و توان بالا استفاده می‌شوند. بطور واضح می‌توان گفت MMIC[۳]ها بدلیل ترکیب ترانزیستورهای مایکروویو با تجهیزات پسیو و اکتیو و خطوط انتقال در مدارهای پیشرفته پدیدار شدند. این پروسه دارای سطح پایداری قابل توجهی از کاربردهای هوابردی را دارا می‌باشد. اندازه کوچک و وزن کم MMICها موجب افزایش کار آمدی آنها را فراهم کرده است. از دیگر ویژگی‌های MMICها می‌توان به قیمت پایین آنها اشاره کرد که بصورت قابل توجهی باعث برتری در رقابت‌های صنعتی می‌گردد، کوچکی و وزن کم به همراه قیمت پایین تمام شده از ویژگی‌های بارز MMICها است[۱۱,۱۰]

در طراحی تقویت‌کننده ارائه شده، سعی شده است که تقویت‌کننده در کلاس F طراحی شود که بازده بالایی دارد همچنین نیاز به بهبود دامنه ولتاژ خروجی با ساختار کاسکود نباشد همچنین از تکنولوژی GaN150nm برای بدست آوردن توان خروجی بالا استفاده شده است که این تکنولوژی مناسب برای فرکانس‌های بالا و توان بالا است و همچنین طراحی تقویت‌کننده بصورت سورس مشترک نسبت به ساختارهای دیگر مانند دوهرتی و تفاضلی راحتر بوده و پیچیده‌گی

کمتری دارد و راه‌اندازی و پیاده‌سازی آن آسانتر است و برای وصل این تقویت‌کننده به آنتن نیاز به بالن نیست و برای انتقال توان نیاز به دو خط انتقال در خروجی مانند تقویت‌کننده دوهرتی نیست. در طراحی تقویت‌کننده توان پیشنهادی از روش کنترل هارمونیکی مرتبه دوم و سوم استفاده شده است. اگر شبکه تطبیق خروجی، بار امپدانس بزرگی در هارمونیکهای دوم و سوم ایجاد شکل موج ولتاژ روی ترانزیستور لبه تیزتری پیدا می‌کند که باعث می‌شود توان تلف شده در ترانزیستور کمتر شود.

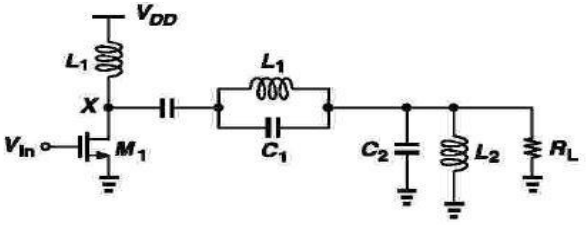
در این مقاله یک تقویت کننده توان کلاس F در فرکانس مرکزی ۲٫۵ گیگا هرتز با روش کنترل هارمونیکی طراحی شده است. ابتدا در بخش ۲ ویژگی فناوری که برای طراحی از آن استفاده شده است بصورت مختصر ارائه شده است. در بخش ۳ در مورد تقویت‌کننده کلاس F که در حالت ایده‌ال است به همراه مدارهای حذف هارمونیک-های دوم و سوم نشان داده شده و در مورد آن توضیحات لازم بیان شده است. در بخش ۴ تقویت‌کننده پیشنهادی که با المان‌های واقعی شبیه‌سازی شده است به همراه مدارهای تطبیق امپدانس ورودی و خروجی و همچنین المان‌های حذف کننده هارمونیک‌های دوم و نحوه بدست آوردن اندازه ترانزیستورها ارائه شده است و در بخش ۵ نیز نتایج شبیه‌سازی با استفاده از نرم افزار ADS ارائه شده است.

۲- معرفی تکنولوژی استفاده شده در طراحی

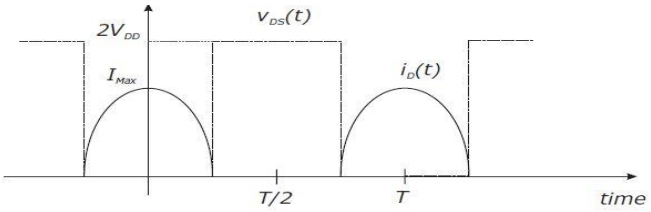
برای طراحی و شبیه‌سازی تقویت‌کننده مدنظر از فناوری ساخت و مشخصات پروسه PDK ساخت شرکت NRC کانادا استفاده شده است پروسه استفاده شده جهت طراحی و شبیه‌سازی تقویت‌کننده، دارای ترانزیستور با دو فینگر ثابت و پهنای گیت ۱۵۰ نانومتر است ولتاژ شکست برای این تکنولوژی بالای ۸۰ ولت است و ولتاژ گیت سورس بین ۸- ولت تا ۲ ولت قابل تغییر است از مشخصه‌های این پروسه می‌توان به ضخامت زیر لایه(SiC) برابر با ۷۵ میکرومتر، ثابت دی‌الکتریک برابر ۱۰، میزان رسانایی ۳/۷e۷ و تلفات دی‌الکتریک برابر با ۴-۱e اشاره کرد. خازن استفاده شده بر روی تراشه از نوع MIM با چگالی ظرفیت خازنی $۰/۱۹fF/\mu m^2$ و مقاومت استفاده شده بر روی تراشه از نوع نیکرومی با مقاومت ویژه ۵۰Ω/sq است. همچنین بیشترین چگالی جریان برای این تکنولوژی برابر با ۱A/mm است.

۳- تقویت کننده کلاس F

تقویت‌کننده‌های توان را می‌توان به دو دسته خطی و غیر خطی تقسیم کرد. نمونه‌ای از تقویت‌کننده‌های خطی کلاس Aو B و نمونه‌ای از تقویت‌کننده‌های غیرخطی کلاس Eو F است. تقویت‌کننده‌های غیرخطی نسبت به تقویت‌کننده‌های خطی بازده بهتری دارند[۱۲]. شماتیک یک تقویت‌کننده توان کلاس F در شکل۱ نشان داده شده است. در حالت ایده‌ال شکل موج ولتاژ و جریان درین سورس بصورت شکل ۲ است. المان‌های L_1 و C_1 در هارمونیک سوم مدار باز و المانهای L_2و C_2 در فرکانس دوم اتصال کوتاه می‌شوند.



شکل (۱): مدار تقویت‌کننده توان کلاس F [۷]



شکل (۲): نمودار جریان و ولتاژ درین سورس تقویت‌کننده کلاس F ایده‌ال [۶]

شکل ۲ نشان می‌دهد که در حالت ایده‌ال همپوشانی بین جریان و ولتاژ درین وجود ندارد در اینصورت تلفاتی روی ترانزیستور نیست و می‌توان بازده بسیار بالایی از مدار گرفت. شرط داشتن بازده بالا در تقویت‌کننده 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 دوشرط یعنی اینکه مقاومت روشنی کلید خیلی کوچک باشد .۳) زمان گذر بین حالت‌های روشن و خاموش مینیمم باشد یعنی ترانزیستور به مانند یک کلید ایده‌آل عمل کند اما در عمل و در فرکانس‌های بالا دستیابی به گذر سریع بسیار سخت است[۶،۷].

$$I_D(\theta)=\begin{cases} I_{Max}.\cos(\theta) & if\ -\pi/2\le\theta\le\pi/2 \\ 0 & otherwise \end{cases} \quad (۱)$$

$$V_{DS}(\theta)=\begin{cases} 0 & if\ \ -\pi/2\le\theta\le\pi/2 \\ 2V_{DD} & otherwise \end{cases} \quad (۲)$$

معادلات ۱ و ۲ حالت ایده‌ال ولتاژ و جریان درین را نشان می‌دهد 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 هارمونیکی 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 زمـان همپوشـانی بـین ولتـاژ روی ترانزیستور و جریان گذرنده از آن کمتر می‌شود و در نتیجه تلفات روی ترانزیستور کم می‌شود[۱۳،۵].

۴- تقویت کننده توان کلاس F پیشنهادی

در این طراحی از تکنولوژی گالیم نیترایدِ با زیر لایه SiC استفاده شده است. تقویت‌کننده توان در کلاس F و یک طبقه تشکیل شده است که نسبت به تقویت¬کننده های خطی مانند A، AB وB بازده خوبی دارد. مسیری که برای این طراحی طی شده است به این صورت است که هدف دستیابی به توان بالای ۴ وات با PAE 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. نحوه 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 که امپدانس کمی در هارمونیک اصلی و امپدانس بالا در هارمونیک‌های دوم و سوم ایجاد کند. تقویت‌کننده مورد نظر شامل یک ترانزیستور با پهنای ۲۲۰ میکرومتر، المان‌های تطبیق امپدانس ورودی و خروجی و المان‌های بایاس ترانزیستور است. برای پایداری مدار از یک مقاومت ۱۵ اهمی در مسیر بایاس گیت ترانزیستور استفاده شده است. درین و گیت ترانزیستور به ترتیب با ولتاژ ۲۲ولت و۲،۵-ولت بایاس شده است.

۴-۱- بایاس DC

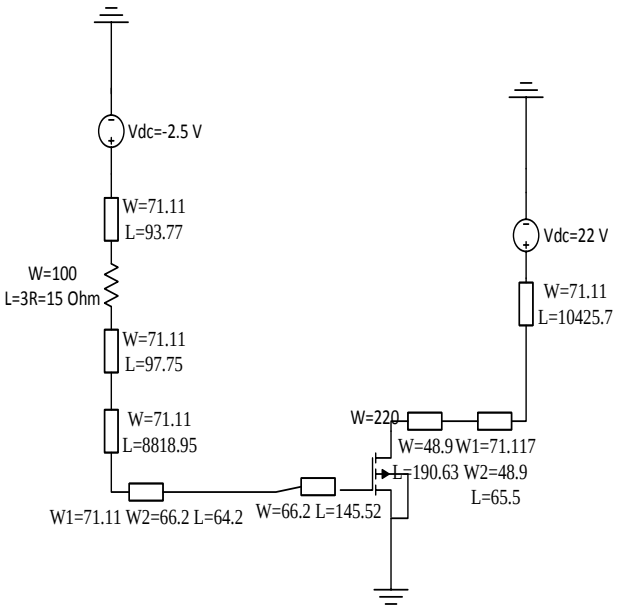
برای این پروسه ولتاژ بایاس ۳۰ ولت پیشنهاد شده است اما برای رسیدن به توانهای مشخص می‌توان ولتاژ بایاس را با استفاده از فرمولهای ۳ و ۴ بدست آورد در تقویت‌کننده کلاس F برای دست‌یابی به یک توان مشخص با فرض ایجاد یک امپدانس بزرگ در مسیر هارمونیک دوم می‌توان ولتاژ بایاس DC را بدست آورد. باید دقت کرد که محاسبات در حالت ایده‌آل صورت می‌گیرد و تلفات در نظر گرفته نمی‌شود[۱۴].

$$P = \frac{V_m^2}{2R} \qquad (۳)$$

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

با قرار دادن توان و مقاومت ۵۰ اهم در معادله ۳ ولتاژ پیک برابر با ۳۰ 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 ۹ وات توان مناسب است این محاسبات در حالت ایده آل است یعنی ۹ وات توان برابر با توانی است که از منبع گرفته می‌شود و در مدار توانی تلف نمی‌شود یعنی راندومان ۱۰۰ درصد است اما اگر PAE برابر با ۴۰٪ باشد در این صورت توان خروجی حدود ۴ وات خواهد بود پس برای رسیدن به توان ۴ وات ولتاژ ۲۲ ولت برای بایاس DC تقویت کننده می‌تواند مناسب باشد.

با انتخاب پهنای ترانزیستور برابر با ۲۲۰ میکرومتر و انجام تحلیل LoadPull نتایج تحلیل نشان می دهد که می‌توان با این پهنا به نتایج مطلوب دست یافت. برای این تکنولوژی پهنای المانهای خطوط انتقال با مقاومت مشخصه ۵۰ اهم برابر با ۷۱،۱۱ میکرومتر است اما پهنای ترانزیستور ۷۱،۱۱ میکرومتر نیست پس برای تطبیق بهتر پهنای ترانزیستور با المانهای خطوط انتقال از MTAPER در مدار استفاده شده است که توسط این تکنولوژی ارائه شده است. همانطور که گفته شد در گیت برای پایدار کردن تقویت‌کننده از یک مقاومت ۱۵ اهمی استفاده شده است این مقاومت کمترین مقدار مقاومت مورد نیاز برای پایداری است. در صورتی که پایداری قطعی برقرار نباشد می توان برای پایداری قطعی تقویت کننده این مقاومت را افزایش داد. برای بدست آوردن این مقاومت پهنا و طول المان ارائه شده توسط این تکنولوژی باید به ترتیب برابر با ۳۵ و ۱۰۰ میکرومتر باشد که برای تطبیق این پهنا با ۷۱،۱۱ میکرومتر باید از MTAPER استفاده شود. المان‌های لازم برای بایاس DC و ترانزیستورهای موازی در شکل ۳ نمایش داده شده است.



شکل(۳): مدار بایاس DC تقویت کننده (مقادیر بر حسب میکرومتر)

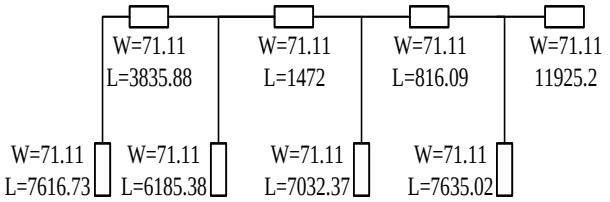
ورودی و خروجی بر اساس تحلیل LoadPull که امپدانس ورودی و خروجی را برای بدست آوردن بیشترین توان برای مدار بدست داده است، تطبیق داده شده است. امپدانس ورودی و خروجی مدار بر اساس Loadpull در شکل ۲ نشان داده شده است.

جدول(۱): امپدانس ورودی و خروجی بر طبق تحلیل LoadPull

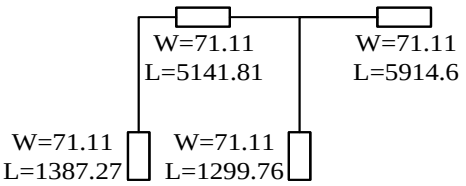
Power Gain(dB)	PAE(%)	Pout-dBm	Z-input(Ω)	Z-output(Ω)
10.72	40.55	35.72	16.66-j193.98	30

امپدانس‌های ورودی و خروجی تقویت‌کننده با استفاده از نمودار اسمیت چارت نرم‌افزار 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 هارمونیکی می‌توان از سلف‌های اسپیرال و خازنهای MIM استفاده کرد اما باید دقت کرد که محاسبه مقادیر سلف-های اسپیرال می‌تواند وقت‌گیر باشند و اندازه بزرگی داشته باشند که درکل طراحی آنها نسبت به خطوط انتقال سخت‌تر است به همین خاطر برای حذف هارمونیک‌های زوج و فرد از خطوط انتقال استفاده شده است.

تطبیق ورودی و خروجی مدار در شکل ۳ و ۴ نشان داده شده است.



شکل (۴): تطبیق امپدانس ورودی(مقادیر برحسب میکرومت)

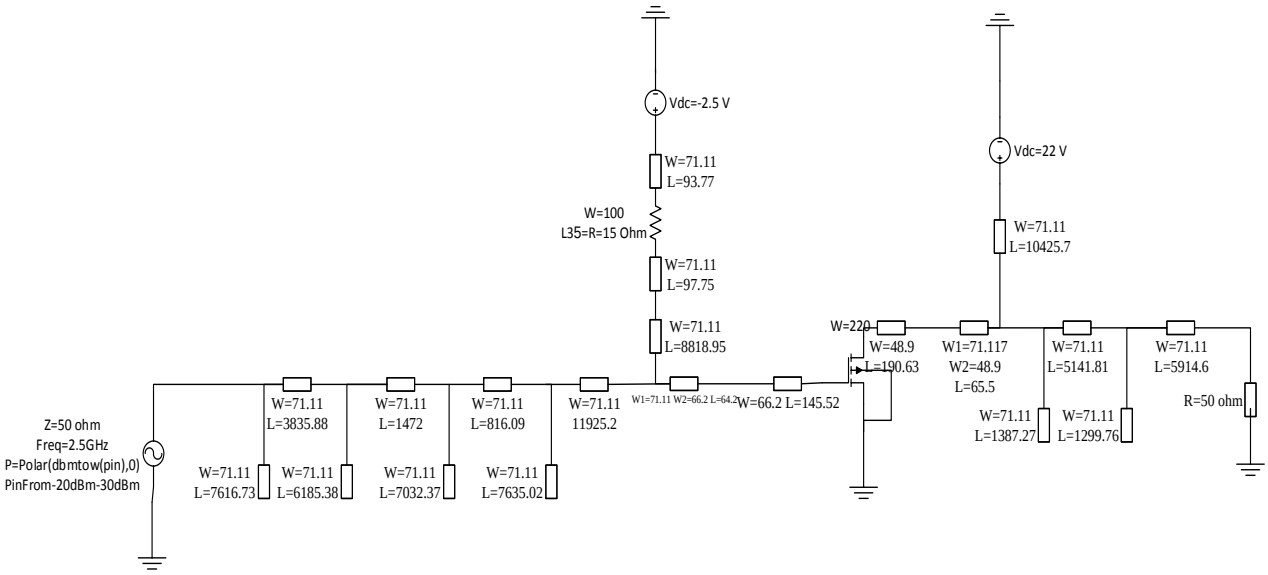


شکل (۵): تطبیق امپدانس خروجی

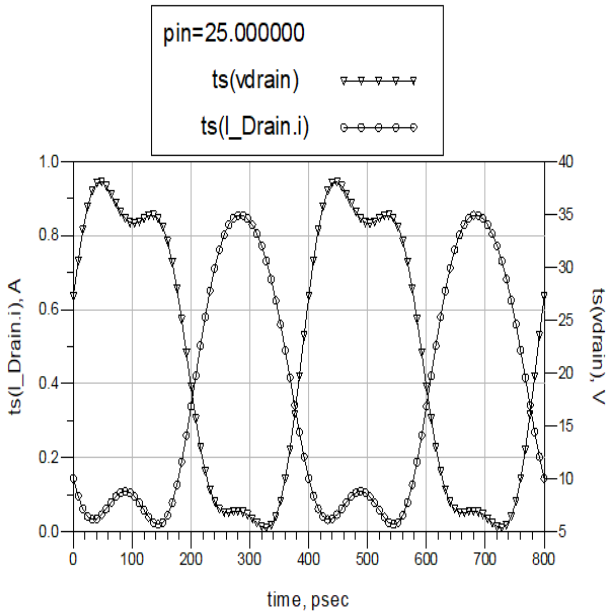
با توجه به تطبیق امپدانس ورودی و خروجی و مدار بایاس، تقویت کننده توان بصورت شکل ۵ است.

۴-۲- شکل موج جریان و ولتاژ درین تقویت کننده توان کلاس F

شکل موج ولتاژ و جریان درین در شکل ۶ نشان داده شده است این شکل موجها نشان می‌دهند که تقویت کننده در کلاسF کار می‌کند. شکل موج‌های خروجی مورد نظر برای توان ورودی ۲۵dBm رسم شده‌اند. در این توان ورودی PAE بیشترین مقدار خود را دارد و توان خروجی مدار ۳۵/۶۲dBm است.



شکل (۶): مدار کامل تقویت کننده توان



شکل (۷): شکل موج جریان و ولتاژ درین

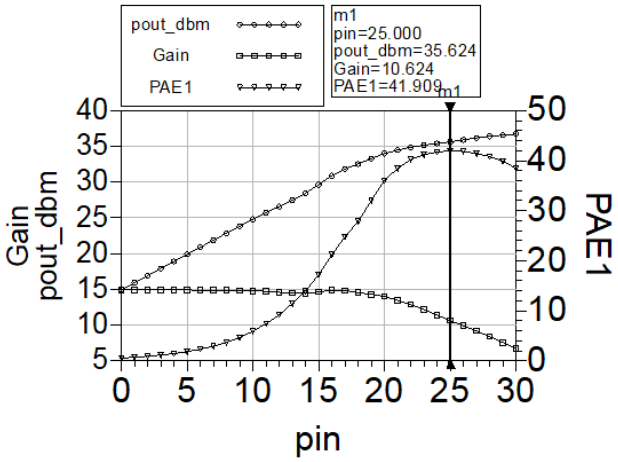
۴-۳- بازده توان افزوده(PAE[۴])

یکی از پارامترهای مهم اندازه‌گیری عملکرد تقویت کننده توان PAE است که معادله بصورت معادله ۵ است.

$$PAE = \frac{P_{out} - p_{in}}{P_{DC}} \qquad (۵)$$

در معادله ۵، Pout توان خروجی RF[۵]، pin توان ورودی RF و Pdc توانی است که از منبع گرفته می‌شود.

در شکل ۷ (توان خروجی بر حسب pout_dBm (dBm به همراه PAE و گین تقویت‌کننده بر حسب توان ورودی Pin نشان داده شده است[۷].



شکل (۸): نمودار توان خروجی، گین و PAE

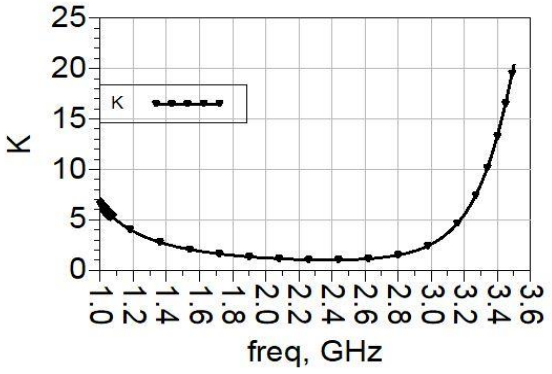
۴-۴- پایداری

دو معیار برای سنجش پایداری تقویت‌کننده توان وجود دارد یکی سنجش پایداری ضریب K و دیگری ضریب پایداری Mμ_prime پایداری غیر شرطی (قطعی) برای یک تقویت کننده زمانی اتفاق می‌افتد که معادله ۶ و ۷ برقرار باشند.

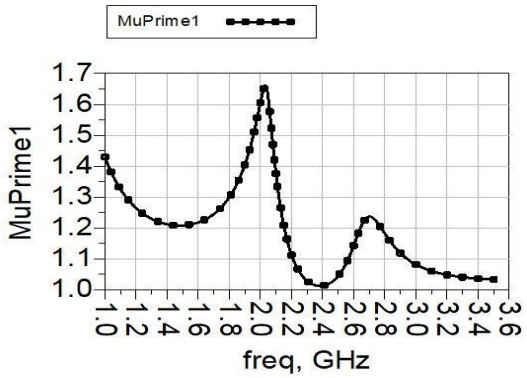
$$K = \frac{1-|S11|^2-|S22|^2+|S11\times S22-S21\times S12|^2}{2|S21\times S12|} \rangle 1 \qquad (۶)$$

$$Mu-\Pr ime = \frac{1-|S22|^2}{|S11-Conj(S22)\times Delta|+|S21\times S12|} \rangle 1 \qquad (۷)$$

برای پارامترها اگر ۱ < K < ۱ باشد تقویت‌کننده شرایط آن را دارد که ناپایدار شده و نوسان کند و حتی می‌تواند به عنوان یک نوسانساز رفتار کند. پس برای اینکه یک تقویت‌کننده هم پایدار باشد و هم بعنوان یک تقویت‌کننده رفتار کند باید شرایط بالا را داشته باشد[۱۵]. نمودارهای مربوط به پارامترهای K وmu _ prime بر حسب فرکانس برای تقویت‌کننده پیشنهادی در شکل ۸ و ۹ 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 می‌دهد که شرایط پایداری غیر شرطی برای تقویت‌کننده برقرار است.



شکل (۹): نمودارهای K



شکل (۱۰): نمودارهای mu و mu _ prime

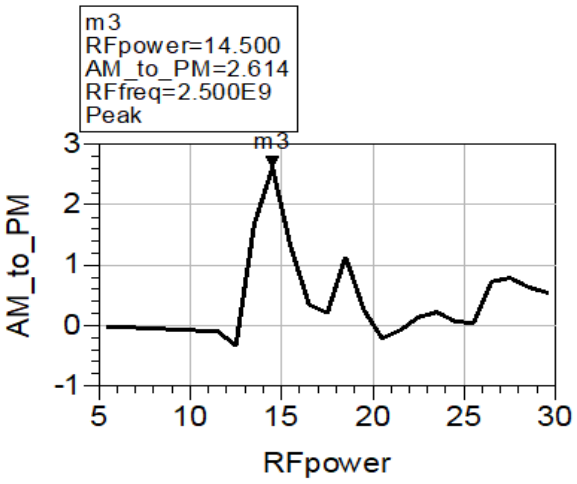
با توجه به نمودارهای ۸ و ۹ می‌توان گفت که شرایط پایداری قطعی مدار برقرار است.

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

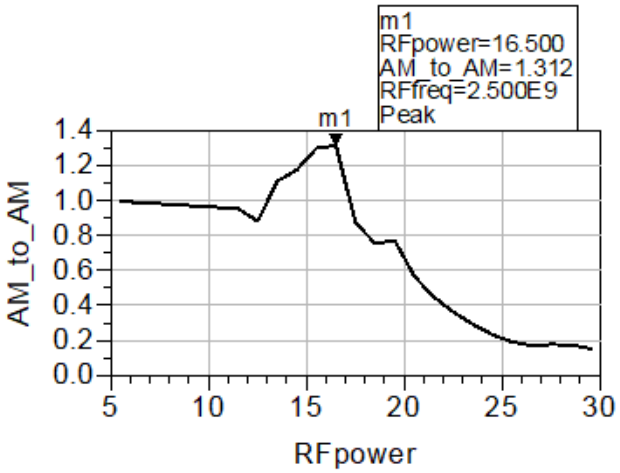
در برخی مدارهای RF مخصوصا تقویت کننده های توان، مدولاسیون دامنه ای(AM) ممکن است به مدولاسیون فاز تبدیل شود و به این ترتیب اثرات نامطلوبی ایجاد کند تبدیل AM/PM را می توان بستگی تغییر فاز به دامنه سیگنال در نظر گرفت یعنی به ازای ورودی $X(t)=a(t)Cos[w_0t+\varphi(t)]$ مولفه اصلی خروجی بصورت معادله ۱۱ خواهد بود.

$$Y(t)=A[a(t)]\cos[\omega_0 t+\varphi(t)+\theta(a(t))] \quad (۸)$$

خواهد بود که در آن A[a(t)] و Θ(a(t)) به ترتیب تبدیل AM/AM و AM/PM را نشان می‌دهد. این دو فاکتور برای سنجش خطینگی تقویت‌کننده توان است که AM/PM اعوجاج تقویت‌کننده از لحاظ خطای فازی در سیگنال خروجی و AM/AM میزان تغییرات دامنه خروجی نسبت به سیگنال ورودی را نشان می‌دهد. شکل ۱۰ و ۱۱ نمودار این دو فاکتور را نشان می‌دهند[۲۲]. شکل ۱۱ نمودار AM/AM را بر حسب توان ورودی نشان می‌دهد با توجه به نمودار شکل ۱۱ هر چقدر مقدار AM/AM به یک نزدیک باشد می‌توان گفت که تقویت‌کننده خطی‌تر بوده و عملکرد بهتری دارد در بدترین حالت به ازای توان ورودی ۱۶٫۵dBm بیشترین تغییرات به میزان ۱/۳۱dB/dB است و در توان ورودی حدود ۲۵dBm مقدار AM/AM برابر با ۰/۲db/db است که مقدار مطلوبی است. همچنین در شکل ۱۰ نمودار AM/PM بر حسب توان ورودی برای تقویت‌کننده پیشنهادی ارائه شده است. با توجه به شکل ۱۰ هر چقدر مقدار AM/PM به صفر نزدیکتر باشد می‌توان گفت که فاز سیگنال به دامنه سیگنال وابستگی کمتری دارد برای تقویت‌کننده پیشنهادی در بدترین حالت در توان ورودی۱۴٫۵dBm مقدار AM/PM برابر با ۲/۶۱deg/db- است همچنین در توان ورودی حدود ۲۵dBm این مقدار در حدود صفر است و مقدار مطلوبی است و نشان می‌دهد که فاز سیگنال وابستگی بسیار کمتری به دامنه سیگنال دارد.



شکل (۱۳) نمودار AM/PM



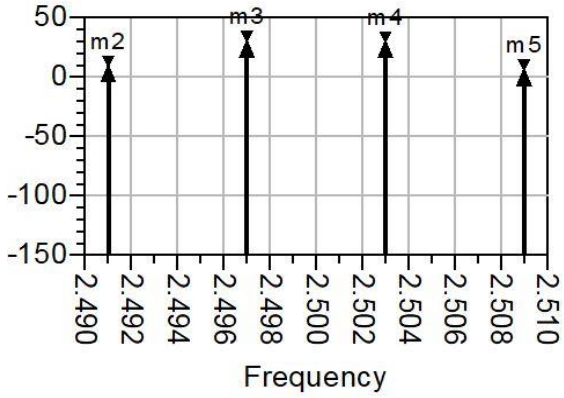
شکل (۱۲): نمودار AM/AM

با توجه به نمودارها در بدترین حالت ممکن AM/PM و AM/AM به ترتیب برابر با ۲/۶ deg/db و ۱/۳۱db/db است که نشان دهنده خطی بودن مدار است.

۴-۶- اینترمدواسیون هارمونیک سوم(IMD3)

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 مولفه‌ها $2\square_1-\square_2$ و $2\square_2-\square_1$ از اهمیت زیادی برخوردارند زیرا اگر فرکانس‌های $\square_1$ و $\square_2$ نزدیک هم باشند آنگاه این مولفه‌ها در نزدیکی $\square_1$ و $\square_2$ 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 ۲/۵۰۲ و ۲/۴۹۸ گیگاهرتز با توان ۲۰dBm در نظر گرفته شده است. در واقع فاصله فرکانسی دو سیگنال ورودی ناخواسته ۶ مگا هرتز در نظر گرفته شده است که بسیار به هم نزدیک هستند. در نمودار شکل ۱۲ سیگنال‌های ناخواسته با نشانگر M4 و M3 و هارمونیک‌های ناخواسته را که از میکس شدن سیگنال های M4 وM3 بوجود آمده اند،با نشانگر M2 و M5 نشان داده شده است. همانطور که در شکل ۱۲دیده می‌شود مقادیر اختلاف برای هارمونیک‌های طرف چپ حدود ۲۰,۵dBc- و برای طرف راست ۲۳,۵dBc- 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 IMD3 بدون در نظر گرفتن خطی‌سازی اکتیو در حدود ۲۰dBc- در نظر گرفته می‌شود زیرا با اعمال روش‌های خطی سازی اکتیو IMD3 بسیار بهبود خواهد یافت.



شکل (۱۳): نمودار IMD3 در فرکانس ۲/۵GHz

جدول(۲): مقادیر نشانگرها در شکل ۱۲

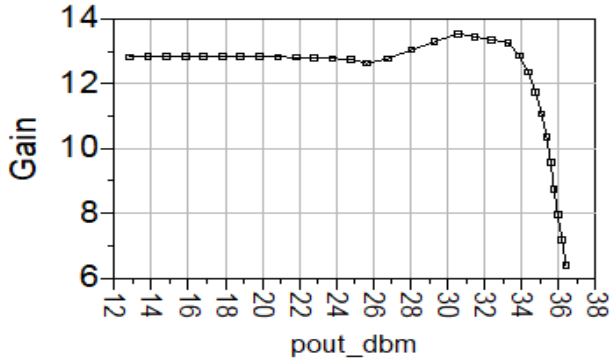
نشانگر	M2	M3	M4	M5
مقادیرمشخص شده توسط نشانگر	۸/۴۸	۲۹/۳۲	۲۹/۱۵۶	۵/۴۵
فرکانس(گیگا هرتز)	۲/۴۹۱	۲/۴۹۷	۲/۵۰۳	۲/۵۰۹

۴-۷- بهره توان

بهره توان بصورت معادله ۶ تعریف می شود که یک رابطه خطی است ولی این رابطه تا زمانی برقرار است که تقویت کننده بصورت خطی عمل کند. در شکل۱۳نمودار گین نشان داده شده است[۶].

$$G_p = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (۹)$$

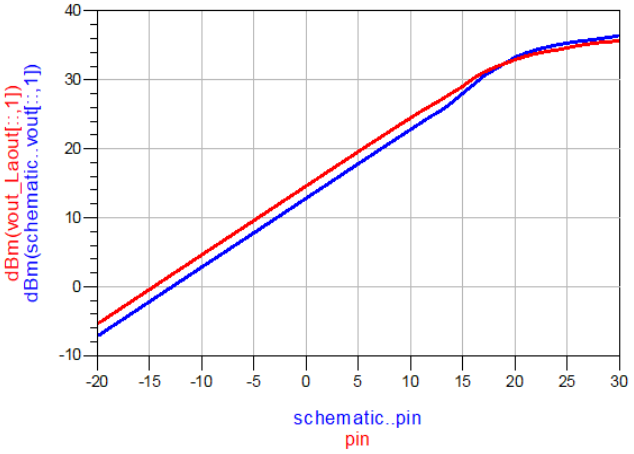
با توجه به این نمودار P1dB برابر با حدود ۳۵dBm است توانی که در آن گین ۱dB افت می‌کند را P1db می‌گویند در واقع این توان بیشترین توان خطی تقویت کننده است.



شکل (۱۴): نمودار بهره

۵- جانمایی تقویت کننده توان

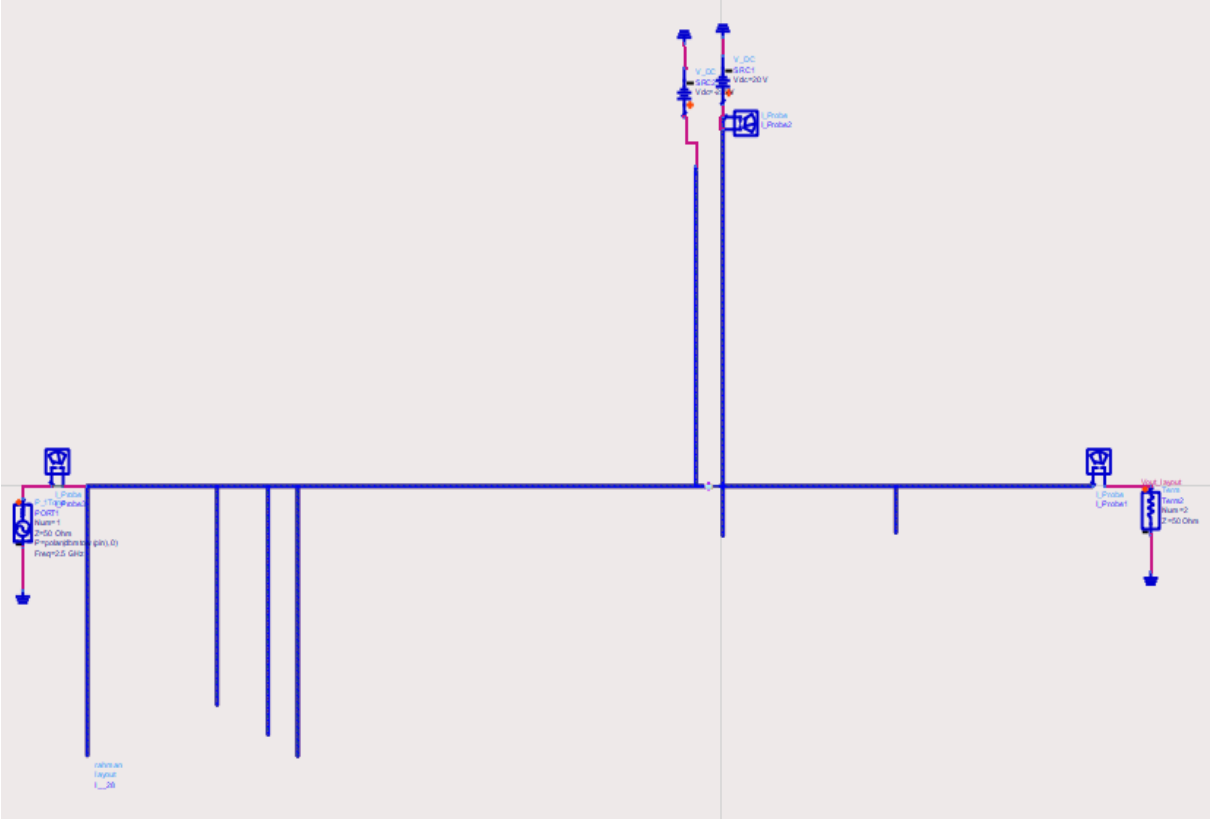
شکل ۱۴ خروجی توان مدار جانمایی را به همراه توان خروجی مدار شبیه‌سازی شده بصورت شماتیکی را نشان می‌دهد.در شکل۱۵، جانمایی تقویت‌کننده توان نشان داده شده است که با استفاده از نرم افزار ADS2016 رسم شده است.



شکل (۱۵): مقایسه توان خروجی Layout و شماتیک

شکل ۱۵، جانمایی تقویت کننده توان را نشان می دهد که برای بدست آوردن توان خروجی در صفحه شبیه سازی ADS جهت اعمال

منابع ولتاژ و منبع سیگنال قرار داده شده است و توان خروجی بدست آمده است.



شکل(۱۶) : جانمایی مدار در صفحه شبیه سازی ADS2016 جهت بدست آوردن توان خروجی

جدول (۳): جدول مشخصات تقویت کننده ارائه شده

مرجع	ولتاژ بایاس(ولت)	PAE (%)	بهره توان (dB)	Pout (dBm)	تکنولوژی	FOM	F_O(GHz)
[۱۶]	۲۸	۴۸	۱۰	۳۸	(CGH40010F) GaN HEMT	۵۵,۷۸	۳,۵
[۱۷]	۲۸	۵۰	۱۲,۶	۳۷	GaN HEMT(NPTB0004	۵۳,۴۱	۲,۱
[۱۸]	۲۸	۶۸	۱۱	۳۷	GaN HEMT	۵۴,۶	۳,۵
طرح ارائه شده	۲۲	۴۱/۹	۱۳	۳۶/۴	GaN150nm	۵۳,۸	۲/۵

۶- جدول مقایسه

جدول ۳ مقایسه بین مراجع با طرح پیشنهادی جدید را نشان می‌دهد این مراجع با تکنولوژی گالیم نیترایدطراحی شده اند. 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 وبه دنبال آن باعث افزایش عدد شایستگی می‌شود. جهت مقایسه بهترکارایی تقویت‌کننده‌های توان می‌توان از مشخصه عدد شایستگی یا Figure of merit استفاده کرد. عدد شایستگی از معادله ۱۰ بدست می‌آید[۱۶]. همانطور که مشاهده می‌شود این مقدار برای تقویت‌کننده توان پیشنهادی نسبت به مراجع دیگر با ولتاژ بایاس درین کمتر، وضعیت تقریبا برابر دارد. باید توجه کرد که فرکانس کاری مراجع۱۶ و ۱۸ برابر با ۳,۵ گیگا هرتز است که بصورت لگاریتمی باعث افزایش FOM می‌شود که برای طرح ارائه شده فرکانس کاری ۲,۵ گیگا هرتز است همچنین این تقویت‌کننده ها چون بصورت دیسکریت و با استفاده از پکیج طراحی شده اند اندازه و وزن آنها می تواند بسیار بزرگتر از تقویت‌کننده پیشنهادی است.

$$FOM = Pout(dBm) + G_P(dB) + 20Log(fo(GHz)) + 10Log(PAE) \quad (۱۰)$$

۷- نتیجه‌گیری

در این مقاله یک تقویت‌کننده فرکانس بالا و توان بالا در کلاس F با فرکانس کاری ۲/۵ گیگا هرتز طراحی شده است. این تقویت کننده با تکنولوژی گالیم نیترید ۱۵۰نانو متر مبتنی بر MMIC در یک طبقه طراحی شده است. برای تطبیق امپدانس ورودی و خروجی برای بدست آوردن بیشترین توان از Loadpull نرم افزار ADS استفاده شد. عمده تفاوت این تقویت‌کننده نسبت به سایر تقویت‌کننده‌های مراجع این است که این تقویت‌کننده بصورت MMIC شبیه سازی و طراحی شده که میتواند وزن کم داشته و حتی جای کمتری روی تراشه بگیرد و عملکرد بهتری داشته باشد. مشخصات تقویت‌کننده با بیشترین مقدار PAE حدود ۴۱/۹٪ و بهره توان مدار در توان ورودی ۲۵dBm برابر با حدود۱۰/۶۲ و بیشترین توان خروجی تقویت‌کننده حدود ۳۶/۴dBm ارائه شده است. بیشترین بهره توان تقویت کننده حدودا ۱۳dB است.

مراجع:

[1] Danish Kalim, Adel Fatemi and Renato Negra., Dual-band 1.7 GHz / 2.5 GHz class-E power amplifier in 130 nm CMOS technology, 10th IEEE International NEWCAS Conference, DOI: 10.1109/NEWCAS.2012.6329059

[2] Meng-Ping Chen; Chun-Hsing Shih; Wei Chang; Chenhsin Lien.,A 2.5GHz CMOS Power Amplifier for WiMAX Application., The 2010 International Conference on Green Circuits and Systems., DOI: 10.1109/ICGCS.2010.5542974

[3] Nathalie Deltimple; Marcos L. Carneiro; Eric Kerhervé; Paulo H. P. Carvalho; Didier Belot., Integrated Doherty RF CMOS Power Amplifier design for average efficiency enhancement., 2015 IEEE International Wireless Symposium (IWS 2015)., DOI: 10.1109/IEEE-IWS.2015.7164638

[4] Ashish Jindal; Umakant Goyal; Karun Rawat; Ananjan Basu; Meena Mishra; S.K. Koul., 1.5-2.5 GHz Measurement Based Power Amplifier Using SSPL GaN HEMT Device., 2019 IEEE MTT-S International Microwave and RF Conference (IMARC)., DOI: 10.1109/IMaRC45935.2019.9118682

[5] 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.

[6] Paolo Colantonio, Franco Giannini, and Ernesto Limiti., High Efficiency RF and Microwave Solid state power amplifier., 2009 John Wiley & Sons Ltd

[7] Razavi, Behzad” RF microelectronics” 2nd-ed, Prentice Hall, ISBN: 978-013-713473-1, 2011.

[8] Young Yun Woo, Youngoo Yang and Bumman 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.

[9] Aliparast, peiman, sevda Aliparast design of soild state high power amplifier for leo satellite communication system”, In sustainable Aviation, pp.95-103. Spring, charm,2016.

[10] Hengjin Li, Dalong Zhu and Dexi Liu, “Simulation and design of Ku band power amplifier based on GaN HEMT”, 2014 IEEE International Conference on Communiction Problem-solving, 2014, pp. 202-204, doi: 10.1109/ICCPS.2014.7062253.

[11] O. Jardel et al., “A 30W, 46% PAE S-band GaN HEMT MMIC power amplifier for Radar applications”, 2012 7th European Microwave Integrated Circuit Conference, 2012, pp. 639-642.

[12] 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”, 2015 IEEE International Wireless Symposium (IWS 2015), 2015, pp. 1-4, doi: 10.1109/IEEE-IWS.2015.7164638.

[13] 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.

[14] Mihai Albulet “RF Power Amplifiers” NOBLE, ISBN: 1-884932-12-6, 2001.

[15] Gonzalez, Gullermo. “Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design”, 2nded, Prentice Hall, ISBN: 0-13-254335-4, 1996.

[16] R. Raja, R. Theegala, & B. Venkataramani, “A class-E power amplifier with high efficiency and high power-gain for wireless sensor network. Microsyst Technol 23, 4179–4193 (2017)”, doi10.1007/s00542-016-3022-0

[17] N. Khalid, T. Abbas and M. Bin Ihsan, “Power amplifier design using GaN HEMT in class-AB mode for LTE communication band”, 2015 International Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC), 2015, pp. 685-689, doi: 10.1109/IWCMC.2015.7289166.

[18] S. Bensmida, O. Hammi and F. M. Ghannouchi, “High efficiency digitally linearized GaN based power amplifier for 3G applications”, 2008 IEEE Radio and Wireless Symposium, 2008, pp. 419-422, doi: 10.1109/RWS.2008.4463518.

[19] B. M. Hamouda, B. M. Abdelrahman and H. N. Ahmed, “A 3.5-GHz, Highly-Efficient Power Amplifier for Wireless Communication Applications”, 2020 12th International Conference on Electrical Engineering (ICEENG), 2020, pp. 331-334, doi: 10.1109/ICEENG45378.2020.9171720.

[۲۰] علیپرست، پیمان. و فرهادی، احد. "طراحی یک تقویت کننده توان فرکانس رادیویی یکپارچه باند X مبتنی بر فناوری ALGaN/GaN HEMT"، نشریه انجمن مهندسی برق و الکترونیک ایران، سال شانزدهم، شماره دوم، تابستان ۱۳۹۸.

[۲۱] موذن، حمیدرضا. کریم‌زاده بائی، رقیه. و احمدی، امیرحسین. "طراحی و ساخت تقویت کننده توان ۸ وات با بهره و بازدهی بالا در باند X با استفاده از ترانزیستورهای GaN-HEMT به صورت Die برای کاربرد در ارتباطات ماهواره‌ای"، نشریه انجمن مهندسی برق و الکترونیک ایران، سال نوزدهم، شماره سوم، پاییز ۱۴۰۱.

زیرنویس‌ها

[1] Gallium Nitride

[2] high-electron-mobility transistor

[3] Monolithic Microwave Integrated Circuit

[4] Power added efficiency

[5] Radio frequency