

## طراحی تقویت کننده حالت جامد توان زیرسیستم فرستنده ماهواره در باند C

علیرضا رضائی

استادیار-گروه بین رشته ای فناوری، بخش مهندسی مکترونیک دانشکده علوم و فنون نوین دانشگاه تهران-تهران-ایران

arrezae@ut.ac.ir

**چکیده:** در این مقاله به شرح اصول طراحی تقویت کننده توان ۶W در فرستنده ماهواره، در باند C پرداخته شده است. در این طراحی از قطعات حالت جامد که بر پایه تکنولوژی گالیوم نیتراید می باشد، استفاده شده است. محدوده کاری این تقویت کننده از ۳/۴GHz تا ۴/۲۵GHz می باشد. به منظور طراحی، از ترانزیستور شرکت Cree با شماره فنی CGH4006P که برای شبیه سازی از مدل Cree\_0006p\_r6\_CGH40\_r6 در ADS استفاده شده است. در رویه طراحی به منظور رسیدن به امپدانس بهینه برای ساخت شبکه تطبیق، شبیه سازی های تکنیک Load Pull و source Pull انجام شده است. طراحی با استفاده از مدل سیگنال بزرگ ترانزیستور شرکت Cree در نرم افزار ADS شبیه سازی شده است. نتایج شبیه سازی نشان می دهد که تقویت کننده در سراسر باند فرکانسی مورد نظر قادر به تحویل توان ۶W می باشد. مقدار P1dB هم در حالت شبیه سازی EM تقریباً برابر با ۳۹dBm می باشد. برای PAE نیز به ازای توان اشباع در بازه فرکانسی برای تحلیل EM مقدار ۵۴-۶۰٪ به دست آمده است. مقدار بهره توان از ۱۱dBm-۱۳ را نتیجه داده است. مقدار بهره سیگنال کوچک بالاتر از ۱۳dBm می باشد.

**واژه های کلیدی:** ماهواره، میکروویو، تقویت کننده توان، مایکرواستریپ، بهره

تاریخ دریافت مقاله: ۱۴۰۰/۰۴/۲۱	تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۰/۰۶/۱۸
از صفحه ۶۷ تا ۷۹	نوع مقاله: پژوهشی
نویسنده مسئول: علیرضا رضائی	نشریه علمی فناوری اطلاعات و ارتباطات انتظامی - دوره دوم - شماره ۶ - تابستان ۱۴۰۰

## ۱- مقدمه

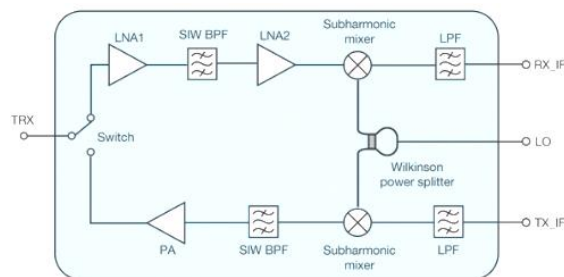
تقویت کننده توان کلاس تقویت کننده، باند فرکانسی و توان خروجی از اهمیت بالایی برخوردار هستند. معمولاً ایده‌های به کار رفته در یک تقویت کننده در شبکه‌های تطبیق و یا مدهای کاری ترانزیستور اعمال می‌شوند. تقویت کننده‌های توان معمولاً در سه حالت دیسکریت، MMIC و CMOS طراحی و ساخته می‌شوند.

شبکه خروجی در بعضی تقویت کننده‌ها شامل دو بخش خط اتصال است و ظرفیت خروجی دستگاه را جذب می‌کند. این یک رویکرد مدل سازی خطی به همراه مقیاس پذیر است که هر دو اتصال مغناطیسی (القایی) و الکتریکی (خازنی) را بین سیم پیچها با پارامترهای کمتری ضبط می‌کند و از روند طراحی سریع پشتیبانی می‌کند [۶]. در [۷]، یک پالس حلقه بسته یا تک پورت که پالس های مداوم را بر اساس تحریک پالس قبلی ارائه می‌دهد، ارائه شده است. پالس از یک NLTL<sup>۲</sup>، یک تقویت کننده نیرو (PA) و یک مولد پالس HV حالت جامد تشکیل شده است. از نظر عملی، طراحی مبتنی بر حالت جامد این سیستم احتمال استفاده میدانی آن را به دلیل صرفه جویی در حجم و جرم در مقایسه با طرحهای موفق قبلی افزایش می‌دهد.

این تراشه MMIC در [۸] باند فرکانسی Ka بر روی گالیوم نیتريد در طول گیت در فرآیند ۱۰۰ نانومتر سیلیکون (-GaN Si) موجود است. این طراحی با انتخاب نقاط بایاس دستگاه ها و توپولوژی های منطبق شبکه هدایت می‌شود، و سپس با دقت در نظر گرفتن محدودیت های حرارتی این فناوری به منظور حفظ محل اتصال دمای تمام دستگاه های زیر ۱۶۰ درجه سانتیگراد انجام می‌شود. MMIC، براساس معماری سه مرحله ای، از ۱۷,۳ گیگاهرتز تا ۲۰,۲ گیگاهرتز کاملاً مشخص شده است. در چنین محدوده فرکانسی، توان خروجی بزرگتر از ۴۰ دسی بل در PAE بالاتر از ۴۰٪ و ۲۲ دسی بل بهره را ارائه می‌دهد. در [۹] طراحی و نتایج آزمایش تقویت کننده توان ۶ تا ۱۸ گیگاهرتز MMIC ساخته شده با فرایند نیتريد گالیوم، با استفاده از معماری غیر توزیع شده تطبیق یافته ارائه شده است. این مدار با بهره ۲۰ دسی بل، تلفات برگشتی ورودی و خروجی ۱۰dB، میانگین توان خروجی ۴۰,۸dB در برابر PAE 35٪ را نشان می‌دهد.

در کار [۱۰] که در سال ۲۰۱۵ ارائه شده است، تقویت کننده توان بالا در حالت MMIC و در باند فرکانسی C طراحی و ساخته شده است.

استفاده از SSPA در ماهواره های مدرن با توان بالا (HTS)<sup>۱</sup> با توجه به اینکه با استفاده از فناوری حالت جامد بیش از سه برابر صرفه جویی می‌شود، جایگزینی کم هزینه برای باند TWTA Q است [۱]. تقریباً در تمام سیستم‌های مخابراتی دارای فرستنده، وجود تقویت کننده توان الزامی است. تقویت کننده توان قبل از آنتن قرار دارد و در ارتباطات از راه دور مانند پیوندهای ماهواره ای - زمینی و سیستم های راداری آنتن های با گین بالا به دلیل الگوهای تابش بسیار هدایتگر و نسبت سیگنال به نویز بسیار بالا بسیار مطلوب هستند [۲]. تقویت کننده‌ها در طراحی بیشتر سیستم‌های RF سعی می‌شود با بقیه سیستم گیرنده-فرستنده مجتمع شود [۳]. ولی در بعضی سیستم‌های مخابراتی به دلیل نیاز به سطح بالای توان خروجی، این امر به جهت بر هم زدن رفتار بقیه سیستم و در برخی موارد به دلیل عدم توانایی پروسه CMOS مقادیر مورد نیاز آن‌ها بستگی به کاربرد و شرایط دارد، عبارت‌اند از: توان خروجی، بازدهی، پهنای باند، بهره توان، تلفات بازگشت ورودی و خروجی و خطسانی. در یک پروسه مشخص تمامی این پارامترها با هم trade-off دارند و این به این معناست که بین آن‌ها بر اساس کاربردی که برای PA در نظر گرفته شده باید مصالحه برقرار شود [۵]. شکل ۱ بلوک دیاگرام یک سیستم گیرنده - فرستنده را نشان می‌دهد.

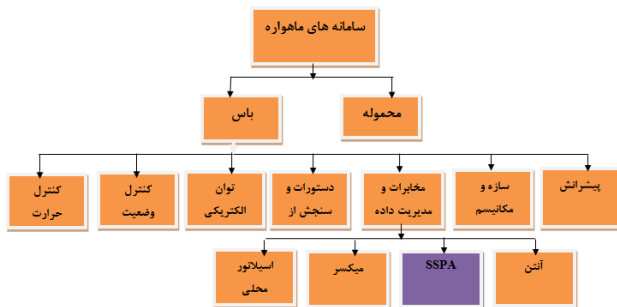


شکل (۱): بلوک دیاگرام یک سیستم گیرنده - فرستنده

در این مقاله هدف طراحی تقویت کننده پهن باند با توان خروجی و بازده مناسب است. کارهای متفاوت و با روش‌های مختلفی انجام شده که هر کدام از آن‌ها می‌تواند روش یا روش‌هایی جهت دسترسی به نتایج بهتر را معرفی کند. روش‌های مختلفی برای طراحی یک تقویت کننده توان وجود دارد. در طراحی یک

باقی بماند. این پایین ماندن ضریب کیفیت فیلتر پایین گذر بدان معنی است که تغییر حالت این فیلتر به کندی صورت می‌گیرد و در نتیجه امکان دستیابی به پهنای باند بالاتر فراهم می‌شود. هر ماهواره از تعدادی زیر سامانه‌های جهت انجام وظایف مربوط به مأموریت تشکیل شده است. نوع مأموریت تعیین‌کننده تعداد و کیفیت زیر سامانه‌ها است. پیکربندی<sup>۱</sup> و جانمایی تجهیزات نیز در تعیین زیر سامانه‌ها تأثیرگذار است. لازم به ذکر است که در طراحی زیر سامانه‌های ماهواره از قطعات و تجهیزاتی استفاده می‌شود که دارای کیفیت و قابلیت اطمینان<sup>۲</sup> بالا بوده و امکان ایجاد نقص<sup>۳</sup> و خطا<sup>۴</sup> در آن‌ها بسیار پایین است. این طراحی مربوط به سامانه مخابرات و مدیریت داده‌ها طبق شکل ۲ می‌باشد. این سامانه برای انجام سه کار مستقل طراحی می‌شود:

- ۱- دریافت و مدوله کردن اطلاعات ارسال شده به ماهواره از ایستگاه زمینی به وسیله لینک‌های ارتباطی
- ۲- ارسال داده‌های ذخیره شده و زمان واقعی<sup>۵</sup> از ماهواره به ایستگاه زمینی با لینک‌های ارتباطی
- ۳- ارسال اطلاعات و داده‌های تجهیزات باس و سنسجس از دور ماهواره به ایستگاه زمینی با لینک‌های ارتباطی



شکل (۲): زیر سامانه‌های یک ماهواره به صورت سلسله مراتبی

هدف این مقاله طراحی یک تقویت کننده توان بر اساس فناوری GaN برای فرستنده های تله متری باند C می باشد. تقریباً اکثر ماهواره های ارتباطی در باند C از باند فرکانس های ۳,۷ تا ۴,۲ گیگاهرتز برای downlink خود و از باند فرکانس های ۵,۹۲۵ تا ۶,۴۲۵ گیگاهرتز برای uplink هایشان استفاده می کنند. با توجه به اینکه با استفاده از باند ۳,۷ تا ۴,۰ گیگاهرتز، این باند C تا حدودی با باند IEEE S برای رادارها همپوشانی دارد.

این MMIC در شرایط پالس با پهنای  $100 \mu s$  و دیوتی سایکل 10% تست شده است و چیپ آن به صورت مجتمع ساخته شده است، تحت ولتاژ درین 30V برای بازه فرکانسی 5.2-6.8GHz توان خروجی در حدود 45.7dBm و PAE بیش از 51% می باشد. مدار MMIC طراحی شده در [۳] را نشان می دهد. در این کار از پنج ترانزیستور استفاده شده که روی هم سه طبقه تقویت کننده را تشکیل می دهند. طبقه ابتدایی توان ورودی را می گیرد و پس از تقویت آن توان را به طبقه های دیگر می دهد. در واقع طبقه ابتدایی هم به عنوان تقویت کننده و هم به عنوان تقسیم کننده توان عمل می کند و هر دو تقویت کننده کاسکود را تقویت می کند. تقویت کننده های کاسکود نیز در خروجی به هم متصل می شوند و به نوعی توان تولیدی آن‌ها در گره خروجی ترکیب می شود. نتیجه آن که در گره خروجی سیگنال فرکانس بالا (در باند فرکانس C) و با توان خروجی بالا (بیش از 36W) تولید می شود. در [۱۱] نیز که در سال ۲۰۱۲ ارائه شده، تقویت کننده توان 10W با خطیگی بالا بر مبنای GAN HEMT طراحی شده است. مهم ترین ویژگی این تقویت کننده داشتن پهنای باند بسیار بالا برای بازه 0.8 – 4.2GHz است. البته در این تقویت کننده پایداری هم بررسی شده و نتایج آن گزارش شده است. مدار برای تست Load Pull بر روی تقویت کننده ارایه شده است. معمولاً Load Pull بدون در نظر گرفتن وضعیت ترانزیستور مستقیماً بر روی درین و سورس ترانزیستور انجام می شود. در این کار برای داشتن پهنای باند بیشتر و همچنین شبکه پایدار، ابتدا فرم کلی مدار با عناصر آن ترسیم و پیش بینی شده و پس از آن بر روی خروجی و ورودی این مدار Load Pull و Source Pull انجام شده تا امپدانس بهینه به دست بیاید. در این مدار از شبکه خازن و مقاومت موازی در ورودی برای پایداری استفاده شده است. همچنین خطوط میکرواستریبی برای پایه های ترانزیستور در نظر گرفته شده است. برای تغذیه نیز سلف های محدودی انتخاب شده است. در نهایت با قرار دادن خازن حذف کننده تغذیه، تست Load Pull و Source Pull را انجام داده است. در [۱۲] در مرحله بعد امپدانس بهینه به دست آمده را توسط شبکه های تطبیق چند طبقه به  $50 \Omega$  منطبق کرده است. شبکه های تطبیق چند طبقه در این کار به صورت هوشمند طراحی شده اند. ابتدا این مقادیر به صورت سلف و خازن محاسبه شده اند و پس از آن با استفاده از خطوط میکرواستریپ معادل شده اند. چند طبقه بودن خصوصاً شبکه خروجی در این کار منجر به دستیابی به پهنای باند مناسب شده است. ضمن آن که در این کار در کنار استفاده از طبقات بالا مقادیر سلف و خازن به گونه ای انتخاب شده اند تا مقدار ضریب کیفیت آن‌ها در محدوده کمتر از 0.5

1 Configuration  
2 Reliability  
3 Failure  
4 Fault  
5 Real Time

## ۲- انتخاب ترانزیستور

CGH40006P (مورد استفاده در این پایان نامه) به طور خلاصه شامل عملکرد به ازای ولتاژ تغذیه ۷ تا ۲۸ فرکانس ۲GHz، توان خروجی ۸ به ازای توان ورودی ۳۲ dBm و بازده ۶۵٪ به ازای همین توان ورودی است. این ترانزیستور بهره سیگنال کوچک ۱۳ dB در فرکانس ۲GH و ۱۱dB در فرکانس ۶ GHz را نتیجه می دهد. مقادیر نشان داده شده در دیتاشیت به عنوان نمونه معمولاً به ازای ولتاژ تغذیه ۲۸V و جریان درین ۱۰۰mA، توان ورودی ۳۲dBm و فرکانس ۲GHz تا ۶GHz گزارش شده است (در غیر این صورت به مقادیر ولتاژ تغذیه، جریان درین، توان ورودی و فرکانس کاری ترانزیستور اشاره شده است). بعد از انتخاب ترانزیستور و بایاس آن قدم مهم بعدی بررسی پایداری ترانزیستور انتخاب شده است.

## ۳- پایداری ترانزیستور

پایداری یکی از چالش های اصلی طراحی تقویت کننده های توان است. شرایط ایده آل برای طراحی استفاده از ترانزیستورهایی است که unconditionally Stable باشند منتها این حالت در عمل خیلی کم اتفاق می افتد. ترانزیستورهای مورد استفاده در طراحی موجود Conditionally Stable هستند و قبل از طراحی مدارهای تطبیق باید پایدار شوند و در غیر این صورت مدار در فرکانس های غیر از فرکانسی حامل نوسان کرده و نه تنها توان خروجی در فرکانس حامل کم می شود بلکه سیگنال مزاحم برای سایر باندها نیز ایجاد می کند. اولین قدم در پایدار کردن تقویت کننده توان، پایدار کردن تک تک ترانزیستورهاست.

ناپایداری ترانزیستور به معنی منفی شدن مقاومت ورودی و یا خروجی ترانزیستور در بایاس و بار مشخص است. به عبارتی دیگر  $\Gamma_{in} > 1$  یا  $\Gamma_{out} > 1$  به معنی ناپایداری ترانزیستور است. برای بررسی ناپایداری از دو معیار اصلی استفاده می شود [۱۶]: Rollet Factor-۱ که طبق رابطه ۱ تعریف می شود و پایداری ترانزیستور را تضمین می کند وقتی که بزرگتر از یک باشد:

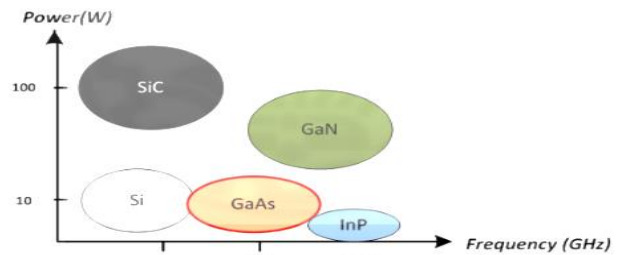
$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (1)$$

۲- معیار مناسب تر که میزان نسبی پایداری را هم نشان می دهد و اختلاف از یک در این معیار نشان دهنده میزان پایداری است -  $\mu$ factor است که طبق رابطه ۲ تعریف می شود:

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

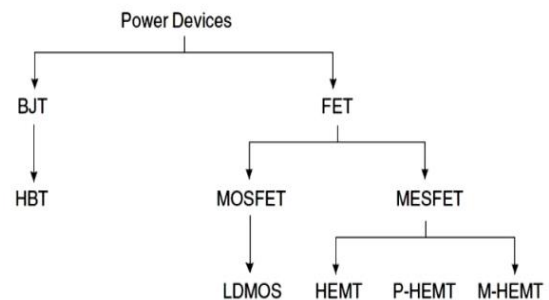
برای پایداری سازی از یک شبکه پایداری سازی که در شکل ۵ آمده است و شبیه یک فیلتر بالاگذر عمل می کند، استفاده شده است. فرکانس cut-off فیلتر طبق فرمول  $\frac{1}{2\pi RC}$  محاسبه می گردد. فاکتورهای پایداری بعد

فرکانس کاری، هزینه ساخت، قابلیت تحمل توان و ولتاژ شکست از جمله عوامل مهم در تعیین ترانزیستور مناسب برای تقویت کننده توان است. در شکل ۲ چهار تکنولوژی مرسوم برای طراحی تقویت کننده های توان نشان داده شده اند:



شکل (۳): مقایسه تکنولوژی های مختلف از حیث توان و فرکانس کاری [۱۳]

همان طوری که مشاهده می شود تکنولوژی GaN<sup>۱</sup> انتخاب مناسبی برای طراحی تقویت کننده توان است. همچنین ترانزیستورهای ساخته شده با تکنولوژی GaN نه تنها ولتاژ شکست آن ها زیادتر است بلکه قابلیت هدایتی حرارتی بهتری نیز دارند. اکثر ترانزیستورهای پرکاربرد که در طراحی تقویت کننده های توان استفاده می شوند در شکل ۴ مشاهده می شود [۱۴-۲۱].



شکل (۴): ترانزیستورهای پر کاربرد در تقویت کننده های توان

در باند فرکانسی C کمپانی Cree دارای ترانزیستورهای با تکنولوژی GaN FET است. از ترانزیستورهای موجود این کمپانی، ترانزیستور CGH4006P دارای توان خروجی ۶W در باند فرکانسی مورد نظر است. محدوده فرکانس کاری این ترانزیستور از DC تا 6GHz است که باعث می شود آن را برای استفاده در باند C ایده آل کند. این ترانزیستور دارای بهره توانی ۹dB در فرکانس ۴GHz است [۱۵]. بر طبق دیتاشیت ([۱۸]) مشخصات ترانزیستور

1 Gallium Nitride

## ۵- انتخاب زیرلایه

زیرلایه مورد استفاده در این طراحی RO4003 از شرکت راجرز است. این زیرلایه به دلیل تلفات پایین برای کاربردهای نظامی و فضایی مناسب است و انتخاب خوبی برای کاربردهای باند پهن است. ثابت دی الکتریک مورد استفاده در شبیه سازی ها ۳/۵۵ است. پارامترهای زیرلایه مورد استفاده در شبیه سازی در جدول ۱ نشان داده شده است.

جدول (۱): پارامترهای زیرلایه RO4003C مورد استفاده در شبیه سازی

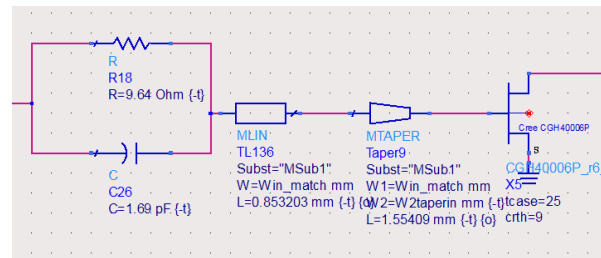
پارامتر	مقدار
Substrate Height(H)	۰/۸۱۲mm
Dielectric Constant( $\epsilon_r$ )	۳/۵۵
Relative permeability ( $\mu_r$ )	۱
Dissipation factor tan( $\delta$ )	۰/۰۰۲۱
Conductivity (Cond)	$5/96 \times 10^{-4} \text{ S/m}$
Conductor height (T)	۱۷/۵Um

## ۶- محاسبه بار ورودی و خروجی بهینه

برای گرفتن توان ماکزیمم از ترانزیستور، باید بار مناسب در خروجی و ورودی ترانزیستور اعمال شود یا به عبارتی دیگر تطبیق امپدانس انجام شود. برای به دست آوردن امپدانس مناسب در طراحی تقویت کننده های توان در طراحی های صورت گرفته در این پایان نامه از روش Load Pull استفاده شده است. در این روش که با استفاده از نرم افزار ADS ۱ صورت می گیرد و از آنالیز هارمونیک بالانس ۲ استفاده می شود در یک محدوده ای از اسمیت چارت امپدانس خروجی جاروب می شود و کانتورهای ماکزیمم توان و بازدهی روی اسمیت چارت مشخص می شوند [۱۷].

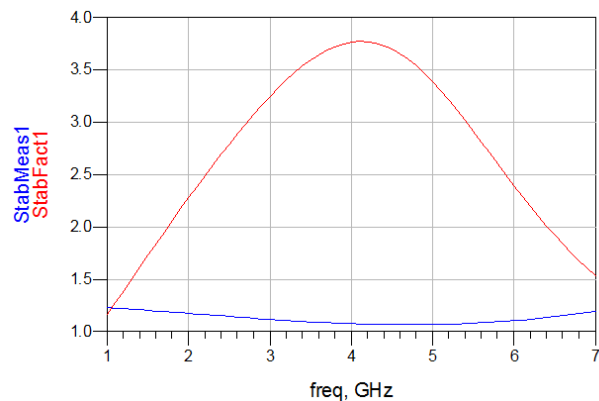
شبیه سازی Load Pull بر مبنای مدل سیگنال بزرگ قطعه فعال است. هنگامی که مدل سیگنال بزرگ قطعه فعال در دست باشد، این شیوه شامل تنظیم شبیه سازی Load-Pull مدار در ADS همان طور که در شکل ۷ نشان داده شده است. در شکل ۸ تا ۱۰ این شماتیک مداری در قسمتهای مختلف جهت رویت پارامترها بزرگنمایی شده است.

از پایدارسازی در شکل ۵ نمایش داده شده است. مقدار مقاومت و خازن به ترتیب  $9.64 \Omega$  و  $1.69 \text{ pF}$  انتخاب شده است:



شکل (۵): مدار پایدارسازی ترانزیستور CGH4006P به همراه مدل

ترانزیستور.



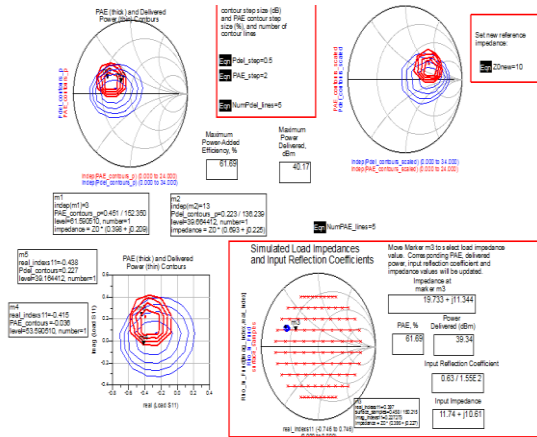
شکل (۶): فاکتورهای پایداری برحسب فرکانس (بعد از پایدارسازی)

یکی از روش های تست پایداری، به کارگیری پارامترهای stabFct و stabMeas به طور همزمان است. هرگاه همزمان stabFct بزرگتر از یک و stabMeas بزرگتر از صفر شود، شبکه پایدار بدون قید و شرط است. همانطوری که در شکل ۶ مشاهده می شود نمودار بالا شرایط یاد شده را برآورده می سازد.

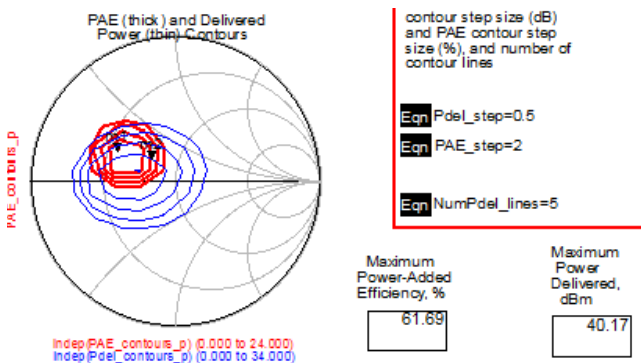
## ۴- انتخاب کلاس کاری ترانزیستور

این تقویت کننده، در کلاس AB یعنی شرایطی بین تقویت کننده کلاس A و B کار می کند که در این صورت هم مقدار هارمونیک های ایجاد شده کمتر خواهد بود و هم از بازده بهتری در مقابل تقویت کننده کلاس A برخوردار است. ترانزیستور دارای زاویه هدایت جریان درین  $\pi/5$  می باشد. نمودار I-V برای ترانزیستور CGH4006P در شکل ۶ نمایش داده شده است. با توجه به بحث فوق جهت گرفتن ماکزیمم توان از هر ترانزیستور، ترانزیستورها در این پایان نامه در کلاس AB بایاس گردید. همان طوری که در شکل ۶ ملاحظه می شود ترانزیستور را با جریان درین  $103 \text{ mA}$  ( $V_{GS} = -2.8$ ) و ولتاژ درین  $28 \text{ V}$  (طبق ولتاژی که در کاتالوگ ترانزیستور آمده) بایاس شده است.

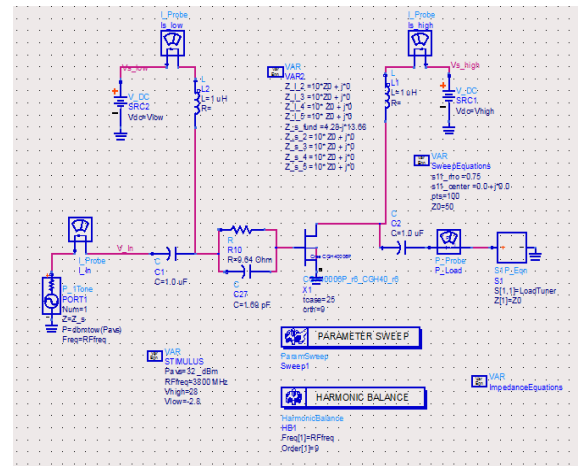
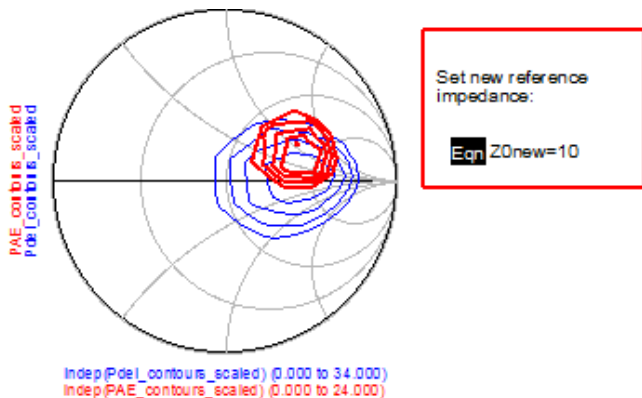
شکل ۱۱ نتایج حاصل از شبیه‌سازی تکنیک Load Pull را نمایش می‌دهد. این تحلیل در فرکانس مرکزی ۳/۸GHz انجام شده است. امپدانس بار و امپدانس منبع برای ترانزیستور مورد استفاده در فرکانس ۳/۸GHz به ترتیب برابر  $11.34 + j19.73$  و  $10.64 + j11.74$  است. در شکل ۱۲ تا ۱۵ این نتایج محاسبه بار بهینه در تکنیک Load Pull در قسمتهای مختلف جهت رویت پارامترها بزرگنمایی شده است.



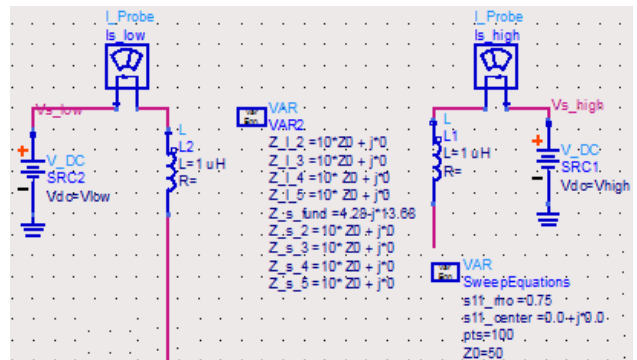
شکل (۱۱): نتایج محاسبه بار بهینه در تکنیک Load Pull



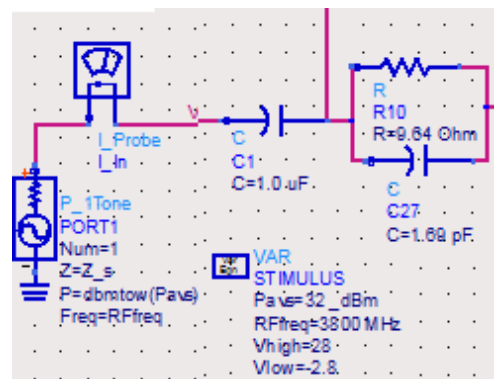
شکل (۱۲): نتایج محاسبه بار بهینه بزرگنمایی شده در تکنیک Load Pull شماره ۱



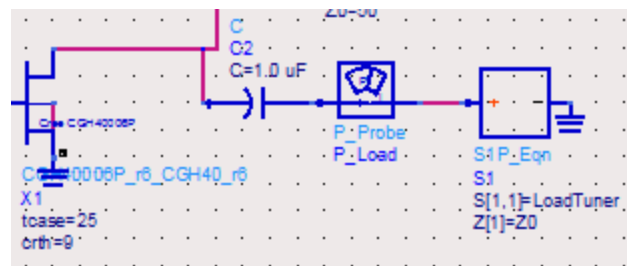
شکل (۷): شماتیک مداری تحلیل Load Pull



شکل (۸): شماتیک مداری بزرگنمایی شده تحلیل Load Pull شماره ۱



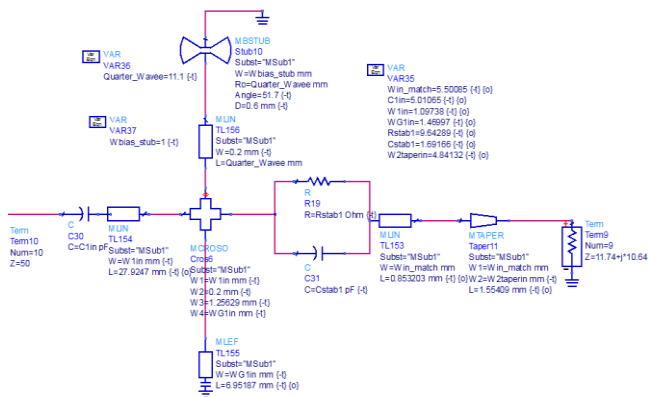
شکل (۹): شماتیک مداری بزرگنمایی شده تحلیل Load Pull شماره ۲



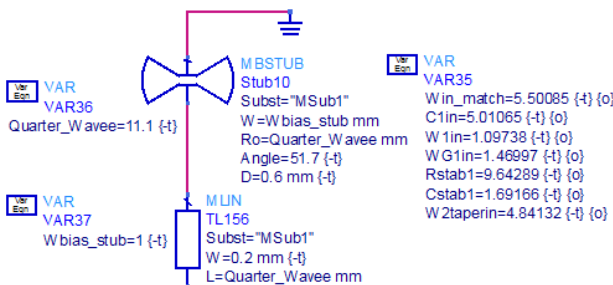
شکل (۱۰): شماتیک مداری بزرگنمایی شده تحلیل Load Pull شماره ۳



تطبيق امپدانس برای مقدار امپدانس ورودی در شکل ۷ توسط یک استاب باز<sup>۳</sup> و خط انتقال<sup>۴</sup> انجام شده است که در نتیجه آن عملکرد بهتری حاصل شده است [۱۹]. برای شبکه‌ی تطبیق خروجی، توپولوژی مشابه دنبال شده است. در ابتدا طراحی با یک استاب باز و یک خط انتقال ساخته شد. طول این دو قطعه در ابزار اسمیت چارت<sup>۵</sup> در ADS به دست آمده و به منظور الزامات بهره، تلفات برگشتی و فاکتور پایداری بهینه شده است [۲۰]. نتیجه تطبیق توسط تک استاب<sup>۶</sup> برای تطبیق امپدانس خروجی عملکرد خوبی ارائه نداد بنابراین با استفاده از یک خط انتقال و استاب اضافی که به تطبیق با دو استاب<sup>۷</sup> معروف است عملکرد بهتری حاصل آمد. همان طوری که در مرجع [۲۱] هم مشاهده می‌شود این توپولوژی در طراحی‌های پهن باند استفاده می‌شود. شکل ۱۶ مدار تطبیق امپدانس ورودی مورد استفاده در طراحی تقویت کننده ۶W است. در شکل ۱۷ تا ۱۹ طراحی مدار تطبیق امپدانس ورودی تقویت کننده در قسمت‌های مختلف جهت رویت پارامترها بزرگنمایی شده است.

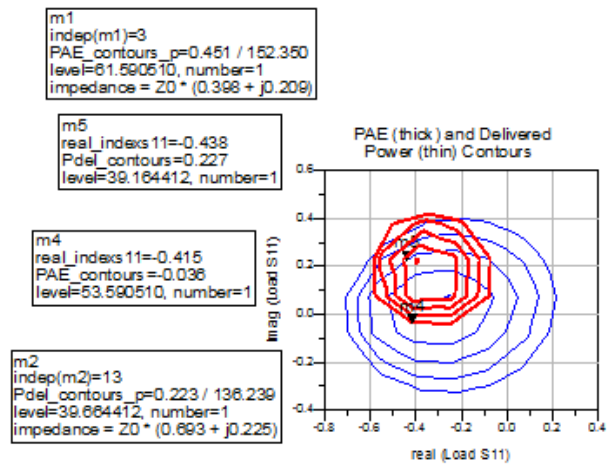


شکل (۱۶): مدار تطبیق امپدانس ورودی تقویت کننده‌ی توان ۶ وات

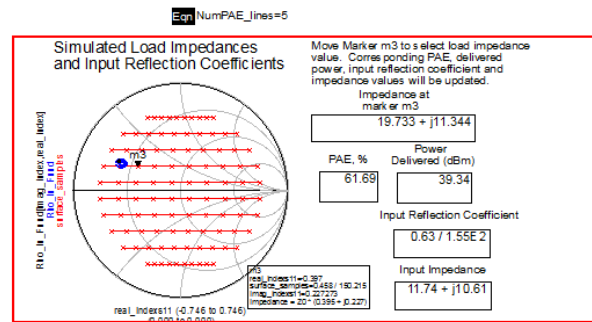


شکل (۱۷): مدار تطبیق امپدانس ورودی تقویت کننده‌ی توان ۶ وات

شکل (۱۳): نتایج محاسبه بار بهینه بزرگنمایی شده در تکنیک Load Pull شماره ۱



شکل (۱۴): نتایج محاسبه بار بهینه بزرگنمایی شده در تکنیک Load Pull شماره ۱



شکل (۱۵): نتایج محاسبه بار بهینه بزرگنمایی شده در تکنیک Load Pull شماره ۱

## ۷- طراحی شبکه تطبیق ورودی و خروجی بهینه

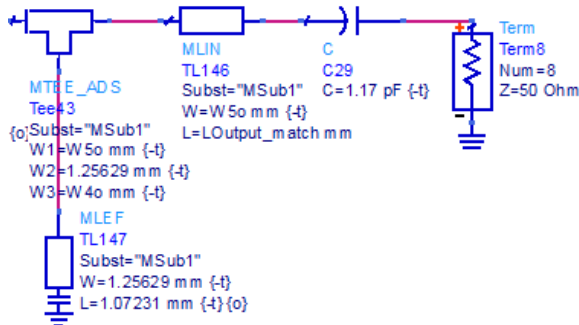
در حالت ایده‌آل، مفهوم طراحی شبکه تطبیق ورودی و خروجی در حالت سیگنال کوچک، بهینه کردن بهره و اتلاف برگشتی در پورت-های ورودی و خروجی در حالی که در شبیه‌سازی‌های سیگنال بزرگ بهینه کردن توان خروجی و بازدهی<sup>۱</sup> است. به منظور طراحی شبکه‌های تطبیق ورودی و خروجی از ابزار اسمیت چارت<sup>۲</sup> در نرم‌افزار ADS همراه با مقادیر ضرایب انعکاس ورودی و خروجی برای تطبیق مزدوج هم‌زمان که از قبل حاصل شده است، استفاده می‌شود [۱۸].

- 3 Open Stup
- 4 Transmission Line
- 5 Smith chart tool
- 6 single stub matching
- 7 double stub matching

- 1 efficiency
- 2 Smith Chart utility

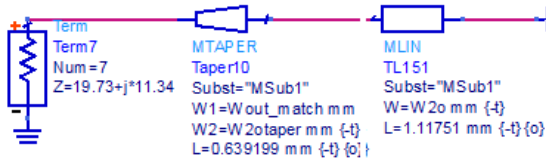
شکل (۲۱): مدار تطبیق امپدانس خروجی تقویت کننده به صورت بزرگنمایی

شده شماره ۱



شکل (۲۲): مدار تطبیق امپدانس خروجی تقویت کننده به صورت بزرگنمایی

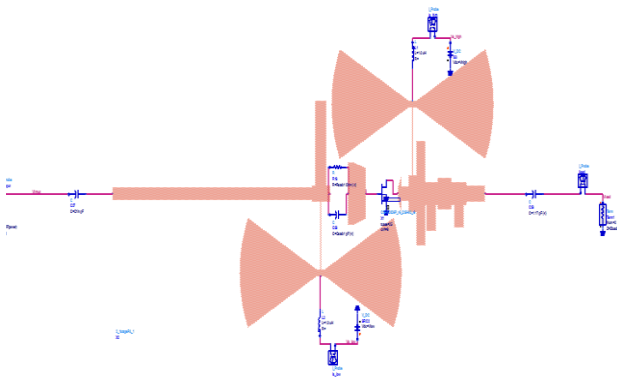
شده شماره ۲



شکل (۲۳): مدار تطبیق امپدانس خروجی تقویت کننده به صورت

بزرگنمایی شده شماره ۳

جانمایی نهایی مدار بهینه شده در حضور ترانزیستور در شکل ۲۴ نشان داده شده است.

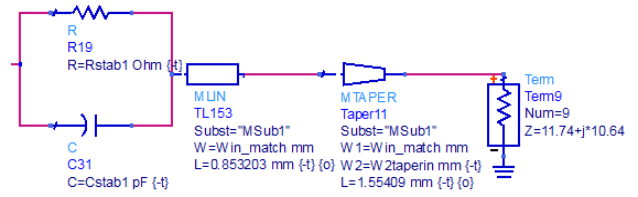


شکل (۲۴): layout مربوط به تقویت کننده توان یک طبقه نهایی مدار بهینه

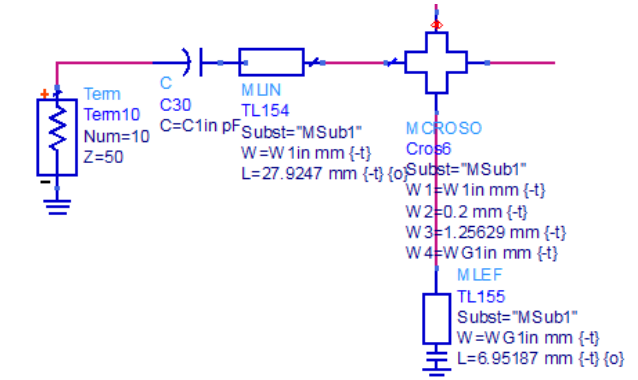
شده در حضور ترانزیستور

### ۸- نتایج شبیه سازی تقویت کننده توان

پارامترهای S21 تقویت کننده توان طراحی شده در شکل ۲۵ نشان داده شده است. S21 در واقع به طور تقریبی بهره مدار را نشان می دهد و مقدار معمول برای S21 یک تقویت کننده توان بیشتر از ۱۰dB در نظر

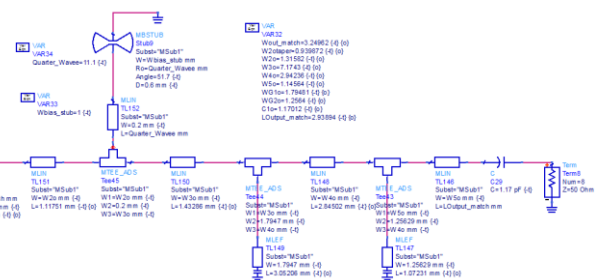


شکل (۱۸): مدار تطبیق امپدانس ورودی تقویت کننده ی توان ۶ وات

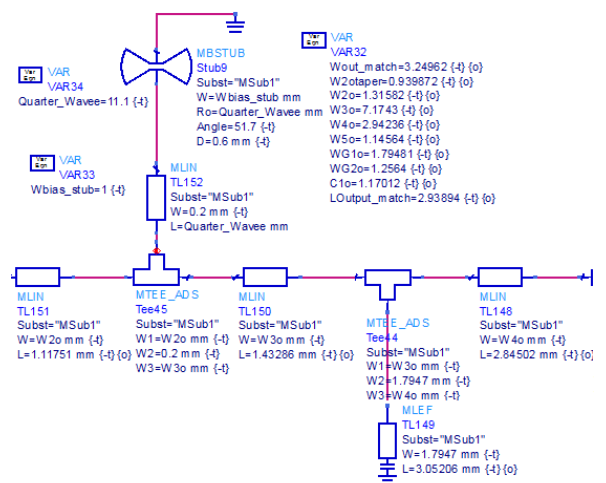


شکل (۱۹): مدار تطبیق امپدانس ورودی تقویت کننده ی توان ۶ وات

همچنین طراحی مدار تطبیق امپدانس خروجی تقویت کننده ی ۶W به صورت شکل ۱۰ است. در شکل ۲۱ تا ۲۳ طراحی مدار تطبیق امپدانس خروجی تقویت کننده در قسمت های مختلف جهت رویت پارامترها بزرگنمایی شده است.

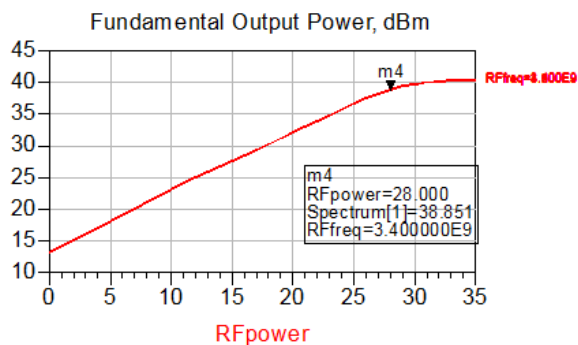


شکل (۲۰): مدار تطبیق امپدانس خروجی تقویت کننده ی توان ۶ وات





با انجام شبیه‌سازی روی تقویت‌کننده توان تک طبقه با جانمایی<sup>۲</sup> شکل ۲۷ نتایج حاصل برای توان خروجی بر حسب توان ورودی در نشان داده شده است. با تغییر فرکانس در بازه 3.4-4.2 GHz با فاصله‌های 200 MHz نمودار توان خروجی بر حسب تغییرات توان ورودی مطابق با شکل ۲۷ به‌دست‌آمده است. تقریباً به ازای تمامی بازه فرکانسی توان‌های خروجی مشابهی به‌دست‌آمده است و این به معنای داشتن توان خروجی با حساسیت کم نسبت به تغییرات فرکانس در پهنای باند 3.4 – 4.2 GHz است. در واقع این نمودار نشان می‌دهد که مشخصات توان برای تمام گام‌های فرکانسی رفتاری مشابه دارد و در یک توان ورودی یکسان تقویت‌کننده وارد ناحیه فشرده‌گی می‌شود. بر طبق این نمودار تقویت‌کننده قبل از ورود به ناحیه فشرده‌گی قادر به تحویل توان ۳۸dBm است و در ناحیه فشرده‌گی حدود ۳۹dBm (۷/۹W) توان تحویل می‌دهد.

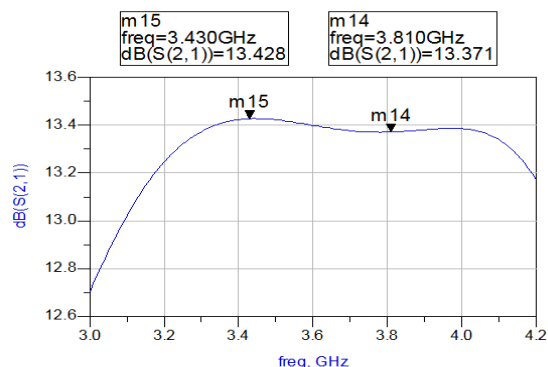


شکل (۲۷): نمودار شبیه‌سازی Pin /Pout تقویت‌کننده ۶W در محیط EM

شکل ۲۸ نمودار PAE شبیه‌سازی شده را نمایش می‌دهد. بیشینه PAE به ازای توان خروجی حدود 39.8 dBm برابر با 63% به‌دست‌آمده است. برای PAE این تقویت‌کننده در شبیه‌سازی EM شکل ۲۸ به‌دست‌آمده است. محدوده تغییرات در PAE به ازای تغییرات فرکانس و توان ورودی در این شکل مشاهده می‌شود. این شکل نشان می‌دهد که PAE دارای نرخ بالا و پایین در محدوده 53-65% تغییر می‌کند.

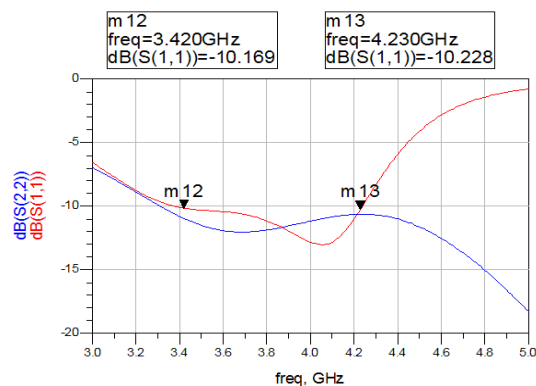
می‌توان برای داشتن بیشینه PAE توان ورودی را افزایش داد و هم می‌توان برای داشتن شرایط خطی و بهره بالاتر توان ورودی را قبل از رسیدن به 1dB در مقداری مشخص ثابت کرد. شکل ۳۲ نیز نمودار PAE بر حسب فرکانس به ازای ورودی ۳۲dBm را نشان می‌دهد. مشخص است که در بازه فرکانسی 3.4-4.2GHz مقدار PAE در حول و حوش 60% است. این تحلیل برای بیشینه PAE در نظر گرفته شده

گرفته می‌شود. مقدار بیشینه S21 به ازای فرکانس ۳/۴۳ GHz به اندازه ۱۳/۴۳dB به‌دست‌آمده است. همچنین در همه بازه فرکانسی از 3-4.2GHz مقدار آن از ۱۲/۶ dB بالاتر است. همان‌طور که در شکل ۲۵ مشخص است این طراحی در فاصله فرکانسی 3.3 – 4.1 GHz از یکنواختی بهره بسیار خوبی برخوردار است و مقدار ریبیل بهره<sup>۱</sup> آن بسیار کم است. این یکنواختی باعث می‌شود که در صورتی که تطبیق خروجی در سیگنال بزرگ به درستی انجام شده باشد، با تغییر فرکانس محدوده توان خروجی تغییر کمی داشته باشد.

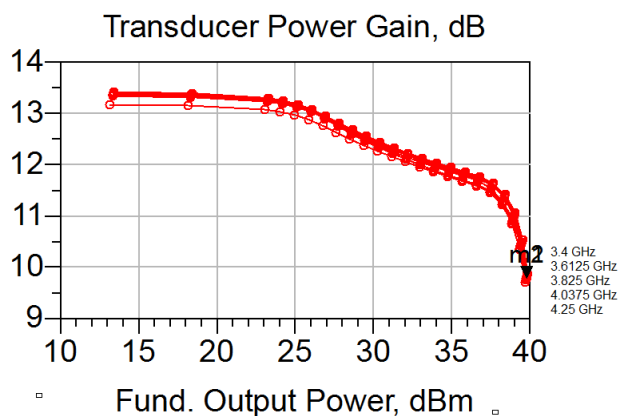


شکل (۲۵): نمودار S21 تقویت‌کننده ۶W

پارامترهای S11 و S22 در واقع نشان دهنده انعکاس توان هستند شکل ۲۶ نتایج حاصل از شبیه‌سازی این ضرایب انعکاس ورودی و خروجی (پارامترهای S11 و S22) تقویت‌کننده‌ی یک طبقه را نشان می‌دهد. مشخص است که هر دو پارامتر در فاصله 3.4 – 4.2 GHz تطبیق مناسبی ایجاد می‌کنند (مقدار کمتر از 10 dB دارند، مقدار - 10dB به صورت معمول برای این پارامترها در نظر گرفته می‌شود). و پهنای باند مؤثر تقویت‌کننده را از 3-4.4 GHz (مطابق شکل ۲۶) به دست آورد.



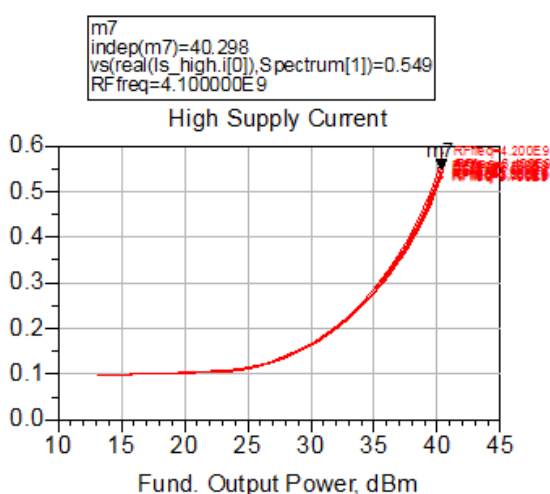
شکل (۲۶): نمودار ضرایب انعکاس ورودی و خروجی تقویت‌کننده ۶W



شکل (۲۹): نمودار Transducer Gain شبیه‌سازی شده تقویت‌کننده ۶W در

محیط EM

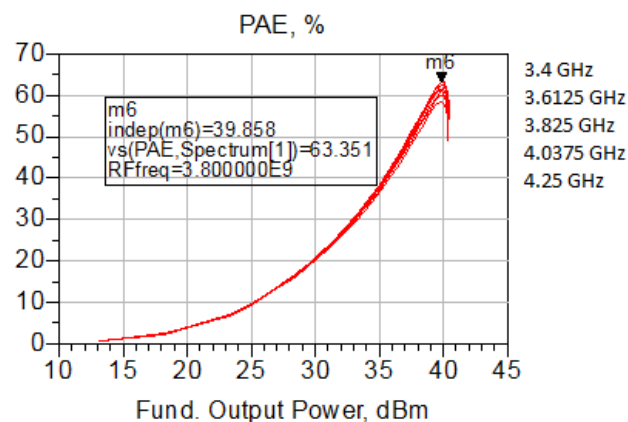
نمودار جریان مصرفی بر حسب تغییرات توان خروجی و تغییرات فرکانس به ترتیب در شکل ۳۰ و شکل ۳۱ نشان داده شده است. مطابق این اشکال، مصرف جریان اندازه‌گیری شده در توان‌های خروجی در حدود ۳۹dBm برابر ۰/۵۵A به‌دست‌آمده است و همچنین این مقدار به ازای توان ورودی ۳۲dBm و تغییرات فرکانس از 3.4-4.2 GHz به طور متوسط مقدار ۰/۵۵A را نشان می‌دهد. در نتایج شبیه‌سازی باید این مقدار مشخص باشد و تا حد امکان از آن تجاوز نکند. هرچه مصرف جریان DC بالاتر رود بازده کاهش می‌یابد و همچنین احتمال خراب شدن ترانزیستور هم به دلیل کشیده شدن جریان‌های بالا افزایش می‌یابد. در واقع این جریان DC به صورت ثابت از ترانزیستور می‌گذرد و نوسان جریانی هم روی درین ترانزیستور ایجاد می‌شود و مجموع جریان DC و نوسان جریانی ایجاد شده روی درین ترانزیستور نباید از جریان شکست ترانزیستور فراتر رود.



شکل (۳۰): نمودار جریان مصرفی DC شبیه‌سازی شده بر حسب آمپر در پنج

فرکانس تقویت‌کننده ۶W در محیط EM

است و با افزایش توان ورودی حتی پس از دستیابی به 1dB از بهره و خطینگی تا حدی صرف‌نظر شده و توان خروجی و PAE بالاتری به‌دست‌آمده است.



شکل (۲۸): نمودار PAE شبیه‌سازی شده در پنج فرکانس تقویت‌کننده 6W

در محیط EM

در شبیه‌سازی EM نمودار بهره در شکل ۱۶ نشان داده شده است. البته بهره نسبت به سایر پارامترهای از اهمیت کمتری در تقویت‌کننده توان برخوردار است و معمولاً به دلیل استفاده از پیش‌تقویت‌کننده کاهش بهره اهمیت زیادی ندارد.

شبیه‌سازی EM نمودار بهره در شکل ۲۹ نشان داده شده است. در واقع بهره توان اختلاف توان خروجی از ورودی در مقیاس dB است که به مانند توان خروجی و PAE هم بر اساس تغییرات توان ورودی و هم تغییرات توان خروجی قابل رسم است. بهره توان در توان‌های ورودی (خروجی پایین) بیشترین مقدار خود را دارد. این مقدار بهره تا نزدیک 1dB ثابت می‌ماند و پس‌از آن افت می‌کند. در شکل ۲۹ مشخص است که مقدار بهره در توان خروجی ۳۹dBm با افت شدیدی مواجه می‌شود. این افت بعد از توان‌های 1dB طبیعی است و تقویت‌کننده معمولاً در همان اطراف تحت تست و بررسی قرار می‌گیرد و نتایج شبیه‌سازی آن گزارش می‌شود. بهره به‌دست‌آمده در این کار برای 1dB مقدار تقریبی ۱۱/۸dB را دارد. البته در تقویت‌کننده‌های توان بهره نسبت به سایر پارامترها از اهمیت کمتری برخوردار است. به همین دلیل در بسیاری از کاربردها با هدف دستیابی به PAE و توان خروجی بالاتر تقویت‌کننده را حتی پس از اشباع درایو می‌کنند.

است و برای ترانزیستوری دیگر تغذیه بالا و توان خروجی بالایی قابل دستیابی است.

جدول (۱): مقایسه این کار با کارهای گذشته

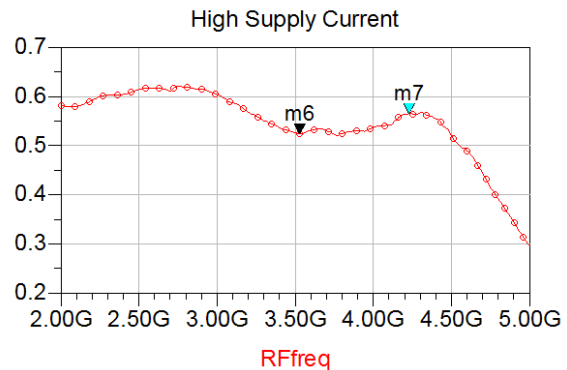
وزنی مرجع	Pout(dBm)	PAE(%)	Frequency	V <sub>ds</sub>	Year
[۲۲]	21.7	20.5	C-band	4.5	2013
[۲۳]	45	18	C-band	9	2009
[۲۴]	25	18	3.5-5.5GHz	25	2009
[۲۵]	44	35	4.9-6.1	16	2010
[۲۶]	45.7	51-55	C-band	30	2015
مقاله حاضر	40.5	41	C-band	28	2021

## ۹- نتیجه گیری

با گسترش سیستمهای مخابراتی، طراحی عناصر قابل حمل باید به گونه ای باشد که بلوکهای آن سیستم، کارایی بالایی داشته باشند و فضای کمی اشغال کنند. در فناوریهای جدید، PA نقش اساسی در رسیدن به این نتایج را دارد، خصوصاً زمانی که برای دستیابی به نسبت کارایی بر مصرف بالا طراحی می شود. در نتیجه اکثر پژوهشها و کارهای انجام شده بر روشهای افزایش بازده و کاهش توان مصرفی استوار است. تقویت کننده حالت جامد ۶W با استفاده از ترانزیستور CGH4006P شرکت Cree با تکنولوژی GaN طراحی شده است. محدوده کاری این تقویت کننده در فرکانس باند C از ۳/۴GHz تا ۴/۲۵GHz می باشد. در رویه طراحی به منظور رسیدن به امپدانس بهینه برای ساخت شبکه تطبیق، شبیه سازیهای تکنیک Load Pull و source Pull انجام شده است. این سیستم مبتنی بر قطعات حالت جامد نسبت به یک TWT ضمن رفتار خطی از نظر وزن، ابعاد، طول عمر، هزینه ساخت و سادگی تعمیر و نگهداری دارای اهمیت است. این نمونه طراحی شده به عنوان تقویت کننده توان در فرستنده های ماهواره، صنایع مخابرات دور، رادار و جنگ الکترونیک دارای کاربردهای متنوعی است. مقادیر حاصل از اندازه گیری و شبیه سازی این طراحی می تواند بستر را برای طراحیهای با توان بالاتر فراهم سازد. برای تقویت کننده مدار بایاس درین<sup>۱</sup>، گیت<sup>۲</sup> در نرم افزار ADS شبیه سازی شده است. برای این طراحی مقدار P<sub>1dB</sub> هم در حالت شبیه سازی EM تقریباً برابر با ۳۹dBm می باشد. PAE نیز به ازای توان اشباع در بازه فرکانسی برای تحلیل EM مقدار ۵۴-۶۰٪ را نتیجه داده است. در P<sub>1dB</sub> برای این تقویت کننده مقدار PAE در همه بازه فرکانسی و برای تحلیل EM مقدار ۶۰-۶۳٪ می باشد. به ازای توان خروجی

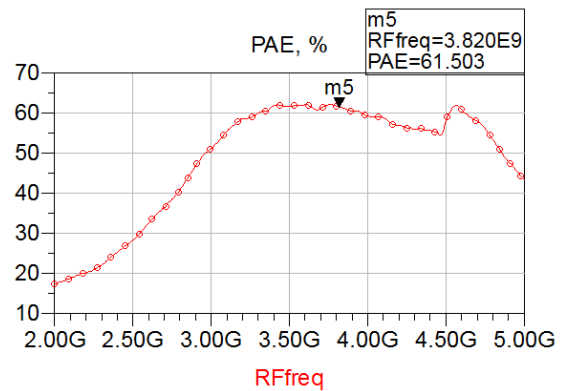
m6  
RFfreq=3.530E9  
real(ls\_high.i[0])=0.524

m7  
RFfreq=4.230E9  
real(ls\_high.i[0])=0.566



شکل (۳۱): نمودار جریان DC مصرفی شبیه سازی شده بر حسب فرکانس با ورودی 32\_dBm

شکل ۳۲ نمودار PAE بر حسب فرکانس به ازای ورودی 32dBm را نشان می دهد. مشخص است که در بازه فرکانسی 3.4-4.2GHz مقدار PAE در حول و حوش 60% است. این تحلیل برای بیشینه PAE در نظر گرفته شده است و با افزایش توان ورودی حتی پس از دستیابی به P<sub>1dB</sub> از بهره و خطینگی تا حدی صرف نظر شده و توان خروجی و PAE بالاتری به دست آمده است.



شکل (۳۲): نمودار PAE شبیه سازی شده بر حسب فرکانس با ورودی 32\_dBm

به علت کاربرد خاص این طراحی برای Cubesat موارد مشابه کمی در مقالات خارجی مشاهده گردید. مقایسه این کار با کارهای گذشته در جدول ۱ نشان داده شده است. مهم ترین پارامترهای هر تقویت کننده ای توان خروجی و بازده هستند. با مقایسه این کار با کارهای گذشته مشخص می شود نتایج به دست آمده در این کار بهتر است. البته باید در نظر داشت برای مقایسه دو تقویت کننده مشترک بودن ترانزیستورهای مورد استفاده بسیار حائز اهمیت است. چون هر ترانزیستور مشخصات خاص خود را دارد و به عنوان مثال برای یک ترانزیستور تغذیه پایین و در نتیجه توان خروجی پایینی قابل دستیابی

side patches and EBG structures. *Progress In Electromagnetics Research M*, 89, 179-187.

[3] Mirmozafari, M., Ghobadi, C., Mirhedayati, H., & Rezaee, A. (2013). A Planar UWB Monopole Antenna with On-Ground Slot Band-Notch Performance. *Applied Computational Electromagnetics Society Journal*, 28(8).

[4] Taghvaei, H., Habibi, A., Rezaee, A., & Zarinkhat, F. "Low profile UHF loop antenna prototyped and investigated by circuit modeling." *Microwave and Optical Technology Letters*, vol.59, no.2, 459-463.2017

[5] Noh, Youn Sub, and In Bok Yom. "Highly integrated C-band GaN high power amplifier MMIC for phased array applications." *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 25.6 (2015): 406-408.

[6] Wang, Fei, and Hua Wang. "A Broadband Linear Ultra-Compact Mm-Wave Power Amplifier With Distributed-Balun Output Network: Analysis and Design." *IEEE Journal of Solid-State Circuits* (2021).

[7] Azad, ANM Wasekul, Faisal Khan, and Anthony N. Caruso. "A Medium Power, Self-Sustaining, and Configurable RF Pulse Generation Circuit Using a Nonlinear Transmission Line and Power Amplifier in Open and Closed-Loop Configurations." *IEEE Transactions on Plasma Science* (2021).

[8] Gasmi, Ahmed, et al. "A 10 W, 35% Power Added Efficiency 6 to 18 GHz GaN Power Amplifier." *2020 50th European Microwave Conference (EuMC)*. IEEE, 2021.

[9] Noh, Youn Sub, and In Bok Yom. "Highly integrated C-band GaN high power amplifier MMIC for phased array applications." *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 25.6 (2015): 406-408.

[10] Noh, Youn Sub, and In Bok Yom. "Highly integrated C-band GaN high power amplifier MMIC for phased array applications." *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 25.6 (2015): 406-408.

[11] Noh, Youn Sub, and In Bok Yom. "Highly integrated C-band GaN high power amplifier MMIC for phased array applications." *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 25.6 (2015): 406-408.

[12] Abdrahman, Basem M., Hesham N. Ahmed, and Mahmoud E. Gouda. "Design of a 10W, highly linear, ultra wideband power amplifier based on GaN HEMT." *Engineering and Technology (ICET), 2012 International Conference on*. IEEE, 2012.

[13] Kang, Seunghoon, Donghyun Baek, and Songcheol Hong. "A 5-GHz WLAN RF CMOS Power Amplifier With a Parallel-Cascoded Configuration and an Active Feedback Linearizer." *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 65.9 (2017): 3230-3244.

[14] Alireza Rezaee, S.M. Mehdi Hoseini "Parameter identification of induction motor by using cooperative-coevolution and a nonlinear estimator", *Automatic*

در تحلیل EM مقدار بهره توان در بازه فرکانسی از ۳۹dBm (P1dB) در تحلیل EM مقدار بهره توان در بازه فرکانسی از ۱۳/۲-۱۰/۵dB متغیر است.

## ۱۰- بحث

به دلیل تغییرات وسیع دمایی در فضا، لازم است ترانزیستورهای استفاده شده در طراحی تحت تحلیل دمایی قرار گیرند. این تحلیل به منظور تضمین کردن کارکرد صحیح تقویت کننده در شرایط بد دمایی در فضا است. با بررسی نتایج حاصل از تحلیل دمایی می توان به نتایج ارزنده ای رسید. در ضمن به دلیل بزرگ بودن نسبی ابعاد تقویت کننده توان دو طبقه توصیه می شود با تعویض ترانزیستورها با MMIC شرکت Cree و Qorvo که در مقایسه با ترانزیستور جای کمتری اشغال می کند، این طراحی تکرار گردد. یکی از مهم ترین مباحث در طراحی تقویت کننده توان حجم اشغالی آن است. فناوری هم نیاز به عناصر کوچک تر با بازده بالاتر را می طلبد. از طرفی مثلاً برای فناوری ۰/۱۸um امکان دستیابی به توان خروجی در حد ۱W وجود دارد. از طرفی از آنجایی که در طراحی مدارهای مجتمع، ساخت ترانزیستور و در نتیجه خیلی از عناصر پارازیتی مؤثر در دست طراح است، می توان ساختارهای چندین طبقه را هم بدون نگرانی و با داشتن آزادی عمل بیشتر طراحی و اجرا کرد. همین دلایل می تواند برای مجتمع سازی تقویت کننده توان در توان های در حد ۱W کافی باشد. طراحی انجام شده در این پایان نامه شامل القاگرها و خازن هایی است که ساخت آن ها در حالت مجتمع هم ممکن است. با شناخت رفتار ترانزیستور مجتمع و الگو گیری از این مقاله می توان تقویت کننده پهن باند مشابهی در حالت مجتمع هم طراحی کرد. تقویت کننده توان طراحی شده پهنای باند قابل قبولی دارد. اضافه کردن یک فیلتر هوشمند در خروجی به گونه ای که برای فرکانس های مشخص و کنترل شده ای سیگنال را عبور دهد می تواند آن را به تقویت کننده دو و یا چندباند تبدیل کند. البته احتمالاً تغییرات در شبکه بار مثلاً استفاده از خطوط انتقال اتصال کوتاه در کنار خطوط انتقال مدار باز نیز می تواند چنین شرایطی را فراهم کند.

## مراجع

- [1] Giofrè, Rocco, et al. "20W Linearized Q-band Solid State Power Amplifier for Satellite Communication Application." *2020 50th European Microwave Conference (EuMC)*. IEEE, 2021.
- [2] Mohamadzade, B., Lalbakhsh, A., Simorangkir, R. B., Rezaee, A., & Hashmi, R. M. (2020). Mutual coupling reduction in microstrip array antenna by employing cut

Control and Computer Sciences, USA, Vol. 53, No. 5, pp. 408–418.

[15] K. Chen, and P. Dimitrios, "Design of highly efficient broadband class-E power amplifier using synthesized low-pass matching networks," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 59, no. 12, pp.3162-3173, 2011.

[16] Gonzalez, Guillermo. Microwave transistor amplifiers: analysis and design. Prentice-Hall, Inc., 1996.

[17] Goyal, Umakant, et al. "Design and development of S band 10W And 20W power amplifier." Applied Electromagnetics Conference (AEMC), 2015 IEEE. IEEE, 2015.

[18] Bahare Mohamadzade, Alireza Rezaee, "Compact and Broadband Dual Sleeve Monopole Antenna for GSM, Wimax and Wlan application", Microwave and Optical Technology Letters, Vol 59,issue 6, pp 1271-1277, ISSN 0895-2477, june 2017.(ISI,WOS)

[19] Chen, Jing-Hwa, et al. "A broadband stacked power amplifier in 45-nm CMOS SOI technology." IEEE Journal of Solid-State Circuits 48.11 (2013): 2775-2784.

[20] Noh, Youn Sub, and In Bok Yom. "Highly integrated C-band GaN high power amplifier MMIC for phased array applications." IEEE Microwave and Wireless Components Letters 25.6 (2015): 406-408.

[21] Noh, Youn Sub, and In Bok Yom. "Highly integrated C-band GaN high power amplifier MMIC for phased array applications." IEEE Microwave and Wireless Components Letters 25.6 (2015): 406-408.

[22] Chen, Jing-Hwa, et al. "A broadband stacked power amplifier in 45-nm CMOS SOI technology." IEEE Journal of Solid-State Circuits 48.11 (2013): 2775-2784.

[23] Dhar, Jolly, et al. "Spaceborne C-band Pulsed Solid State Power Amplifier." Applied Electromagnetics Conference (AEMC), 2009. IEEE, 2009.

[24] Gonzalez-Garrido, Maria-Angeles, et al. "Critical analysis of results for a european GaN power amplifier after first iteration." Microwave Integrated Circuits Conference, 2009. EuMIC 2009. European. IEEE, 2009.

[25] Lavanga, S., et al. "High voltage breakdown pHEMTs for C-band HPA." Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC), 2010 European. IEEE, 2010.

[26] Noh, Youn Sub, and In Bok Yom. "Highly integrated C-band GaN high power amplifier MMIC for phased array applications." IEEE Microwave and Wireless Components Letters 25.6 (2015): 406-408.