

نحوه طراحی و ساخت یک تقویت کننده متوازن کم نویز مبتنی بر ترانزیستور HJFET در باند فرکانسی ۹-۱۱ GHz

زهرا زین الدینی^۱، کارشناس ارشد؛ ذاکر حسین فیروزه^۲، استادیار؛ رضا بهادری نژاد^۳، کارشناس

۱- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه صنعتی اصفهان - اصفهان - ایران - mz.zeinadini@gmail.com

۲- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه صنعتی اصفهان - اصفهان - ایران - zhfirouzeh@cc.iut.ac.ir

۳- پژوهشکده اویونیک - دانشگاه صنعتی اصفهان - اصفهان - ایران - bahadori_re@yahoo.com

چکیده: تقویت کننده های متوازن که طبقات آن با دو تزویج کننده متعامد به هم متصل شده اند معمولاً در مدارات مجتمع مایکروویو برای اجزاء توان بالا و پهن باند استفاده می شود. از کاربردهای مهم تقویت کننده متوازن در فرستنده/گیرنده رادارهای آرایه-فازی با تعداد زیاد است که مورد نیاز سامانه های راداری هوا فضا است و تقویت کننده متوازن مطلوب ترین گزینه برای به دست آوردن اهداف پیش بینی شده است. در تحقیق حاضر، چندین ترکیب کننده/مقسم توان مایکروویوی از قبیل تزویج کننده لنج، تزویج کننده ویلکینسون و تزویج کننده شاخه-خط و همچنین تقویت کننده کم نویز متوازن با استفاده از این تزویج کننده ها در بازه فرکانسی ۹ تا ۱۱ گیگاهرتز طراحی و شبیه سازی شده است و نتایج آن ها با تقویت کننده کم نویز تک خروجی مقایسه شده است. از میان تقویت کننده های طراحی شده تقویت کننده متوازن با تزویج کننده ویلکینسون دوطبقه به عنوان طرح نهایی انتخاب و ساخته شده است، که تقویت کننده ساخته شده در بازه فرکانسی مذکور دارای بهره ای صاف ۱۲ دسی بل با تغییرات ± 0.5 دسی بل و میزان تلفات بازگشتی در ورودی و خروجی به ترتیب، بیش تر از ۱۵ دسی بل و ۱۰ دسی بل می باشد. به علاوه، عدد نویز تقویت کننده در فرکانس ۱۰ گیگاهرتز ۱/۳ دسی بل با روش فاکتور Y اندازه گیری شده است.

واژه های کلیدی: تقویت کننده متوازن، تزویج کننده لنج، تزویج کننده ویلکینسون، تزویج کننده شاخه-خط.

How to Design a 9-11 GHz Balanced Low Noise Amplifier using HJFET Transistor

Z. Zeinadini¹, MSc; Z. H. Firouzeh², Assistant Professor; R. Bahadori-Nezhad³, BSc

1- Faculty of Electrical and Computer Engineering, Isfahan University of Technology (IUT), Isfahan, Iran, Email: mz.zeinadini@gmail.com

2- Faculty of Electrical and Computer Engineering, Isfahan University of Technology (IUT), Isfahan, Iran, Email: zhfirouzeh@cc.iut.ac.ir

3- Research Institute for Avionics, Isfahan University of Technology, Isfahan, Iran, Email: bahadori_re@yahoo.com

Abstract: Balanced amplifiers, using two quadrature couplers in their structures, are usually used in microwave integrated circuits for high power or low noise and wide-band applications. For an instance, the balanced amplifiers are appropriate for transmitters/receivers of large phased array radars used in air and space radar systems. In this paper, several microwave power combiners/dividers such as Lange coupler, Wilkinson power divider and branch-line coupler are used to design and simulate a balanced low noise amplifier (LNA) and then the results are compared with single-ended low noise amplifier. The balanced low noise amplifier with two-stage Wilkinson power divider/combiner is preferred to other circuits regarding to noise figure, frequency bandwidth, stability and easy implementation. The measurement results of the fabricated balanced LNA show that the gain is 12 dB with the flatness of ± 0.5 dB over the frequency range of 9-11 GHz. In addition, the input and output return losses are more than 15 dB and 10 dB, respectively. The noise figure, measured by Y-factor method, is 1.3 dB at 10 GHz.

Keywords: Balanced LNA, Wilkinson power divider, branch-line coupler, Lange coupler.

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۴/۰۷/۲۰

تاریخ اصلاح مقاله: ۱۳۹۵/۰۱/۱۳ و ۱۳۹۴/۱۰/۰۸

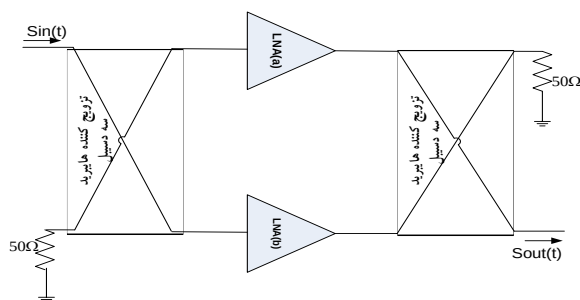
تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۵/۰۵/۰۱

نام نویسنده مسئول: ذاکر حسین فیروزه

نشانی نویسنده مسئول: ایران - اصفهان - میدان استقلال - دانشگاه صنعتی اصفهان - دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر.

۱- مقدمه

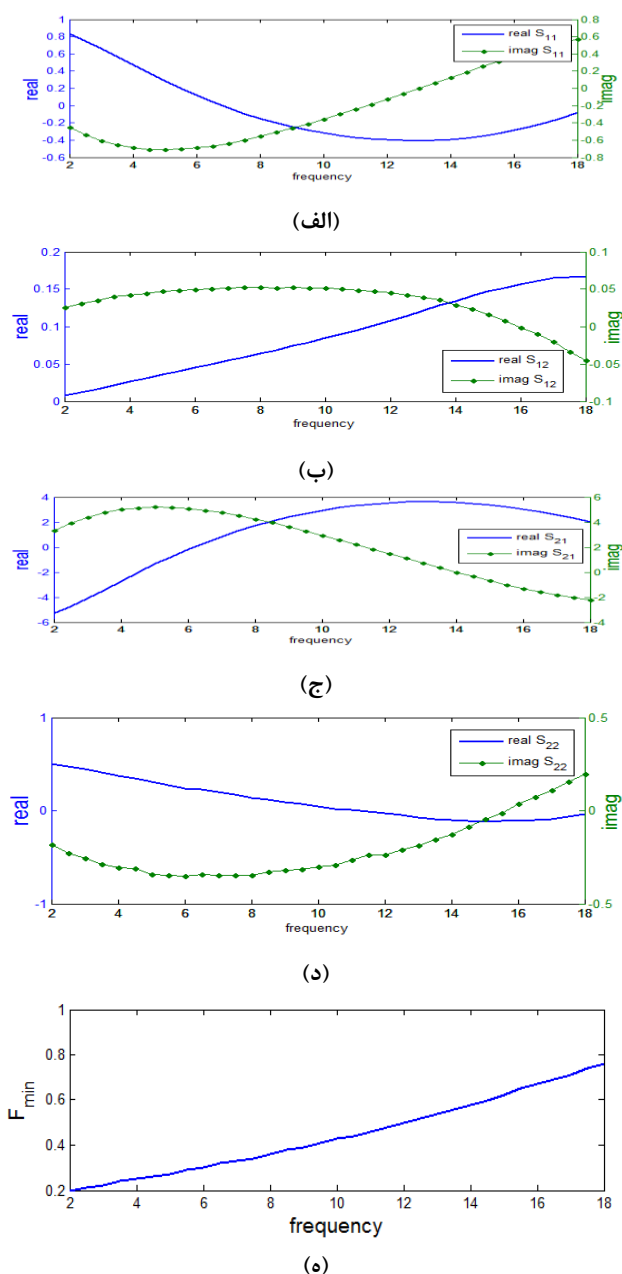
سه دسی‌بل با اختلاف فاز ۹۰ درجه و تزویج‌کننده خروجی یک ترکیب‌کننده توان سه دسی‌بل با اختلاف فاز ۹۰ درجه می‌باشند. در سال ۲۰۱۲، میسران^۸ و همکارانش یک تقویت‌کننده کم‌نویز متوازن برای کاربردهای گیرنده WLAN طراحی کردند. در این مقاله به منظور افزایش عملکرد و رسیدن به اهداف طراحی از توپولوژی فیدبک و متوازن استفاده شده است. در ساختار تقویت‌کننده متوازن از دو تزویج‌کننده شاخه-خط^۹ استفاده شده بود. تقویت‌کننده طراحی شده در بازه فرکانسی ۲ تا ۳ گیگاهرتز با فرکانس مرکزی ۲/۴ گیگاهرتز، دارای عدد نویز کمتر از ۲ دسی‌بل، بهره بیش‌تر از ۱۰ دسی‌بل و S₁₁ و S₂₂ کمتر از ۱۰- دسی‌بل است [۶]. همچنین یک تقویت‌کننده کم‌نویز متوازن با زیر لایه FR4 در باند فرکانسی ۰/۸ تا ۱/۷ گیگاهرتز طراحی شده است، تزویج‌کننده این ساختار از نوع ویلکینسون^{۱۰} می‌باشد. این تقویت‌کننده دارای عدد نویز کمتر از ۰/۹ دسی‌بل، بهره ۳۷ دسی‌بل و ضرایب انعکاس ورودی و خروجی کمتر از ۵۰- دسی‌بل در کل باند فرکانسی می‌باشد [۷]. در تحقیقات دیگری، والیواندر^{۱۱} و همکارش یک تقویت‌کننده کم‌نویز باند وسیع با ساختار متوازن در بازه فرکانسی ۳/۱ تا ۱۰/۶ گیگاهرتز طراحی کردند. این تقویت‌کننده که تزویج‌کننده مورد استفاده در ساختار آن ویلکینسون دوطبقه می‌باشد، دارای بهره حدود ۱۰ دسی‌بل در کل باند فرکانسی، ضرایب انعکاس ورودی و خروجی به ترتیب کمتر از ۱۳- و ۲۰- دسی‌بل و عدد نویز کمتر از ۳ دسی‌بل می‌باشد [۸]. همچنین یک تقویت‌کننده کم‌نویز با ساختار متوازن در بازه فرکانسی ۲۴ تا ۴۰ گیگاهرتز با استفاده از تزویج‌کننده لنج^{۱۲} طراحی شده است. این تقویت‌کننده دارای بهره بیش‌تر از ۲۰ دسی‌بل، عدد نویز کمتر از ۲/۳ دسی‌بل، تلفات بازگشتی کمتر از ۲۰- دسی‌بل در کل بازه فرکانسی است [۹]. در سال ۲۰۱۴ یک تقویت‌کننده کم‌نویز با دو ساختار فیدبک منفی و ساختار متوازن با تزویج‌کننده متعامد در بازه فرکانسی ۱۳۶ تا ۹۴۱ مگاهرتز با زیر لایه FR4 طراحی شد. نویسنده نشان می‌دهد که تقویت‌کننده کم‌نویز با ساختار فیدبک منفی در باند فرکانسی دارای بهره ۱۲ دسی‌بل، عدد نویز ۱/۵ دسی‌بل، تلفات بازگشتی ۱۰ دسی‌بل و پایدار نامشروط در بازه فرکانسی می‌باشد و تقویت‌کننده با ساختار متوازن در باند فرکانسی دارای بهره ۱۷ دسی‌بل، عدد نویز ۱ دسی‌بل، تلفات بازگشتی کمتر از ۱۱ دسی‌بل، پایدار نامشروط می‌باشد لذا تقویت‌کننده متوازن عملکرد RF بهتری نشان می‌دهد [۱۰].



شکل ۱: ساختار تقویت‌کننده کم‌نویز متوازن

نخستین بلوک در بیش‌تر گیرنده‌های مایکروویو و همچنین در ابتدای گیرنده‌های فرکانس رادیویی مخابراتی بی‌سیم، تقویت‌کننده کم‌نویز است که سیگنال فرکانس رادیویی دریافت‌شده توسط آنتن را تقویت می‌کند و بهره‌ای تا حد امکان بزرگ را به همراه کوچک‌ترین عدد نویز فراهم می‌آورد [۱]. هر چه نویز تقویت‌کننده کم‌تر باشد، توانایی تشخیص سیگنال‌های ضعیف بیش‌تر می‌شود. نویز تقویت‌کننده کم‌نویز به‌طور مستقیم در سیگنال دریافتی تزریق می‌شود. لذا یک پیش‌شرط برای تقویت‌کننده کم‌نویز آن است که باوجود تقویت سیگنال ورودی، نویز و اختلال بسیار کمی به آن اضافه کند تا بازیابی سیگنال در طبقات بعد به‌نحو مطلوب صورت گیرد. برای کاربردهای رادیویی که به حساسیت بالا نیاز است مانند اخترشناسی رادیویی، مخابرات ماهواره‌ای و سیستم‌های رادار، وایمکس (Wi-Max)، وای‌فای (Wi-Fi) و شبکه محلی بی‌سیم WLAN^۱ و WCDMA^۲ یک تقویت‌کننده کم‌نویز در نخستین بلوک گیرنده‌های مایکروویو قرار می‌دهند [۲]. در یک تقویت‌کننده فرکانس بالا عوامل متعددی ازجمله میزان پایداری، فاکتور نویز^۳، میزان بهره تقویت‌کننده و ضرایب انعکاس در ورودی و خروجی، پهنای باند و انتخاب نقطه بایاس DC مطرح می‌شوند. در اکثر مواقع بسته به کاربرد موردنظر، ممکن است یکی از محدودیت‌ها مهم‌تر از سایر عوامل باشد. حال اگر نیاز به طراحی یک تقویت‌کننده کم‌نویز با بهره بالا در یک باند وسیع فرکانسی باشد، طراحی تقویت‌کننده پهن‌بند برای داشتن همزمان نویز کم و تطبیق مناسب در ورودی و خروجی و بهره یکنواخت مشکلات خود را به همراه دارد، زیرا در ساخت این تقویت‌کننده‌ها نیاز به دقت زیادی است. در این حالت، می‌توان از تقویت‌کننده‌های متوازن استفاده کرد که هم بهره یکنواخت تولید می‌نمایند و هم VSWR^۴ ورودی و خروجی مناسبی دارند. تقویت‌کننده متوازن توسط انگلبرخت^۵ در آزمایشگاه بل در سال ۱۹۶۵ به‌عنوان یک روش برای ایجاد تطبیق خوب در ورودی وقتی که تقویت‌کننده برای کم‌ترین فاکتور نویز ارائه‌شده است. مزایای تقویت‌کننده متوازن عبارتند از: پایداری بهتر، قابلیت اطمینان بالا، پهنای باند وسیع، توان خروجی به‌دست‌آمده دو برابر مقدار حاصل از تک تقویت‌کننده است [۳-۵]. همچنین، تطبیق ورودی و خروجی توسط یک تزویج‌کننده هابریده به‌شدت بهبود می‌یابد. در صورتی که یکی از تقویت‌کننده‌ها قطع شود، مجموعه تقویت‌کننده متوازن بازهم با بهره کاهش‌یافته به کار خود ادامه خواهد داد. در طراحی تقویت‌کننده می‌توان به‌صورت هم‌زمان کم‌ترین عدد نویز به همراه تطبیق مناسب در ورودی و خروجی را داشت. بهره تقویت‌کننده در کل باند فرکانسی با تغییر کمی در میزان یکنواختی بهره و تطبیق امپدانس، توسط بایاس DC کنترل می‌شود.

چیدمان تقویت‌کننده کم‌نویز متوازن در شکل ۱ نشان داده شده است که در آن از دو تزویج‌کننده هابریده سه دسی‌بل و دو تقویت‌کننده کم‌نویز (LNA^۶) استفاده شده است. تزویج‌کننده ورودی یک مقسم توان



شکل ۲: پارامترهای پراکندگی (الف، ب، ج و د) و نویز (ه) ترانزیستور انتخابی در نقطه بایاس $V_{ds} = 2V$, $I_{ds} = 20\text{ mA}$.

۳- فیلتر تغذیه

برای اتصال مدار بایاس به مدار تقویت کننده RF یک فیلتر ناچ^{۱۳} در داخل مدار گنجانیده شده است. اتصال بایاس مثل یک مسیر نشستی^{۱۴} برای سیگنال های فرکانس بالا عمل می کند و بنابراین به منظور جلوگیری از نشت سیگنال به مدار بایاس، نیاز به ایزولاسیون در فرکانس کار مدار تقویت کننده RF می باشد [۱۲]. نکته مهمی که باید در طراحی فیلتر در نظر گرفته شود، تطبیق دهانه RF است که نباید پس از بایاس تغییر کند. یک نکته مهم دیگر که باید در نظر گرفته شود پهنای باند فیلتر است که بایستی پهنای باند RF ورودی را پوشش دهد.

در این تحقیق، تقویت کننده کم نویز متوازن در باند X با تلفات بازگشتی بیش از ۱۰ دسی بل در ورودی و خروجی و همچنین پهنای باند ۲ گیگاهرتز و پایداری مناسب طراحی شده است. تقویت کننده کم نویز متوازن در باند X با استفاده از سه تزویج کننده ویلکینسون، شاخه-خط و لنج طراحی شده است و نتایج تقویت کننده متوازن انتخابی با تقویت کننده کم نویز تک طبقه مقایسه شده است. در نهایت نتایج ساخت و اندازه گیری تقویت کننده کم نویز متوازن با تقسیم کننده ویلکینسون دوطبقه آورده شده است.

۲- معرفی ترانزیستور استفاده شده و نمودارهای پارامتر S و مدل آن

یک جزء کلیدی در تقویت کننده های توان بالا، استفاده از ترانزیستورهای توان است. معمولاً طراحی یک تقویت کننده ترانزیستوری مایکروویو با مجموعه ای از ویژگی ها و نیز انتخاب ترانزیستور مناسب آغاز می گردد. انتخاب ترانزیستور مناسب برای یک تقویت کننده RF بسیار پیچیده است. برای انتخاب ترانزیستور مناسب باید به این مسئله که فرکانس، بهره و نویز فیگر ترانزیستور اهداف طراحی را پوشش دهند توجه شود [۱۱]. برای طراحی و شبیه سازی تقویت کننده از HJFET استفاده شده است که دارای نویز کم و بهره بالا بوده و در بازه فرکانسی ۲ تا ۱۸ گیگاهرتز کار می کند. شبیه سازی ها بر اساس پارامترهای پراکندگی ترانزیستور انجام شده است. برای رسیدن به اهداف مورد نظر طراحی که در جدول ۱ آورده شده است، نقطه بایاس $V_{ds} = 2V$, $I_{ds} = 20\text{ mA}$ برای HJFET برای رسیدن به کمترین نویز و دارا بودن بیشترین بهره انتخاب شده است. به این صورت که برای ترانزیستور مورد استفاده در نقاط بایاس مختلف نمودار بهره و کمترین عدد نویز رسم شده است و باهم مقایسه شده است و سرانجام نقطه بایاس مذکور انتخاب شده است. نمودار پارامترهای پراکندگی و نویز ترانزیستور در این نقطه بایاس در شکل ۲ آورده شده است.

جدول ۱: مشخصات تقویت کننده مورد نظر

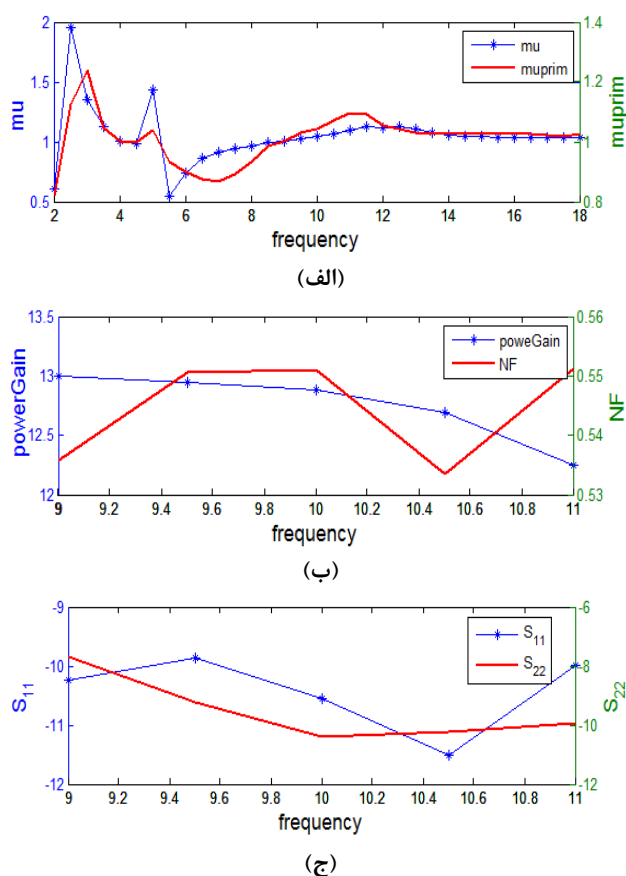
پارامتر	مشخصات
فرکانس	در باند X (۹ تا ۱۱ گیگاهرتز)
بهره	بیشتر از ۱۲ دسی بل
تغییرات بهره	کمتر از ۱/۵ دسی بل
عدد نویز	کمتر از ۰/۸ دسی بل
$VSWR_{in}$	کمتر از ۱/۵
$VSWR_{out}$	کمتر از ۱/۵

امپدانس، محدودیت در بازه فرکانسی ۹ تا ۱۱ گیگاهرتز هم برآورده شود. با انتخاب ضرایب منبع و بار (Γ_S و Γ_L) مناسب و سپس به دست آوردن، امپدانس‌های منبع و بار توسط روابط زیر [۱۳]:

$$Z_s = 50 \frac{1 + \Gamma_s}{1 - \Gamma_s} \quad (1)$$

$$Z_L = 50 \frac{1 + \Gamma_L}{1 - \Gamma_L} \quad (2)$$

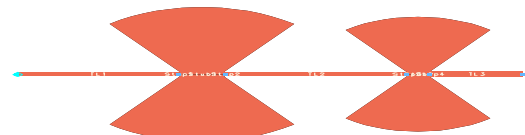
شبکه‌های تطبیق امپدانس ورودی و خروجی در فرکانس مرکزی برای تطبیق به امپدانس ۵۰ اهم طراحی می‌شوند. طول الکتریکی و فیزیکی خطوط انتقال با استفاده از نرم‌افزار ADS محاسبه شده است. نتایج شبیه‌سازی شماتیک تقویت‌کننده تک‌طبقه طراحی شده در شکل ۵ آورده شده است.



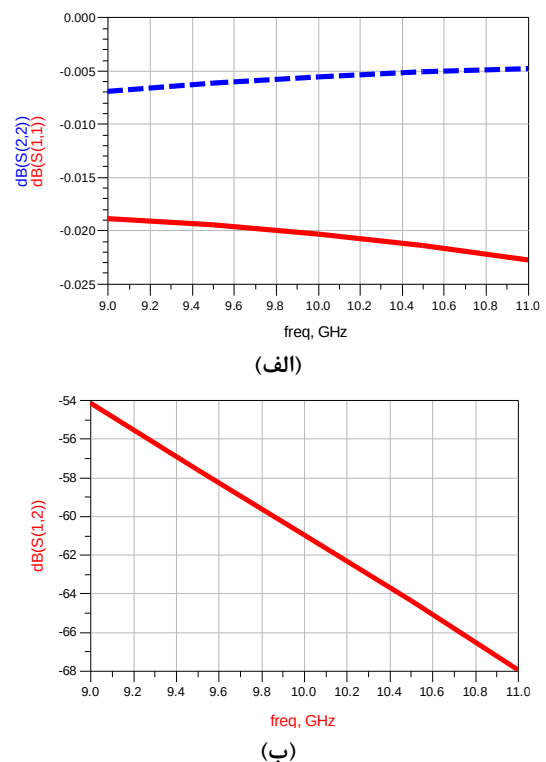
شکل ۵: نتایج حاصل برای تقویت‌کننده کم‌نویز تک طبقه

شرط این که تقویت‌کننده میکروویو پایدار باشد این است که در تمام فرکانس‌ها پارامترهای μ و μ' بزرگ‌تر از ۱ باشند، مطابق شکل ۵ تقویت‌کننده کم‌نویز تک طبقه طراحی شده در کل بازه فرکانسی ۹ تا ۱۱ گیگاهرتز پایدار بوده و مقادیر پارامترهای پایداری بزرگ‌تر از یک است. تقویت‌کننده کم‌نویز تک طبقه دارای عدد نویز مطلوبی در بازه فرکانسی موردنظر است اما تلفات بازگشتی آن به دلیل عدم تطبیق در ورودی و خروجی زیاد است. این مسئله را با استفاده از توپولوژی تقویت‌کننده متوازن می‌توان حل نمود. سیگنال بازگشتی ناشی از عدم تطبیق در ورودی تقویت‌کننده، به بار ۵۰ اهم در دهانه^{۱۶} تزویج‌کننده

در این طراحی از دو جفت استاب شعاعی پروانه‌ای^{۱۵} برای به دست آوردن باند نگذر وسیع‌تر استفاده شده است که دارای ابعاد متفاوتی هستند. پهنای باند شبیه‌سازی و فرکانس مرکزی برای فیلتر ارائه‌شده به ترتیب برابر ۲ و ۱۰ گیگاهرتز می‌باشند. برای طراحی فیلتر از سابستری با شماره RT-duroid-5880 استفاده شده است. جانمایی فیلتر طراحی‌شده و نتایج حاصل از شبیه‌سازی فیلتر در شکل‌های ۳ و ۴ آورده شده است (دهانه ۱ همان دهانه RF و دهانه ۲ همان دهانه DC است، که این دهانه‌ها ۵۰ اهم هستند).



شکل ۳: جانمایی فیلتر تغذیه

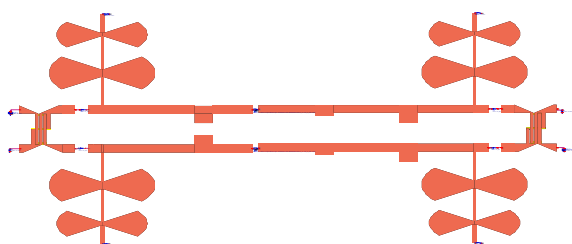


شکل ۴: نتایج شبیه‌سازی مومنتوم فیلتر تغذیه

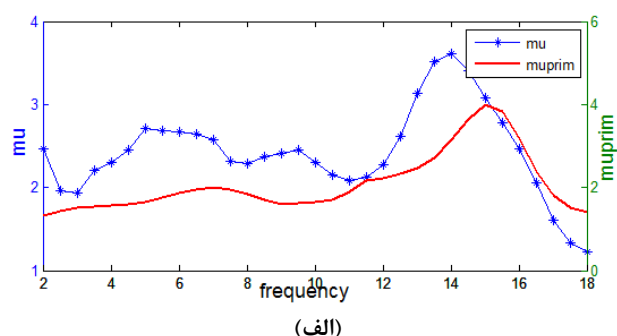
۴- طراحی تقویت‌کننده کم‌نویز متوازن

طراحی تقویت‌کننده کم‌نویز متوازن شامل دو مرحله اساسی است. در مرحله اول باید یک تقویت‌کننده کم‌نویز تک طبقه طراحی شود و در مرحله بعد بایستی تزویج‌کننده برای رسیدن به پهنای باند موردنظر طراحی شود. از آنجاکه هدف طراحی تقویت‌کننده متوازن با توجه به محدودیت‌های جدول ۱ است لذا در طراحی تقویت‌کننده کم‌نویز تک طبقه سعی می‌شود محدودیت‌ها در فرکانس مرکزی برآورده شود و سپس با تبیین کردن مختصر ابعاد خطوط انتقال شبکه‌های تطبیق

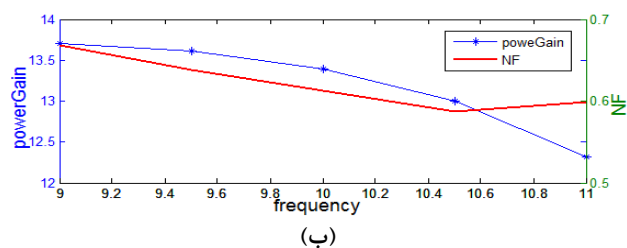
با توجه به شکل بالا مقدار ضریب تزویج در بازه فرکانسی ۹ تا ۱۱ گیگاهرتز بین ۳/۰۲- تا ۳/۰۷۸- دسی بل است. در ساختار تقویت کننده متوازن معمولاً دو تقویت کننده کم نویز تک طبقه یکسان توسط تزویج کننده به صورت موازی به هم متصل شده اند. با قرار دادن تزویج کننده لنج و تقویت کننده تک طبقه کم نویز طراحی شده در ساختار متوازن نتایج آن بررسی می شود. فیلتر میان گذر طراحی شده جهت حذف اثر مدارات بایاس در باند فرکانسی مورد نظر به عنوان فیلتر تغذیه در ورودی و خروجی تقویت کننده کم نویز تک طبقه تعبیه شده است. طرح بندی تقویت کننده متوازن با تزویج کننده لنج در شکل ۸ آورده شده است.



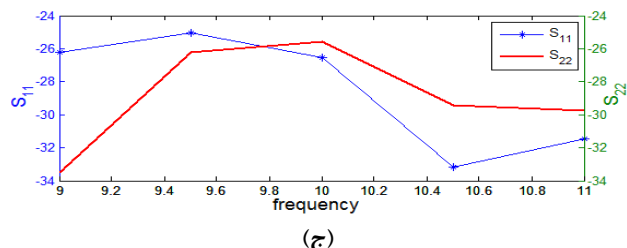
شکل ۸: جانمایی تقویت کننده متوازن با تزویج کننده لنج



(الف)



(ب)



(ج)

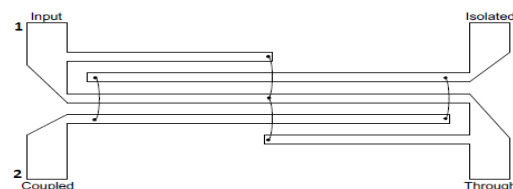
شکل ۹: نتایج شبیه سازی مونتوم تقویت کننده متوازن با تزویج کننده لنج

با توجه به شکل ۹، تقویت کننده کم نویز متوازن طراحی شده با تزویج کننده لنج در کل پهنای باند فرکانسی ۲ تا ۱۸ گیگاهرتز پایدار نامشروط می باشد. این تقویت کننده متوازن در بازه فرکانسی ۹ تا ۱۱

منتقل می شود و برای خروجی نیز، حالتی مشابه وجود دارد. طراحی و شبیه سازی تقویت کننده کم نویز متوازن با استفاده از سه تزویج کننده لنج، شاخه-خط و ویلکینسون انجام شده است و برای هر حالت به طور جداگانه بهینه سازی انجام شده است، سپس نتایج این تقویت کننده های متوازن با هم مقایسه شده است.

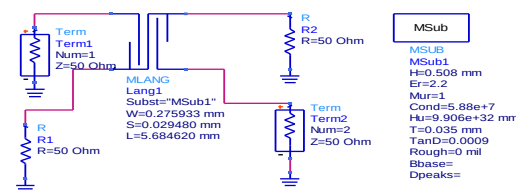
۴-۱- تقویت کننده متوازن با کوپلر لنج

در ابتدا یک تزویج کننده لنج برای استفاده در ساختار متوازن طراحی و شبیه سازی شده است (تمام شبیه سازی های تقویت کننده با استفاده از نرم افزار ADS انجام شده است). ساختار تزویج کننده لنج در شکل ۶ آورده شده است. تزویج کننده لنج توان ورودی در دهانه ۱ را به دو سیگنال با دامنه مساوی و با اختلاف فاز ۹۰ درجه تقسیم می کند. سیگنال های بازگشتی باهم در دهانه چهار که معمولاً ختم شده است، جمع می شوند. طول فیزیکی تزویج کننده لنج در فرکانس مرکزی تقریباً برابر با ربع طول موج روی زیرلایه مورد نظر می باشد.

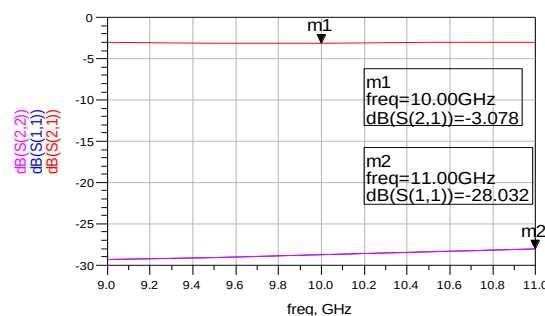


شکل ۶: ساختار تزویج کننده لنج چهار نواری [۹]

تزویج کننده لنج ۳ دسی بل روی زیرلایه RT-duroid-5880، با ضریب نفوذپذیری نسبی ۲/۲ و ضخامت ۰/۵۰۸ میلی متر و تانژانت تلفات ۰/۰۰۰۹، برای ترکیب و تزویج توان در فرکانس مرکزی ۱۰ گیگاهرتز تحقق یافته است (امپدانس مشخصه ختم شدگی ها ۵۰ اهم است). در شکل ۷ تزویج کننده لنج و نتایج شبیه سازی آن آورده شده است.



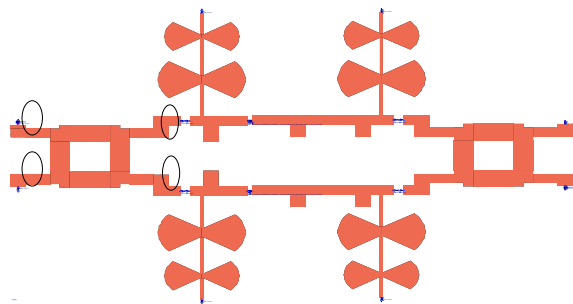
(الف)



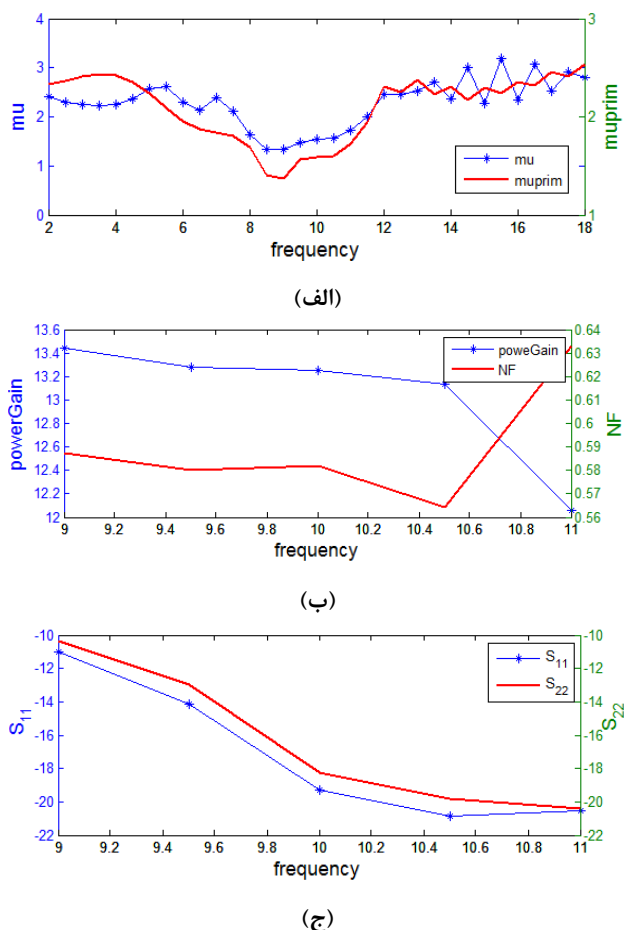
(ب)

شکل ۷: (الف) شماتیک تزویج کننده لنج (ب) نتایج به دست آمده برای تزویج کننده لنج

تزوید کننده شاخه-خط طراحی شده در ساختار تقویت کننده متوازن قرار داده شد (شکل ۱۲) و نتایج حاصل از شبیه سازی تقویت کننده در شکل ۱۳ آورده شده است.



شکل ۱۲: جانمایی تقویت کننده متوازن با تزوید کننده شاخه-خط (استاب های نصف طول موج اضافه شده برای تزوید کننده ورودی با پیچی نشان داده شده است)



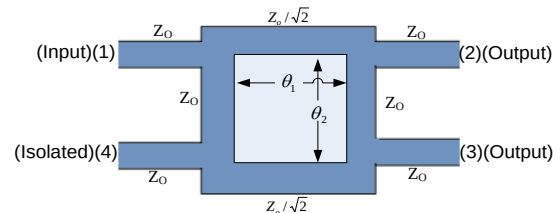
شکل ۱۳: نتایج شبیه سازی مونتوم تقویت کننده متوازن با تزوید کننده شاخه-خط

با توجه به شکل ۱۳ مشاهده می شود که تقویت کننده کم نویز متوازن طراحی شده با تزوید کننده شاخه-خط در کل پهنای باند فرکانسی ۲ تا ۱۸ گیگاهرتز پایدار نامشروط می باشد. این تقویت کننده متوازن در بازه فرکانسی ۹ تا ۱۱ گیگاهرتز دارای فاکتور نویز بین

گیگاهرتز دارای عدد نویز بین ۰/۶ تا ۰/۶۷ دسی بل، بهره توان بین ۱۲/۱ تا ۱۳/۷ دسی بل، ضریب بازتابشی ورودی کمتر از ۲۵- دسی بل و ضریب بازتابشی خروجی کمتر از ۲۷- دسی بل می باشد.

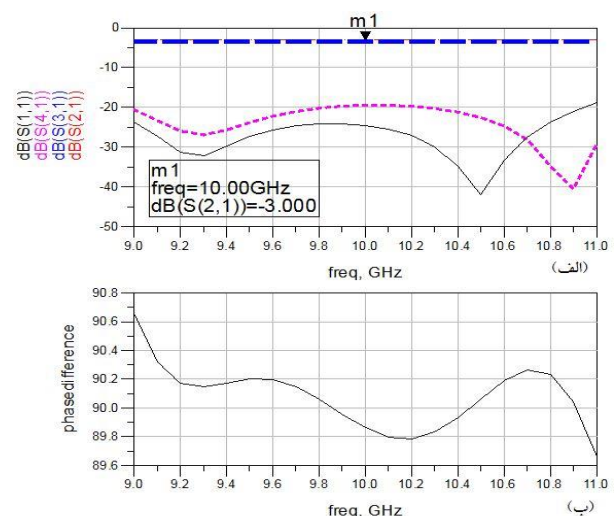
۴-۲- تقویت کننده متوازن با کوپلر شاخه-خط

طراحی متداول برای تزوید کننده شاخه-خط سه دسی بل به خطوط انتقال ربع طول موج به $Z_1 = Z_0$ و $Z_2 = Z_0 / \sqrt{2}$ و $\theta_1 = \theta_2 = 90^\circ$ نیاز دارد (شکل ۱۰).



شکل ۱۰: شماتیک تزوید کننده شاخه-خط [۱۴]

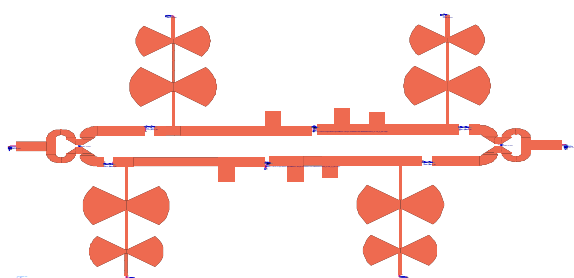
به دلیل این که تزوید کننده های شاخه-خط متداول از پهنای باند باریکی برخوردار هستند، می توان با اضافه کردن دو بخش نصف طول موج تکی با امپدانس مشخصه Z_0 که به صورت سری به دهانه های تزوید کننده اضافه شده است پهنای باند آن را افزایش داد [۱۵]. در شکل ۱۱ نتایج شبیه سازی مدار طراحی شده با اضافه کردن استاب های نصف طول موج آورده شده است. در شکل ۱۱-الف نمودار پارامترهای S_{21} و S_{31} برهم منطبق شده است. همچنین اختلاف فاز دهانه های خروجی ۲ و ۳ در شکل ۱۱-ب نمایش داده شده است. با توجه به نتایج شبیه سازی تزوید کننده طراحی شده شکل ۱۱، دارای عدم توازن دامنه کمتر از ۰/۴۵ دسی بل و فاز خروجی برابر $90^\circ \pm 0/6$ ، ضریب بازتابشی (S_{11}) و ضریب جداسازی (S_{41}) بهتر از ۲۰/۹- و ۱۹/۴۴- دسی بل در محدوده فرکانسی می باشد. بنابراین تزوید کننده طراحی شده برای تقسیم و ترکیب توان برای ساختار متوازن مناسب می باشد.



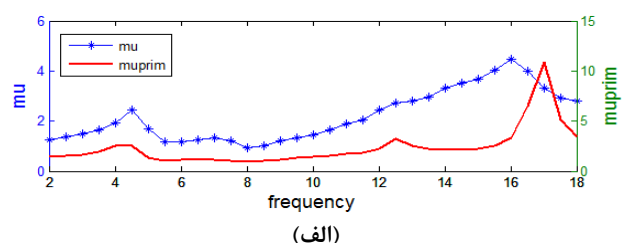
شکل ۱۱: نتایج شبیه سازی تزوید کننده شاخه خط که در نمودار (الف) S_{11} با خط ممتد، S_{21} با خط نقطه، S_{31} با خط چین و S_{41} با نقطه نشان داده شده اند. نمودار (ب) اختلاف فاز دو خروجی را نشان می دهد.

تا ۱۱ گیگاهرتز بین ۳/۰۷۴- تا ۳/۲۰۸- است، که تقریباً نزدیک به ۳- دسی بل می باشد.

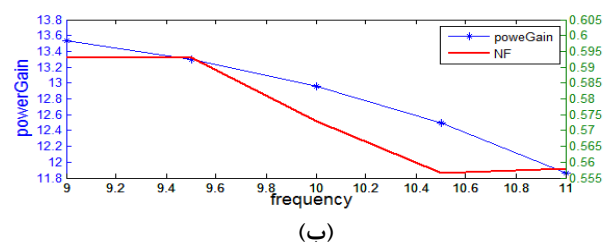
در ساختار تقویت کننده متوازن از دو تقویت کننده کم نویز تک طبقه با مشخصات یکسان، طراحی شده و تزویج کننده و یکلینسون یک طبقه طراحی شده، استفاده شد. جانمایی تقویت کننده با تزویج کننده و یکلینسون یک طبقه و نتایج شبیه سازی مونتوم آن در شکل های ۱۶ و ۱۷ آورده شده است. از آن جایی که در دهانه های خروجی تزویج کننده و یکلینسون اختلاف فازی وجود ندارد، برای ایجاد اختلاف فاز ۹۰ درجه در دهانه های خروجی تزویج کننده یک خط ربع طول موج با امپدانس مشخصه ۵۰ اهم بین دهانه ورودی تقویت کننده شاخه بالایی و تزویج کننده ورودی و یک خط ربع طول موج با امپدانس مشخصه ۵۰ بین دهانه خروجی تقویت کننده شاخه پایینی و تزویج کننده خروجی قرار داده شده است [۱۶].



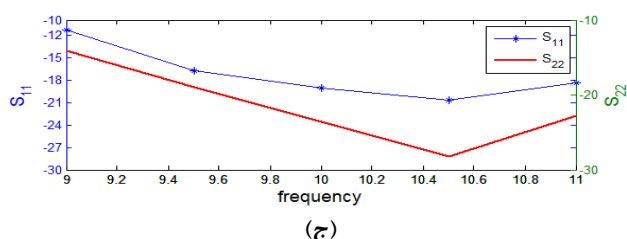
شکل ۱۶: جانمایی تقویت کننده متوازن با تزویج کننده و یکلینسون یک طبقه



(الف)



(ب)



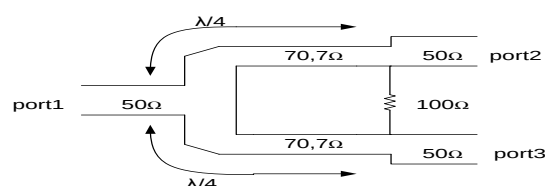
(ج)

شکل ۱۷: نتایج شبیه سازی مونتوم تقویت کننده متوازن با تزویج کننده و یکلینسون یک طبقه

۵۸/۰ تا ۶۳/۰ دسی بل، بهره توان بین ۱۲/۱ تا ۱۳/۴ دسی بل، تلفات بازگشتی ورودی بیش از ۱۱ دسی بل و تلفات بازگشتی خروجی بیش از ۱۰/۵ دسی بل می باشد.

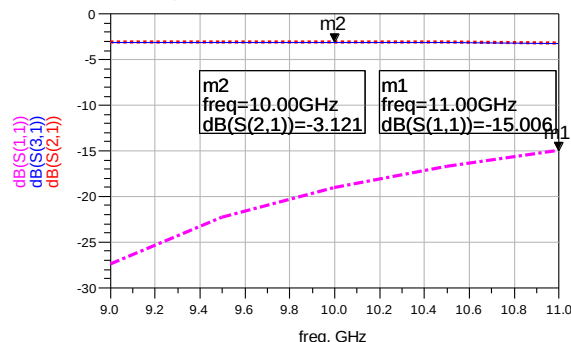
۴-۳- تقویت کننده متوازن با ویکلینسون یک طبقه

تزویج کننده توان ویکلینسون معمولاً از خطوط انتقال ربع طول موج در فرکانس مرکزی طراحی استفاده می کند، این تزویج کننده توان از دو بخش ربع طول موج در فرکانس مرکزی f_0 با امپدانس مشخصه $\sqrt{2}Z_0$ و مقاومت فشرده $2Z_0$ که بین دهانه های خروجی واقع شده است، تشکیل می شود (شکل ۱۴). امپدانس مشخصه دهانه های ورودی و خروجی برابر Z_0 می باشد. در کاربرد مقسم، این تزویج کننده توان ورودی به دهانه یک را به دو سیگنال با دامنه برابر و هم فاز در دهانه های خروجی تقسیم می کند.



شکل ۱۴: تزویج کننده ویکلینسون یک طبقه

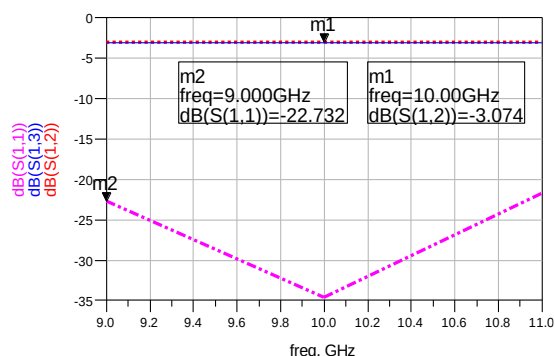
در طراحی تزویج کننده ویکلینسون مدار میکرواستریپ روی یک زیرلایه RT-duroid-5880، در بازه فرکانسی ۹ تا ۱۱ گیگاهرتز در نظر گرفته شده است. همان طور که اشاره شد، با در نظر گرفتن امپدانس مشخصه برابر با ۵۰ اهم امپدانس خطوط انتقال ربع موج برابر با $\sqrt{2}Z_0 = 70.7\Omega$ است. مقاومت دهانه های ورودی و خروجی برابر با امپدانس مشخصه و مقاومت جداسازی دو برابر مقاومت مشخصه و برابر ۱۰۰ اهم در نظر گرفته می شود. از آن جایی که این مرحله طراحی برای ساخت آماده نیست، مداری با جزئیات بیشتر بایستی طراحی شود. با اضافه کردن خم ها و اتصال ها^{۱۷} و تحقق دقیق مقادیر، طراحی یک مقسم توان ویکلینسون یک طبقه حاصل می شود.



شکل ۱۵: نتایج شبیه سازی مونتوم تزویج کننده ویکلینسون یک طبقه که S_{11} با خط نقطه، S_{21} با نقطه، S_{31} با خط ممتد نشان داده شده اند

در شکل ۱۵، S_{21} نسبت های موج ولتاژ از دهانه خروجی به دهانه ورودی هستند. با توجه به شکل ۱۵ ضریب تزویج در بازه فرکانسی ۹

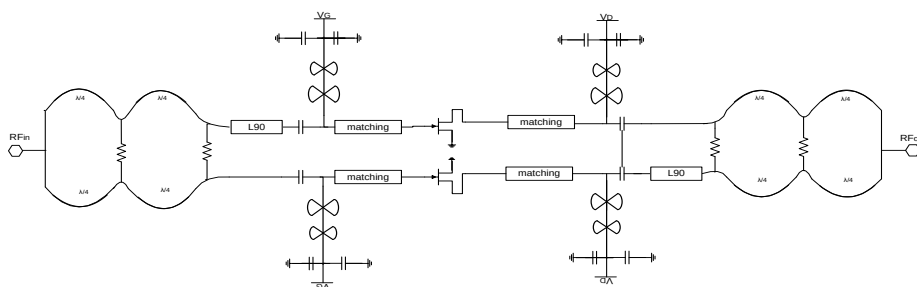
دسی بل تا $3/106$ - دسی بل تغییر می کند و دارای ایزولاسیون بهتر از $22/7$ دسی بل می باشد.



شکل ۱۹: نتایج شبیه سازی مونتوم تزویج کننده ویلکینسون دوطبقه که S_{11} با خط نقطه، S_{21} با نقطه، S_{31} با خط ممند نشان داده شده اند

به منظور افزایش پهنای باند و بهبود VSWR از تزویج کننده ویلکینسون دوطبقه در ساختار تقویت کننده مطابق شکل ۲۰ استفاده شده است و نتایج تحلیل شماتیک و مونتوم آن با استفاده از نرم افزار ADS به دست آمد. برای ایجاد اختلاف فاز 90° در دهانه های خروجی تزویج کننده یک خط ربع طول موج بین دهانه ورودی تقویت کننده شاخه بالایی و تزویج کننده ورودی و یک خط ربع طول موج بین دهانه خروجی تقویت کننده شاخه پایینی و تزویج کننده خروجی تعبیه داده شده است. همچنین برای اینکه از نظر سیگنال RF در پهنای باند فرکانسی مورد نظر اتصال کوتاه خوبی در محل تغذیه DC داشته باشیم خازن هایی قرار داده شده است. مدار به دست آمده در محیط مونتوم با استفاده از نرم افزار ADS بهینه سازی شده و مقادیر نهایی عناصر حاصل می گردد. جانمایی تقویت کننده متوازن پیشنهادی در شکل ۲۱ ارائه شده است.

شکل ۲۲ نتایج شبیه سازی جانمایی شکل ۲۱ را نشان می دهد. با توجه به نتایج به دست آمده از شبیه سازی مشاهده می شود که تقویت کننده کم نویز متوازن طراحی شده با تزویج کننده ویلکینسون دوطبقه در کل پهنای باند فرکانسی ۲ تا ۱۸ گیگاهرتز پایدار نامشروط می باشد. همچنین تقویت کننده متوازن در بازه فرکانسی طراحی ۹ تا ۱۱ گیگاهرتز دارای عدد نویز بین 0.57 تا 0.66 دسی بل، بهره توان بین $12/5$ تا $13/8$ دسی بل، تلفات بازگشتی ورودی بیش تر از ۱۶ دسی بل و تلفات بازگشتی خروجی بیش تر از ۱۸ دسی بل می باشد.

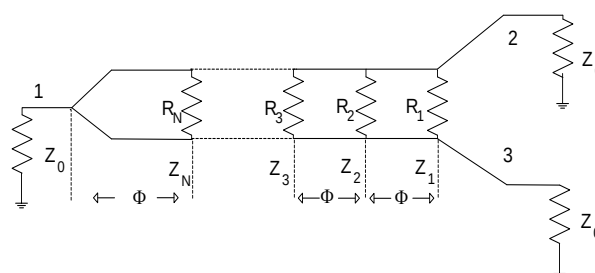


شکل ۲۰: مدار شماتیک تقویت کننده متوازن با تزویج کننده ویلکینسون دوطبقه

با توجه به شکل ۱۷، این تقویت کننده در کل بازه فرکانسی به جز ۸ تا $8/5$ گیگاهرتز پایدار است و دارای عدد نویز بین 0.556 تا 0.593 دسی بل می باشد. بهره توان آن بین $11/86$ تا $13/54$ دسی بل بوده و VSWR ورودی بین $1/27$ تا $1/75$ دسی بل و VSWR خروجی نیز بین $1/08$ تا $1/49$ دسی بل می باشد. بایستی با اصلاحاتی میزان پایداری تقویت کننده متوازن را افزایش داد و تغییرات بهره توان را کاهش داد.

۴-۴- تقویت کننده متوازن با ویلکینسون دوطبقه

از آن جایی که عملکرد تزویج کننده ویلکینسون یک طبقه برای باند وسیع ضعیف است، می توان تطبیق باند وسیع را از اعمال چند طبقه مقسم توان تک طبقه به دست آورد. تزویج کننده توان چند طبقه در شکل ۱۸ بر اساس مقسم توان ویلکینسون باند باریک تحقق یافته است. این تزویج کننده یک مدار N بخشی، شامل N جفت خط انتقال ربع موج و N مقاومت جداسازی از دهانه یک تا دهانه های دو و سه می باشد. مقادیر امپدانس مشخصه مربوط به خطوط انتقال و مقادیر مقاومت ها با توجه به مرجع [۱۷] انتخاب شده است.



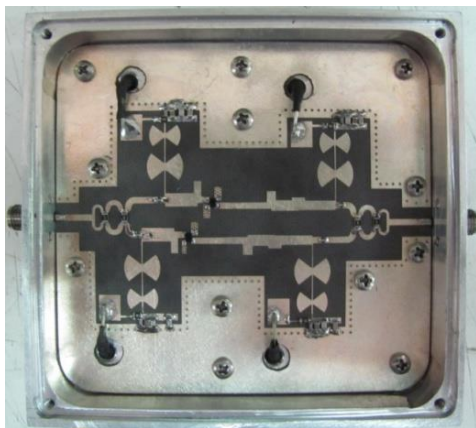
شکل ۱۸: مدار کلی یک مقسم توان ویلکینسون N طبقه [۱۷]

بنابراین با توجه به مرجع [۱۷] و در نظر گرفتن امپدانس مشخصه $Z_0 = 50 \Omega$ یک تزویج کننده ویلکینسون دوطبقه با مقدار مقاومت R_1 برابر 200Ω و مقاومت R_2 برابر با 100Ω اهم و $Z_1 = 60 \Omega$ و $Z_2 = 83/35 \Omega$ اهم طراحی شده است. این مقسم توان دوطبقه بر اساس زیرلایه RT-duroid-5880 در بازه فرکانسی ۹ تا ۱۱ گیگاهرتز طراحی شده است. نتایج بهینه سازی شده در شکل ۱۹ برای این مقسم توان ارائه شده است. با توجه به شکل ۱۹ برای این تزویج کننده بهره ولتاژ در فرکانس ۹ تا ۱۱ گیگاهرتز از $3/075$ -

ورودی و خروجی و ابعاد فیزیکی تقریبی مدار مقایسه شده و سپس طرح نهایی انتخاب می‌گردد. لذا با توجه به نتایج به دست آمده در بخش‌های قبل تقویت کننده متوازن با تزویج کننده ویلکینسون دوطبقه به دلیل مصالحه بهتر بین پارامترهای نویز، بهره، پهنای باند فرکانسی و VSWR و همچنین ساخت راحت تر نسبت به تزویج کننده لنج به عنوان تقویت کننده نهایی انتخاب شد.

۶- ساخت و نتایج اندازه گیری طرح انتخابی

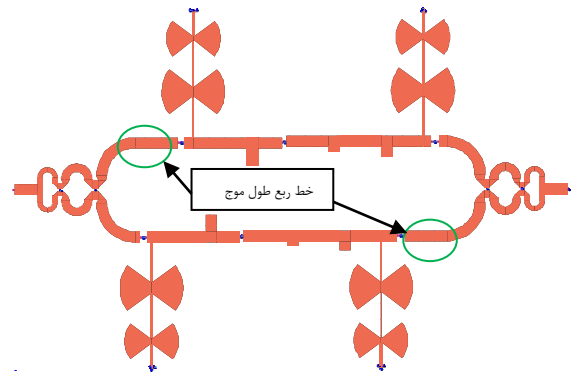
تقویت کننده کم نویز متوازن با تزویج کننده ویلکینسون دوطبقه، طراحی و ساخته شده است. برای ساخت تمام ساختار تقویت کننده متوازن از زیرلایه RT-duroid-5880 با $\epsilon_r = 2/2$ و ضخامت $0.8/5$ میلی متر معادل ۲۰ میل، به دلیل تلفات عایقی پایین آن در فرکانس‌های بالا استفاده شده است. به منظور اتصال دهانه‌های ورودی و خروجی تقویت کننده ساخته شده به تحلیل گر شبکه^{۱۸} از دو کانکتور SMA، $3/5$ میلی متری در دهانه‌های ورودی و خروجی استفاده شده است. در شکل‌های ۲۳ و ۲۴ طرف RF و تغذیه تقویت کننده نشان شده است.



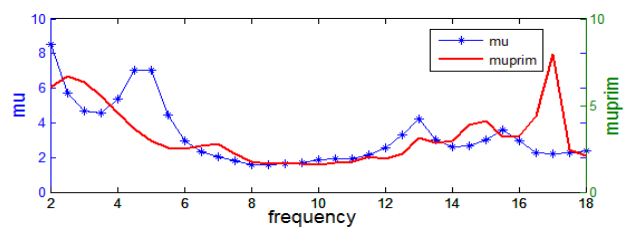
شکل ۲۳: تقویت کننده کم نویز متوازن بخش RF



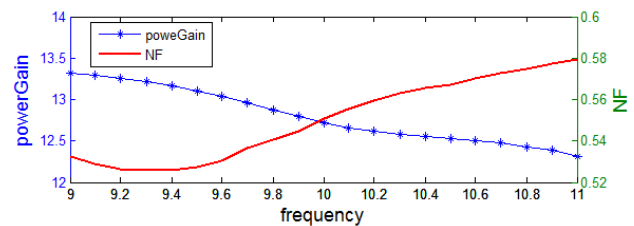
شکل ۲۴: تقویت کننده کم نویز متوازن بخش تغذیه DC



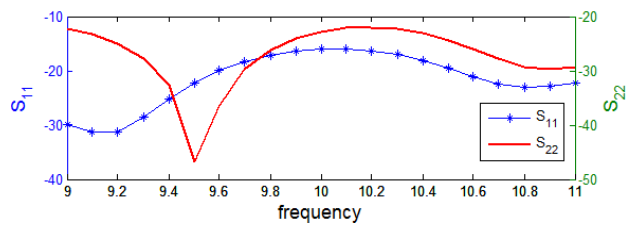
شکل ۲۱: جانمایی تقویت کننده متوازن با تزویج کننده ویلکینسون دوطبقه



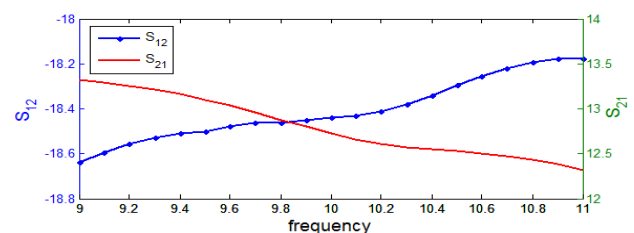
(الف)



(ب)



(ج)



(د)

شکل ۲۲: نتایج شبیه سازی مونتوم تقویت کننده متوازن با تزویج کننده ویلکینسون دوطبقه

۵- مقایسه نتایج شبیه سازی و انتخاب طرح برتر

در جدول ۲، تقویت کننده‌های متوازن طراحی شده با روش‌های مختلف از نظر پایداری، نویز، بهره، تغییرات بهره، باند فرکانسی، VSWR

جدول ۲: مقایسه تقویت‌کننده‌های متوازن طراحی‌شده

مشخصات	تقویت‌کننده کم‌نویز	با تزویج‌کننده ویلکینسون یک‌طبقه	با تزویج‌کننده ویلکینسون دو طبقه	با تزویج‌کننده شاخه-خط	تقویت‌کننده لنج
فرکانس	۹ تا ۱۱ گیگاهرتز	۹ تا ۱۱ گیگاهرتز	۹ تا ۱۱ گیگاهرتز	۹ تا ۱۱ گیگاهرتز	۹ تا ۱۱ گیگاهرتز
پایداری در بازه فرکانسی ۲-۱۸ گیگاهرتز	پایدار	در بازه ۸ تا ۸/۵ گیگاهرتز ناپایدار	پایدار	پایدار	پایدار
نویز	۰/۵۳۵ تا ۰/۵۵۱ دسی‌بل	۰/۶ تا ۰/۶۷ دسی‌بل	۰/۵۷ تا ۰/۶۶ دسی‌بل	۰/۵۸ تا ۰/۶۳ دسی‌بل	۰/۶ تا ۰/۶۷ دسی‌بل
بهره	۱۳ تا ۱۲/۳ دسی‌بل	۱۳/۵۴ تا ۱۳/۱۱/۸ دسی‌بل	۱۳/۷۸ تا ۱۲/۵ دسی‌بل	۱۳/۴ تا ۱۲/۱ دسی‌بل	۱۳/۷ تا ۱۲/۱ دسی‌بل
تغییرات بهره	۱/۳ دسی‌بل	۱/۶۷ دسی‌بل	۱/۲۴ دسی‌بل	۱/۳ دسی‌بل	۱/۶ دسی‌بل
VSWR ورودی	۱/۹۵ تا ۱/۷۳	۱/۸۷۴ تا ۱/۲	۱/۳۶ تا ۱/۲۹	۱/۸۷۴ تا ۱/۱۸۱	۱/۱۱۹ تا ۱/۰۴۵
VSWR خروجی	۱/۸۷ تا ۲/۴	۱/۵ تا ۱/۱	۱/۲۹ تا ۱/۱۶۹	۱/۸۷۴ تا ۱/۱۸۱	۱/۱۱۱ تا ۱/۰۴۳
ابعاد فیزیکی مدار بر حسب mm	۴۸×۲۳	۴۰/۳ × ۵۲/۳۸	۶۶ × ۴۳/۷۲	۵۴/۱۶ × ۴۷/۱	۵۱/۲ × ۴۴/۴

دسی‌بل برابر با ۱/۷ dBm + به دست آمد. یعنی به ازای توان ورودی برابر ۱/۷ dBm توان خروجی ۱۱/۹ dBm + به دست آمد. اندازه‌گیری نقطه فشردگی برای نقطه بایاس $V_{ds}=2V$ و $I_{ds}=20mA$ هم انجام شد و نقطه فشردگی برابر ۱ dBm + اندازه‌گیری شد.

۲-۶- اندازه‌گیری عدد نویز

در گیرنده‌های حساس دانستن عدد نویز تقویت‌کننده کم‌نویز جهت محاسبه کم‌ترین سیگنال قابل تشخیص رنج دینامیکی و نسبت سیگنال به نویز ضروری است. روش‌های گوناگونی جهت اندازه‌گیری عدد نویز مانند روش دو توانی، اندازه‌گیری مستقیم نویز، منبع سرد و فاکتور Y [۱۹ و ۲۰] وجود دارد. روش فاکتور Y مبتنی بر مجموعه‌ای از اندازه‌گیری توان بوده که برای توان نویز پایین مناسب است. بلوک دیاگرام این روش در شکل ۲۸ نشان داده شده است. در این روش یک منبع نویز با قابلیت روشن و خاموش شدن به کار می‌رود. اندازه‌گیری توان‌ها با امپدانس یکسان و پهنای باند فرکانسی برابر حاصل می‌شود.

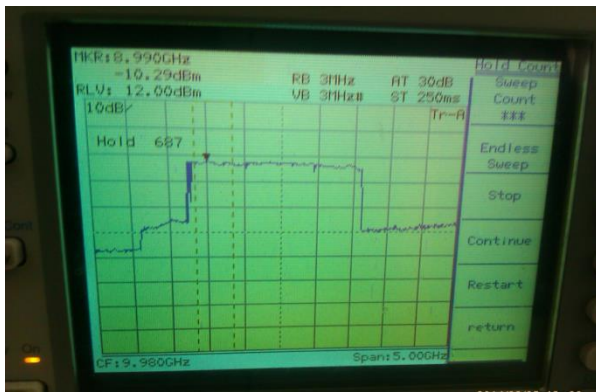
عدد نویز تقویت‌کننده کم‌نویز متوازن تحت اندازه‌گیری در فرکانس ۱۰ GHz، ۱/۳ dB به دست آمد. عدد نویز اندازه‌گیری شده در ۱۱ نقطه در باند فرکانسی ۹ تا ۱۱ گیگاهرتز در شکل ۲۹ نمایش داده شده است. علاوه بر این، عدد نویز شبیه‌سازی شده تقویت‌کننده متوازن کم‌نویز با تزویج‌کننده‌های ویلکینسون یک‌طبقه، ویلکینسون دو طبقه، شاخه-خط و لنج نیز ارائه شده است. عدد نویز تقویت‌کننده کم‌نویز متوازن نسبت به نتایج شبیه‌سازی به دلیل پیاده‌سازی مورد و اجزای پارازیتی افزایش یافته است. نتایج نشان می‌دهد که تقویت‌کننده کم‌نویز متوازن نه تنها تلفات بازگشتی را بهبود می‌دهد، بلکه منجر به پاسخ بهره صاف نسبت به تقویت‌کننده کم‌نویز تک طبقه می‌شود.

در شکل ۲۵ نتایج شبیه‌سازی و اندازه‌گیری پارامترهای S تقویت‌کننده برای نقطه بایاس $V_{ds}=2V$ و $I_{ds}=20mA$ نشان داده شده است. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد در بازه فرکانسی ۹ تا ۱۱ گیگاهرتز میزان تطبیق ورودی S_{11} بهتر از ۱۵- دسی‌بل و تطبیق خروجی بهتر از ۹- دسی‌بل می‌باشد. تقویت‌کننده در این بازه فرکانسی دارای بهره‌ای بین ۱۱/۶ تا ۱۲/۶ دسی‌بل است.

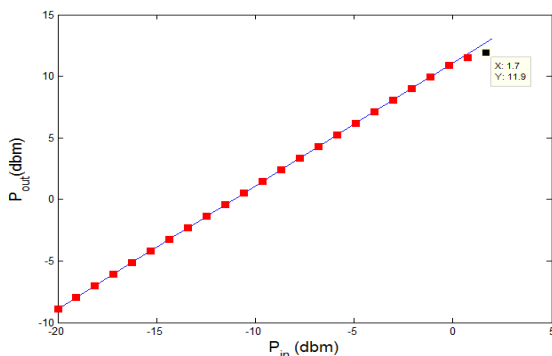
چنان‌که در شکل ۲۶ نشان داده شده در بازه فرکانسی ۹ تا ۱۱ گیگاهرتز، تقویت‌کننده دارای بهره‌ای صاف می‌باشد و نوسان ندارد. همچنین برای بررسی عدم نوسان یک مرتبه با اتصال یک بار ۵۰ اهم به دهانه ورودی تقویت‌کننده تحت تست و اتصال دهانه خروجی آن به تحلیل‌گر طیف^{۱۹} مشاهده شد که نوسانی وجود ندارد بار دیگر بار ۵۰ اهم را به دهانه خروجی وصل کرده و با اتصال دهانه ورودی به تحلیل‌گر طیف مشاهده شد که نوسانی وجود ندارد. برای حالت مدار باز هم همین کار انجام شد و باز هم نوسانی مشاهده نشد. بنابراین تقویت‌کننده نسبت به بار تطبیق و حالت مدار باز ورودی و خروجی پایدار است.

۱-۶- اندازه‌گیری خطی بودن

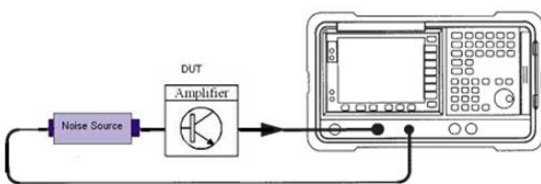
برای اندازه‌گیری نقطه فشردگی یک دسی‌بل توان سیگنال ژنراتور از ۲۰ dBm تا ۲ dBm + در فرکانس ۱۰ گیگاهرتز تغییر داده می‌شود. سطح توان خروجی تقویت‌کننده توسط تحلیل‌گر طیف اندازه‌گیری می‌شود. نتایج اندازه‌گیری نقطه فشردگی یک دسی‌بل برای نقطه بایاس $V_{ds}=2V$ و $I_{ds}=10mA$ در شکل ۲۷ نشان داده شده است. اگرچه ناحیه خطی از حدود ۲۰ dBm - تا ۱ dBm + در این شکل نشان داده شده است ولی حد پایین بازه دینامیکی تقویت‌کننده توسط کم‌ترین سیگنال قابل تشخیص (MDS^{۲۰}) مشخص می‌گردد [۱۸]. نقطه فشردگی یک



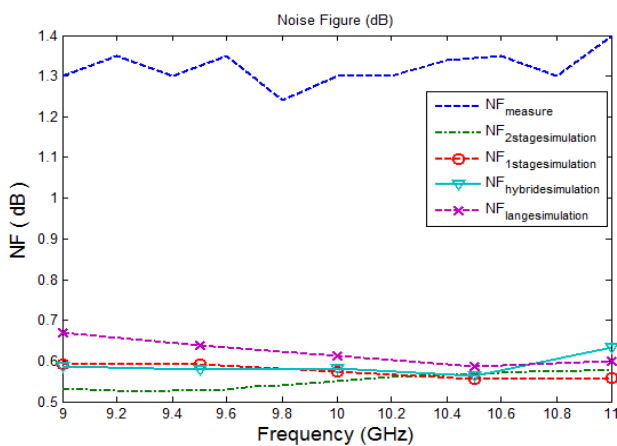
شکل ۲۶: نمایش بهره در بازه فرکانسی ۸/۵ تا ۱۱/۵ گیگاهرتز



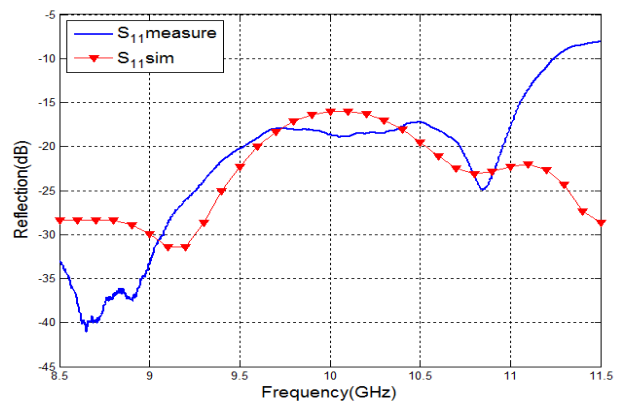
شکل ۲۷: نتایج اندازه‌گیری نقطه فشردگی یک دسی‌بل تقویت‌کننده کم‌نویز متوازن



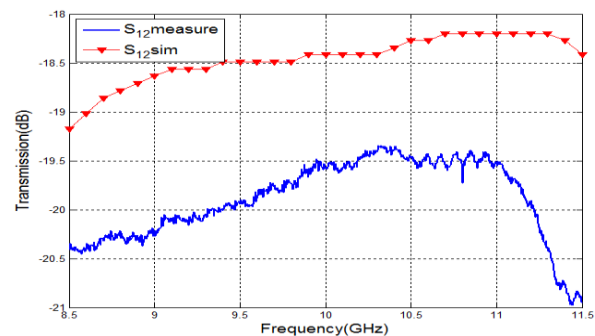
شکل ۲۸: بلوک دیاگرام تجهیزات اندازه‌گیری عدد نویز با روش فاکتور Y



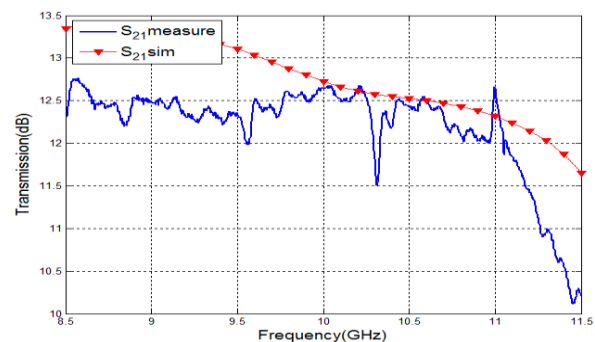
شکل ۲۹: مقایسه عدد نویز اندازه‌گیری‌شده با روش فاکتور Y، با عدد نویز حاصل از شبیه‌سازی تقویت‌کننده متوازن با توزیع‌کننده‌های ویلکینسون دوطبقه (-)، ویلکینسون یک‌طبقه (-0-)، شاخه-خط (-) و v- و لنج (-*)



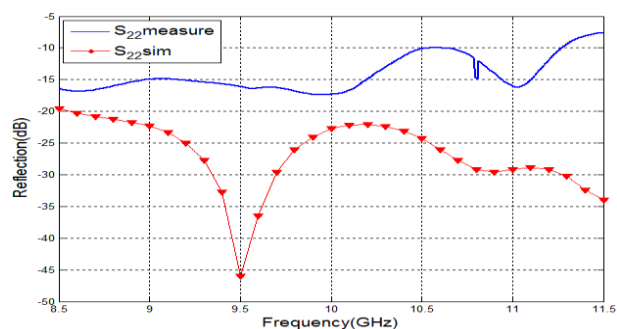
(الف)



(ب)



(ج)



(د)

شکل ۲۵: مقایسه نتایج اندازه‌گیری و شبیه‌سازی پارامترهای پراکندگی برای نقطه بایاس $V_{ds}=2V$ و $I_{ds}=20mA$ الف - S_{11} ، ب - S_{12} ، ج - S_{21} و د - S_{22}

۷- نتیجه گیری

برای رسیدن به تقویت کننده کم نویز پایدار با تطبیق ورودی و خروجی خوب و پهنای باند بالاتر از ساختار متوازن با ترانزیستور به شماره NE3503M04 استفاده شد. از آنجایی که در ساختار تقویت کننده متوازن به تزویج کننده جهت تقسیم/ترکیب توان احتیاج است، تزویج کننده های ویلکینسون یک طبقه، ویلکینسون دوطبقه، شاخه-خط و لنج برای بازه فرکانسی مورد نظر طراحی شده است و در ساختار متوازن از آن ها استفاده شد. سپس از بین تقویت کننده های متوازن طراحی شده، تقویت کننده کم نویز متوازن با تزویج کننده ویلکینسون دوطبقه به عنوان تقویت کننده متوازن نهایی انتخاب شد. زیرا پهنای باند بیش تری نسبت به تقویت کننده هایی که در آن ها از تزویج کننده ویلکینسون یک طبقه و شاخه خط استفاده شده است، همچنین ساخت راحت تری نسبت به تقویت کننده متوازن با تزویج کننده لنج دارد. تقویت کننده متوازن با تزویج کننده ویلکینسون دوطبقه با زیرلایه RT-duroid-5880 با ضخامت ۲۰ میل ساخته شد. نتایج اندازه گیری بهره را حدود ۱۲ دسی بل با تغییرات ± 0.5 دسی بل و فاکتور نویز $1/3$ دسی بل در فرکانس مرکزی نشان می دهد. نقطه فشرده گی تقویت کننده برای نقطه بایاس $V_{ds}=2V$ و $I_{ds}=20mA$ برابر $1dBm$ + و برای نقطه بایاس $V_{ds}=2V$ و $I_{ds}=10mA$ برابر $1/7dBm$ به دست آمد. این تقویت کننده همچنین دارای تطبیق خوب در ورودی می باشد زیرا تلفات بازگشتی ورودی در کل بازه فرکانسی ۹ تا ۱۱ گیگاهرتز بیش از ۱۵ و برای تطبیق خروجی بیش از ۱۰ دسی بل به دست آمد.

سیاس گزاری

نویسندگان مقاله از پژوهشکده فناوری اطلاعات و ارتباطات (فاوا) دانشگاه صنعتی اصفهان به دلیل حمایت از این پروژه تحقیقاتی و نیز از شرکت مهندسی رستافن ارتباط که در اندازه گیری عدد نویز تقویت کننده با روش فاکتور Y همکاری نمودند، قدردانی می نمایند.

مراجع

- [4] S. Y. Liao, *Microwave Circuit Analysis and Amplifier Design*, Prentice-Hall Inc., 1987.
- [5] K. Eisele, R. Engelbrecht, and K. Kurokawa., "Balanced transistor amplifiers for precise wideband microwave applications," *IEEE International Solid-State Circuits Conference*, pp. 18-19, 1965.
- [6] M. Misran, et al., "Design of Gaas E-phemt low noise amplifier for WLAN application," *International Conference on Green and Ubiquitous Technology (GUT)*, pp. 106-109, 2012.
- [7] W. Zi-xu, et al., "The design of SiGe HBT balanced broadband low noise amplifier," *International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology*, pp. 233-236, 2008.
- [8] T. Waliwander, and J. Barrett, "A low noise amplifier for an ultra wideband receiver," *European Conference on Wireless Technologies*, pp. 185-188, 2007.
- [9] Q. Huang, et al., "A 24-40GHz monolithic balanced low noise amplifier," *Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, pp. 1-4, 2008.
- [10] O. Anwar Faizd, N. Mohd Noh, M. Tafir Mustafa, and A. Abd Manaf "Comparison of wideband LNA designs for SDR applications," *2nd International Conference on Electronic Design (ICED)*, pp. 515-520, 2014.
- [11] S. B. Gholap, and M. S. S. Patil, "Design of wideband low noise amplifier with directional coupler for cognitive radio receiver and navigation applications," *International Journal of Engineering Research and General Science*, vol. 3, no. 2, part 2, 2015.
- [12] A. Gopalaswamy, and U. Das, "Microstrip and suspended substrate GaAs bias-T," *International Conference on Fiber Optics and Photonics*, pp. 339-346, 2001.
- [13] D. K. Misra, *Radio-frequency and Microwave Communication Circuits: Analysis and Design*, John Wiley & Sons, 2004.
- [14] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, John Wiley & Sons, 2009.
- [15] B. Mayer, and R. Knochel, "Branchline-couplers with improved design flexibility and broad bandwidth," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 391-394, 1990.
- [16] M. Panzariu, et al., "A balanced wide-band amplifier for microwave applications," *Advanced Topics in Optoelectronics, Microelectronics and Nanotechnologies*, pp. 925835-925835-10, 2014.
- [17] S. B. Cohn, "A class of broadband three-port TEM-mode hybrids," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 16, pp. 110-116, 1968.
- [18] M. I. Skolnik, *Radar Handbook*, 2nd ed., McGraw-Hill Inc., NY, 1990.
- [19] Agilent Technologies, *Noise Figure Measurement Accuracy-the Y-factor Method*, Application Note 57-2.
- [20] Rohde & Shwarz, *The Y-factor Technique for Noise Figure Measurements*, Application Note 05, 2012.
- [1] M. Tonev, "Low noise microwave amplifiers with improved input matching applicable in active array antennas," *Applied Electromagnetism*, p. 30, 2015.
- [2] W. Xiao-Mei, S. Zheng-Wen, C. Yong, and W. Si-Xiu., "Design and analysis of an X-band low noise amplifier," *2nd International Conference on Multimedia and Information Technology*, pp. 278-282, 2010.
- [3] G. Gonzalez, *Microwave Transistor Amplifiers: Analysis and Design*, 2nd ed. New Jersey: Prentice-Hall, 1997.

زیر نویس ها

⁷ Low noise amplifier⁸ Misran⁹ Branch-Line¹⁰ Wilkinson¹¹ Waliwander¹² Lange Coupler¹³ Notch¹⁴ Leakage path¹ Wireless Local-Aria Network² Wideband Code Division Multiple Access³ Noise Factor⁴ Voltage Standing Wave Ratio⁵ R. S. Engelbrecht⁶ Hybrid Coupler

¹⁵ Butterfly Radial Stub

¹⁶ Port

¹⁷ Junctions

¹⁸ Network Analyzer

¹⁹ Spectrum Analyzer

²⁰ Minimum Detectable Signal