

شبیه‌سازی و ساخت نوسان‌ساز با نویز فاز کم باند S میکروویو مبتنی بر تشدیدگر موجبر مجتمع در زیر لایه به شکل پنج وجهی

الیاس کریمی درمیان^۱، عباس علی‌قنبری^۲

۱- دانشجوی ارشد گروه مخابرات و الکترونیک، ۲- دانشیار، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه شیراز، ایران
(دریافت: ۹۸/۰۸/۰۸؛ پذیرش: ۹۸/۱۰/۱۷)

چکیده

در این مقاله یک نوسان‌ساز با نویز فاز کم در باند S میکروویو مبتنی بر فناوری موجبر مجتمع در زیر لایه ارائه شده است. رزوناتور موجبر مجتمع در زیر لایه استفاده شده به شکل پنج وجهی منتظم اختیار شده و از ضریب کیفیت مناسبی برخوردار است. تاکنون این شکل از تشدیدگر موجبر مجتمع در زیر لایه در تحقیقات گذشته ارائه نشده است. تشدیدگر مورد نظر در نرم‌افزار HFSS و با زیر لایه RO4003 با ضخامت ۲۰ mil شبیه‌سازی گردیده و ضریب کیفیت بار شده حدود ۷۲ به دست آمده است. شبیه‌سازی نوسان‌ساز در نرم‌افزار ADS انجام گرفته و نتایج ساخت نوسان‌ساز نشان دهنده نویز فاز بهتر از -140 dBc/Hz در انحراف فرکانسی ۱ MHz می‌باشد. فرکانس نوسان 3.16 GHz با توان خروجی ۹/۱ dBm و هارمونیک کمتر از -40 dBc است. نوسان‌ساز ساخته شده برای کاربردهای فرکانس بالا و قیمت پایین مناسب است.

واژگان کلیدی

نوسان‌ساز با نویز فاز کم، تشدیدگر با ضریب کیفیت بالا، موجبر مجتمع در زیر لایه (SIW)

۱. مقدمه

سامانه های مخابراتی، با توجه به نیاز به ارتباط با پهنای باند بیشتر و تعداد کاربر بیشتر شبکه، اهمیت نویز فاز نوسان ساز بیش از پیش به چشم می‌آید. به همین دلیل بخش اعظمی از تحقیقات اخیر روی بهبود بخشیدن نویز فاز نوسان ساز و استفاده از تشدیدگر با ضریب کیفیت بالا متمرکز شده است.

در بین تشدیدگرهای مورد استفاده در طراحی نوسان‌ساز با نویز فاز کم، رزوناتورهای دی‌الکتریک و حفره تشدید موجبری از ضریب کیفیت بسیار بالایی (چندین هزار) برخوردار هستند. نمونه‌هایی از نوسان‌سازهای با تشدیدگرهای دی‌الکتریک و حفره موجبری در [۱-۳] ارائه شده است.

عیب اصلی این نوع ساختارها قیمت نه چندان ارزان و عدم هماهنگی آن‌ها با فرآیند ساخت صفحه‌ای می‌باشد. لذا در کاربردهایی که مسطح و کوچک بودن مدارات از اهمیت ویژه‌ای برخوردار است (مانند دستگاه‌های قابل حمل الکترونیکی) نمی‌توان از آن‌ها استفاده کرد. با این وجود، در کاربردهایی که پایین بودن نویز فاز از اهمیت بالاتری نسبت به کوچک و قابل حمل بودن دستگاه برخوردار است، همواره از اسیلاتورهای با رزوناتورهای دی‌الکتریک و حفره موجبری استفاده می‌شود.

رزوناتورها و فیلترهای مسطح دسته‌ای از ساختارهای مسطح هستند که به دلیل سادگی ساخت و سازگاری آن‌ها با فرآیند

امروزه، مخابرات و تجهیزات مخابراتی تبدیل به جزئی جدا نشدنی از زندگی مردم شده‌اند، لذا اهمیت بهبود کیفیت آن‌ها بیش از پیش مورد توجه قرار گرفته است. برای بهبود عملکرد یک سامانه مخابراتی، باید اجزای سازنده آن بهینه شوند. یکی از عناصر مهم در تجهیزات مخابراتی صنعتی، نظامی و آزمایشگاهی، نوسان‌ساز است. از پارامترهای مهم یک نوسان‌ساز میکروویو می‌توان به سطح هارمونیک‌ها، توان خروجی، و نویز فاز اشاره کرد.

معیار شایستگی مورد استفاده برای بیان کیفیت سیگنال خروجی یک اسیلاتور در حوزه فرکانس، نویز فاز می‌شود. نویز ایجاد شده در نوسان‌ساز در یک سامانه مخابراتی یا راداری می‌تواند عملکرد کلی سامانه را به طرز چشم‌گیری کاهش می‌دهد. کم بودن نویز فاز در اسیلاتور محلی برای انتخاب‌گری و ایمنی در برابر سیگنال‌های ناخواسته از ضروریات یک گیرنده می‌باشد. همچنین، استفاده از یک اسیلاتور نویزی در قسمت اسیلاتور محلی یک فرستنده، باعث افزایش تشعشع در باندهای کناری و خرابی سیگنال‌های ضعیف آن باند می‌شود.

با پیشرفت مباحث رادار، مخابرات بی سیم و پیشرفته تر شدن

ساختار توسط این دیواره به بیرون نشت می‌کند که با طراحی مناسب دیواره می‌توان آن را به حداقل رساند. برای حداقل شدن تلفات ناشی باید نسب فاصله بین دو سوراخ متالیزه به طول موج، در حدود $0/25 < \frac{P}{\lambda_c} < 0/5$ و نسبت قطر سوراخ متالیزه D به فاصله P ، در محدوده $0/8 < \frac{D}{P} < 0/5$ باشد [۱۲].

۲-۲. تشدیدگر مجتمع در زیرلایه

۲-۲-۱. تشدیدگر

تشدیدگرهای مایکروویو در موارد بسیاری از جمله فیلتر، نوسان‌ساز، و فرکانس متر مورد استفاده قرار می‌گیرند [۱۳]. تشدیدگر مایکروویو یک قطعه مایکروویو است که در یک یا چند فرکانس خاص به تشدید در می‌آید. هر تشدیدگر مایکروویو می‌تواند به صورت یک مدار RLC سری یا موازی مدل گردد.

تشدیدگرهای مایکروویو به صورت مفصل در [۱۳] مورد بحث و بررسی قرار گرفته‌اند. یک تشدیدگر مایکروویو با دو مشخصه فرکانس تشدید و ضریب کیفیت شناخته می‌شود. در دنیای واقعی و در حالت عملی در فرکانس‌های مایکروویو، تمامی عناصر از قبیل سلف، خازن و تشدیدگر دارای تلف هستند و مقداری از انرژی درون آن‌ها تلف می‌شود. ضریب کیفیت Q به صورت زیر تعریف می‌شود [۱۳]:

$$Q = \omega \frac{\text{average energy stored}}{\text{energy loss/second}} \quad (1)$$

$$= \omega \frac{W_e + W_m}{P_{\text{loss}}}$$

که W_e انرژی ذخیره شده در میدان الکتریکی و W_m انرژی ذخیره شده در میدان مغناطیسی و P_{loss} توان تلف شده در ساختار تشدیدگر (شامل توان‌های تلف شده در دی‌الکتریک و رسانا) است. برای عناصری مانند سلف و خازن، ضریب کیفیت بالاتر به این معنی است که سلف و یا خازن مورد نظر به سلف و خازن ایده‌آل نزدیک‌تر است.

انواع ضریب کیفیت شامل ضریب کیفیت بدون بار و ضریب کیفیت بارشده می‌شود. ضریب کیفیت بدون بار (Q_0) همان ضریب کیفیت ساختار بدون در نظر گرفتن اثرات بارگذاری تشدیدگر است. Q_L یا ضریب کیفیت بار شده نیز ضریب کیفیتی است که اثرات بارگذاری در محاسبه ضریب کیفیت اعمال شده است.

متداول‌ترین روش برای اندازه‌گیری ضریب کیفیت بار شده یک تشدیدگر تک دهانه، استفاده از روش ارائه‌شده در [۱۴] است. در این روش، با کمک نمودار تلفات بازگشتی شبکه تک دهانه و مقدار کمینه پاسخ (D_M)، مقدار β توسط رابطه (۲) یا (۳)

ساخت صفحه‌ای و فناوری مدارات مجتمع مایکروویو یک پارچه مورد توجه مهندسين و محققين حوزه مایکروویو می‌باشند. این ساختارها ضریب کیفیت پایین‌تری نسبت به رزوناتورهای دی‌الکتریک و حفره موجبری دارند (حداکثر چند صد). نمونه‌هایی از این نوع نوسان‌سازها در مراجع [۴-۷] ارائه شده‌اند.

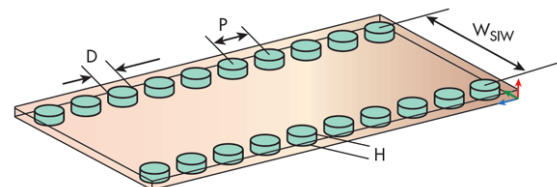
در دو دهه اخیر، در میان ساختارهای مسطح، تشدیدگرهای موجبر مجتمع در زیرلایه به‌خاطر شباهت‌شان به موجبر و در نتیجه ضریب کیفیت بالاتر نسبت به دیگر ساختارهای مسطح، مورد توجه بیشتری قرار گرفتند. نمونه‌هایی از نوسان‌سازهایی که تشدیدگر موجبر مجتمع در زیرلایه دارند در مراجع [۸-۱۱] ارائه شده‌اند.

در این مقاله ابتدا به کمک نرم‌افزار HFSS به طراحی یک رزوناتور مجتمع در زیرلایه به شکل پنج‌وجهی منتظم و بهبود برخی پارامترهای طراحی جهت رسیدن به تلفات بازگشتی مطلوب، می‌پردازیم. در ادامه به کمک نرم‌افزار ADS و رزوناتور طراحی شده در HFSS شبیه‌سازی اسیلاتور با نویزفاز کم در باند S ارائه می‌شود و در انتها مقایسه نتایج ساخت و اندازه‌گیری‌های عملی با نتایج شبیه‌سازی ارائه می‌شود.

۲. شبیه‌سازی تشدیدگر موجبر مجتمع در زیرلایه

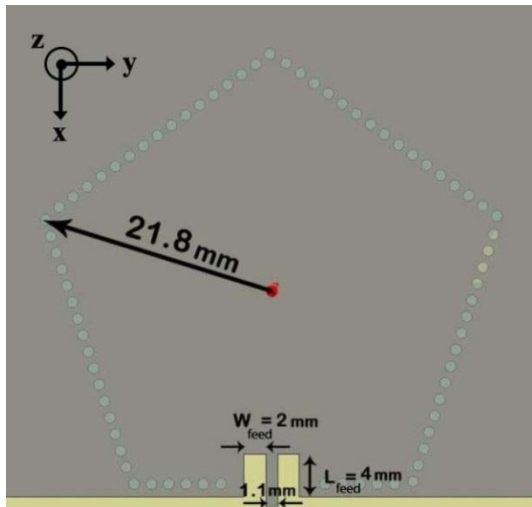
۲-۱. ساختارهای مجتمع در زیرلایه

در شکل (۱)، یک موجبر مجتمع شده در زیرلایه نشان داده شده است. سوراخ‌های متالیزه‌شده به قطر D که در فاصله P از یکدیگر قرار دارند، اتصال الکتریکی بین صفحات فلزی بالا و پایین زیرلایه عایق به ارتفاع H را برقرار می‌کنند. در نتیجه، امکان انتشار موج الکترومغناطیسی داخل بخش عایق زیرلایه در این ساختار فراهم می‌شود. سوراخ‌های متالیزه می‌توانند به جای شکل استوانه‌ای، شکل‌های دیگری مانند شکاف‌هایی با سطح مقطع مستطیلی داشته باشند. این سوراخ‌های متالیزه اگر در فاصله مناسبی از یکدیگر قرار گیرند، رفتار یک دیواره الکتریکی با تلفات بسیار کم را از خود نشان می‌دهند که تداعی‌کننده یک موجبر مستطیلی است.

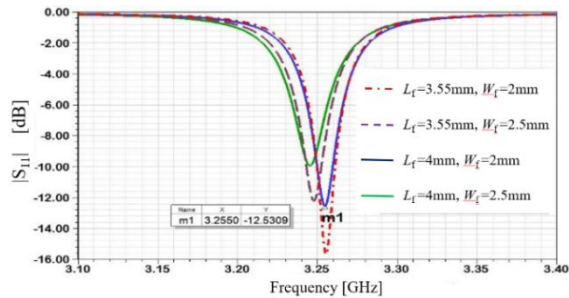


شکل (۱): ساختار پایه‌ای موجبر مجتمع در زیرلایه.

در عمل، مقداری از انرژی الکترومغناطیسی ورودی به این

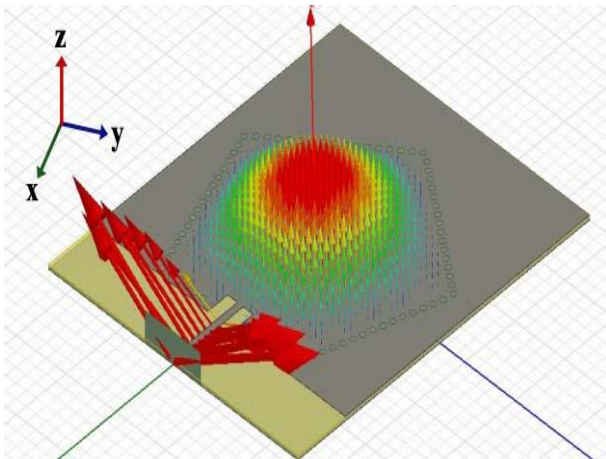


شکل (۳): ابعاد هندسی ساختار تشدیدگر مجتمع در زیرلایه به شکل پنج‌وجهی منظم.



شکل (۴): ضریب انعکاس تشدیدگر.

همان‌طور که از نمودار تلفات بازگشتی مشخص است، مد غالب در اطراف فرکانس ۳/۲۵ GHz تشدید می‌کند. با قرار دادن $D_M = -12/5$ dB و $D_L = -2/77$ dB که از منحنی تلفات بازگشتی شکل (۴) به دست می‌آید در روابط (۴) و (۵)، ضریب کیفیت برابر ۷۲ به دست آمده است. در شکل (۵) توزیع میدان الکتریکی روی آن را مشاهده می‌کنید.



شکل (۵): توزیع میدان الکتریکی روی ساختار در مد غالب.

محاسبه می‌شود (لازم به ذکر است اگر پاسخ ضریب انعکاس تشدیدگر روی نمودار اسمیت، مرکز نمودار اسمیت را شامل بشود، $\beta > 1$ بوده و در غیراین صورت $\beta < 1$ است. در حالتی که نمودار پاسخ ضریب انعکاس تشدیدگر دقیقاً از مرکز نمودار اسمیت بگذرد $\beta = 1$ خواهد بود) و پس از آن با کمک مقدار β و با استفاده از رابطه (۴)، مقدار D_L محاسبه می‌شود. سپس مقدار پهنای باند متناظر با D_L از روی نمودار تلفات بازگشتی محاسبه می‌شود و با استفاده از رابطه (۵)، ضریب کیفیت بار شده محاسبه می‌گردد. در این رابطه f_0 فرکانس تشدید تشدیدگر می‌باشد.

$$\beta = \frac{1+10^{\frac{D_M}{20}}}{1-10^{\frac{D_M}{20}}}, \quad \beta > 1 \quad (2)$$

$$\beta = \frac{1-10^{\frac{D_M}{20}}}{1+10^{\frac{D_M}{20}}}, \quad \beta < 1 \quad (3)$$

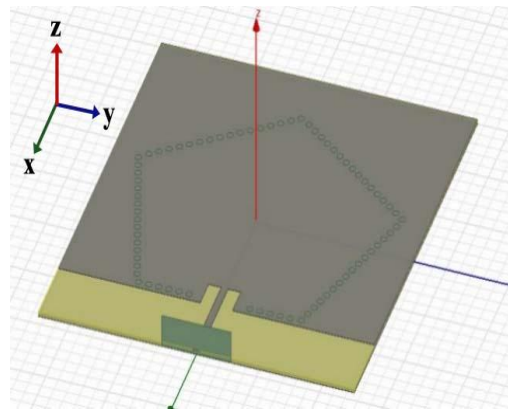
$$D_L = 20 \log_{10} \left\{ \frac{(1+\beta^2)}{(1+\beta)^2} \right\}^{1/2} \quad (4)$$

$$Q_L = \frac{f_0}{\Delta f_L} \quad (5)$$

ولی در اکثر مقالات معمولاً مقدار D_L -۳ dB در نظر گرفته می‌شود و برای محاسبه Q_L مقدار Δf_L همان مقدار پهنای باند -۳ dB لحاظ می‌گردد.

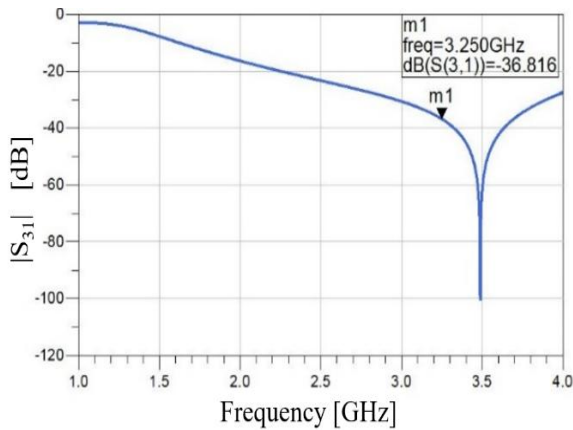
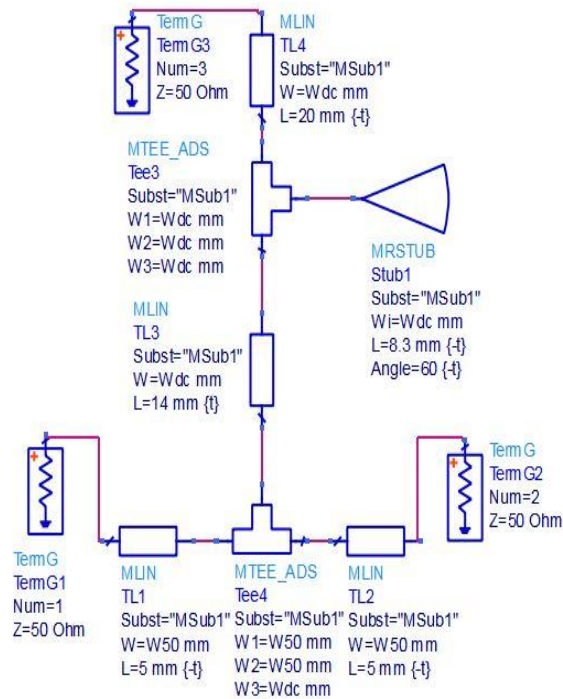
۲-۲-۲. تشدیدگر موجبر مجتمع در زیرلایه

در شکل (۲-الف) ساختار تشدیدگر موجبر مجتمع در زیرلایه به شکل پنج وجهی منظم که در نرم‌افزار HFSS شبیه‌سازی شده نشان داده شده است. در شکل (۲-ب)، ابعاد هندسی ساختار نشان داده شده است. زیرلایه استفاده شده RO4003 با ضخامت ۲۰ mil می‌باشد. پارامترهای L_f و W_f برای رسیدن به تطبیق مطلوب جهت طراحی اسیلاتور، بهینه شده‌اند. در شکل (۴) نمودار تلفات بازگشتی تشدیدگر به‌ازای مقادیر مختلف L_f و W_f نشان داده شده است.



شکل (۲): ساختار کلی تشدیدگر مجتمع در زیرلایه به شکل پنج‌وجهی منظم.

است. جهت بالا بردن دقت شبیه‌سازی، مدل این خازن که شامل پارامتر پراکندگی این خازن است در شبیه‌سازی‌ها مورد استفاده قرار گرفته است.

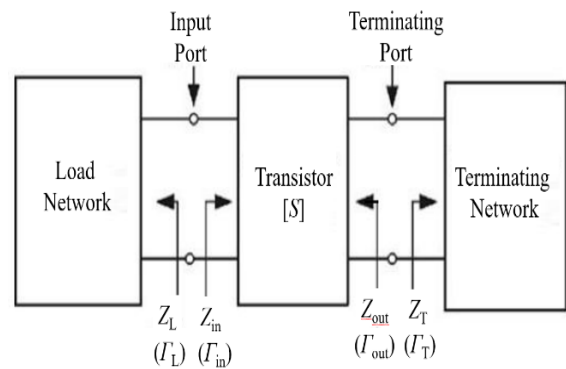


شکل (۷): بالا: شبکه RFC، پائین: قدر مطلق پارامتر پراکندگی بین درگاهی‌های ۱ و ۳، $|S_{31}|$.

قدم اول ایجاد مقاومت منفی مناسب به‌گونه‌ای که در شرایط شروع و پایداری نوسان صدق کند، می‌باشد. برای افزایش ناپایداری در ترانزیستور یک استاب مدار باز به طول $20/6$ mm در محل بیس ترانزیستور قرار داده شده است. در شکل (۸) نمودار مقاومت منفی ورودی ترانزیستور در بازه فرکانسی ۲-۴ GHz رسم شده است. شکل (۹) نمودار $1/\Gamma_{in}$ (A, 00) در فرکانس $3/23$ GHz روی نمودار اسمیت، به ازای مقادیر مختلف دامنه توان نوسان (A) را نشان می‌دهد.

۳. شبیه‌سازی نوسان‌ساز با نویزفاز کم باند S

به‌طور معمول در فرکانس‌های میکروویو از روش مقاومت منفی برای طراحی نوسان‌ساز استفاده می‌شود [۱۵]. شکل (۶) را در نظر بگیرید. در این شکل شبکه دو دهانه شامل یک ترانزیستور بالقوه ناپایدار یا ترانزیستوری که توسط یک بازخورد ناپایدار شده است، می‌باشد. شبکه ختم شونده به نحوی طراحی می‌گردد تا شبکه دو دهانه در سمت دیگر خود، مقاومت منفی مناسب جهت طراحی نوسان‌ساز نشان دهد.



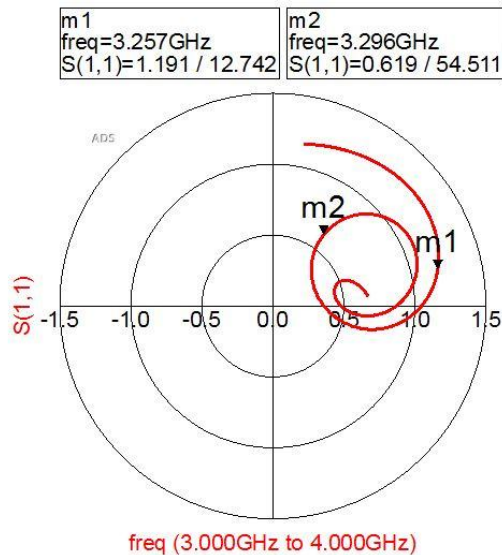
شکل (۶): نمای کلی نوسان‌ساز دو دهانه.

شبکه بار نیز که همان شبکه تشدیدگر است به نحوی طراحی می‌شود تا در شرایط شروع نوسان (آزمون نایکوئیست) و شرایط پایداری نوسان (شرایط پایداری کورواکاوا) صدق کند. پس از شروع نوسان، دامنه نوسانات تا زمانی که شرط $\Gamma_{in}\Gamma_L = 1$ و همچنین شرط پایداری کورواکاوا برقرار بشوند، رو به افزایش خواهد بود [۱۵].

ترانزیستور انتخاب شده جهت طراحی نوسان‌ساز با نویزفاز کم باند S، AT41411 که یک BJT از شرکت Avago است، می‌باشد. این ترانزیستور از نوع BJT بوده و از آن‌جا که از جنس سیلیسیم است، فرکانس گوشه نویز فلیکر پایین و در نتیجه نویز فاز کمتری نسبت به ترانزیستورهای HBT و HEMT دارد [۱۲]. در شبیه‌سازی از مدل سیگنال بزرگ این ترانزیستور استفاده می‌شود ($I_C = 10$ mA $V_{CE} = 8$ V).

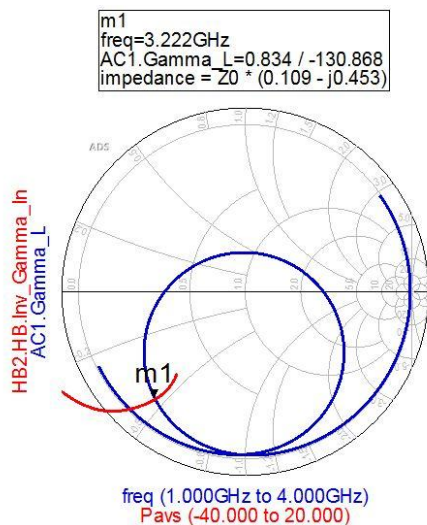
برای بایاس DC ترانزیستور و به‌منظور جلوگیری از نشت سیگنال RF به منبع DC از یک استاب شعاعی به عنوان شبکه RFC (RF Choke) استفاده شده است. در شکل (۷) ساختار شبکه RFC و نمودار پارامتر پراکندگی بین درگاهی‌های ۱ و ۳، S_{31} نشان داده شده است. هم‌چنین، به‌منظور مسدود کردن سیگنال DC در خروجی و در سمت تشدیدگر، از خازن به شماره قطعه GRM188SC1H180JA01 از شرکت Murata استفاده شده

حالت پایدار نوسان ساز در اختیار بگذارد و فقط تعداد قطب‌های ناپایدار سامانه را مشخص می‌کند [۱۶]. همان‌طور که در شکل (۱۰) مشخص است آزمون نایکوئیست نشان‌دهنده وجود یک جفت قطب ناپایدار در نیم صفحه چپ بوده و لذا مدار پتانسیل نوسان دارد.

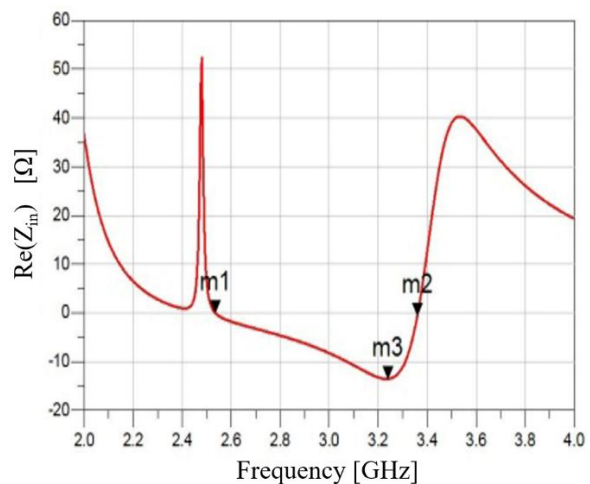


شکل (۱۰): نمودار نایکوئیست روی صفحه قطبی $\Gamma_L \Gamma_{in}$.

برای بررسی شرایط پایداری نوسان کوروکاوا، روی نمودار اسمیت، نمودارهای $1/\Gamma_{in}(A, \omega_0)$ و $\Gamma_L(\omega)$ باید در فرکانس نوسان به نحوی هم‌دیگر را قطع کنند که زاویه بین بردارهای مماس بر آن‌ها در آن نقطه با حرکت از سمت مماس نمودار (ω) Γ_L به مماس نمودار $1/\Gamma_{in}(A, \omega_0)$ بین 0° و 180° درجه باشد [۱۷]. همان‌طور که در شکل مشخص است شرط پایداری کوروکاوا برقرار است.



شکل (۱۱): وضعیت پایداری نوسان روی نمودار اسمیت.



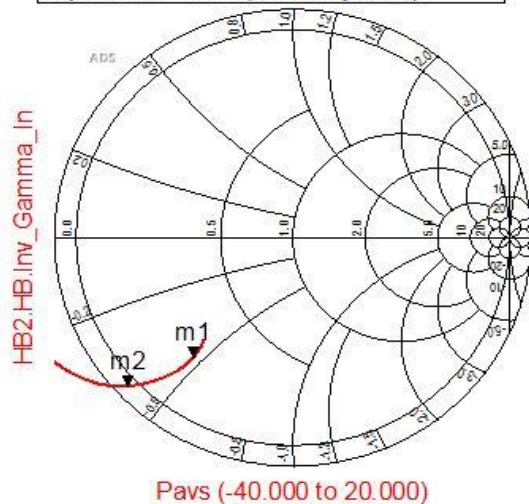
شکل (۸): مقاومت ورودی مدار از سمت منبع سیگنال در بازه فرکانسی ۲-۴ GHz.

در شکل (۸) نقاط روی منحنی به شرح زیر است:

$$M_1(2.535, -0.019), M_2(3.36, -0.566),$$

$$M_3(3.240, -3.564)$$

m1 Pavs=3.000 HB2.HB.Inv_Gamma_In=0.736 / -128.518 impedance = Z0 * (0.187 - j0.468)	m2 Pavs=10.000 HB2.HB.Inv_Gamma_In=1.044 / -136.759 impedance = Z0 * (-0.025 - j0.396)
---	---



شکل (۹): نمودار $1/\Gamma_{in}(A, \omega_0)$ در فرکانس ۳/۲۳ GHz روی نمودار اسمیت.

برای شبیه‌سازی رفتار سیگنال بزرگ و متغیر با دامنه ترانزیستور، از شبیه‌ساز هارمونیک بالانس استفاده شده است.

برای بررسی پتانسیل شروع نوسان از آزمون نایکوئیست استفاده می‌شود. این آزمون نمی‌تواند اطلاعاتی از فرکانس نوسان

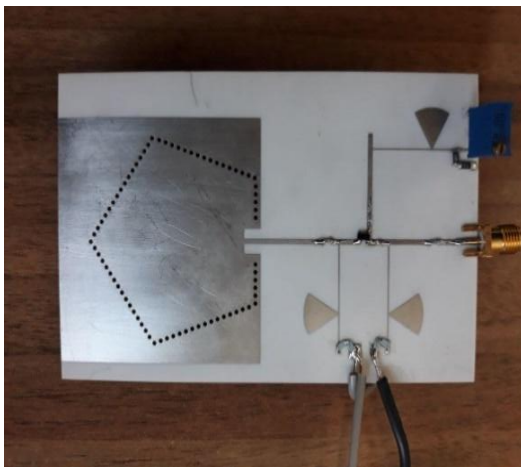
در شکل (۱۴) مختصات نقاط m_1 و m_2 برابر است با:

$$m_1(100.0 \text{ kHz}, -118.180 \text{ dBc/Hz})$$

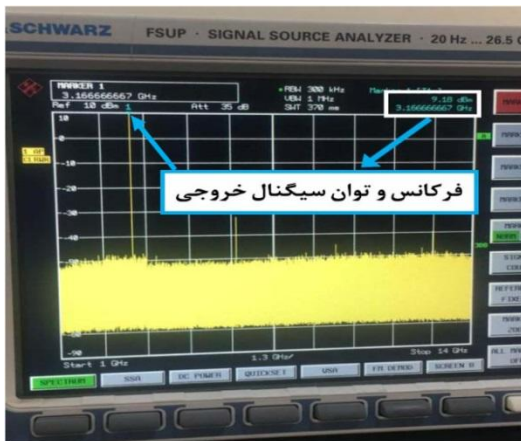
$$m_2(1000 \text{ MHz}, -138.078 \text{ dBc/Hz})$$

۴. نتایج ساخت

نوسان ساز روی زیرلایه RO4003 با ضخامت ۲۰ mil ساخته و تست شد. فرکانس سیگنال خروجی ۳/۱۶ GHz و با توان ۹/۱ dBm می باشد. نویزفاز بهتر از ۱۴۰ dBc/Hz- در انحراف فرکانسی ۱ MHz و هارمونیک بهتر از ۴۰ dBc به دست آمد. دلیل اختلاف بسیار ناچیز در فرکانس نوسان، می تواند ناشی از دقت ناکافی و خطای ساخت برد مدار چاپی، عدم تطبیق صد در صد پارامتر پراکندگی خازن یا ترانزیستور و یا عدم در نظر گرفتن عوامل مختلف دیگر باشد. در شکل های زیر نمونه ساخته شده نوسان ساز و همچنین نتایج اندازه گیری را مشاهده می کنید.

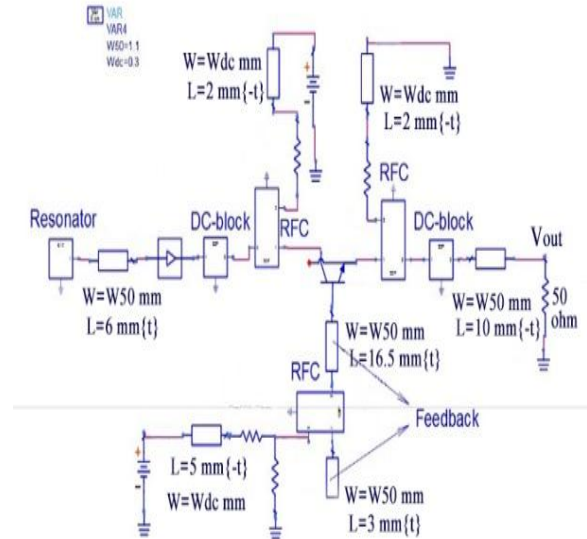


شکل (۱۵): نمونه ساخته شده نوسان ساز.



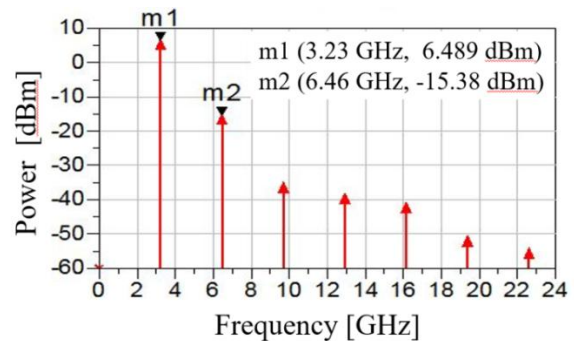
شکل (۱۶): اطلاعات فرکانس، هارمونیک و توان خروجی نوسان ساز.

در شکل (۱۲) ساختار کلی مدار نوسان ساز که شامل بلوک های مختلف سازنده آن از جمله شبکه RFC، DC-، تشدیدگر، منابع تغذیه، شبکه فیدبک و ترانزیستور است را مشاهده می کنید.

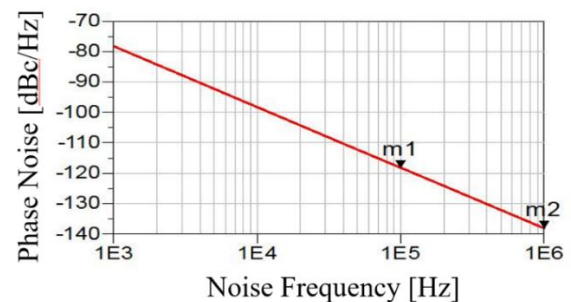


شکل (۱۲): شماتیک مدار نوسان ساز.

برای شبیه سازی حالت دائمی و نویزفاز مدار از شبیه ساز هارمونیک بالانس استفاده شده است. با استفاده از این شبیه ساز غیرخطی می توان فرکانس نوسان، توان نوسان، اطلاعات هارمونیک و نویزفاز را شبیه سازی کرد.



شکل (۱۳): اطلاعات فرکانس، هارمونیک و توان خروجی نوسان ساز حاصل از شبیه سازی.



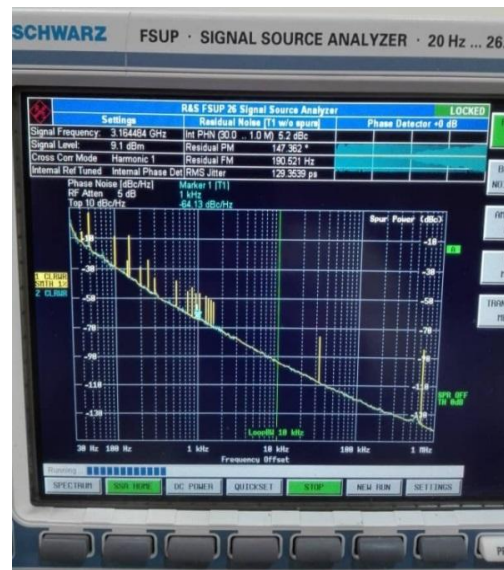
شکل (۱۴): نویزفاز حاصل از شبیه سازی.

۵. نتیجه‌گیری

در این مقاله یک نوسان‌ساز با نویزفاز کم در باند S مایکروویو مبتنی بر تشدیدگر موجبر مجتمع در زیرلایه پنج‌وجهی شبیه‌سازی و ساخته شد. علاوه بر آن، نحوه طراحی تشدیدگر موجبر مجتمع در زیرلایه و پارامترهای هندسی خط تغذیه به‌طور مناسب انتخاب شد. همچنین، روش محاسبه ضریب کیفیت بار شده تشدیدگرهای تک دهانه نیز مورد بررسی قرار گرفت. نوسان‌ساز ساخته و اندازه‌گیری نویز فاز و هارمونیک‌ها و توان خروجی انجام شد. در فرکانس نوسان ۳/۱۶ GHz، نویزفاز بهتر از -140 dBc/Hz در انحراف فرکانسی ۱ MHz، توان خروجی $9/1$ dBm و هارمونیک کمتر از -40 dBc به‌دست آمد. نتایج اندازه‌گیری نشانگر عملکرد قابل قبول نوسان‌ساز می‌باشد.

۶. مراجع

- [1] P. Stockwell et al., "A Low Phase Noise 1.3 GHz Dielectric Resonator Oscillator" in Poseidon Scientific Instruments, Fremantle, Australia, 2006.
- [2] A. Y. Hercuadi, Y. Sulaeman, and P. Adhi, "Dielectric Resonance Oscillator (DRO) 9.6 GHz for RADAR Application," IEEE 4th Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP), pp. 549-551, 2015.
- [3] J. Maree, J. B. de Swardt, and P. W. Van Der Walt, "Low Phase Noise Cylindrical Cavity Oscillator," IEEE Africon, pp. 1-5, 2013.
- [4] Y. T. Lee, J. S. Lim, C. S. Kim, D. Ahn, and S. W. Nam, "A Compact-Size Microstrip Spiral Resonator And Its Applications to Microwave Oscillator," IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 12, no. 10, pp. 375-377, Oct. 2002.
- [5] J. S. Jung, D. J. Woo, C. S. Cho, and T. K. Lee, "Power Enhancement of Microwave Oscillator Using a High-Q Spiral-Shaped DGS Resonator," Asia Pacific Microwave Conference, pp. 635-640, Dec. 2006.
- [6] J. Jung, C. S. Cho, J. W. Lee, J. Kim, and T. H. Kim, "A Low Phase Noise Microwave Oscillator Using Split Ring Resonators," in Proc. 36 Eur. Microw. Conf., Manchester, U.K, pp. 95-98, 2006.
- [7] C. G. Hwang and N. H. Myung, "Novel Phase Noise Reduction Method for CPW-Based Microwave Oscillator Circuit Utilizing a Compact Planar Helical Resonator," ETRI Journal, vol. 28, no. 4, August 2006.
- [8] J. Xu, Y. Cui, Z. Xu, J. Guo, C. Qian, and W. Li, "Low Phase Noise Oscillator Based on Complementary Split-Ring Resonators Loaded Quarter-Mode Circular SIW Cavity," Electronics Letters, vol. 53, pp. 933-935, 2017.



شکل (۱۷): نویز فاز اندازه‌گیری شده (محور عمودی سمت راست مربوط به سطح اسپورها و محور عمودی سمت چپ مربوط به نویز فاز است).

این نوسان‌ساز دارای معیار شایستگی (FOM: figure of merit) بهتر از -191 dBc/Hz در ۱ MHz بوده و به‌دلیل ساختار صفحه‌ای تشدیدگر، قابلیت به‌کارگیری در فناوری MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit) را نیز دارا می‌باشد. در جدول (۱) این نوسان‌ساز با نمونه‌های مشابه مورد مقایسه قرار گرفته است. با توجه به معیار شایستگی خوب، این نوسان‌ساز کاملاً با نمونه‌های مشابه قابل مقایسه است.

جدول (۱): مقایسه عملکرد نوسان‌ساز ساخته شده با نوسان‌سازهای مشابه.

Ref.	Resonator	f_0 (GHz)	P_{out} (dBm)	Phase Noise (dBc/Hz)	FOM (dBc/Hz)
[۵]	Spiral-Shaped DGS*	2.44	14.15	120@ 1MHz	170.9
[۶]	Split Ring Resonator	5.2	10.6	115@ 1MHz	178.7
[۷]	Compact Planer Helical Resonator	5.3	3.1	101.5@ 1MHz	-
[۱۰]	Fourth-Degree Cross-Coupled Band-Pass SIW-Filter	8.06	0.5	141.4@ 1MHz	198.3
[۱۱]	Cavity-Backed Complementary Split-Ring Resonator	2.68	5.33	105.5@ 100KHz	171.8
		3.77	10.83	99.6@ 100KHz	169.1
This work	Pantagon SIW	3.16	9.1	140@ 1MHz	191

* Defected Ground Structure

- Hossein Comprehensive University, vol. 5, no. 2, pp. 67-78, 2017. (In Persian)
- [13] D. M. Pozar, "Microwave Engineering," 4th ed., University of Massachusetts at Amherst, J. Wiley & Sons, 2012.
- [14] J. Aitken, "Swept-Frequency Microwave Q-Factor Measurements," Proc. IEE, vol. 123, no. 9, pp. 855-862, Sep. 1976.
- [15] G. Gonzalez, "Foundations of Oscillator Circuit Design," Norwood, MA: Artech House, 2007.
- [16] R. W. Jackson, "Criteria for the Onset of Oscillation in Microwave Circuits," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 40, pp. 566-569, Mar. 1992.
- [17] D. Esdale and M. Howes, "A Reflection Coefficient Approach to the Design of One-Port Negative Impedance Oscillators," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. MTT-29, no. 8, pp. 770-775, August 1981
- [9] W. Y. Park and S. Lim, "A Low Phase-Noise Microwave Oscillator Using a Substrate Integrated Waveguide Resonator Based on Complementary Split Ring Resonator," Proceedings of the Asia-Pacific Microwave Conference, pp. 371-374, 2011.
- [10] J. Lin, H. Zhang, W. Kang, and W. Wu, "Design of Low Phase Noise Substrate Integrated Waveguide Oscillator Based on Complex Quality Factor (Q_{sc})," IEEE International Conference on Ubiquitous Wireless Broadband (ICUWB), pp. 1-3, 2016.
- [11] Y. Dong and T. Itoh, "A Dual-Band Oscillator with Reconfigurable Cavity-Backed Complementary Split-Ring Resonator," IEEE MTT-S Int. Dig., pp. 1-3, Jun. 17-22, 2012.
- [12] A. Nooraei Yeganeh and S. A. Ahmadi, "Voltage Controlled Oscillator Based on Substrate Integrated Waveguide Resonator," Journal of Radar, Imam

Simulation and Fabrication of Microwave S-Band Low-Phase Noise Oscillator Using Pentagonal Shaped Substrate Integrated Waveguide (SIW) Resonator

A. Karimi Darmian, A. Alighanbari*

* Shiraz University, Shiraz, Iran

(Received: 30/10/2019, Accepted: 07/01/2020)

Abstract

In this article, a low-phase noise microwave S-Band oscillator using a pentagonal shaped SIW resonator is presented. The resonator is designed on a 20 mil RO4003 substrate and is simulated in Ansys HFSS. The loaded quality factor of the resonator is obtained to be 72. The oscillator is simulated and designed using Agilent ADS. Our measurement results show that the phase noise is better than -140 dBc/Hz at 1MHz frequency deviation. The oscillation frequency is 3.16 GHz, the output power is 9.1 dBm, and the harmonic rejection is better than 40 dBc. The fabricated oscillator is suitable for low-cost high-frequency systems.

Keywords: Low-Phase Noise Oscillator, High-Quality-Factor Resonator, Substrate Integrated Waveguide

* Corresponding author E-mail: alighanbari@shirazu.ac.ir