

نوسان ساز تنظیم پذیر با ولتاژ مبتنی بر تشدیدگر مجتمع شده در زیر لایه (SIW)

علی نورایی یگانه^۱، سید آرشد احمدی^{۲*}

۱- دانشجوی کارشناس ارشد، ۲- استادیار، دانشگاه خواجه نصیرالدین طوسی

(دریافت: ۹۵/۰۸/۲۶؛ پذیرش: ۹۶/۰۵/۱۶)

چکیده

در این مقاله یک نوسان ساز تنظیم پذیر با ولتاژ و کم نویز در باند C، مبتنی بر تشدیدگر مجتمع شده در زیر لایه، ارائه شده است. همچنین تشدیدگرهای مجتمع شده در زیر لایه به شکل کامل بررسی و اثر پارامترهای مختلف بر عملکرد آن‌ها بررسی شده است. سپس با بررسی نحوه‌ی تحریک و تنظیم پذیری این تشدیدگرها، یک تشدیدگر بهینه‌ی تنظیم پذیر در گستره‌ی فرکانسی ۵ GHz تا ۶/۳ GHz طراحی شده است. تشدیدگر تنظیم پذیر طراحی شده، ضریب کیفیت بالایی دارد. شبیه سازی این تشدیدگر بر روی زیر لایه‌ی RO4003 با ضخامت ۳۰ mil، نشان می‌دهد ضریب کیفیت در فرکانس تشدید ۵.۵ GHz، در حدود ۲۴۰ است. در ادامه نوسان ساز تنظیم پذیری مبتنی بر این تشدیدگر ارائه شده است که به ازای تغییرات ولتاژ کنترل از ۲ تا ۲۰ ولت در محدوده‌ی ۵/۳ GHz تا ۶/۳ GHz نوسان کرده و نویز فازی بهتر از ۱۱۲dBc/Hz - در فاصله‌ی فرکانسی ۱۰۰ KHz از فرکانس نوسان مرجع ۵/۵ GHz دارد.

واژگان کلیدی

موجبر مجتمع شده در زیر لایه (SIW)، تشدیدگر با ضریب کیفیت بالا، تشدیدگر تنظیم پذیر، نوسان ساز کم نویز، نوسان ساز تنظیم پذیر با ولتاژ.

۱. مقدمه

تشدیدگرها نقش مهمی در میزان نویز فاز نوسان سازها داشته و همین‌طور محدوده‌ی تنظیم پذیری نوسان سازها را کنترل می‌کنند [۳].

تشدیدگرها در فرکانس‌های ماکروویو ساختارهای مختلفی دارند. از آنجاکه از حدود فرکانس یک گیگاهرتز به بعد، عناصر فشرده کارایی خود را از دست می‌دهند، تشدیدگرهای گسترده مورد توجه قرار می‌گیرند. برخی از تشدیدگرها مانند تشدیدگرهای موجبری کلاسیک، ساختار حجمی دارند و بعضی نیز مانند تشدیدگرهای خط نوری و ریزنوار حالت صفحه‌ای دارند. تشدیدگرهای دی الکتریکی نیز با ضریب کیفیت بسیار بالا، از جمله تشدیدگرهای مورد توجه در فرکانس‌های بالا به شمار می‌روند. در هر تشدیدگر سه پارامتر مهم، فرکانس تشدید، ضریب کیفیت و محدوده تنظیم پذیری مطرح می‌شود که این پارامترها مستقیماً بر پارامترهای فرکانس نوسان، نویز فاز و محدوده تنظیم پذیری نوسان سازها تأثیر می‌گذارند. در کنار این سه پارامتر، پارامترهایی مثل هزینه، حجم و وزن، صفحه‌ای بودن، قابلیت مجتمع پذیری بالا و روش تنظیم پذیر شدن تشدیدگر نیز پارامترهای مهمی به شمار می‌روند که با توجه به کاربرد، پارامترهای اصلی را نیز تحت تأثیر خود قرار می‌دهند [۲].

در دنیای امروز سیستم‌های مخابراتی جزئی جدایی ناپذیر از زندگی مردم شده‌اند و قطعاً در این دهه و دهه‌ی آینده شاهد ورود نسل‌های مختلف سیستم‌های مخابراتی با عملکرد بهتر، پهنای باند بیشتر، ابعاد کوچک‌تر و قابلیت مجتمع پذیری بیشتری خواهیم بود [۱]. نوسان سازهای ماکروویو به عنوان قلب سیستم‌های مخابراتی، اثر حیاتی بر عملکرد سیستم دارند. علاوه بر فرکانس نوسان در یک نوسان ساز، پارامترهای دیگری مانند توان خروجی، محدوده تنظیم پذیری و نویز فاز وجود دارد که بر عملکرد سیستم تأثیرگذار خواهند بود [۲]. واضح است که مخابرات امروز نیازمند نوسان سازهایی با فرکانس بالاتر، محدوده‌ی تنظیم پذیری بیشتر و نویز فاز کم‌تر است.

هر نوسان ساز از دو قسمت اساسی تشکیل شده است. یک قسمت فعال که نقش تولید انرژی را بر عهده دارد و عموماً با مقاومت منفی مدل می‌شود و قسمت دیگر، یک مدار مشدد است که فرکانس نوسان را تعیین می‌کند. عموماً مقاومت منفی با استفاده از یک مدار با فیدبک مثبت ترانزیستوری ایجاد می‌شود و انتخاب فرکانس بر عهده تشدیدگر یا فیلتر است.

* رایانامه نویسنده مسئول: aahmadi@eetd.kntu.ac.ir

PIN و کلید زنی در نقاط مختلف تشدیدگر است. این روش نیز به دلیل استفاده از دیود PIN باعث کاهش ضریب کیفیت تشدیدگر شده و نمی‌تواند به‌صورت پیوسته در حوزه‌ی فرکانس، تشدیدگر را تنظیم‌پذیر کند.

روش دیگر استفاده از اختلال الکتریکی است. این روش به دو صورت مکانیکی و الکتریکی امکان‌پذیر است [۱۱] و [۱۲]. در روش مکانیکی، یک دی‌الکتریک با ضریب دی‌الکتریک متفاوت با زیرلایه در محلی با بیشینه‌ی میدان الکتریکی قرار داده می‌شود که موجب می‌شود فرکانس تشدید تغییر کند. در روش الکتریکی که مبتنی بر تغییر خازن است، از خازن تنظیم‌پذیر با ولتاژ استفاده می‌شود. در [۱۳] و [۱۴] نوسان‌سازهایی مبتنی بر این روش ارائه شده است. روش دیگر تنظیم‌پذیری این تشدیدگرها با استفاده از خازن و تشدیدگر تزویج شده است [۱] و [۱۵]. در روش اختلال الکتریکی با خازن تنظیم‌پذیر نیز مانند سایر روش‌ها، تلفات عنصر تنظیم‌کننده، یکی از محدودیت‌های اساسی است که البته با انتخاب خازن کم‌تلف، این مشکل قابل‌رفع است. لذا این روش نسبت به روش‌های تنظیم‌پذیری دیگر، برای استفاده در نوسان‌سازهای تنظیم‌پذیر با ولتاژ، مناسب‌تر به نظر می‌رسد.

در این مقاله نوسان‌ساز تنظیم‌پذیر با ولتاژ و کم‌نویز مبتنی بر تشدیدگر موجبر مجتمع شده در زیرلایه ارائه شده است. با بررسی و مطالعه‌ی پارامترهای مختلف تشدیدگر مانند ابعاد و روش‌های مختلف تحریک و تنظیم‌پذیری، تشدیدگر مجتمع شده در زیر لایه طراحی می‌شود. این تشدیدگر ضمن حفظ محدوده‌ی تنظیم‌پذیری بالا، ضریب کیفیت بالایی نیز دارد. محدوده‌ی تنظیم‌پذیری تشدیدگر طراحی شده، از ۵ GHz تا ۶/۳ GHz بوده و ضریب کیفیت آن در این بازه بین ۱۴۰ تا ۲۸۰ تغییر می‌کند. نوسان‌ساز طراحی شده با استفاده از این تشدیدگر، در محدوده‌ی ۵/۳ GHz تا ۶/۳ GHz نوسان کرده و در تمام بازه نوسان، نویز فاز بهتر از ۱۱۲ dBc/Hz - در فاصله ۱۰۰ KHz از فرکانس نوسان دارد.

این مقاله از چهار بخش تشکیل شده است. در بخش اول تئوری ساختار SIW معرفی شده و مختصری از تئوری تشدیدگرهای تنظیم‌پذیر ارائه خواهد شد. روش تحلیل در این بخش پایه‌ی اصلی مقاله خواهد بود و ادامه‌ی مقاله به تحلیل موارد ذکر شده در این بخش بر روی تشدیدگر SIW اختصاص یافته است. در انتهای این بخش یک تشدیدگر SIW برای تحلیل‌های بعدی ارائه می‌شود. در قسمت دوم به معرفی عوامل مؤثر بر ضریب کیفیت این تشدیدگر پرداخته شده و اثرات زیرلایه و نحوه‌ی تحریک ورودی بررسی شده است. در بخش بعد با استفاده از روش اختلال الکتریکی، تنظیم‌پذیری تشدیدگر را بررسی کرده، علت و عوامل مؤثر در تنظیم‌پذیری آن توضیح داده

در [۴] یک نوسان‌ساز با استفاده از تشدیدگر مبتنی بر موجبرهای مستطیلی کلاسیک ارائه شده است. این تشدیدگرها تلفات کم و در نتیجه ضریب کیفیت بالایی دارند. اما عموماً دارای ابعاد بزرگ و وزن زیادی بوده و مجتمع‌پذیر نیستند. به‌علاوه، این ساختارها به دلیل پیچیدگی زیاد ساخت، هزینه ساخت زیادی دارند و به‌سختی تنظیم‌پذیر می‌شوند. در [۵] و [۶] نوسان‌سازهایی مبتنی بر تشدیدگر صفحه‌ای ارائه شده است. تشدیدگرهای مبتنی بر خطوط انتقال صفحه‌ای قابلیت مجتمع‌پذیری بالا، ابعاد و وزن کم و هزینه‌ی تولید پایینی دارند. اما به دلیل تلفات بالا، ضریب کیفیت پایینی دارند که باعث افزایش نویز فاز نوسان‌سازهای مبتنی بر این تشدیدگرها می‌شود. این تشدیدگرها به‌سادگی در محدوده‌ی وسیعی از فرکانس، تنظیم‌پذیر می‌شوند.

تفاوت‌های کاربردی موجبرهای مستطیلی و صفحه‌ای به حدی زیاد است که مزایای هر یک، معایب دیگری است لذا باید ساختاری که حد وسط این دو موجبر باشد ارائه شود. در اوایل دهه‌ی ۹۰ میلادی ساختاری با نام موجبر مجتمع شده در زیرلایه ارائه شد [۷]. در موجبرهای مجتمع شده در زیرلایه، پارامترهای مثبت هر یک از این دو نوع موجبر تا حد زیادی حفظ شده است. موجبرهای مجتمع شده در زیرلایه یا SIW، توانایی مجتمع‌پذیری بسیار بالایی نسبت به موجبرهای مستطیلی دارند. در حالی که فقط به‌اندازه‌ی یک موجبر صفحه‌ای حجم و وزن دارند و هزینه‌ی ساخت آن‌ها مشابه خطوط انتقال صفحه‌ای است. این موجبرها نسبت به خطوط انتقال صفحه‌ای تلفات کم‌تری دارند، زیرا تلفات تشعشعی در آن‌ها بسیار ناچیز بوده و تلفات هادی نیز به دلیل انتشار جریان بر روی یک سطح بزرگ، از خطوط انتقال صفحه‌ای کم‌تر است. با توجه به شباهت موجبرهای SIW با موجبرهای مستطیلی و تلفات کم‌تر نسبت به خطوط انتقال صفحه‌ای، این موجبر ضریب کیفیت بهتری نسبت به خطوط صفحه‌ای دارد [۸] و [۹]. با توجه به موارد ذکر شده، تشدیدگرهای SIW گزینه مناسبی برای جایگزینی مشددهای مرسوم در نوسان‌سازها هستند. علاوه بر تمامی برتری‌های ذکر شده، تشدیدگرها SIW به‌سادگی و با روش‌های مختلف تنظیم‌پذیر می‌شوند.

در [۱۰] روش‌های مختلف تنظیم‌پذیری ساختارهای SIW ارائه شده است. این ساختارها با استفاده از سه روش اختلال مغناطیسی، اختلال الکتریکی و روش کلید زنی، تنظیم‌پذیر می‌شوند. در روش اختلال مغناطیسی یک ماده مغناطیسی مانند فریت در محل میدان مغناطیسی بیشینه قرار می‌گیرد. این روش به دلیل تلفات فریت و نیز تغییر شکل توزیع میدان‌های داخلی باعث کاهش ضریب کیفیت می‌شود. علاوه بر این از لحاظ علمی دشوار، حجیم و پرهزینه است. روش دیگر استفاده از دیودهای

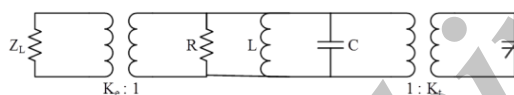
رابطه، جواب بهینه است. با استفاده از این دو رابطه می‌توان ابتدا ساختار مورد نظر را شبیه موجبر پر شده با دی‌الکتریک زیرلایه‌ی مورد نظر و ضخامتی برابر با ضخامت زیرلایه مورد نظر طراحی کرده و در نهایت پس از بررسی و بهینه‌سازی، ساختار SIW معادل را طراحی کرد. در این روابط a_{SIW} به فاصله عرضی مرکز تا مرکز وایاها و a_{RWG} به عرض موجبر مستطیلی فرضی معادل اشاره دارد.

$$a_{SIW} = a_{RWG} + \frac{d^2}{0.95h} \quad (1)$$

$$a_{SIW} = a_{RWG} + 1.08 \frac{d^2}{p} + 0.1 \frac{d^2}{a_{SIW}} \quad (2)$$

۲-۲- تشدیدگرها

در [۳] و [۱۷] تئوری تشدیدگرها به شکل کامل ارائه شده است. در شکل (۲) مدار معادل عمومی تشدیدگر مدار باز تنظیم‌پذیر ارائه شده است. در این شکل L و C نقش تشدیدگر ایده‌آل، R نقش تلفات تشدیدگر و K_e و K_i به ترتیب تزویج ورودی و تنظیم را تعیین می‌کنند. همچنین خازن C_1 عنصر متغیر تنظیم‌کننده تشدیدگر است که در روش تنظیم‌پذیری با استفاده از اختلال الکتریکی، معمولاً از خازن استفاده می‌شود.



شکل (۲): مدار معادل تشدیدگر تنظیم‌پذیر

این تشدیدگر یک مدار تشدید از نوع مدار باز است که در فرکانس تشدید، امپدانس بسیار بزرگی دارد. مقاومت R به‌عنوان مدل تلفات تشدیدگر، عموماً مربوط به تلفات هادی و زیرلایه است، اما در بعضی تشدیدگرها علاوه بر این دو تلفات معروف، تلفات تشعشعی و نشتی نیز داریم. تزویج ورودی نقش تبدیل‌کننده امپدانس بسیار بزرگ تشدیدگر به امپدانس بار مورد نظر را دارد. این تبدیل امپدانس، به دلیل تلفات در تزویج‌گر ورودی و تغییر شکل میدان‌های الکترومغناطیسی تشدیدگر به دلیل نحوه تحریک، بر عملکرد بهینه تشدیدگر تأثیر می‌گذارد. همچنین به دلیل بارگذاری شبکه ورودی، باعث کاهش ضریب کیفیت بارشده‌ی تشدیدگر می‌شود.

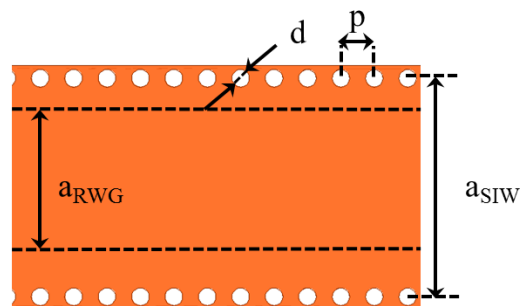
در بررسی هر تشدیدگر، دو پارامتر مهم فرکانس تشدید و ضریب کیفیت معرف ویژگی‌های تشدیدگر هستند. برای محاسبه ضریب کیفیت مشکلاتی وجود دارد. ضریب کیفیت بدون بار که معرف ضریب کیفیت تشدیدگر بدون در احتساب اثر بارگذاری تحریک ورودی است، متناسب با نسبت انرژی کل ذخیره‌شده در تشدیدگر به انرژی تلف‌شده در آن است. با توجه به این تعریف،

می‌شود و تشدیدگر تنظیم‌پذیر بهینه طراحی می‌شود. در نهایت در بخش چهارم با استفاده از این تشدیدگر و یک ترانزیستور BFP520 به‌عنوان عنصر مقاومت منفی، نوسان‌ساز تنظیم‌پذیر با ولتاژ کم نویز را در محدوده $5/3$ تا $6/3$ گیگاهرتز طراحی کرده و نتایج آن را ارائه می‌دهیم.

۲- تشدیدگر مجتمع شده در زیرلایه

۲-۱- ساختارهای مجتمع شده در زیرلایه

در شکل (۱)، شکل یک موجبر مجتمع شده در زیرلایه از نمای بالا ارائه شده است. سوراخ‌های متالیزه شده 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 [۲۱]. سوراخ‌های متالیزه می‌توانند به‌جای 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 تداعی‌کننده‌ی یک موجبر مستطیلی است.



شکل (۱): ساختار موجبر مجتمع شده در زیرلایه

در عمل مقداری از انرژی الکترومغناطیسی ورودی به این ساختار توسط این دیواره به بیرون نشت می‌کند که با طراحی مناسب این دیواره می‌توان آن را به حداقل رساند. با توجه به مرجع [۸]، برای حداقل شدن تلفات نشتی باید نسبت فاصله

بین دو سوراخ متالیزه به طول موج، در حدود $0.05 < \frac{p}{\lambda_c} < 0.25$

و نسبت قطر سوراخ متالیزه d به فاصله p ، در محدوده

$0.5 < \frac{d}{p} < 0.8$ باشد. در تئوری، هر موجبر SIW موجبر

مستطیلی معادل خود را دارد. عرض موجبر معادل با توجه به روابط ۱ و ۲ به‌دست می‌آید [۱۶]. رابطه (۱) دارای خطای عملی ۵ درصد و رابطه دوم دارای خطایی در حدود ۲/۵ درصد است. البته نتایج تجربی نشان‌گر آن است که میانگین نتیجه این دو

$$Q = \frac{f_{\max}}{\Delta f_{3dB}} \quad (4)$$

رابطه (۵) تعریف دیگری را از ضریب کیفیت نشان می‌دهد [۱]. در این رابطه، ϕ (به رادیان) معرف فاز امپدانس ورودی تشدیدگر است. در این روش رفتار نقطه‌ای فاز مورد توجه قرار داده شده است. این روش مادامی صادق است که تغییرات فاز خطی باشد. هر سه روش، نتایج نزدیکی را ارائه می‌دهند و حداکثر اختلاف آن‌ها باهم به‌سختی به ده درصد می‌رسد.

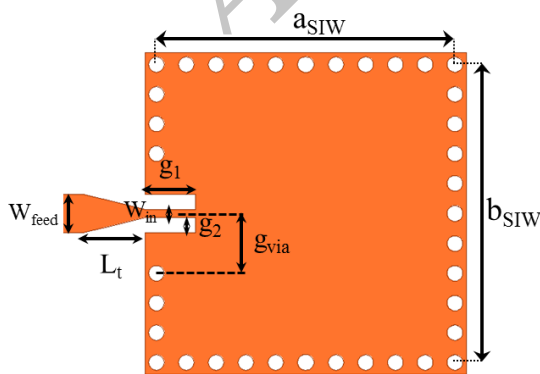
$$Q = \frac{\omega_0}{2} \left| \frac{\partial \phi}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_0} \quad (5)$$

۳-۲- تشدیدگر مجتمع شده در زیرلایه

در قسمت ۱-۲ ساختار SIW معرفی شد و گفته شد این ساختار با ساختار موجبر مستطیلی معادل است. لذا تمامی مدارات غیرفعالی که با موجبر مستطیلی ساخته می‌شوند را می‌توان با موجبر مجتمع شده در زیرلایه ساخت. از آنجاکه تشدیدگرهای مکعب مستطیلی ضریب کیفیت بالایی دارند و بسیار پرکاربرد هستند، با توجه به شباهت‌های موجبر مستطیلی کلاسیک و موجبر مجتمع شده در زیرلایه، انتظار می‌رود تشدیدگرهای ساختار SIW نیز بسیار مورد توجه قرار گیرند.

در شکل (۳) یک تشدیدگر مجتمع شده در زیرلایه نشان داده شده است. همانند یک تشدیدگر موجبر مستطیلی، مود غالب این ساختار TE₁₁₀ است. فرکانس‌های تشدید این تشدیدگر در مودهای مختلف را می‌توان از رابطه ۶ و سپس روابط (۱) و (۲) محاسبه کرد.

$$f_{mnl} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon\mu}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a_{SIW}}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b_{SIW}}\right)^2 + \left(\frac{l\pi}{h}\right)^2} \quad (6)$$



شکل (۳): تشدیدگر مجتمع شده در زیرلایه

تشدیدگر مجتمع شده در زیرلایه مربعی برای تشدید در فرکانس ۶ GHz بر روی زیرلایه RO4003 با ضریب گذردهی

افزایش پارامتر R باعث کاهش ضریب کیفیت شده و در طراحی تشدیدگرها سعی می‌شود از موادی با تلفات کم استفاده شود. بخش تنظیم‌پذیر کننده تشدیدگر از اهمیت ویژه‌ای برخوردار است. این قسمت نیز مانند تحریک ورودی مثل یک مدار خارجی متصل به تشدیدگر بر روی آن اثر می‌گذارد. در عمل مداری که برای تنظیم‌پذیری استفاده می‌شود نیز به دلیل اثر بارگذاری، باعث کاهش ضریب کیفیت می‌شود. لذا هر چه k_t بزرگ‌تر باشد، اثر این شبکه بر بارگذاری بیشتر می‌شود و محدوده تنظیم‌پذیری نیز گسترش یافته در عوض ضریب کیفیت تشدیدگر کاهش می‌یابد. علاوه بر این، عنصر تنظیم‌کننده فرکانس (C_1)، ایدئال نیست و تلفات آن بر ضریب کیفیت اثر منفی دارد.

روش‌های مختلف محاسبه ضریب کیفیت در مراجع [۳] و [۱۸] ارائه شده است. از آنجاکه در این مقاله تشدیدگرهای یک دهانه مورد مطالعه قرار می‌گیرند، نمی‌توان از افت عبوری برای محاسبه ضریب کیفیت استفاده کرد. در مرجع [۱۸] روش‌های مختلفی جهت محاسبه ضریب کیفیت ارائه شده است که مهم‌ترین آن‌ها استفاده از تأخیر گروه است. فرکانسی که تأخیر گروه در آن بیشترین مقدار را دارد، f_{\max} نامیده می‌شود.

در حالتی که به فاز S_{11} این فرکانس، ۹۰ درجه اضافه و کم شود، فرکانس‌های مربوط به این فازها یعنی f_{+90} و f_{-90} را به دست می‌آید. در این روش ضریب کیفیت با استفاده از رابطه (۳) محاسبه می‌شود.

$$Q = \frac{f_{\max}}{f_{-90} - f_{+90}} \quad (3)$$

این تعریف هرچند تعریف کارآمدی است، اما در بعضی از مشدددها که فرکانس‌های تشدید متفاوت و نزدیک به هم دارند، دچار خطا می‌شود. از طرف دیگر، این روش به فاز ورودی تشدیدگر نیز وابسته است و می‌بایست از دهانه ورودی تشدیدگر محاسبه شود.

روش دیگری در [۳] ارائه شده است که مبتنی بر اندازه‌ی امپدانس است. اگر در محدوده تزویج بحرانی^۱ ورودی باشیم، این روش را می‌توان به این شکل برای محاسبه Q بارشده ارائه کرد. ضریب کیفیت برابر با نسبت فرکانسی است که در آن امپدانس بیشینه است به تفاضل فرکانس‌هایی که امپدانس در آن نصف مقدار بیشینه را دارا است. در رابطه (۴) با در نظرگیری f_{\max} به عنوان فرکانس دارای حداکثر اندازه امپدانس و Δf_{3dB} به عنوان اختلاف دو فرکانسی که در آن‌ها $20\log(\text{Mag}(z))$ به میزان ۳dB کاهش می‌یابد رابطه ضریب کیفیت ارائه شده است.

جدول (۱): فرکانس رزونانس و ضریب کیفیت سه مود اول موجبر

مجتمع شده در زیرلایه به ازای ابعاد مختلف

a_{SIW} (mm)	f (GHz)	Q_{mod1}	Q_{mod2}	Q_{mod3}
۵	۲۴/۳۸	۹۲۸	۱۲۴۴	۱۴۳۲
۷/۵	۱۵/۷۱	۷۴۱	۱۰۱۲	۱۱۸۴
۱۰	۱۱/۷	۶۳۰	۸۶۹	۱۰۱۹
۱۵	۷/۶۹	۴۸۸	۶۸۸	۸۱۱
۲۰	۵/۷۳	۳۹۹	۵۶۷	۶۷۶
۲۵	۴/۵	۳۴۲	۵۰۸	۶۱۴

مشخص است که با افزایش فرکانس از باند C به سمت فرکانس‌های موج میلی‌متری، ابعاد تشدیدگر SIW کاهش می‌یابد و منجر به افزایش ضریب کیفیت تشدیدگر می‌شود. لذا کاربرد این ساختار با افزایش فرکانس بیشتر می‌شود.

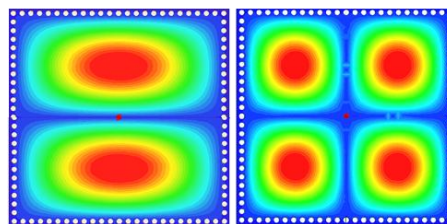
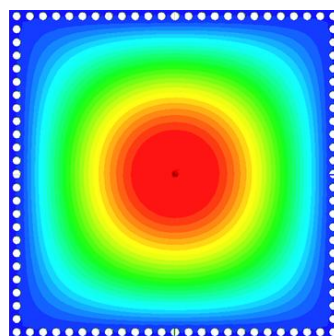
۳- تحریک تشدیدگرهای مجتمع شده در زیرلایه

روش‌های مختلفی جهت تحریک تشدیدگرهای مجتمع شده در زیرلایه با استفاده از خط ریزنوار ارائه شده است. از جمله این روش‌ها می‌توان به خط انتقال باز شونده [۱۹]، خط انتقال داخل شونده و خط انتقال زمین شده [۲۰] اشاره کرد. البته از خطوط انتقال هم صفحه و شکافی نیز برای تحریک این موجبرها استفاده می‌شود. خط ریزنوار به دلیل سادگی و مزایای زیاد شناخته شده، به‌عنوان خط انتقال در این مقاله انتخاب شده است. خط انتقال زمین شده، با ایجاد میدان مغناطیسی باعث تحریک موجبر مجتمع شده در زیرلایه می‌شود. اما به دلیل استفاده از سوراخ متالیزه در محل تحریک و تغییر ساختار میدان‌های تشدیدگر، تأثیر مخربی بر ضریب کیفیت تشدیدگر می‌گذارد. روش خط باز شونده در مقایسه با خط داخل شونده، رفتار باند باریک دارد و برای تحریک تشدیدگرها استفاده می‌شود. علاوه بر آن اثر بارگذاری در خط پهن شونده نسبت به خط داخل شونده بیشتر است. لذا در این بخش به بررسی اثر خط باریک شونده بر تشدیدگر مجتمع شده در زیرلایه پرداخته می‌شود.

در شکل (۳) روش تحریک با استفاده از خط داخل شونده نشان داده شده است. عرض شکاف بین خط و صفحه بالایی موجبر SIW با g_2 نشان داده شده است، عرض خط بیرونی برابر عرض مورد نیاز برای ایجاد امپدانس مشخصه مورد نظر است و با W_{feed} نشان داده می‌شود. عرض خط داخل شونده یا W_{in} و طول خط تیپر شونده یا l_1 در شکل ۳ نشان داده شده است. مقدار W_{in} به همراه مقادیر داخل شدگی خط انتقال که با g_1 نشان داده شده است و فاصله خط تا اولین سوراخ متالیزه که با g_{via} نشان داده شده است به همراه g_2 ضریب تزویج k_2 را مشخص می‌کنند. در بخش ۲-۲ در مورد تحریک تشدیدگر به دو نکته تأثیر روش تحریک بر توزیع میدان تشدیدگر و نیز تلفات تزویج خط

الکتریکی $3/55$ و ضخامت 30 mil طراحی شده است. مقدار a_{SIW} در این حالت به ازای سوراخ متالیزه با قطر $0/4$ mm و فاصله $0/6$ mm، 19 mm به دست می‌آید. این تشدیدگر بدون در نظرگیری تحریک ورودی با استفاده از نرم‌افزار تحلیل گر تمام موج HFSS در حالت Eigen Mode جهت محاسبه‌ی فرکانس‌های تشدید و ضریب کیفیت بدون بار شبیه‌سازی شده است. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد تشدید اول در فرکانس $6/04$ GHz با ضریب کیفیت 351 رخ می‌دهد. توزیع میدان الکتریکی در مود غالب تشدید و مودهای تشدید مرتبه بعدی در شکل (۴) نشان داده شده است. در مود اول میدان الکتریکی با دامنه زیاد در مرکز تشدیدگر تجمع داشته و سپس با فاصله گرفتن از مرکز به سمت لبه‌ها دامنه میدان کم می‌شود تا آنجا که در لبه‌ها، میدان در کمینه مقدار خود قرار می‌گیرد که یادآور دیواره فلزی است. مود دوم که مشابه مود TE_{210} در تشدیدگر موجبر مستطیلی است، در فرکانس $9/55$ GHz تشدید می‌کند و ضریب کیفیت بالاتری از مود اول دارد. ضریب کیفیت این مود برابر با 510 است. مود سوم TE_{220} است که در فرکانس 12 GHz تشدید کرده و ضریب کیفیت آن برابر با 610 است.

شبیه‌سازی‌ها نشان می‌دهد که با افزایش مرتبه مود، ضریب کیفیت افزایش می‌یابد. دلیل افزایش ضریب کیفیت، کاهش حجم مؤثر دی‌الکتریک تلفاتی با افزایش مرتبه مود است. در جدول (۱) ضریب کیفیت بدون بار و ابعاد تشدیدگر مربعی SIW در محدوده فرکانسی 4 گیگاهرتز تا 24 گیگاهرتز برای سه مود تشدید اول ارائه شده است.



شکل (۴): توزیع میدان الکتریکی تشدیدگر مجتمع شده در زیرلایه در مود اول (شکل بالا)، مود دوم (شکل پایین سمت چپ)، و مود سوم (شکل پایین سمت راست)

میلی‌متر برای g_{via} انتخاب شد. w_{in} نیز بر رفتار تشدیدگر بسیار تأثیرگذار است. با کاهش w_{in} اثرگذاری شبکه تغذیه بر توزیع میدان تشدیدگر و در نتیجه تغییر فرکانس تشدید آن کاهش می‌یابد و ضریب کیفیت نیز بالا می‌رود.

در تحریک تشدیدگر SIW با استفاده از خط داخل شونده، عرض خط داخل شونده اثرگذاری شدیدی بر رفتار تشدیدگر دارد چراکه این خط تا نقطه ادامه می‌یابد که توزیع میدان در آنها قابل توجه است. با کاهش عرض این خط قطعاً انتظار می‌رود اثرگذاری بر توزیع میدان کاهش یافته و در نتیجه با تغییرات فرکانس کم‌تری در تغییر این خط مواجه شویم که به معنی بارگذاری کم‌تر تشدیدگر توسط این خط نیز می‌باشد. عدم تأثیر روی توزیع میدان الکتریکی و بارگذاری کم‌تر تشدیدگر ضریب گذردهی بالاتر را نتیجه خواهد داد.

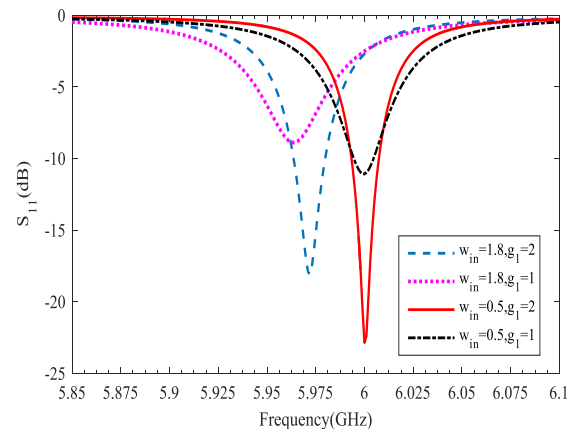
در شکل (۵) اثر دو w_{in} متفاوت به ازای داخل شونده‌های مختلف بررسی شده است. همان‌گونه که در این شکل مشاهده می‌شود، به ازای w_{in} کوچک‌تر اثر داخل شونده‌گی بر جابجایی فرکانس تشدید بسیار ناچیز است. نتایج این جدول با استفاده از نرم‌افزار HFSS و شبیه‌سازی در حالت modal solution به دست آمده است. این تشدیدگر بر روی زیرلایه RO4003 با ضخامت ۳۲ mil جهت تشدید در فرکانس ۶ GHz طراحی شده است. با استفاده از رابطه (۶)، عرض موجبر مستطیلی معادل برابر با ۱۸/۵ GHz محاسبه می‌شود و طبق روابط ۱ و ۲، عرض موردنیاز برای تشدیدگر SIW، ۱۹/۱ mm به دست می‌آید. پس از شبیه‌سازی ساختار و اعمال تغییرات به ازای a_{SIW} برابر با ۱۸/۸mm، تشدیدگر در فرکانس ۶ GHz تشدید می‌کند. پارامترهای تشدیدگر در جدول (۲) ارائه شده است. تشدیدگر با w_{in} برابر ۱،۸ mm دارای ضریب کیفیت در حدود ۲۵۶ و تشدیدگر دیگر داری ضریب کیفیت ۲۹۱ است. همان‌گونه که از نتایج مشخص است تشدیدگر با w_{in} بزرگ‌تر به ازای تغییرات داخل شونده‌گی g_1 دچار کمی تغییر در فرکانس تشدید می‌شود که به معنی بارگذاری تشدیدگر توسط شبکه تحریک و در نتیجه کاهش بیشتر ضریب کیفیت است که نتایج محاسبه‌شده با استفاده از شبیه‌سازی و رابطه (۴) نیز این موضوع را تأیید می‌کند. این نتایج نمایشگر اثر بارگذاری کم‌تر و برتری استفاده از w_{in} کوچک‌تر در طراحی تشدیدگرها است.

در نهایت تشدیدگر با w_{in} برابر با ۰/۵ mm و g_1 برابر با ۲ mm به عنوان تشدیدگر بهینه انتخاب شده است که ضریب کیفیت در حدود ۲۹۰ دارد.

تحریک به تشدیدگر اشاره شد. با اثرگذاری روش تحریک بر توزیع میدان‌های تشدیدگر، فرکانس تشدید تشدیدگر جابه‌جا شده، ضریب کیفیت آن نیز کاهش می‌یابد و امکان دارد رفتارهای تشدید ضعیف دیگری نیز در اطراف فرکانس تشدید اصلی ایجاد کند که طراحی بهینه و آسان تشدیدگر را با مخاطره روبرو می‌کند. تلفات در قسمت تزویج باعث کاهش بیشتر ضریب کیفیت بارشده می‌شود. به این منظور باید در طراحی خط تغذیه مخصوصاً در اتصال موجبر به خط تغذیه، دقت لازم صورت گیرد. با توجه به توضیحات ارائه شده، در روش تغذیه داخل‌شونده، پارامترهای g_2 و g_{via} به دلیل ایجاد امکان نشت میدان‌ها به خارج از تشدیدگر، تلفات تزویج را کنترل می‌کنند. درحالی‌که پارامترهای g_2 و w_{in} به همراه g_1 به دلیل ایجاد تغییرات در داخل تشدیدگر (نزدیک مناطقی که میدان الکتریکی قوی تر است) بر توزیع میدان‌ها تأثیر می‌گذارند.

جدول (۲): پارامترهای تشدیدگر مجتمع شده در زیرلایه (برحسب میلی‌متر)

a_{SIW}	b_{SIW}	W_{feed}	W_{in}	L_t	g_1	g_2	g_{via}	P	D
۱۸/۸	۱۸/۸	۱/۸	-	۱	-	۰/۵	۲/۵	۰/۷	۰/۴



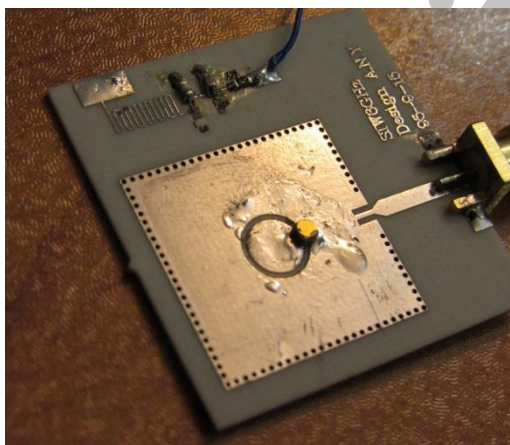
شکل (۵): اندازه ضریب بازتاب تشدیدگر SIW به ازای مقادیر مختلف w_{in} و g_1 (بر حسب dB)

با افزایش g_{via} ، تزویج میدان مغناطیسی ورودی و سوراخ‌های متالیزه کاهش می‌یابد که باعث عدم زمین شدن جریان ورودی و رسیدن کامل آن به تشدیدگر است. لذا انتظار می‌رود با افزایش این پارامتر، ضریب کیفیت تشدیدگر افزایش یابد. افزایش g_2 نیز به دلیل مشابه، باعث افزایش ضریب کیفیت تشدیدگر می‌شود. افزایش بیش‌ازحد این دو پارامتر باعث افزایش تلفات نشتی و تشعشعی شده و تشدیدگر را از حالت تشدید خارج می‌کند. پس از شبیه‌سازی‌های متعدد عدد ۰،۵ میلی‌متر برای g_2 و ۲،۵

جدول (۲): پارامترهای تشدیدگر مجتمع شده در زیرلایه تنظیم پذیر (برحسب میلی متر)

a_{SIW}	b_{SIW}	W_{feed}	W_{in}	L_t
۱۹/۲	۱۹/۲	۱/۸	۱/۵	۱
g_1	g_2	g_{via}	P	D
۱/۷	۰/۵	۱/۸	۰/۷	۰/۴
R	g_t			
۲/۵	۰/۵			

طبق داده‌های سازنده، ضریب کیفیت دیود ورکتور در فرکانس ۵۰ MHz در حدود ۴۰۰۰ است. البته با افزایش فرکانس این عدد کاهش می‌یابد که فقط با اندازه‌گیری می‌توان مقدار حقیقی ضریب کیفیت دیود ورکتور را در فرکانس‌های بالا بدست آورد. اثر دیگر مربوط به نحوه توزیع بین عنصر تنظیم پذیر و تشدیدگر است. همان‌طور که در بخش ۱ ذکر شد در این روش توزیع، تلفات اثرگذار است و اندازه‌ی این تلفات نیز مختلف است. در حالت استفاده از شکاف حلقه، این تلفات توزیع عموماً به تلفات تشعشعی محدود می‌شود. با کاهش فاصله شکاف و انتخاب اندازه محیط حلقه به طوری که محیط آن از طول موج مؤثر بسیار کم‌تر باشد، این تلفات به شدت کم می‌شود. البته کاهش این تلفات، موجب کاهش محدوده تنظیم پذیری نیز می‌شود.



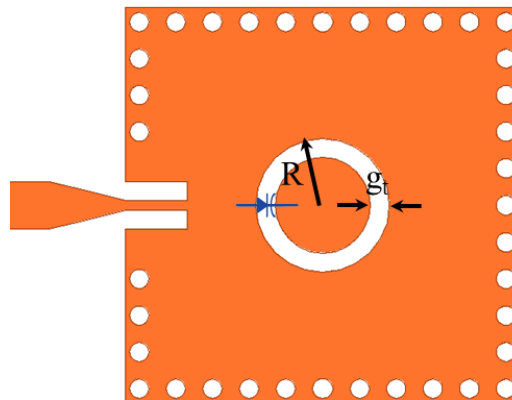
شکل (۷): تصویری از نوسان ساز تنظیم پذیر با ولتاژ ساخته شده جهت محاسبه‌ی ضریب کیفیت ورکتور.

برای اندازه‌گیری ضریب کیفیت ورکتورها در فرکانس بالا روابط عمومی موجود جواب‌های غلط و گمراه‌کننده‌ای می‌دهند. جهت اندازه‌گیری مقدار واقعی ضریب کیفیت ورکتور لازم است از روش‌های اندازه‌گیری استفاده شود. به این منظور SIW نشان داده شده در شکل (۷) که برای فرکانس ۶ GHz طراحی شده است، به کار گرفته شد. این تشدیدگر به ازای خازن ۰/۵ pF در فرکانس ۶/۱ GHz تشدید می‌کند. پارامتر S این تشدیدگر توسط

۴- تشدیدگرهای تنظیم پذیر مجتمع شده در زیرلایه با استفاده از اختلال الکتریکی

برای تنظیم پذیر کردن یک تشدیدگر می‌توان از تئوری اختلال استفاده کرد [۳] و [۱۲]. این اختلال می‌تواند از نوع اختلال مغناطیسی مثل قرار دادن فریت درون تشدیدگر یا از نوع اختلال الکتریکی مثل استفاده از دی‌الکتریک با جنس متفاوت با زیرلایه درون تشدیدگر باشد. برای این که اختلال در مؤثرترین حالت خود باشد، بهتر است این اختلال در مکانی با حداکثر اندازه میدان ایجاد شود. روش دیگر برای ایجاد اختلال الکتریکی استفاده از خازن است زیرا تغییر میدان الکتریکی، مشابه شرایطی است که ابعاد فیزیکی تغییر کند. در صورتی که دی‌الکتریک با ضریب دی‌الکتریک بیشتر از زیرلایه در وسط تشدیدگر قرار دهیم، میدان الکتریکی درون این قسمت نسبت به سایر نقاط افزایش می‌یابد که به معنی افزایش طول مؤثر تشدیدگر بوده و باعث تغییر فرکانس تشدید به سمت فرکانس‌های پایین‌تر می‌شود. همچنین در صورتی که مانند شکل (۶) یک حلقه برای اتصال خازن ایجاد کنیم، میدان الکتریکی در اطراف حلقه نسبت به حالتی که حلقه نیست، افزایش می‌یابد که به همان معنی افزایش طول و عرض مؤثر تشدیدگر و تغییر فرکانس تشدید به سمت فرکانس‌های پایین‌تر است.

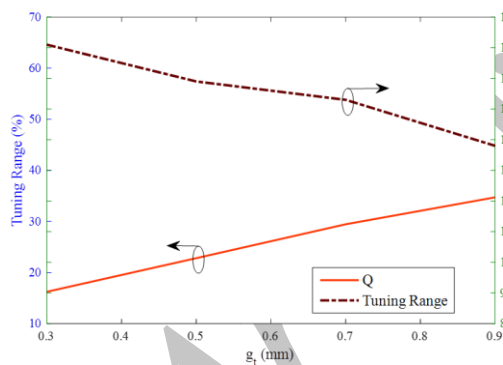
همانند بحث تحریک تشدیدگر، توزیع خازن تنظیم پذیر نیز محدودیت‌هایی بر ساختار تشدیدگر اعمال می‌کند. از جمله این محدودیت‌ها تلفات داخلی خازن تنظیم پذیر است که می‌تواند در مدار معادل تشدیدگر، به عنوان مقاومت مدل شده و باعث کاهش ضریب کیفیت شود. استفاده از خازن تنظیم پذیر با ضریب کیفیت بالا، این اثر را به شدت کاهش می‌دهد. در این مقاله، از ورکتور به شماره MG125-20 بعنوان خازن تنظیم پذیر که ضریب کیفیت بالایی دارد استفاده شده است.



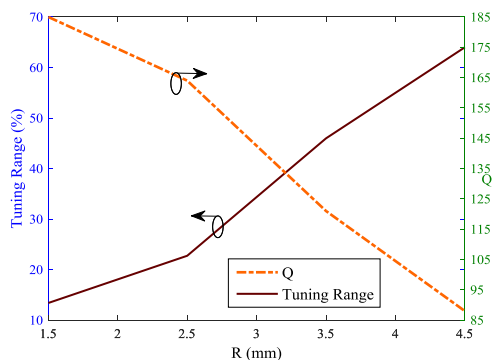
شکل (۶): تنظیم پذیر کردن تشدیدگر مجتمع شده در زیرلایه با استفاده از حلقه و خازن تنظیم پذیر با ولتاژ

با توجه به این موضوع به سادگی می‌توان نتیجه‌گیری کرد که با افزایش شعاع حلقه تزویج و همین‌طور افزایش گستره تغییر خازن، می‌توان محدوده تنظیم‌پذیری تشدیدگر را افزایش داد. از طرف دیگر این دو عمل باعث ایجاد مشکلاتی در تشدیدگر می‌شوند. از جمله آن‌که مطابق تئوری آنتن‌های شکافی، افزایش شعاع حلقه تزویج، تلفات ناشی را افزایش می‌دهد. در عمل، خازن و رکتور مناسب با محدوده‌ی تغییرات زیاد وجود ندارد. خازن‌های با محدوده تنظیم‌پذیری بسیار بالا، تلفات بالایی دارند که باعث کاهش ضریب کیفیت تشدیدگر می‌شود.

در نمودارهای ارائه شده در شکل‌های (۱۰ و ۱۱)، نتایج مربوط به گستره تنظیم‌پذیری تشدیدگر به ازای تغییر خازن از ۰٫۱ تا ۱ پیکو فاراد و نیز ضریب کیفیت تشدیدگر به ازای خازن ۰٫۵ پیکو فاراد، بر اساس تغییر g_t و R ارائه شده است. از آنجاکه با اضافه کردن حلقه، مجدداً تغییراتی در ابعاد تشدیدگر داده شده، ابعاد تشدیدگر جدید در جدول (۳) ارائه شده است. با توجه به این نتایج، برای داشتن ضریب کیفیت بالا و محدوده تنظیم‌پذیری در حدود یک گیگاهرتز، انتخاب g_t برابر ۰٫۵ و R برابر با ۲٫۵ mm مناسب است. قطعاً با توجه به نمودارها شعاع دایره میانی نقطه تنظیم‌پذیری و ضریب کیفیت را مشخص می‌کند.



شکل (۱۰): محدوده تنظیم‌پذیری و ضریب کیفیت تشدیدگر تنظیم‌پذیر به ازای تغییرات g_t ; $R=2.5\text{mm}$



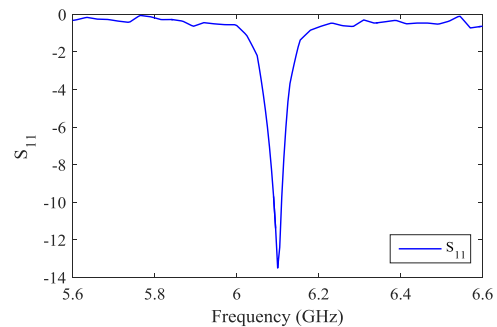
شکل (۱۱): محدوده تنظیم‌پذیری و ضریب کیفیت تشدیدگر تنظیم‌پذیر به ازای تغییرات R ; $g_t=0.5\text{mm}$

تحلیلگر شبکه اندازه‌گیری گیری شد. نتیجه اندازه‌گیری ضریب بازتاب به همراه نتیجه اندازه‌گیری امپدانس ورودی در شکل‌های (۸ و ۹) نشان داده شده‌اند. با توجه به نتایج اندازه‌گیری امپدانس ورودی از رابطه (۴) ضریب کیفیت این تشدیدگر در حدود ۱۴۲ است لذا طبق رابطه (۶) و این‌که ضریب کیفیت تشدیدگر به تنهایی در حدود ۳۰۰ است، ضریب کیفیت و رکتور در حدود ۳۰۰ به دست می‌آید. این عدد بعنوان ضریب کیفیت و رکتور در ادامه‌ی روند طراحی در نظر گرفته شده است.

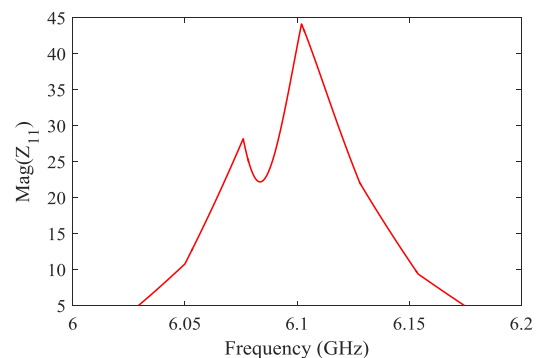
$$Q_{\text{res}}^{-1} + Q_{\text{var}}^{-1} = Q_t^{-1} \quad (7)$$

البته Q_{var} محاسبه شده در این رابطه ضریب کیفیت دقیق و رکتور نیست و در آن اثر بارگذاری شبکه تنظیم هم تا حدی وجود دارد که باعث شده است ضریب کیفیت به دست آمده کمی از ضریب کیفیت واقعی و رکتور بیشتر باشد. اما در این کاربرد می‌توان به پشتوانه همین مقدار، تمامی شبیه‌سازی‌ها را با دقت مناسبی پیش برد.

در بحث محدوده تنظیم‌پذیری مجدداً باید به سراغ تئوری اختلال در تشدیدگرها برویم. در روش اضافه کردن دی‌الکتریک به ساختار، با افزایش ابعاد و ضریب دی‌الکتریک عنصر اختلال دهنده، فرکانس تشدید جدید کاهش می‌یابد تا جایی که اگر ضریب دی‌الکتریک به ضریب دی‌الکتریک خود زیرلایه برسد، فرکانس تشدید به حالت سابق بازخواهد گشت.



شکل (۸): نتیجه اندازه‌گیری اندازه ضریب بازتاب تشدیدگر SIW (بر حسب dB)



شکل (۹): نتیجه اندازه‌گیری اندازه امپدانس ورودی تشدیدگر SIW

۵- طراحی نوسان ساز تنظیم پذیر با ولتاژ مبتنی بر تشدیدگر مجتمع شده در زیرلایه

تشدیدگر طراحی شده به خوبی در محدوده ۵ GHz تا ۶/۳ GHz تشدید می کند و ضریب کیفیت آن با تغییر فرکانس بین ۲۲۰ تا ۹۵ تغییر می کند این محدوده جایجایی فرکانس تشدید، این امکان را فراهم می سازد تا بتوان با استفاده از آن، نوسان سازی با محدوده تنظیم پذیری بالا و نویز فاز پایین طراحی کرد. برای طراحی نوسان ساز با این تشدیدگر، نیاز به عنصری با مقاومت منفی است. به این منظور می توان از ترانزیستور BFP520 به عنوان عنصر فعال استفاده کرد. این ترانزیستور از نوع BJT بوده و از آنجاکه از جنس سیلیسیم است، فرکانس گوشه نویز فلیکر پایین، و در نتیجه نویز فاز کمتری نسبت به ترانزیستورهای HBT و HEMT دارد. با توجه به داده سازنده، بیشترین f_T به ازای نقطه بایاس ۲ ولت و ۲۵ mA در حدود فرکانس ۴۵ GHz اتفاق می افتد. ولتاژ ۱/۹ ولت و ۲۰ mA که در نزدیکی این نقطه قرار دارد، به عنوان نقطه بایاس ترانزیستور به کار گرفته شده است. همچنین پارامتر پراکندگی این ترانزیستور در بایاس مذکور و فرکانس ۵/۷ GHz در جدول (۴) ارائه شده است. با فرض حالت امیتر مشترک برای ساختار نوسان ساز و قرار دادن یک خط میکرواستریپ اتصال کوتاه شده به عنوان سلف در قسمت امیتر این ترانزیستور، بخش مقاومت منفی نوسان ساز ساخته می شود. پارامترهای پراکندگی ترانزیستور با اضافه کردن این بخش در فرکانس ۵/۷ GHz به نتایج ارائه شده در جدول (۴) تغییر می کند.

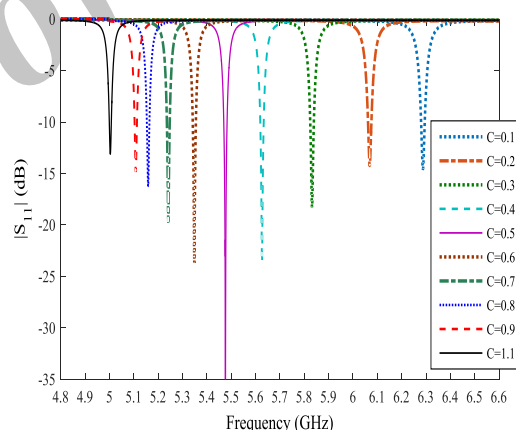
جدول (۴): پارامترهای پراکندگی ترانزیستور در حالت های پایدار و ناپایدار

	بدون خط اتصال کوتاه	با خط اتصال کوتاه
S_{11}	$3 \angle -1.6$	$0.44 \angle 91.8$
S_{12}	$1.3 \angle 105.3$	$0.15 \angle 9.8$
S_{21}	$4 \angle 3-100$	$2.78 \angle 4$
S_{22}	$2.6 \angle 2.4$	$0.13 \angle 134$

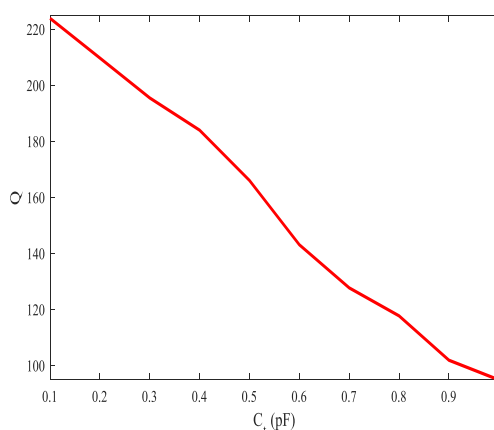
با استفاده از روابط ارائه شده در [۳] باید امپدانس ۵۰ اهم خروجی به امپدانس $16.63 + j0.45$ در خروجی کلکتور ترانزیستور تبدیل شود. و همین طور امپدانس تقریباً ۵۰ اهم خروجی تشدیدگر به امپدانس $114.64 + j36.64$ در ورودی بیس ترانزیستور ایجاد شود. با طراحی شبکه تطبیق، نوسان ساز اولیه مورد نظر طراحی می شود. سپس با استفاده از نرم افزار Ansoft Serenade و استفاده از روش توازن هارمونیک، این نوسان ساز برای ارائه توان بیشتر و نویز فاز کم تر بهینه شده است.

با توجه به شکل، این نقطه دارای ۲۰ درصد تنظیم پذیری و قبل از شکسته شدن منحنی ضریب کیفیت و کاهش شدید ضریب کیفیت قرار دارد. در مورد فاصله شکاف نیز به همین شکل انتخاب صورت گرفته است، هرچند g_1 اثر کمتری نسبت به R دارد. در شکل (۱۲) منحنی ضریب بازتاب (S_{11}) این تشدیدگر تنظیم پذیر ترسیم شده است.

در شکل (۱۳) نیز تغییرات ضریب کیفیت این تشدیدگر تنظیم پذیر به ازای تغییر خازن و رکتور ارائه شده است. با توجه به نتایج شبیه سازی، به ازای تغییرات خازن از ۰/۱ pF تا ۱ pF، فرکانس تشدید از ۵ GHz تا ۶/۳ GHz و ضریب کیفیت از ۲۲۰ تا ۹۵ تغییر خواهد کرد. توجه شود نتایج ضریب کیفیت مانند حالت ساخته شده از پاسخ اندازه امپدانس ورودی و رابطه (۴) محاسبه شد. لازم به ذکر است فرکانس تشعشع ساختار تشدیدگر تنظیم پذیر بدون بارگذاری خازن تنظیم پذیر، ۱۹ GHz محاسبه شد. در حالی که ساختار تشدیدگر تنظیم پذیر، به ازای خازن ۰/۱ pF در ۱۵ GHz از خود رفتار تشعشعی با بهره ی تشعشعی در حدود ۱ dB نشان داد.



شکل (۱۲): اندازه ی ضریب بازتاب تشدیدگر تنظیم پذیر به ازای تغییرات خازن (بر حسب dB)



شکل (۱۳): ضریب کیفیت تشدیدگر تنظیم پذیر به ازای تغییرات خازن

تغییرات فرکانس برحسب ولتاژ از ۵/۴ GHz تا ۶/۳۵ GHz خطی است که این خصوصیت برای طراحی سنتزکننده فرکانس بسیار مناسب است.

۷- نتیجه‌گیری

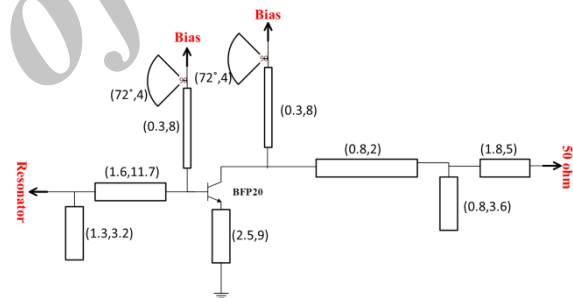
در این مقاله نوسان‌ساز کم نویز و تنظیم‌پذیر با ولتاژ در باند C ارائه شد. در این نوسان‌ساز از موجبر مجتمع شده در زیرلایه یا SIW به‌عنوان تشدیدگر استفاده شده است. در این مقاله به بررسی عمیق این تشدیدگرها پرداخته شده است. اثر شبکه تحریک بر تشدیدگر SIW بررسی شد و نشان داده شد می‌توان با ایجاد تغییراتی اثر بارگذاری و تلفات این شبکه را به حداقل رساند. همچنین اثر شبکه تنظیم‌پذیر کننده بررسی شد و برای محدوده‌های تنظیم‌پذیری مختلف، نتایج ضریب کیفیت استخراج شد. با استفاده از روش اندازه‌گیری، ضریب کیفیت دبود و رکتور استخراج شده و در شبیه‌سازی‌ها استفاده شد. درنهایت یک تشدیدگر تنظیم‌پذیر با محدوده‌ی تنظیم‌پذیری ۵ GHz تا ۶,۳GHz طراحی شد که ضریب کیفیت بارشده مناسبی از خود نشان می‌داد. روش استخراج ضریب کیفیت رکتور و همین‌طور مطالعات صورت گرفته بر روی روش تحریک و توجیه تنظیم‌پذیری با استفاده از حلقه برای اولین بار در این مقاله ارائه شده است. درنهایت با استفاده از تمام اطلاعات تولیدشده در این مقاله، یک نوسان‌ساز کم نویز مبتنی بر تشدیدگر تنظیم‌پذیر مجتمع شده در زیرلایه طراحی شد.

۸- مراجع

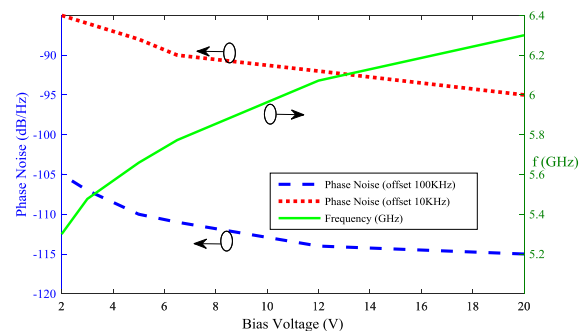
- [1] A. Poddar, "Slow Wave Resonator Based Tunable Multi-Band Multi-Mode Injection-Locked Oscillators," 2014.
- [2] U. L. Rohde, A. Poddar, and G. Böck, "The design of modern microwave oscillators for wireless applications: theory and optimization," J. Wiley & Sons, 2005.
- [3] D. M. Pozar, "Microwave Engineering," 3rd Ed. New York, J. Wiley & Sons, 2005.
- [4] M. Violetti, M. Pellaton, C. Affolderbach, F. Merli, J. F. Zürcher, G. Mileti, and A. K. Skrivervik, "The microloop-gap resonator: A novel miniaturized microwave cavity for double-resonance rubidium atomic clocks," IEEE Sensors Journal, vol. 14, no. 9, pp. 3193-3200, 2014.
- [5] J. Choi and C. Seo, "Microstrip square open-loop multiple split-ring resonator for low-phase-noise VCO," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 56, no. 12, pp. 3245-3252, 2008.
- [6] B. T. Moon and N. H. Myung, "Design of Low Phase-Noise Oscillator Based on a Hairpin-Shaped Resonator Using Composite Right/Left-Handed Transmission Line," IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 24, no. 1, pp. 44-46, 2014.
- [7] H. Uchimura, T. Takenoshita, and M. Fujii, "Development of a laminated waveguide," IEEE Transactions on

ساختار نوسان‌ساز موردنظر در شکل (۱۴) نشان داده شده است. در این شکل در کنار هر خط میکرواستریپ ابتدا عرض و سپس طول آن خط در طراحی نشان داده شده است. امیدانس بار ۵۰ اهم خروجی، توسط شبکه تطبیق به امیدانس مناسب در خروجی ترانزیستور تبدیل می‌شود. این امیدانس به شکلی محاسبه می‌شود که ضریب بازتاب بیشتر از یک در ورودی ترانزیستور ایجاد شود. امیدانس تشدیدگر نیز به این منظور به ورودی ترانزیستور تطبیق می‌شود.

در شکل (۱۵) نتایج تغییرات فرکانس و نیز نویز فاز خروجی نوسان‌ساز در فاصله‌های ۱۰ KHz و ۱۰۰ KHz از فرکانس نوسان به ازای تغییرات ولتاژ کنترل ترسیم شده است. این نوسان‌ساز دارای محدوده‌ی تنظیم‌پذیری ۶,۳۵ تا ۵,۲۸ گیگاهرتز به ازای تغییرات خازن از ۰,۱ pF تا ۱ pF است که معادل تغییر ولتاژ خازن تنظیم‌پذیر از ۲۰ تا ۲ ولت است. توان خروجی این نوسان‌ساز بین ۱۰ mW تا ۴ mW متغیر بوده و اختلاف هارمونیک‌های مرتبه بالاتر آن از هارمونیک اصلی، بیشتر از ۱۰ dB است.



شکل (۱۴): مدار نوسان‌ساز تنظیم‌پذیر با ولتاژ (ابعاد طول و عرض خطوط برحسب میلی‌متر)



شکل ۱۵. نتایج فرکانس نوسان و نویز فاز نوسان‌ساز تنظیم‌پذیر با ولتاژ

شبیه‌سازی نویز فاز نشان می‌دهد در فرکانس نوسان ۵/۶۵GHz نویز فاز به ترتیب -۹۱ dBc و -۱۱۱ dBc در فاصله‌های ۱۰ KHz و ۱۰۰ KHz از فرکانس نوسان است که نتیجه بسیار خوبی برای این باند به شمار می‌رود. همچنین این

- Microwave Theory and Techniques, vol. 46, no. 12, pp. 2438-2443, 1998.
- [8] D. Deslandes and K. Wu, "Accurate modeling, wave mechanisms, and design considerations of a substrate integrated waveguide," IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 54, no. 6, pp. 2516-2526, 2006.
- [9] M. Bozzi, A. Georgiadis, and K. Wu, "Review of substrate-integrated waveguide circuits and antennas," IET Microwaves, Antennas & Propagation, vol.5, no. 8, pp. 909-920, 2011.
- [10] K. Entesari, A. Pourghorban Saghati, V. Sekar, and M. Armendariz, "Tunable SIW structures: antennas, VCOs, and filters," IEEE Microwave Magazine, vol. 16, no. 5, pp. 34-54, 2015.
- [11] A. Collado, F. Mira, and A. Georgiadis, "Mechanically tunable substrate integrated waveguide (SIW) cavity based oscillator," IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 23, no. 9, pp. 489-491, 2013.
- [12] J. D. Barrera, and G. H. Huff. "Analysis of a variable SIW resonator enabled by dielectric material perturbations and applications," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 61, no. 1, pp. 225-233, 2013.
- [13] F. F. He, K. Wu, W. Hong, L. Han, and X. Chen, "A low phase-noise VCO using an electronically tunable substrate integrated waveguide resonator," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 58, no. 12, pp. 3452-3458, 2010.
- [14] Z. Chen, W. Hong, J. Chen, and J. Zhou, "Design of high-Q tunable SIW resonator and its application to low phase noise VCO," IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 23, no. 1, pp. 43-45, 2013.
- [15] C. T. M. Wu, T. Itoh, A. K. Poddar, and U. L. Rohde, "A C-band tunable oscillator based on complementary coupled resonator using substrate integrated waveguide cavity," In Microwave Conference (EuMC), 2014 44th European, pp. 715-718. IEEE, 2014.
- [16] Y. Cassivi, L. Perregrini, P. Arcioni, M. Bressan, K. Wu, and G. Conciauro, "Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide," IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 12, no. 9, pp. 333-335, 2002.
- [17] P. A. Rizzi, "Microwave engineering: passive circuits, Prentice Hall," 1988.
- [18] R. J. Cameron, R. Mansour, and C. M. Kudsia, "Microwave filters for communication systems: fundamentals, design and applications," Wiley-Interscience, 2007.
- [19] Z. Kordiboroujeni and J. Bornemann, "New wideband transition from microstrip line to substrate integrated waveguide," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 62, no. 12, pp. 2983-2989, 2014.
- [20] D. Deslandes and K. Wu, "Analysis and design of current probe transition from grounded coplanar to substrate integrated rectangular waveguides," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 53, no. 8, pp. 2487-2494, 2005.
- [21] E. Soltani, et al., "Design, simulation and fabrication of a 2x2 patch array antenna with SIW feeding in X-band," Journal of Radar, Imam Hossein Comprehensive University, vol. 3, no. 3, pp. 20-11, 2015. (In Persian)

Voltage Controlled Oscillator Based on Substrate Integrated Waveguide Resonator

A. Nooraei Yeganeh, S. A. Ahmadi*

K.N.Toosi University of Technology

(Received: 16/11/2016, Accepted: 07/08/2017)

Abstract

In this paper a C-band, low phase noise voltage controlled oscillator is presented based on substrate integrated waveguide (SIW) resonator. As the SIW resonator plays a great role on the noise performance of the voltage controlled oscillator, the effects of some parameters on the performance of the SIW are investigated. Considering various techniques of excitation and tuning, an SIW resonator is designed in the frequency range of 5 to 6.3 GHz. The resulting tunable resonator has a quality factor of 240 at 5.5 GHz, when simulated on RO4003 substrate. The voltage controlled oscillator can oscillate from 5.3 GHz up to 6.3 GHz. The tuning voltage for this frequency range is between 2 and 20 Volts. The oscillator phase noise is better than -112dBc/Hz at 100 KHz offset from the 5.5 GHz carrier.

Keywords: Substrate Integrated Waveguide(SIW), High Quality Factor Resonator, Tunable Resonator, Low Phase Noise Oscillator, Voltage Controlled Oscillator (VCO)