

محدودکننده مبتنی بر فرکانس دیودی اصلاح شده جهت استفاده در سامانه آنتن هوشمند

ابوالحسن احمدی حاجی^۱، امیر حبیبی درونکلا^{۱*}، یعقوب قانع قره‌باغ^۳

۱- کارشناسی ارشد دانشگاه تربیت مدرس، ۲- کارشناسی ارشد و ۳- مربی، دانشگاه جامع امام حسین (ع)

(دریافت: ۹۴/۱۱/۰۶، پذیرش: ۹۵/۰۲/۰۳)

چکیده

این مقاله به ارائه روشی برای بهبود عملکرد محدودکننده مبتنی بر فرکانس دیودی می‌پردازد. سطح محدودکنندگی بالا، پایین بودن نشت توان در حالت محدودکنندگی، زمان بازیابی پایین و ساده بودن فرآیند ساخت، محدودکننده مبتنی بر فرکانس دیودی را به گزینه مطلوبی برای محافظت از سامانه آنتن هوشمند در برابر تهدید امواج میکروویو توان بالاتر تبدیل نموده است. متأسفانه به‌خاطر روش تحقق رزوناتور غیرخطی استفاده شده در این محدودکننده‌ها، در حضور سیگنال‌های توان بالای خارج باند محدودکنندگی هر کانال تضعیف باند محدودکنندگی در حالت گذر این محدودکننده‌ها افزایش می‌یابد. در این مقاله، از فیلتر میان‌گذر برای کاهش دادن اثر سیگنال‌های توان بالای خارج باند محدودکنندگی بر تضعیف حالت گذر باند محدودکنندگی استفاده شده است. با استفاده از این تکنیک یک محدودکننده مبتنی بر فرکانس دو کانالی با فرکانس‌های ۴/۶ GHz و ۴/۲ GHz، با آستانه محدودکنندگی ۰ dBm، سطح محدودکنندگی ۳۰ dB و پهنای باند ۲۰۰ MHz طراحی شده است. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد که استفاده از این تکنیک می‌تواند اثر سیگنال‌های خارج باند محدودکنندگی روی تضعیف حالت گذر را به اندازه ۹ dB کاهش داده و خطینگی محدودکننده مبتنی بر فرکانس را در حالت عبور محدودکننده افزایش دهد.

کلید واژه‌ها: محدودکننده، محدودکننده مبتنی بر فرکانس، سطح محدودکنندگی

Improved Diode-Based Frequency Selective Limiter to Use in Smart Antenna System

A. Ahmadihaji, A. Habibi Daronkola*, Y. Ghane

Imam Hossein University

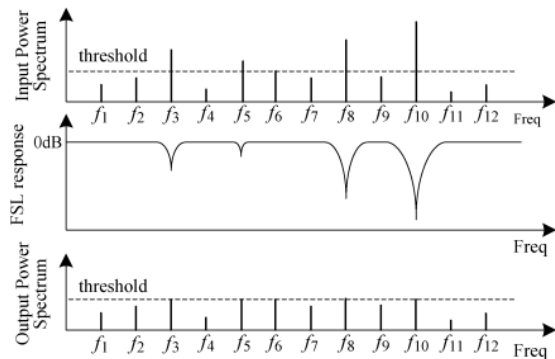
(Received: 26/01/2016; Accepted: 22/04/2016)

Abstract

This paper deals with presenting a method for improving diode-based frequency selective limiter's performance. High limiting level, low spike leakage, low recovery time, and simple design procedure made the diode-based frequency selective limiter a good option for protection of smart antenna system from high power microwave threat. Unfortunately, due to the method of nonlinear resonator realization in these limiters, in the presence of high power out of limiting band signals of each channel limiting band attenuation in passing state of these limiters increases. In this paper, band-pass filter is employed to decreasing the effect of high power out of limiting band signals on the attenuation in the passing state of limiter. By using this technique a 2-channel FSL in center frequencies of 4.2GHz and 4.6GHz, with 0dB limiting threshold, 30dB limiting level, and 200MHz limiting bandwidth is designed. Simulation results show that using this technique can decrease the effect of out of limiting band signals on attenuation of passing state by 9dB, and increase the linearity of frequency selective limiter in the passing state of limiter.

Keywords: Limiter, Frequency Selective Limiter, Limiting Level, Limiting Threshold

هستند تأثیر نمی‌گذارد. شکل (۱) نشان‌دهنده عملکرد محدودکننده مبتنی بر فرکانس ایده‌آل است.



شکل ۱. نمودارهای عملکرد محدودکننده مبتنی بر فرکانس ایده‌آل (از [۵]).

محدودکننده‌های مبتنی بر فرکانس به دو دسته مبتنی بر مواد فریتی و دیودی تقسیم می‌شوند [۵]. تحقیقات بسیاری در زمینه ساخت محدودکننده مبتنی بر فرکانس با استفاده از مواد فریتی انجام شده است [۱۲-۱۶]. مزایای طراحی محدودکننده مبتنی بر فرکانس با استفاده از مواد فریتی ارائه پهنای باند محدودکنندگی بسیار باریک (برای مثال ۲۰ MHz در صورت استفاده از YIG^۴) است [۱۳]؛ اما معایب این دسته زمان بازیابی بالا، نشت توان ورودی و پایین‌بودن سطح محدودکنندگی است [۱۴]. معمولاً برای رفع دو مشکل اخیر دو یا چند محدودکننده مبتنی بر فرکانس مشابه از این نوع را با همدیگر سری می‌کنند؛ اما این کار موجب افزایش زمان بازیابی محدودکننده می‌شود [۱۲].

نیاز به ساخت محدودکننده‌ای با زمان بازیابی کم، سطح محدودکنندگی بالا و نداشتن مشکل نشتی توان موجب تحقیقات پیش‌تر و ارائه محدودکننده مبتنی بر فرکانس دیودی شده است [۵ و ۱۷-۱۳]. مزایای محدودکننده مبتنی بر فرکانس دیودی داشتن سطح محدودکنندگی بالا، زمان بازیابی پایین، نداشتن نشتی توان بالا و هزینه ساخت پایین است [۵ و ۱۳].

در گزارش‌هایی، ساختار یک محدودکننده مبتنی بر فرکانس دیودی با مشخصات مناسب ارائه شده است [۵، ۱۳ و ۱۴]؛ اما متأسفانه به‌خاطر این که رزوناتور غیرخطی استفاده‌شده دارای انتخاب‌گری فرکانسی نیست و به‌ازای هر سیگنال ورودی توان بالا تبدیل به فیلتر میان‌گذر با تضعیف متناسب با سطح توان سیگنال ورودی می‌شود.

برای رفع این مشکل در این مقاله یک فیلتر میان‌گذر مشابه ساختار قبلاً گزارش شده [۵] افزوده شده است. با این کار سطح

۱. مقدمه

بدیهی است که تمامی سامانه‌های راداری و گیرنده‌های مخابرات بی‌سیم، از جمله سامانه آنتن هوشمند در برابر امواج مایکروویوی توان بالا نیازمند محافظت هستند؛ اما استانداردهای هواپیمایی به خوبی مشخص کرده‌اند که محافظت از سامانه‌های مخابراتی در برابر امواج مایکروویوی توان بالا به تنهایی کافی نیست و در حضور سیگنال‌های مایکروویوی توان بالا تا چه سطح توانی سامانه‌های مخابرات بی‌سیم مورد استفاده در ناوبری هوایی باید به عملکرد عادی خود بپردازند [۱]. به‌عنوان نمونه، طبق نظر مرکز تعیین استانداردهای هواپیمایی آمریکا^۱ در گستره فرکانسی ۶-۲ GHz، در حضور میدان الکتریکی کوچک‌تر از 3000 V/m سامانه‌های مخابرات بی‌سیم هواپیما باید همانند حالت عادی خود به مخابره و دریافت اطلاعات بپردازند [۱].

در طراحی سامانه‌های مخابراتی برای محافظت از گیرنده‌ها در برابر امواج مایکروویوی توان بالا استفاده از محدودکننده‌های توان دیودی^۲ معمول است [۴-۲]. محدودکننده‌های توان دیودی معمولی سطح توان خروجی خود را در صورت وجود یک سیگنال تداخلی، با تضعیف همه ورودی‌ها محدود می‌کنند [۳]؛ به‌عبارت دیگر در صورت وجود هم‌زمان سیگنال تداخلی با سطح توان بالا و سیگنال مطلوب در دو باند فرکانسی مجزا اما در گستره کار مدار محدودکننده، محدودکننده تمام سیگنال‌های ورودی را تقریباً به یک اندازه تضعیف می‌کند [۳]. از این جهت که سیگنال مطلوب به‌صورت نوعی بسیار کوچک است، بعد از تضعیف در اکثر مواقع قابل آشکارسازی نیست. محدودکننده توان معمولی در صورت وجود یک میدان الکتریکی با توجه به آنچه استاندارد مشخص کرده است از گیرنده حفاظت می‌کند ولی گیرنده قادر به آشکارسازی سیگنال‌های ضعیف ورودی تا زمانی که این سیگنال توان بالا وجود دارد نخواهد بود [۱]. خوشبختانه در راستای رفع این مشکل محدودکننده‌های مبتنی بر فرکانس^۳ ارائه گردیده‌اند [۱].

محدودکننده‌های مبتنی بر فرکانس هنگامی که سیگنال تداخلی توان بالا در محدوده فرکانس کار سیگنال مطلوب نیست، فقط به تضعیف سیگنال تداخلی می‌پردازند [۱]. محدودکننده مبتنی بر فرکانس ایده‌آل، سه ویژگی مهم دارد، اول این که بدون تأخیر یک پالس قوی را حذف می‌نماید، دوم این که هنگامی توان سیگنال دریافتی از سطح آستانه توان گیرنده بالاتر است، آن را در حدی تضعیف نماید که برابر سطح آستانه توان گیرنده شود و سوم این که بر سیگنال‌های ضعیفی که در فرکانس‌های دیگر

^۱ Federal Aviation Administration

^۲ Diode Power Limiter

^۳ Frequency Selective Limiters

^۴ Yttrium Iron Garnet

$$Y_e = \frac{DY_L + C}{BY_L + A} = \frac{j - Y_L}{jY_L - 1} \quad (۰)$$

$$Y_o = \frac{Y_L + j}{jY_L + 1} = \frac{j(Y_L + j)}{j(jY_L + 1)} = \frac{jY_L - 1}{j - Y_L} = \frac{1}{Y_e} \quad (۰)$$

برای یک شبکه دودانه‌ای متوازن داریم [۱۴]:

$$S_{11} = \frac{1 - Y_o Y_e}{(1 + Y_o)(1 + Y_e)} \quad (۵)$$

$$S_{21} = \frac{Y_o - Y_e}{(1 + Y_o)(1 + Y_e)} \quad (۶)$$

در روابط (۵ و ۶) ادِمیتانس‌ها با ادِمیتانس مشخصه نرمالیزه شده‌اند. از رابطه (۰) می‌دانیم که $Y_o = 1/Y_e$ و با استفاده از این تساوی در رابطه (۵)، $S_{11} = 0$ نتیجه می‌شود؛ بنابراین محدودکننده مبتنی بر فرکانسی که بر اساس این شبکه طراحی شود در ورودی کاملاً تطبیق شده است. با جایگذاری Y_e و Y_o از روابط (۳ و ۴) در رابطه (۶)، S_{21} برحسب Z_L با رابطه (۷) به دست می‌آید.

$$S_{21} = \frac{Y_o - Y_e}{(1 + Y_o)(1 + Y_e)} = \frac{(1 - Y_L)(j + 1)}{(1 + Y_L)(j - 1)} = \frac{(Z_L - 1)(j + 1)}{(Z_L + 1)(j - 1)} \quad (۷)$$

برای ساخت یک محدودکننده مبتنی بر فرکانس دیودی درجه یک، کوپلر هایپرید $۳dB 90^\circ$ را با رزوناتور غیرخطی که در شکل (۲) نمایش داده شده است، بارگذاری می‌کنند [۵]. امپدانس رزوناتور غیرخطی شکل (۲.ب) با رابطه (۸) بیان می‌شود.

$$Z_L = R_d + j\omega L - \frac{j}{\omega C} \quad (۸)$$

در رابطه (۸)، R_d مقاومت معادل دیود است. با جایگذاری Z_L از رابطه (۸) در رابطه (۷)، رابطه (۹) حاصل می‌شود.

$$|S_{21}(j\omega)|^2 = \frac{(1 - R_d)^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2}{(1 + R_d)^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2} \quad (۹)$$

هنگامی که سطوح توان در فرکانس رزونانس رزوناتور پایین است، R_d بزرگ است و رابطه (۹) به رابطه (۱۰) تبدیل می‌شود.

$$|S_{21}(j\omega)|^2 \approx 1 \quad (۱۰)$$

رابطه (۱۰)، یک پاسخ همه‌گذر در حضور سطوح توان پایین همان‌طور که مطلوب است را نمایش می‌دهد.

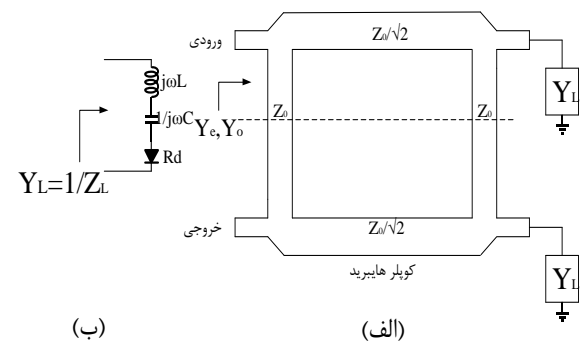
محدودکنندگی $۳۰dB$ ، آستانه محدودکنندگی $۰dBm$ و پهنای باند محدودکنندگی $۲۰۰MHz$ در فرکانس‌های مرکزی $۴/۶GHz$ و $۴/۲$ به دست آمد و مشکل فوق نیز رفع شد.

این مقاله به ترتیبی که در ادامه می‌آید، ارائه می‌شود. در بخش دوم، سازوکار محدودکنندگی ساختار محدودکننده مبتنی بر فرکانس دیودی [۵، ۱۳ و ۱۴] و مشکل انتخاب‌گری فرکانسی غیرخطی این مراجع بررسی می‌شود. سپس تکنیک استفاده از فیلتر میان‌گذر برای رفع این مشکل مطرح می‌شود. در بخش سوم مراحل طراحی محدودکننده مبتنی بر فرکانس اصلاح‌شده، مقایسه با نمونه اولیه و نتایج شبیه‌سازی‌ها ارائه می‌شود. در نهایت مقاله با نتیجه‌گیری در بخش چهارم به پایان می‌رسد.

۲. تحلیل نظری محدودکننده مبتنی بر فرکانس دیودی

۲-۱. بررسی سازوکار محدودکننده مبتنی بر فرکانس

شکل (۲.الف) نشان‌دهنده محدودکننده مبتنی بر فرکانس ارائه‌شده در مراجع [۵، ۱۳ و ۱۴] است که بر اساس بارگذاری یک کوپلر هایپرید $۳dB 90^\circ$ با رزوناتور غیرخطی طراحی شده است.



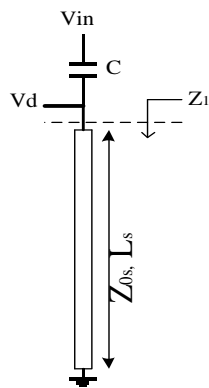
شکل ۲.الف) محدودکننده مبتنی بر فرکانس طراحی شده بر اساس کوپلر هایپرید $۳dB 90^\circ$. (ب) رزوناتور غیرخطی سری.

رابطه‌های (۲ و ۱) و به ترتیب نشانگر ماتریس انتقال برای حالت‌های زوج و فرد کوپلر هایپرید $۳dB 90^\circ$ هستند [۴ و ۱۴].

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix}_e = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} -1 & j \\ j & -1 \end{pmatrix} \quad (۱)$$

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix}_o = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{pmatrix} \quad (۲)$$

Y_e و Y_o در شکل (۲.الف) با استفاده از ماتریس انتقال حالت، به ترتیب با رابطه‌های (۳ و ۴) نمایش داده شده‌اند.



شکل ۴. مدار معادل رزوناتور غیرخطی برای حالت دیود خاموش با چشم‌پوشی از تلفات خط انتقال، امپدانس استاب اتصال کوتاه با رابطه (۱۲) نمایش داده می‌شود [۴].

$$Z_1 = jZ_{os} \tan\left(\frac{\omega}{vp} L_s\right) \quad (12)$$

در رابطه (۱۲)، Z_{os} ، L_s و vp به ترتیب امپدانس مشخصه و طول و سرعت فاز استاب اتصال کوتاه هستند. با دراختیار داشتن امپدانس استاب اتصال کوتاه ولتاژ دو سر دیود برحسب ولتاژ ورودی با استفاده از تقسیم ولتاژ با رابطه (۱۳) به دست می‌آید.

$$\frac{V_d}{V_{in}} = \frac{Z_{os} \tan\left(\frac{\omega}{vp} L_s\right)}{Z_{os} \tan\left(\frac{\omega}{vp} L_s\right) - \frac{1}{\omega C}} \quad (13)$$

در رابطه (۱۳)، C اندازه‌ی خازن اینتردیجیتال است.

نمودار V_d/V_{in} برحسب فرکانس به‌ازای استاب اتصال کوتاه به طول $10/7 \text{ mm}$ ، امپدانس مشخصه 50Ω ، سرعت فاز m/s $10^8 \times 1/799$ و خازن اینتردیجیتال به اندازه 1 pf در شکل (۵) نمایش داده شده است. لازم به‌ذکر است که استاب اتصال کوتاه با مشخصات ذکر شده در فرکانس رزونانس $4/2 \text{ GHz}$ رزونانس می‌کند. نمودار V_d/V_{in} برحسب فرکانس نشانگر این است که هنگامی که دیود خاموش است به‌ازای هر سیگنال ورودی در باند فرکانسی وسیعی که پهنای باند رزوناتور غیرخطی درون آن قرار می‌گیرد، دیود رزوناتور غیرخطی تحریک می‌شود، در نتیجه به‌ازای هر سیگنال ورودی توان بالایی فارغ از فرکانس کار سیگنال، دیود تحریک می‌شود و مقاومت معادل دیود کاهش یافته و موجب افزایش تلف در رزوناتور غیرخطی در فرکانس رزونانس آن می‌شود؛ به‌عبارت دیگر سیگنال‌های با سطح توان پایین که در گستره محدودکنندگی محدودکننده مبتنی بر فرکانسی قرار دارند، در صورت وجود سیگنال ورودی توان بالای خارج باند محدودکنندگی دچار تضعیف می‌شوند.

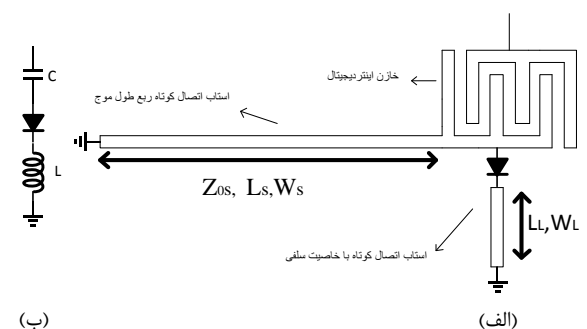
برای حالتی که سطح توان ورودی بالاست مقدار R_d کم است. با فرض این که $R_d=1$ رابطه (۹) به رابطه (۱۱) تبدیل می‌شود.

$$|S_{21}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \frac{4}{\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} \quad (11)$$

که یک مشخصه باند توقف با بیشینه تضعیف در فرکانس مرکزی رزوناتور را نمایش می‌دهد؛ بنابراین کوپلر هایبرید $3\text{dB}90^\circ$ بارگذاری شده با رزوناتور غیرخطی در فرکانس رزونانس و پهنای باند رزوناتور غیرخطی به تضعیف سیگنال‌های ورودی توان بالا، متناسب با توان آن‌ها می‌پردازد و سیگنال‌های ضعیف را بدون تضعیف عبور می‌دهد.

۱-۱. مشکل انتخاب‌گری فرکانسی رزوناتور

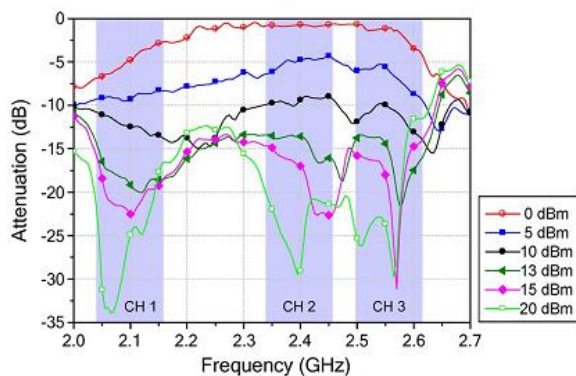
در مراجع [۵، ۱۳ و ۱۴] برای تحقق رزوناتور غیرخطی از مدار شکل (۳-الف) استفاده شده است.



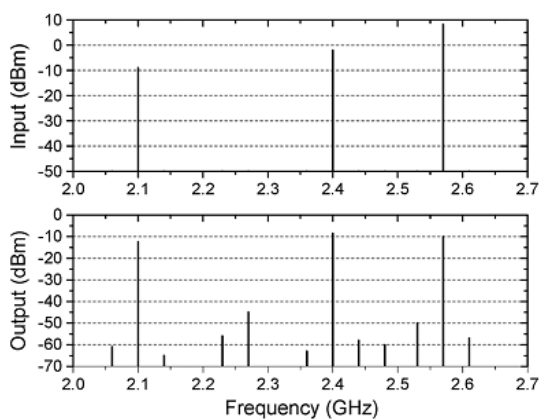
شکل ۳. (الف) رزوناتور غیرخطی. (ب) مدار معادل رزوناتور غیرخطی در فرکانس رزونانس.

در رزوناتور غیرخطی شکل (۳-الف)، استاب اتصال کوتاه ربع طول موج در فرکانس رزونانس مدار باز است و طبق مرجع [۵] وظیفه آن ایجاد حلقه جریان برای تغذیه دیود است و استاب اتصال کوتاهی که کاتد دیود با آن زمین می‌شود دارای خاصیت سلفی است؛ بنابراین مدار رزوناتور شکل (۳-الف) با مدار شکل (۳-ب) مدل می‌شود. در مدار شکل (۳-ب) دیود بین خازن و سلفی قرار گرفته است که فرکانس رزونانس آن‌ها فرکانس محدودکنندگی، محدودکننده مبتنی بر فرکانس است.

با بسیار کوچک در نظر گرفتن خازن پارازیتی دیود در شکل (۳)، هنگامی که دیود خاموش است شاخه‌ای که دیود در آن قرار دارد مدار باز است؛ بنابراین در این حالت خازن اینتردیجیتال با استاب اتصال کوتاه ربع طول موج مطابق شکل (۴) سری می‌شود. چون کاتد دیود شاتکی زمین شده است، در شکل (۴) ولتاژ V_d بیانگر ولتاژ دو سر دیود است.



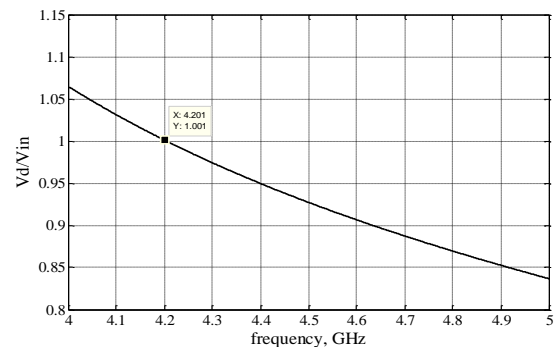
شکل ۶. نتیجه اندازه‌گیری تضعیف [۱۴]



شکل ۷. نتیجه اندازه‌گیری طیف خروجی [۱۴]

۳-۲. ساختار محدودکننده مبتنی بر فرکانس اصلاح شده

در قسمت‌های قبلی به صورت تحلیلی و با استفاده از نتایج اندازه‌گیری مرجع [۱۴] مشکل انتخاب‌گری فرکانسی رزوناتور غیرخطی که در مراجع [۵، ۱۳ و ۱۴] استفاده شده است مشخص گردید. این رزوناتور غیرخطی در صورتی که توسط سیگنال‌های خارج باند محدودکنندگی تحریک نشود، مشکل عدم انتخاب‌گری فرکانسی رزوناتور غیرخطی حل می‌شود. در صورتی که یک فیلتر میان‌گذر باند باریک با فرکانس مرکزی برابر فرکانس رزونانس رزوناتور در مسیری که منتهی به رزوناتور غیرخطی می‌شود قرار گیرد، از تحریک دیود رزوناتور غیرخطی توسط سیگنال‌های توان پایین و توان بالای خارج باند محدودکنندگی اجتناب می‌شود و در نتیجه مشکل انتخاب‌گری فرکانسی رزوناتور غیرخطی مذکور رفع می‌شود. با قراردادن فیلتر میان‌گذر بین کوپلر هایبرید و رزوناتور غیرخطی مطابق شکل (۸)، محدودکننده مبتنی بر فرکانس اصلاح شده حاصل شده است.

شکل ۵. V_d/V_{in} بر حسب فرکانس.

برای بهتر نمایش دادن نقص انتخاب‌گری فرکانسی محدودکننده مبتنی بر فرکانسی که بر اساس رزوناتور غیرخطی شکل (۳) ساخته شده است از نتایج اندازه‌گیری مرجع [۱۴] بهره می‌بریم. در مرجع [۱۴] یک محدودکننده سه کانال با استفاده از رزوناتور غیرخطی شکل (۳. الف) دارای آستانه محدودکنندگی ۳ dBm با سطح محدودکنندگی ۲۰ dBm و پهنای باند محدودکنندگی ۳۰۰ MHz در هر کانال ارائه شده است. شکل (۶) تضعیف محدودکننده ارائه شده در مرجع [۱۴] را بر حسب فرکانس به‌ازای توان‌های مختلف ورودی نمایش می‌دهد. مطابق شکل (۶)، این محدودکننده دارای فرکانس‌های مرکزی محدودکنندگی در ۲/۱ GHz، ۲/۴ و ۲/۶ است. نتیجه آزمایش تحریک محدودکننده مبتنی بر فرکانس ساخته شده توسط مرجع [۱۴] با سیگنال‌های تک‌تن با توان‌های متفاوت در فرکانس‌های مرکزی آن در شکل (۷) نمایش داده شده است. با توجه به شکل (۷) تن ورودی با توان ۱۰ dBm که در فرکانس ۲/۶ GHz قرار دارد ۲۰ dB تضعیف می‌شود.

طبق تحلیلی که قبلاً ارائه شد، این سیگنال توان بالا موجب تحریک دیودهای رزوناتورهای غیرخطی مرتبط با کانال‌های دیگر محدودکننده می‌شود، در نتیجه تن ورودی با توان ۰ dBm که در فرکانس ۲/۴ GHz قرار دارد علی‌رغم این‌که دارای سطح توان پایین‌تر از آستانه محدودکنندگی محدودکننده است، به اندازه ۷ dB تضعیف شده است که طبق شکل (۶) به‌ازای سیگنال ورودی با توان ۰ dBm تضعیف محدودکننده ارائه شده در این مرجع در فرکانس ۲/۴ GHz کم‌تر از ۲ dB است. با توجه به این نکات نتایج اندازه‌گیری‌ها هم مانند تحلیل‌های نظری تأیید می‌کنند که رزوناتور غیرخطی شکل (۳) دارای انتخاب‌گری فرکانسی مناسب نیست.

آمد. اندازه عرض هریک از شاخه‌ها برای $Z_0=50\Omega$ در جدول (۱) نمایش داده شده است.

جدول ۱. اندازه عرض شاخه‌های کوپلر هایبرید $3dB_{90^\circ}$.

شاخه	$Z_0/\sqrt{2}$	Z_0
عرض (mm)	۱/۵	۰/۹

۳-۲. رزوناتور غیرخطی

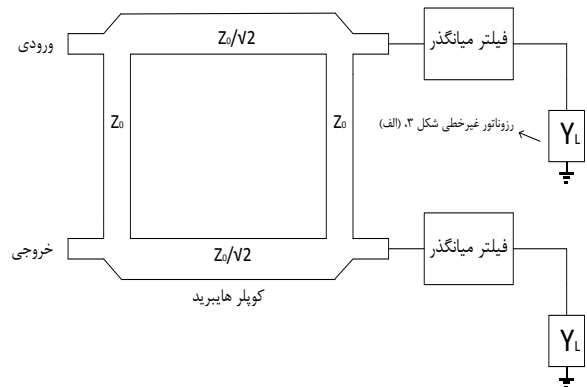
فرکانس رزونانس رزوناتور غیرخطی شکل (۳) تعیین‌کننده فرکانس محدودکنندگی و پهنای باند آن نشانگر پهنای باند محدودکنندگی محدودکننده مبتنی بر فرکانس است؛ بنابراین لازم است فرکانس رزونانس رزوناتور غیرخطی به‌زای سیگنال‌های مختلف ثابت باشد.

دیویدهای شاتکی با بسته‌بندی بی‌م - لید چه از نوع سیلیکان، چه از نوع گالیوم‌آرسناید، خازن‌های پارازیت^۱ بسیار کوچکی نسبت به دیگر دیودها دارند. در دیودهای شاتکی، باری در سد شاتکی ذخیره نمی‌شود؛ در نتیجه تفاوت بین خازن حالت روشن و خاموش اندک است؛ به‌خاطر این ویژگی دیودهای شاتکی، در صورت استفاده از آن‌ها تغییرات فرکانس مرکزی محدودکننده مبتنی بر فرکانس در هنگام محدودکردن سیگنال‌های ورودی با رنج دینامیکی بالا کوچک است. علاوه بر این دیود شاتکی دارای مقاومت معادل کوچک در حالت روشن بودن است. با توجه به این مزایا در طراحی رزوناتور غیرخطی شکل (۳)، از دیود شاتکی HSCH5332 به‌عنوان دیود استفاده شده است. اندازه طول و عرض استاب‌های اتصال کوتاه رزوناتورهای غیرخطی در جدول (۲) نمایش داده شده است.

جدول ۲. اندازه طول و عرض استاب‌های اتصال کوتاه رزوناتور غیرخطی.

استاب اتصال کوتاه	سلفی	$\lambda/4$	فرکانس رزونانس (GHz)
عرض (mm)	۰/۴	۰/۴	۴/۲
عرض (mm)	۰/۴	۰/۴	۴/۶
طول (mm)	۷/۳	۷/۳	۴/۲
طول (mm)	۶/۵	۷/۵	۴/۶

در طراحی هر دو رزوناتور عرض هر انگشت^۲ در خازن اینتردیجیتال 0.125 mm و با دو انگشت طراحی شده است. طول هر انگشت $3/5\text{ mm}$ برای رزوناتور $4/2\text{ GHz}$ و $3/3\text{ mm}$ برای رزوناتور $4/6\text{ GHz}$ در نظر گرفته شده است.



شکل ۸. محدودکننده مبتنی بر فرکانس اصلاح‌شده.

در محدودکننده مبتنی بر فرکانس اصلاح‌شده شکل (۸)، میزان تضعیف سیگنال‌های ضعیف داخل باند متأثر از سیگنال‌های توان خارج باند نخواهد بود؛ اما به‌خاطر این که فیلتر میان‌گذر در باند گذر خود دارای تلف است و سیگنال‌های ضعیف داخل باند در مسیر رفت و برگشت از فیلتر میان‌گذر عبور می‌کنند تلف باند گذر فیلتر میان‌گذر به‌میزان تضعیف سیگنال‌های ضعیف اضافه می‌شود؛ بنابراین در طراحی بهتر است از فیلتر میان‌گذر با تلف باند گذر بسیار کم استفاده شود.

۳. طراحی محدودکننده مبتنی بر فرکانس اصلاح‌شده، نتایج شبیه‌سازی و مقایسه با کارهای قبلی

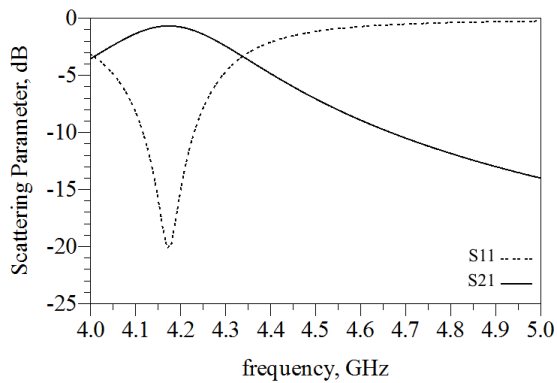
در این مقاله برای اصلاح عملکرد رزوناتور غیرخطی شکل (۳)، یک فیلتر میان‌گذر به ساختار محدودکننده مبتنی بر فرکانس شکل (۲) افزوده شده است؛ بنابراین در مقایسه‌های صورت‌گرفته بین محدودکننده مبتنی بر فرکانس و نمونه اصلاح‌شده آن، همه عناصر استفاده‌شده در دو محدودکننده به‌جز فیلتر میان‌گذر مشابه هم هستند. محدودکننده مبتنی بر فرکانس و نمونه اصلاح‌شده آن به‌صورت دو کانال برای فرکانس‌های مرکزی $4/2\text{ GHz}$ و $4/6\text{ GHz}$ طراحی شده‌اند. در ادامه، مطالبی در مورد طراحی آن‌ها ارائه می‌شود. در طراحی محدودکننده مبتنی بر فرکانس اصلاح‌شده از برد RO4003C با ضخامت 0.406 mm استفاده شده است. کلیه طراحی‌ها و شبیه‌سازی‌ها در نرم‌افزار ADS 2011 انجام شده است.

۳-۱. کوپلر هایبرید

برای طراحی دو کانال ساختار محدودکننده مبتنی بر فرکانس شکل (۲) و نمونه اصلاح‌شده شکل (۸)، ابتدا یک کوپلر هایبرید 3 dB_{90° طراحی شد. در این کوپلر، طول شاخه‌ها برابر هم و مساوی $9/25\text{ mm}$ برای گستره فرکانسی $4/1-4/8\text{ GHz}$ به‌دست

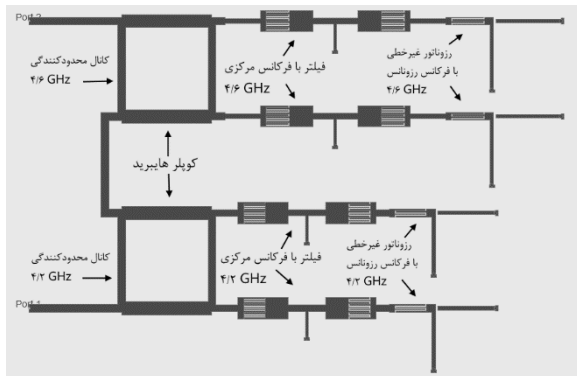
¹ Parasitic Capacitance

² Finger



شکل ۱۰. پارامترهای پراکنندگی فیلتر میان گذر استفاده شده.

باتوجه به این که ساختار محدودکننده تک کانال در ورودی دارای تطبیق امپدانس است، با سری کردن دو محدودکننده تک کانال، محدودکننده چند کانال حاصل می شود. جانمایی محدودکننده دو کانال از نوع اصلاح شده در شکل (۱۱) نمایش داده شده است.



شکل ۱۱. جانمایی محدودکننده دو کانال از نوع اصلاح شده.

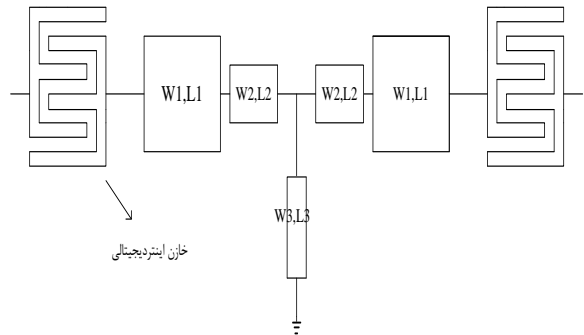
۴-۳. نتایج شبیه سازی

به منظور انجام شبیه سازی ابتدا در دهانه ورودی و خروجی جانمایی مدار و سرهای دیودها پورت قرار داده شد، سپس شبیه سازی ADS momentum 2011 انجام شد و پارامترهای پراکنندگی به دست آمده با یک بلوک معادل مدل شد، آن گاه دیودها به بلوک حاصل اضافه شدند و شبیه سازی های بعدی به کمک ابزارهای شبیه سازی Harmonic Balance و Transient در نرم افزار ADS 2011 انجام شده است.

برای نمایش عملکرد این محدودکننده در اختیار داشتن S_{11} و S_{21} کافی است که به ترتیب در شکل (۱۲ و ۱۳)، به ازای توان های مختلف ورودی برحسب فرکانس نمایش داده شده اند. مطابق شکل (۱۲)، S_{11} در تمامی فرکانس ها کم تر از -10 dB است که نشانگر تطبیق بودن امپدانس ورودی محدودکننده است؛ این ویژگی امکان طراحی محدودکننده مبتنی بر فرکانس چند کانال

۳-۳. فیلتر میان گذر

شکل ۹)، نشانگر فیلتر میان گذر استفاده شده در ساختار محدودکننده مبتنی بر فرکانس اصلاح شده است. برای تحقق فیلتر میان گذر از رزوناتورهای با امپدانس پله ای^۱ استفاده شده است. استفاده از رزوناتورهای با امپدانس پله ای موجب کوچک شدن ابعاد فیلتر میان گذر می شود [۱۸].



شکل ۹. فیلتر میان گذر با استفاده از رزوناتورهای با امپدانس پله ای.

در این طراحی، محدودکننده مبتنی بر فرکانس دو کانال است، لذا برای هر یک از کانال ها فیلتر میان گذری با فرکانس مرکزی برابر فرکانس محدودکنندگی آن کانال طراحی شد. اندازه ابعاد خطوط انتقال فیلترهای میان گذر که بر اساس فیلتر شکل (۹) طراحی شده اند، در جدول (۳) نمایش داده شده است. طبق جدول (۳) مساحت فیلتر میان گذر کوچک تر از $15\text{mm} \times 5\text{mm}$ است.

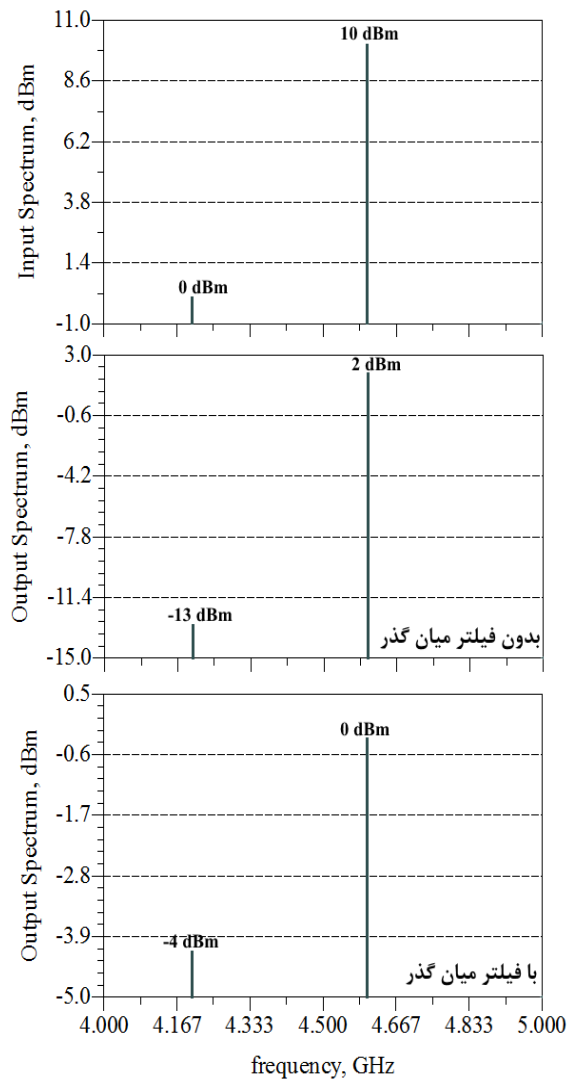
جدول ۳. اندازه سلف و ابعاد خطوط انتقال فیلتر میان گذر شکل (۹).

فرکانس مرکزی	L1 (mm)	W1 (mm)	L2 (mm)	W2 (mm)	L3 (mm)	W3 (mm)
۴/۲GHz	۲	۲/۳۸	۲/۴	۰/۷	۳	۰/۳
۴/۶GHz	۱/۹۶	۲/۳۸	۱/۹۶	۰/۷	۳	۰/۳

در طراحی هر دو فیلتر میان گذر عرض هر انگشت در خازن اینتردیجیتال 0.125mm و با پنج انگشت طراحی شده است. طول هر انگشت $2/4\text{mm}$ برای فیلتر میان گذر با فرکانس مرکزی $4/2\text{GHz}$ و $2/2\text{mm}$ برای فیلتر میان گذر با فرکانس مرکزی $4/6\text{GHz}$ در نظر گرفته شده است.

به عنوان نمونه برای نمایش عملکرد فیلتر میان گذر پارامترهای پراکنندگی فیلتر میان گذر استفاده شده برای کانال محدودکنندگی $4/2\text{GHz}$ در شکل (۱۰) نمایش داده شده است. استفاده از فیلتر میان گذر طراحی محدودکننده مبتنی بر فرکانس با پهنای باند محدودکنندگی باریک را ممکن می سازد.

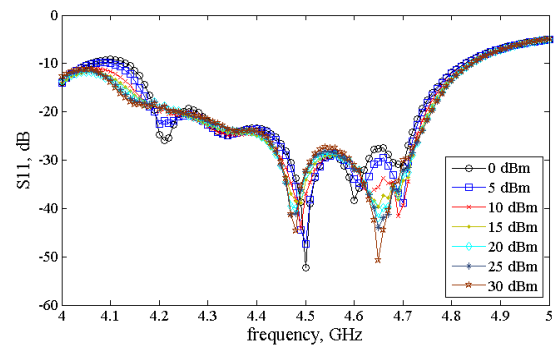
¹ Stepped Impedance



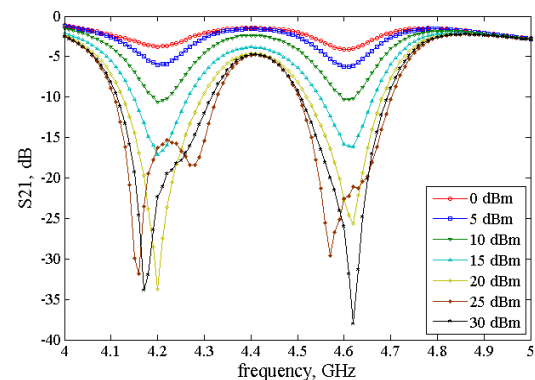
شکل ۱۴. نمودار شبیه‌سازی طیف ورودی و خروجی محدودکننده مبتنی بر فرکانس و نمونه اصلاح شده آن.

در کاربردهای پهن باند پاسخ زمانی دارای اهمیت است. هرچه زمان لازم برای دنبال کردن یک سیگنال پالسی کم‌تر شود بهتر است، در ضمن این کمیت مشخص‌کننده زمان بازیابی محدودکننده از حالت محدودکنندگی و یا زمان وارد شدن در حالت محدودکنندگی است. زمان بازیابی کم‌تر، مترادف نشی توان کم‌تر در حالت محدودکنندگی و از دست دادن اطلاعات کم‌تر در باند محدودکنندگی به محض ناپدید شدن سیگنال توان بالا است [۵]. در محدودکننده‌های مبتنی بر فرکانس فریتی زمان بازیابی بعضاً در حد $2 \mu\text{s}$ است [۱۲]. شکل (۱۵) نشان‌دهنده پاسخ زمانی محدودکننده مبتنی بر فرکانس اصلاح شده است؛ در این محدودکننده زمان بازیابی کم‌تر از 10 ns است.

را فراهم می‌کند. محدودکننده مبتنی بر فرکانس اصلاح شده برای فرکانس‌های مرکزی $4/6 \text{ GHz}$ و $4/2$ طراحی شده است؛ شکل (۱۳) ضمن تأیید این مطلب، نشانگر این است که این محدودکننده دارای سطح محدودکنندگی 1 dB و آستانه محدودکنندگی 0 dBm و پهنای باند محدودکنندگی 200 MHz در هر کانال است.



شکل ۱۲. S_{11} محدودکننده مبتنی بر فرکانس اصلاح شده.

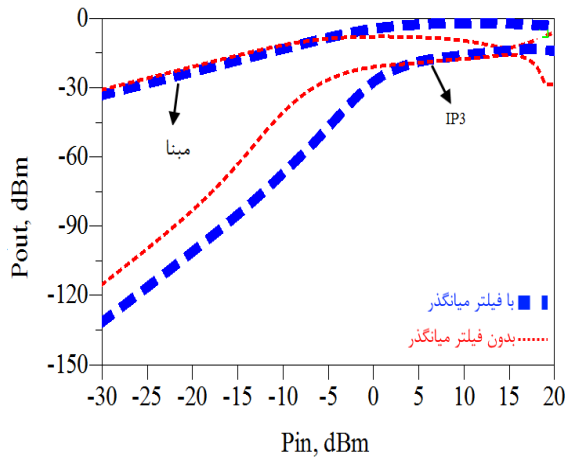


شکل ۱۳. S_{21} محدودکننده مبتنی بر فرکانس اصلاح شده.

در شبیه‌سازی، به‌ازای تحریک محدودکننده مبتنی بر فرکانس دو کانال و نمونه اصلاح شده آن با دو تن داخل باندهای محدودکنندگی از کانال‌های متفاوت به توان‌های 10 dBm و 0 dBm ، به ترتیب در فرکانس‌های $4/6 \text{ GHz}$ و $4/2$ ، تن توان بالا در هر دو محدودکننده در حد 10 dB تضعیف شد. تن توان پایین در محدودکننده اصلاح شده به اندازه 4 dB تضعیف شد اما، در محدودکننده مبتنی بر فرکانس بدون فیلتر میان‌گذر به اندازه 13 dB تضعیف شد؛ بنابراین استفاده از فیلتر میان‌گذر موجب کاهش اثر سیگنال توان بالای خارج باند به اندازه 9 dB شده است. شکل (۱۴) نمودارهای طیف ورودی و خروجی مربوط به این شبیه‌سازی را نمایش می‌دهد.

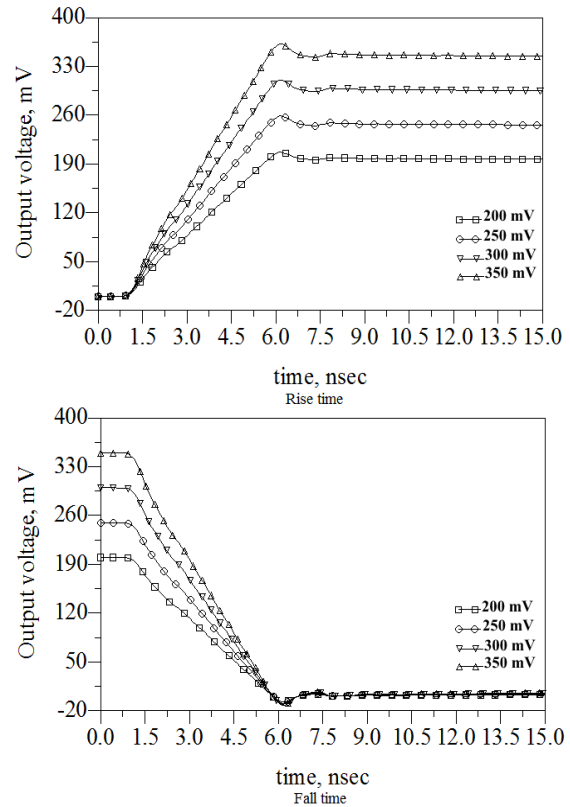
^۱ منظور از سطح محدودکنندگی همانند تمامی مراجع قبلی، بیشینه سطح محدودکنندگی است.

فرکانس اصلاح شده را به سمت محدودکننده مبتنی بر فرکانس ایده آل سوق می دهد.



شکل ۱۶. نتیجه شبیه سازی اینترمدولاسیون محدودکننده مبتنی بر فرکانس دوکانال و نمونه اصلاح شده آن به ازای فرکانس مینای ۴/۲GHz و فاصله فرکانسی ۱ MHz بین تداخلها.

جدول (۴) به مقایسه بین محدودکننده مبتنی بر فرکانس اصلاح شده ارائه شده در این کار با کارهای قبلی می پردازد. این کار دارای سطح محدودکنندگی ۳۰ dB، مشابه مرجع [۵] و ۱۲ dB بهتر از مرجع [۱۴] و ۱۴ dB بهتر از مرجع [۱۷] است. این مرجع [۵] تک کانال است، بنابراین در نمونه چندکانال آن تضعیف حالت گذر آن بیش از این کار خواهد شد. در ساخت مرجع [۵] از رزوناتور غیرخطی شکل (۳-الف) استفاده شده است و دارای مشکل انتخابگری فرکانسی است، ولی چون تک کانال است تضعیف حالت گذر در حضور سیگنالهای خارج باند محدودکنندگی گزارش نشده است. مرجع [۱۴] نیز بر اساس رزوناتور غیرخطی شکل (۳-الف)، اما از درجه ۳ است، این کار به لحاظ اثرپذیری تضعیف حالت گذر از سیگنال توان بالای خارج باند ۵dB بهتر از این مرجع است. علاوه بر این، در مرجع [۱۴] از ۶ دیود برای هر کانال محدودکنندگی استفاده شده است، در حالی که در این کار به ازای هر کانال از ۲ دیود استفاده شده است. در مرجع [۱۷] دیودها در مسیر تمامی سیگنالها قرار دارند لذا این مرجع نیز دچار مشکل اثرپذیری تضعیف باند گذر از سیگنالهای توان بالای خارج است، اما گزارشی در این مرجع ارائه نشده است. به علت استفاده از دیودهای کم تر این کار زمان بازیابی بهتری نسبت به کارهای قبلی ارائه داده است.



شکل ۱۵. پاسخ زمانی محدودکننده مبتنی بر فرکانس اصلاح شده.

در همه مدارات غیرخطی اعوجاج وجود دارد. در محدودکننده مبتنی بر فرکانس و نمونه اصلاح شده آن وجود دیود شاتکی موجب ایجاد اعوجاج به خصوص اعوجاج اینترمدولاسیون می شود. باتوجه به شکل (۱) که بیانگر عملکرد محدودکننده مبتنی بر فرکانس ایده آل است، در طراحی هر محدودکننده مبتنی بر فرکانسی به ازای سیگنالهای کوچکتر از آستانه محدودکنندگی رفتار محدودکننده باید خطی باشد. برای شبیه سازی تداخل اینترمدولاسیون یک تن در فرکانس مرکزی هر کانال (به علت نزدیکی نتایج فقط نتیجه شبیه سازی برای کانال ۴/۲ GHz گزارش شده است) و سیگنال دیگر در فاصله ۱ MHz از این تن انتخاب شد. شکل (۱۶) نتیجه شبیه سازی آزمایش اینترمدولاسیون محدودکننده مبتنی بر فرکانس و نمونه اصلاح شده آن را در داخل باند محدودکنندگی نمایش می دهد. مطابق شکل (۱۶)، برای سیگنالهای با سطح توان کوچکتر از آستانه محدودکنندگی مولفه IP3 در محدودکننده مبتنی بر فرکانس با فیلتر میان گذر از محدودکننده مبتنی بر فرکانس بدون فیلتر میان گذر کوچکتر است. این مسئله نشانگر این است که استفاده از فیلتر میان گذر عملکرد محدودکننده مبتنی بر

جدول ۴. مقایسه محدودکننده‌های مبتنی بر فرکانس.

ویژگی	مرجع	این تحقیق	[۵]	[۱۴]	[۱۷]
ساختار	دیودی	دیودی	دیودی	دیودی	دیودی
آستانه محدودکنندگی (dBm)	۰	۰	۰	۳	۱۰
فرکانس مرکزی (GHz)	۴/۶ و ۴/۲	۲	۲	۲/۲.۴/۲.۶ و ۲/۱	۲-۲/۵
سطح محدودکنندگی (dB)	۳۰	۳۰	۳۰	۱۸	۱۶
تضعیف حالت گذر (dB)	۲/۵	۲	۲	۲	۲
تضعیف حالت گذر در حضور سیگنال خارج باند به توان ۱۰ dBm (dB)	۴	-	-	۹	-
پهنای باند محدود کنندگی (MHz)	۲۰۰	۲۰۰	۲۰۰	۲۰۰	۵۰۰
زمان بازبایی (ns)	۷	۱۰	۱۰	۱۰	۱۰

۴. نتیجه‌گیری

در محدودکننده‌های مبتنی بر فرکانس دیودی، اساس محدودکنندگی بر میزان مقاومت دیود این محدودکننده‌ها که متناسب با توان سیگنال ورودی است استوار است؛ بنابراین در صورتی که دیودهای محدودکننده‌های مبتنی بر فرکانس در مسیر سیگنال‌های خارج باند محدودکنندگی قرار گیرند، میزان تضعیف حالت گذر این محدودکننده‌ها متأثر از میزان سطح توان سیگنال‌های توان بالای خارج باند محدودکنندگی می‌شود. در این مقاله، برای جلوگیری از این اثر غیرخطی که محدودکننده مبتنی بر فرکانس را از حالت ایده‌آل خود خارج می‌کند از فیلترهای میان‌گذر استفاده شده است. نتایج شبیه‌سازی‌ها نشانگر این است که استفاده از فیلتر میان‌گذر موجب کاهش اثرپذیری از سیگنال‌های خارج باند محدودکنندگی به اندازه ۹ dB می‌شود. البته قابل‌ذکر است که در صورت استفاده از فیلتر میان‌گذر با تضعیف خارج باند عبور بیش‌تر، میزان اثرپذیری تضعیف حالت گذر از سیگنال‌های خارج باند بیش‌تر کاهش می‌یابد. علاوه بر این افزودن فیلتر میان‌گذر موجب افزایش خطینگی حالت گذر محدودکننده مبتنی بر فرکانس دیودی شده است.

۵. مراجع

- [2] Brown, N. J. "Design Concepts for High-Power PIN Diode Limiting"; IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques 1967, 15, 732-742.
- [3] Smith, D. G.; Heston, D. D.; Allen, D. L. "Designing High-Power Limiter Circuits with Gaas PIN Diodes"; Proc. of the International IEEE Microwave Symposium Digest 1999, 329-332.
- [4] Pozar, D. M. "Microwave Engineering"; New York: John Wiley & Sons, 2009.
- [5] Phudpong, P.; Hunter, I. C. "Non Linear Bandstop Filters A New Method of Frequency Selective Limiting"; Proc. of the European Microwave Conference 2006, 204-207.
- [6] Kotzebue, K. "Frequency-Selective Limiting"; IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques 1962, 10, 516-520.
- [7] Elliott, S.; Nieh, S.; Craig, R. "Broadband, Frequency Selective Limiters in the 4-16 GHz Range"; Proc. of the 4th European Microwave Conference 1974, 521-525.
- [8] Giarola, A. J. "A review of the theory, characteristics, and operation of frequency selective limiters"; In Proc. of the IEEE conference 1979, 1380-1396.
- [9] Adam, J. D.; Stitzer, S. N. "Frequency Selective Limiters for High Dynamic Range Microwave Receivers"; IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques 1993, 41, 2227-2231.
- [10] Adam, J. D.; Stitzer, S. N. "MSW Frequency Selective Limiters at UHF"; IEEE Transactions on Magn. 2004, 40, 2844-2846.
- [11] Li, M.; Behdad, N. "Frequency Selective Surfaces for Pulsed High-Power Microwave Applications"; IEEE Transactions on Antennas and Propagation 2013, 61, 677-687.
- [12] Stitzer, S. N. "Spike Leakage and Suppression in Frequency Selective Limiters"; Proc. of the IEEE Microwave Symposium Digest 2000, 901-904.
- [13] Phudpong, P.; Hunter, I. C. "Nonlinear Matched Reflection Mode Bandstop Filters for Frequency Selective Limiting Applications"; Proc. of the International Microwave Symposium 2007, 1043-1046.
- [14] Phudpong, P.; Hunter, I. C. "Frequency-Selective Limiters Using Nonlinear Bandstop Filters"; IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques 2009, 57, 157-164.
- [15] Phudpong, P. "Nonlinear Microwave Filters for Frequency Selective Limiting"; Ph.D. Thesis, the University of Leeds, UK, 2008.
- [16] Escobar, A. H. "Absorptive Frequency Selective Limiter for Multiplexers"; M.Sc. Thesis, Polytechnic University of Catalonia, Catalonia, Spain, 2012.
- [17] Collado, C.; Hueltes, A.; Rocas, E.; Mateu, J.; Booth, J. C.; O'callaghan, J. "Absorptive Limiter for Frequency-Selective Circuits"; IEEE Microwave and Wireless Components Letters 2014, 24, 415-417.
- [18] Wen, W. P. "Miniaturized Stepped-Impedance Dual-Mode Resonator Filter"; Proc. of the IEEE International Conference on Microwave Technology & Computational Electromagnetics 2011, 174-176.

- [1] Phommahaxay, A.; Lissorgues, G.; Rousseau, L.; Bourouina, T.; Nicole, P. "Towards a Frequency-Selective Microwave Power Limiter for Defense and Aerospace Applications"; Proc. of the European Radar Conference 2007, 335-338.