

The Design of a High-Isolation Millimeter-Wave Power Divider Based on the Gap Waveguide Technology

A. Farahbakhsh^{*}

^{*} Electrical and computer engineering department, Graduate university of advanced technology, Kerman, Iran

(Received: 11/04/2021, Accepted: 11/12/2021)

Abstract

This paper presents the design of a high-isolation power divider based on the groove gap waveguide. The proposed structure is similar to a rectangular waveguide Magic-T when its difference port is terminated using a waveguide match-load. Wideband impedance matching and high-isolation of the structure are obtained by placing some PEC stepped cones inside the structure. First, a 1×2-way power divider is designed such that by combining a specific number of it, power dividers with more outputs can be achieved and to demonstrate this idea a 1×4-way power divider is assembled. The results of simulating the proposed power divider show that the structure has 33% frequency bandwidth covering from 42 GHz to 59 GHz. The structure reflection coefficient is below -15 dB, the insertion loss is lower than 0.12 dB and the isolation is better than 18 dB in the whole frequency bandwidth and the simulation results prove that the proposed power divider is an excellent candidate for millimeter-wave applications.

Keywords: Power Divider, High-Isolation, Gap Waveguide Technology, Wideband Structure

^{*} Corresponding author E-mail: a.farahbakhsh@kgut.ac.ir

طراحی مقسم توان موج میلی متری با ایزولاسیون بالا بر پایه موجبر شکاف هوایی

علی فرحبخش*

استادیار، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه تحصیلات تکمیلی صنعتی و فناوری پیشرفته کرمان

(دریافت: ۱۴۰۰/۰۱/۲۲، پذیرش: ۱۴۰۰/۰۹/۲۱)

چکیده

در این مقاله، طراحی مقسم توان با ایزولاسیون بالا ارائه خواهد شد که بر پایه موجبر شکاف هوایی شباری است. در این طراحی، از ساختاری شبیه مجیک-تی موجبری استفاده شده است که دهانه تفاضل آن به بار تطبیق وصل شده است. با استفاده از چندین مخروط هادی به صورت پله‌ای که در وسط ساختار قرار گرفته‌اند، تطبیق امپدانس با پهنای باند بالا و همچنین ایزولاسیون مورد نظر به دست آمده است. در ابتدا یک مقسم توان ۱ به ۲ طراحی خواهد شد که با ترکیب آنها با هم می‌توان به مقسم توان با خروجی‌های بیشتر دست یافت که بدین منظور، یک مقسم توان ۱ به ۴ نیز طراحی خواهد شد. نتایج شبیه‌سازی ساختار نشان می‌دهد که ساختار، دارای پهنای باند ۳۳ درصد از فرکانس ۴۲ GHz تا فرکانس ۵۹ GHz می‌باشد و در بازه فرکانسی مذکور، ضریب بازتاب ساختار کمتر از -15 dB ، تلفات عبوری کمتر از 0.12 dB و ایزولاسیون بهتر از 18 dB می‌باشند که برای کاربردهای موج میلی متری مناسب است.

کلید واژه‌ها: مقسم توان، ایزولاسیون بالا، موجبر شکاف هوایی، ساختار پهن باند

۱- مقدمه

دهانه‌های خروجی ظاهر شود و از طرف دیگر، وقتی موج از یکی از دهانه‌های خروجی وارد می‌شود، تنها به دهانه ورودی برسد و در دهانه‌های دیگر خروجی اثری از آن وجود نداشته باشد تا ایزولاسیون بالا به وجود آورد که مخصوصاً برای ترکیب سیگنال‌های غیر وابسته بسیار حیاتی است [۳]. به دلیل اصل هم پاسخی مدارات مایکروویو، مقسم توان با ایزولاسیون بالا، حتماً باید تلفاتی باشد، در غیر این صورت قابلیت تحقق ندارد، به بیانی دیگر، چون فقط نصف توان از دهانه ورودی به یکی از دهانه‌های خروجی می‌رسد، در نتیجه فقط نصف توان می‌تواند از دهانه خروجی به دهانه ورودی برسد و نصف دیگر آن باید در یکبار مقاومتی تلف شود.

باند فرکانسی موج میلی متری امروزه مورد توجه ویژه قرار گرفته است. با توجه به توسعه ارتباطات سلولی در نسل‌های ۵ و ۶، نیاز به طراحی و ساخت لینک‌های پرسرعت در زیرساخت شبکه روز افزون است. در مواردی که امکان استفاده از فیبر نوری وجود ندارد یا دچار آسیب شده باشد، یک راهکار مناسب استفاده از لینک‌های رادیویی پرسرعت است. همچنین نسل جدید رادارهای پسیو از امواج ارتباطی موبایل‌ها و دیگر تجهیزات رادیویی استفاده می‌کنند که امروزه مورد توجه خاص هستند که بر اهمیت امواج میلی متری می‌افزاید.

مقسم‌های توان یکی از عناصر کلیدی و پرکاربرد سیستم‌ها و مدارات مایکروویو می‌باشند و در کاربردهای مایکروویو توان بالا مانند ارتباطات رادیویی و رادارها به صورت گسترده مورد استفاده قرار می‌گیرند [۱-۳]. در طراحی مقسم توان، تلفات کم و در نتیجه بهره‌وری بالا بسیار پراهمیت می‌باشد. همچنین، در بسیاری از کاربردها با دقت بالا، نیاز به ایزولاسیون بالا داریم بدین صورت که وقتی موج از دهانه ورودی به مقسم وارد می‌شود، به دو قسمت مساوی و هم فاز تقسیم شده و در

مقالات زیادی به بررسی مقسم توان با ایزولاسیون بالا پرداخته‌اند [۴-۱۶]. برای حصول ایزولاسیون بالا، بسته به نوع طراحی، مقاومت یا جاذب ایزولاسیون با مقادیر مختلف و در جاهای مختلف قرار می‌گیرد. در [۱۱] یک مقسم توان بر پایه زیر لایه ارائه شده است و یک مقاومت ۱۰۰ اهم در بین دهانه‌های خروجی قرار داده شده است که باعث ایجاد ایزولاسیون بالا می‌شود. در برخی از طراحی‌ها، مقاومت ایزولاسیون از طریق خط ربع موج در دهانه ورودی [۱۲] یا در دهانه‌های خروجی [۱۳] قرار می‌گیرد. در ساختارهای موجبری، از بارهای تطبیق استفاده

شوند تا نشت موج به بیرون وجود نداشته باشد که باعث افزایش هزینه ساخت و افزایش قیمت تمام شده قطعه می‌شود.

اخیراً، فناوری جدیدی برای غلبه بر مشکلات ذکر شده، ارائه شده‌است که به فناوری موجبر شکاف هوایی^۴ معروف است [۱۷-۲۶]. در موجبرهای شکاف هوایی، از باند توقف دو صفحه موازی هادی الکتریکی و هادی مغناطیسی (PEC-PMC) استفاده شده‌است. اگر فاصله بین این دو صفحه کمتر از ربع طول موج باشد، موج نمی‌تواند بین آنها منتشر شود و در نتیجه باند توقف ایجاد می‌گردد. حال اگر بر روی هادی مغناطیسی، یک نوار هادی الکتریکی ایجاد کنیم، موج الکترومغناطیس بر روی نوار هدایت شده و از مسیر نوار نمی‌تواند خارج شود. در عمل از یک بستر متناوب پین برای تحقق هادی مغناطیسی استفاده می‌شود و در بین آنها، با قرار دادن ریح^۵ هادی یا ایجاد یک شیار^۶ هادی می‌توان موجبر مورد نظر را تحقق بخشید. در این موجبرها، هیچ نیازی به اتصال الکتریکی صفحات بالا و پایین موجبر نمی‌باشد، در حالیکه هیچ نشتی موجی وجود نخواهد داشت. در نتیجه در فرکانس‌های بالا، ساخت موجبر بسیار مقرون به‌صرفه خواهد شد در حالیکه مانند ساختار موجبرهای معمولی، کم تلف و با قابلیت انتقال توان زیاد می‌باشد.

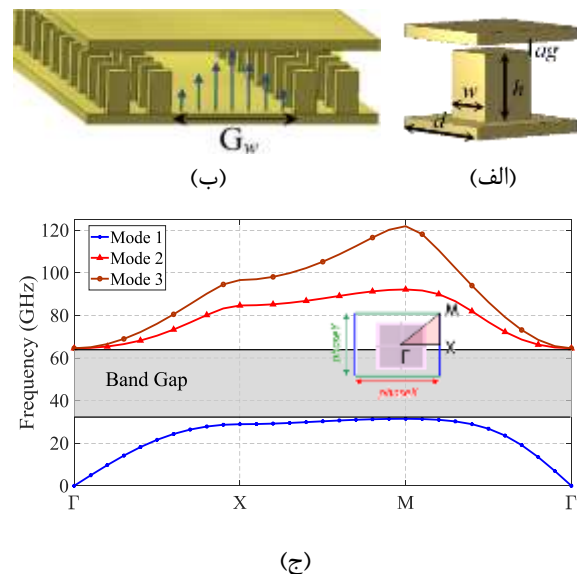
در این مقاله، یک ساختار جدید مقسم توان ۱ به ۲ و همچنین، ۱ به ۴ با ایزولاسیون بالا و استفاده از بار تطبیق ارائه خواهد شد. ساختار پیشنهادی بر پایه موجبر شکاف هوایی می‌باشد تا از مزایای موجبرهای شکاف هوایی بهره برده و مشکلات ساخت را حل نماییم. همچنین، بار تطبیق نیز با استفاده از ماده تلفاتی طراحی خواهد شد.

۲- مقسم توان با دو دهانه خروجی

در این قسمت قصد داریم تا یک مقسم توان ۱ به ۲ ارائه نماییم که عنصر کلیدی مقسم‌های توان با خروجی‌های زیاد است. به عبارتی دیگر، با ترکیب تعدادی از این مقسم توان، می‌توان مقسم توان با تعداد خروجی‌های دلخواه را طراحی نمود. برای طراحی مقسم توان پیشنهادی، از موجبر فاصله هوایی شیاری (GGW) استفاده شده‌است. ساختار GGW از دو ردیف پین متناوب تشکیل شده‌است تا نشت موج به بیرون را به حداقل میزان ممکن، کاهش دهد. ساختار پین‌های متناوب و ساختار GGW در شکل (۱) نشان داده شده‌اند. ابعاد و فاصله بین پین‌ها باید

می‌شود تا در توان‌های بالا بتواند به خوبی عمل نماید.

در حال حاضر، مقسم‌های توان ارائه شده دارای تنوع بسیار زیادی می‌باشند که بر پایه فناوری‌های مختلف بنا نهاده شده‌اند. یکی از پرکاربردترین مقسم‌های توان، مقسم توان ویلکینسون^۱ است که به دلیل کارایی خوب و اندازه کوچک شناخته شده‌است [۱۱]. هر چند که این مقسم توان بر پایه فناوری ریزنواری^۲ ساخته می‌شود که به دلیل وجود دی‌الکتریک دارای تلفات بالا بوده و قابلیت حمل توان کمی دارد. انواع دیگری از مقسم توان بر پایه خطوط انتقال ریزنواری ارائه شده‌اند که همگی دارای توان قابل حمل محدود، تلفات زیاد و تشعشعات ناخواسته خصوصاً در فرکانس‌های بالا می‌باشند. همچنین، موجبر مجتمع شده با زیرلایه^۳ برای طراحی مقسم توان استفاده شده‌است که در تعداد زیادی از مقالات گزارش شده‌اند [۱۴-۱۶]. این موجبر، مشکل تشعشعات ناخواسته را برطرف کرده است و به راحتی می‌توان ساختارهای مبتنی بر SIW را ساخت، ولی همچنان از تلفات بالا و توان قابل حمل کم رنج می‌برد.



شکل (۱): (الف) ساختار پین متناوب، (ب) ساختار موجبر شکاف هوایی شیاری و (ج) باند توقف ساختار پین متناوب.

از طرف دیگر، مقسم‌های توان بر پایه موجبرهای معمولی، تلفات بسیار پایین داشته و قابلیت انتقال توان بالا را دارا می‌باشند، ولی بزرگترین چالش، ساخت آنها در فرکانس‌های بالا می‌باشد. به دلیل کوچک بودن طول موج در فرکانس‌های بالا، ساختار موجبر و اتصالات و جوشکاری‌ها باید بسیار با دقت انجام

^۴ Gap waveguide technology

^۵ Ridge

^۶ Groove

^۱ Wilkinson

^۲ Microstrip

^۳ SIW

دیاگرام پاشندگی مربوط به پین‌ها در شکل (۱) ج رسم شده است. محور افقی نشان دهنده‌ی ناحیه بریلون^۱ می‌باشد که بردار موج در جهت‌های مختلف را نشان می‌دهد. مود غالب موجبر شیاری همانند موجبر مستطیلی معمولی TE_{10} می‌باشد و با توجه به عرض و ارتفاع موجبر به ترتیب $4/5 \text{ mm}$ و $2/2 \text{ mm}$ هستند، فرکانس قطع آن $33/3 \text{ GHz}$ است.

ساختار مقسم توان پیشنهادی در شکل (۲) رسم شده است. دهانه ۱، دهانه ورودی ساختار است و دهانه‌های ۲ و ۳، خروجی‌های آن می‌باشند. عملکرد ساختار شبیه یک تی-جادیوی با استفاده از موجبر مستطیلی است که دهانه تفاصل آن به بار تطبیق ختم شده است. ماتریس پراکندگی تی-جادیوی در رابطه زیر آورده شده است.

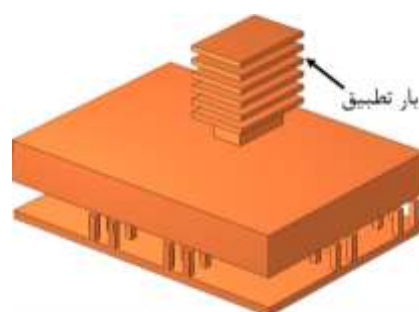
$$S = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & -1 & 0 \end{bmatrix} \quad (۱)$$

در این ماتریس دهانه ۴، دهانه بار تطبیق در نظر گرفته شده است. بر اساس ماتریس پراکندگی، عملکرد مقسم توان را بدین صورت می‌توان توضیح داد که موج با ورود به دهانه ورودی، به دو قسمت مساوی تقسیم شده و از دهانه‌های خروجی با دامنه‌ی مساوی و فاز یکسان، خارج می‌شود. از آنجایی که مودهای کاری دهانه بار تطبیق و دهانه ورودی برهم عمود می‌باشند، هیچگونه موجی از دهانه ورودی به دهانه بار تطبیق وارد نمی‌شود و در نتیجه هیچگونه تلفاتی به وجود نمی‌آید. از طرف دیگر، هنگامی که موج از دهانه ۲ یا ۳، وارد مقسم توان شود، طبق اصل هم پاسخی، نصف آن به دهانه ۱ خواهد آمد. نقش مخروط وسط ساختار در این هنگام پررنگ است و باعث می‌شود که نصف دیگر موج فقط به دهانه بار تطبیق برود و آنجا تلف شود. در نتیجه، ایزولاسیون بالا به دست خواهد آمد و هیچگونه موجی به دهانه مقابل، وارد نمی‌شود. قسمت مخروطی وسط، هادی الکتریکی می‌باشد و به صورت پنج قسمت پله‌ای می‌باشند. با تنظیم ارتفاع و شعاع پایین و بالا هر پله، می‌توان تطبیق امپدانس ورودی‌ها و همچنین ایزولاسیون بالا را به دست آورد. ماتریس پراکندگی ساختار مقسم توان شکل (۲) در رابطه (۲) آورده شده است.

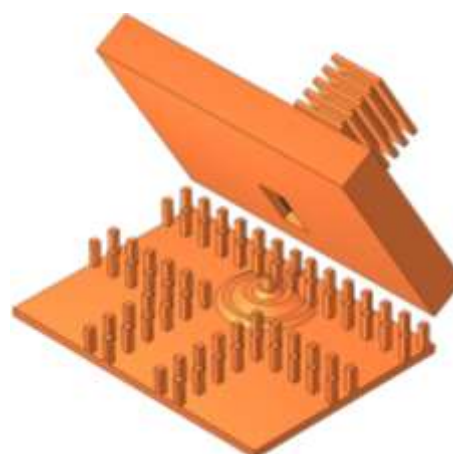
$$S = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (۲)$$

می‌دانیم که ماتریس پراکندگی یک شبکه میکروویو بی تلف

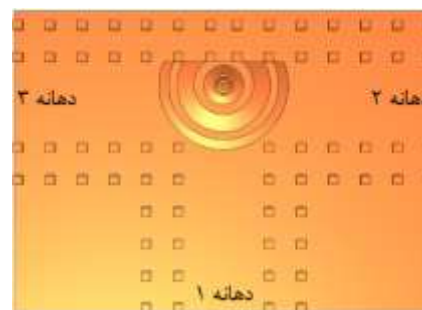
به گونه‌ای تعیین شوند که باند توقف ایجاد شده، کل فرکانس کاری مورد نظر ما را پوشش دهد. از آنجا که مقسم توان طراحی شده در این مقاله برای باند V می‌باشد، با طراحی ابعاد پین‌ها، باند توقفی از فرکانس 31 GHz تا 65 GHz به دست آورده ایم که کل بازه مورد نظر را پوشش می‌دهد. ابعاد پین‌ها بدین صورت می‌باشند: $d = 1/75 \text{ mm}$ ، همچنین عرض شیاری برابر $G_w = 4/5 \text{ mm}$ می‌باشد.



(الف)



(ب)

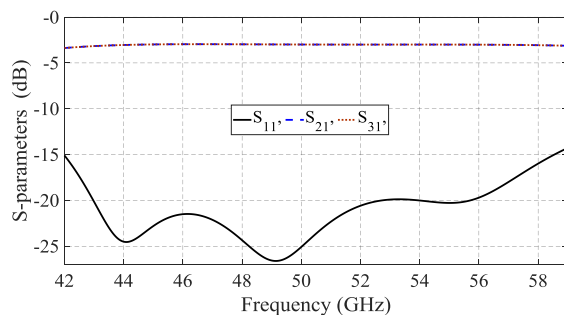


(ج)

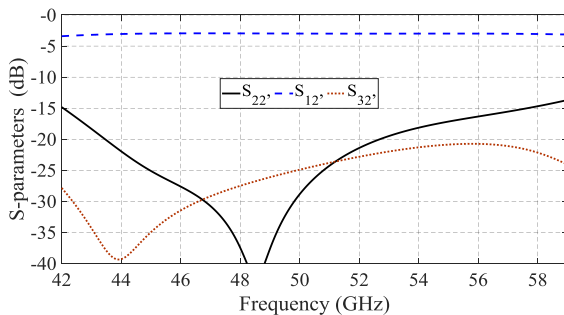
شکل (۲): ساختار مقسم ۱ به ۲ (الف) نمای سه بعدی، (ب) نمای باز شده و (ج) نما از بالای داخل ساختار. دهانه ۱ ورودی و دهانه‌های ۲ و ۳ خروجی هستند.

¹ Brillouin zone

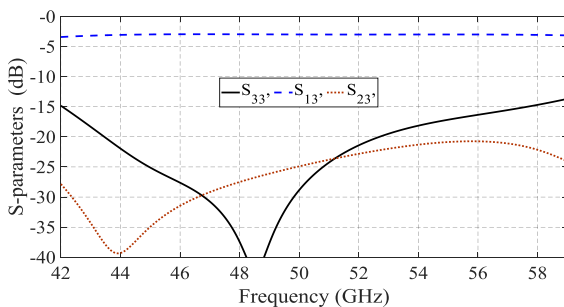
اتصال کوتاه شده است که اگر موجی به انتهای موجبر رسید، بازتاب شده و در مسیر برگشت تلف شود. پره های اطراف موجبر، برای تبادل بیشتر حرارت تلف شده با محیط اطراف و خنک کردن جاذب ها می باشند. ماده تلفاتی استفاده شده در این مقاله، جاذب های کربنی معمولی می باشد که ضریب دی الکتریک آن $\epsilon_r = 2/2$ و رسانایی آن $\sigma = 1$ می باشد. ضریب بازتاب بار تطبیق در شکل (۴) نشان داده شده است. همانگونه که در این شکل دیده می شود، ضریب بازتاب بار تطبیق در بازه فرکانسی مورد نظر ما، زیر -30 dB بوده که نشان دهنده جذب و تلف کامل موج است. با استفاده از الگوریتم بهینه سازی، شعاع و ارتفاع پله ها را برای حصول تطبیق و ایزولاسیون مطلوب بهینه کرده ایم.



(الف)



(ب)



(ج)

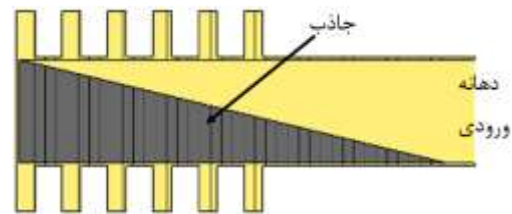
شکل (۵): مؤلفه های S ساختار با تحریک (الف) دهانه ۱،

(ب) دهانه ۲ و (ج) دهانه ۳.

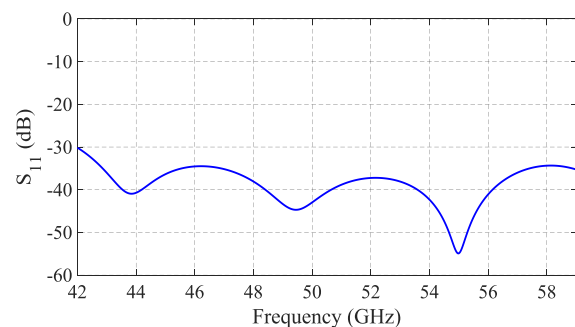
تابع خطای آورده شده در رابطه (۳) برای بهینه سازی ساختار استفاده شده است.

می بایست خاصیت یکانی^۱ داشته باشد. یعنی مزدوج ترانهاده آن ماتریس با معکوس ماتریس برابر باشد. با توجه به رابطه بالا، مشخص است که ماتریس پراکندگی مقسم توان، خاصیت یکانی ندارد و در نتیجه، یک مقسم توان با ایزولاسیون بالا، حتما تلفاتی خواهد بود.

بار تطبیق استفاده شده در دهانه بالایی ساختار، یک دی الکتریک تلفاتی بوده که به صورت مورب در موجبر قرار گرفته است.



شکل (۳): نمای جانبی و برش خورده ی بار تطبیق.



شکل (۴): ضریب بازتاب دهانه ورودی بار تطبیق.

جدول (۱): ابعاد بهینه مخروط تطبیق

ارتفاع	شعاع دوم	شعاع اول	
۰/۳ mm	۴/۴ mm	۵ mm	پله ۱
۰/۴ mm	۳/۲ mm	۴/۱ mm	پله ۲
۰/۳ mm	۲/۶ mm	۳ mm	پله ۳
۰/۷ mm	۱/۶ mm	۲/۵۴ mm	پله ۴
۱/۲ mm	۰ mm	۱/۵۵ mm	پله ۵

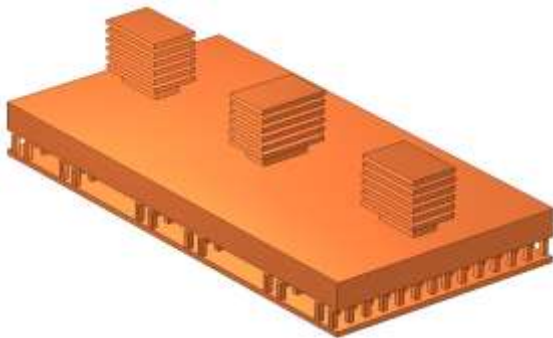
شکل مورب به دلیل سادگی ساخت انتخاب شده است. شکل ساختار بار تطبیق در شکل (۳) رسم شده است. مورب بودن دی الکتریک، باعث می شود که ضریب دی الکتریک و تلفات محیط به صورت پیوسته و با شیب ملایم از هوا به ماده تلفاتی تغییر کند که این تغییرات ملایم باعث می شود که موج بازتاب نداشته و به طور کامل وارد ماده تلفاتی شده و تلف شود. انتهای موجبر نیز

^۱ Unitary

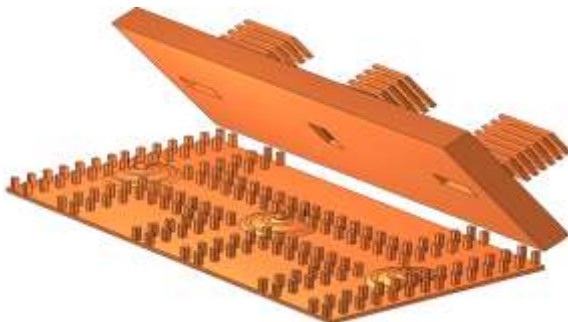
تطبيق نیاز داریم. ماتریس پراکندگی مقسم توان با ۴ دهانه خروجی به صورت رابطه (۵) می باشد.

$$S = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

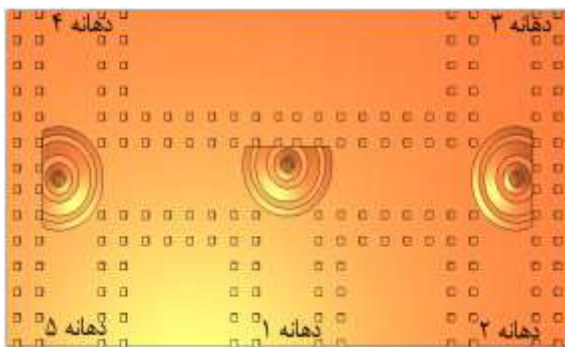
همانگونه که در رابطه بالا آورده شده است، توان ورودی از دهانه ۱، به تمامی دهانه ها به صورت یکسان می رود.



(الف)



(ب)



(ج)

شکل (۶): ساختار مقسم ۱ به ۴ (الف) نمای سه بعدی، (ب) نمای باز شده و (ج) نما از بالای داخل ساختار. دهانه ۱ ورودی و دهانه های ۲ تا ۵ خروجی می باشند.

$$Err = \sqrt{\frac{\sum_{m=1}^M |S_{11}(f_m)|^2 + |S_{22}(f_m)|^2 + |S_{32}(f_m)|^2}{M}} \quad (3)$$

که در آن، $S_{ii}(f_m)$ مؤلفه پراکندگی مقسم توان در نمونه فرکانسی M ام در بازه فرکانسی مورد نظر می باشد. مقادیر بهینه شده در جدول (۱) آورده شده اند. نتایج مربوط به ساختار بهینه در شکل (۵) رسم گردیده اند. شکل (۵) الف مؤلفه های S مربوط به مقسم توان هنگامی که دهانه ۱ تحریک شده است، را نشان می دهد که همانگونه که مشخص است، در بازه فرکانسی ۴۲GHz تا ۵۹ GHz، ضریب بازتاب کمتر از -۱۵dB است که نشان می دهد ساختار دارای پهنای باند امپدانسی ۳۳ درصد به صورت زیر می باشد.

$$BW = 2 \frac{f_u - f_d}{f_u + f_d} = 33\% \quad (4)$$

که در آن f_u و f_d به ترتیب فرکانس های ابتدا و انتهای باند فرکانسی هستند.

همچنین S_{21} و S_{31} مساوی و برابر -۳dB هستند، در نتیجه توان به صورت مساوی به دهانه های خروجی می رسد. تلفات عبوری^۱ موج در کل بازه فرکانسی کمتر از ۰/۰۸ dB است که نشان می دهد ساختار بسیار کم تلف است.

مؤلفه های S برای تحریک دهانه ۲ و ۳ در شکل های (۵) ب و ج رسم شده اند. با توجه به تقارن کامل ساختار، نتایج مربوط به دهانه ۲ و ۳ کاملاً شبیه هم هستند و ضریب بازتاب ورودی کمتر از -۱۵dB بوده و میزان توان رسیده به دهانه ۱ برابر -۳ dB است. همچنین، ایزولاسیون دهانه های خروجی بهتر از -۲۰dB در کل بازه فرکانسی می باشد که بسیار عالی است. نتایج شبیه سازی با رابطه (۲) تطابق دارند با در نظر گرفتن این نکته که رابطه (۲) حالت ایده آل می باشد و در عمل بازگشت موج کمتر از -۱۵ dB را می توان معادل صفر در نظر گرفت.

۳- مقسم توان با چهار دهانه خروجی

با ترکیب مقسم توان ۱ به ۲ ارائه شده، می توان مقسم توان با خروجی های بیشتر و با ایزولاسیون بالا به دست آورد که در اینجا قصد داریم یک مقسم توان با چهار دهانه خروجی طراحی کنیم. ساختار این مقسم توان در شکل (۶) آورده شده است. همانگونه که مشخص است، از ۳ عدد مقسم توان ۱ به ۲ استفاده شده است که در نتیجه ۴ دهانه خروجی خواهیم داشت و به ۳ عدد بار

¹ Insertion loss

توجیه می‌باشد. ضرایب S_{42} و S_{52} زیر -25 dB و ضریب S_{32} زیر -18 dB هستند که ایزولاسیون خوب دهانه‌های خروجی را نسبت به هم نشان می‌دهد. واضح است که مابقی توان تابیده شده به دهانه‌های خروجی، در بارهای تطبیق تلف می‌شود.

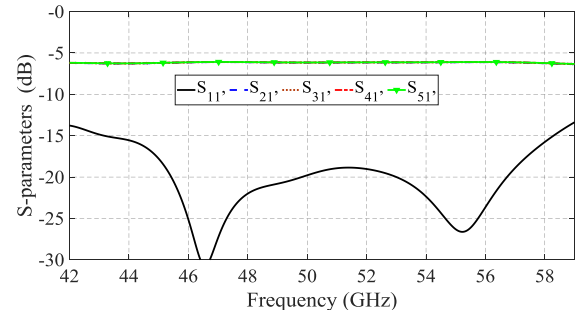
۴- نتیجه‌گیری

در این مقاله، مقسم توان با ایزولاسیون بالا در باند فرکانسی ۷ برای کاربردهای راداری و ارتباطات موج میلی‌متری ارائه شده‌است. در ابتدا، یک مقسم توان ۱ به ۲ طراحی شده و سپس با ترکیب ۳ عدد از آن، یک مقسم توان ۱ به ۴ ارائه شده‌است. مقسم توان مذکور بر پایه موجبر شکاف هوایی شیاری می‌باشد که مشکلات ساخت و تلفات را در فرکانس‌های بالا حل نموده است. در این مقسم توان از مخروط هادی و بار تطبیق، برای ایزولاسیون بالا بهره برده شده‌است. با استفاده از نتایج شبیه‌سازی، نشان داده شد که ضریب بازتاب ورودی مقسم در بازه فرکانسی ۴۲GHz تا ۵۹GHz زیر -15 dB است که در نتیجه ساختار دارای پهنای باند ۳۳ درصد می‌باشد که برای اکثر کاربردهای موج میلیمتری بسیار عالی است. همچنین در کل بازه فرکانسی، ایزولاسیون بیشتر از 28 dB و تلفات عبوری کمتر از 0.1 dB می‌باشند که عملکرد عالی ساختار را تایید می‌کند.

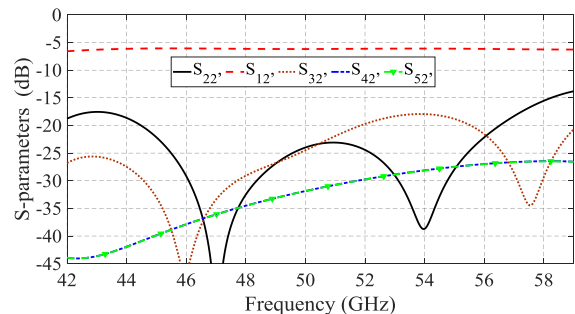
۵- مراجع

- [1] D. M. Pozar, Microwave Engineering, 4rd ed. New York, Wiley, 2012.
- [2] P. T. Nguyen, A. M. Abbosh, and S. Crozier, "3-Dfocussed microwave hyperthermia for breast cancer treatment with experimental validation," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 65, no. 7, pp. 3489–3500, 2017.
- [3] H. Than, G. Sun, G. Cuellar, J. Zeng, N. Schultz, M. Moya, Y. Chung, B. Deckman, and M. DeLisio, "A 600-W C-band amplifier using spatially combined gaas fets," in 2011 IEEE Compound Semicond. Integr. Circuit Symposium (CSICS), pp. 1–4, 2011.
- [4] L. Guo, J. Li, W. Huang, H. Shao, and T. Ba, "A compact four-way power combiner," IEEE Microwave Wireless Component Letter, vol. 27, no. 3, pp. 239–241, 2017.
- [5] Y. Dai, Q. Xie, H. Qunfei, H. Yin, and T. Zuo, "Study on a miniature lange coupler without via hole in C band based on LTCC," Journal of Microwave, vol. 28, no. 5, pp. 24–27, 2012.
- [6] Q. Chu, Q. Wu, and D. Mo, "A Ka band E-plane waveguide magic-T with coplanar arms," IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. 62, no. 11, pp. 2673–2679, 2014.
- [7] L. Guo, J. Li, W. Huang, H. Shao, T. Ba, T. Jiang, Y. Jiang, and G. Deng, "A waveguide magic-T with

ولی توان ورودی از هر دهانه دیگر، فقط به دهانه ۱ آمده و در دهانه‌های دیگر وجود نخواهد داشت. صفر بودن قطر اصلی نشان‌دهنده‌ی تطبیق تمامی دهانه‌ها می‌باشد.



(الف)



(ب)

شکل (۷): مؤلفه‌های S ساختار مقسم ۱ به ۴ با تحریک (الف) دهانه ۱ و (ب) دهانه ۲.

نتایج شبیه‌سازی ساختار مقسم توان ۱ به ۴ در شکل (۷) آورده شده‌اند. شکل (۷) الف، مؤلفه‌های S را نشان می‌دهد، هنگامی که دهانه ۱ یا همان دهانه ورودی تحریک شده‌است. همان‌گونه که در شکل دیده می‌شود، ضریب بازتاب ورودی تقریباً در کل بازه، زیر -15 dB می‌باشد که تطبیق امپدانس خوب ورودی را تایید می‌کند. همچنین، S_{21} ، S_{31} ، S_{41} و S_{51} همگی -6 dB هستند که نشان می‌دهد توان ورودی به ۴ قسمت مساوی تقسیم شده‌است و ساختار در این حالت هیچ‌گونه تلفاتی ندارد. یا به بیانی دیگر، با تحریک دهانه ورودی، هیچ موجی به بارهای تطبیق نمی‌رود. همچنین، تلفات عبوری موج کمتر از 0.12 dB است که کم تلف بودن ساختار را تایید می‌کند.

از آنجایی که دهانه‌های خروجی کاملاً مشابه هستند، نتایج شبیه‌سازی آنها کاملاً با هم یکسان بوده و در نتیجه فقط مؤلفه‌های S با تحریک دهانه ۲ آورده شده‌است که در شکل (۷) ب دیده می‌شود. در صورت تحریک هر یک از دهانه‌های خروجی، ضریب بازتاب کمتر از -0.12 dB بوده که تطبیق آنها را نشان می‌دهد. همچنین، توان رسیده به دهانه ورودی، -6 dB می‌باشد که طبق اصل هم پاسخی کاملاً قابل

- [18] P. S. Kildal, A. U. Zaman, E. Rajo-Iglesias, E. Alfonso, and A. ValeroNogueira, "Design and experimental verification of ridge gap waveguides in bed of nails for parallel plate mode suppression," *IET Microw., Antennas Propag.*, vol. 5, no. 3, pp. 262–270, Mar. 2011.
- [19] A. U. Zaman and P. S. Kildal, "Gap waveguides," in *Handbook of Antenna Technologies*, Z. N. Chen, D. Liu, H. Nakano, X. Qing, and T. Zwick, Eds. Singapore: Springer, pp. 3273–3347, 2016.
- [20] A. Karimi Nobandegani and S. E. Hosseini, "Design and Simulation of a Ku-Band Array Antenna Feed Network Based on Novel Ridge-Gap Waveguide Technology," *Journal of Radar*, vol. 6, no. 1, pp. 1-6, 2019. (In Persian).
- [21] D. Zarifi, A. Farahbakhsh, A. U. Zaman, and P. S. Kildal, "Wide-Band Slot Antenna Arrays with Single-Layer Corporate-Feed Network in Ridge Gap Waveguide Technology," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 64, no. 7, pp. 2905-2913, July 2016.
- [22] M. Nasri and D. Zarifi, "Design and Simulation of Waveguide Rotary Joint Based on Gap Waveguide Technology for 60 GHz Applications", *Journal of Radar*, vol. 8, no. 2, pp. 73-78, 2021. (In Persian)
- [23] A. Farahbakhsh, D. Zarifi, and A. U. Zaman, "60-GHz Groove Gap Waveguide Based Wideband H-Plane Power Dividers and Transitions: For Use in High-Gain Slot Array Antenna," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 65, no. 11, pp. 4111-4121, Nov. 2017.
- [24] A. Vosoogh, M. S. Sorkherizi, A. U. Zaman, J. Yang, and A. A. Kishk, "An Integrated Ka-Band Diplexer-Antenna Array Module Based on Gap Waveguide Technology with Simple Mechanical Assembly and No Electrical Contact Requirements," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 66, no. 2, pp. 962-972, Feb. 2018.
- [25] A. Farahbakhsh, D. Zarifi, and A. U. Zaman, "A mmWave Wideband Slot Array Antenna Based on Ridge Gap Waveguide with 30% Bandwidth," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, no. 2, pp. 1008-1013, Feb. 2018.
- [26] M. H. Ostovarzadeh and S. A. Razavi Parizi, "Design of Ku Band Monopulse Antenna in Gap Waveguide Technology", *Journal of Radar*, vol. 8, no. 1, pp. 111-117, 2020. (In Persian).
- [8] H. Zhang, D. Y. Shao, and S. Zeng, "Design of wideband waveguide power divider with high isolation in V band," *Journal of Microwave*, vol. 34, no. 2, pp. 30–35, 2018.
- [9] K. Song, F. Xia, Y. Zhou, and S. Guo, "Microstrip/slotline-coupling substrate integrated waveguide power divider with high output isolation," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 29, no. 2, pp. 95–97, 2019.
- [10] G. Askari, H. Mirmohammad-sadeghi, M. Ahmadzadeh, R. Safian, and P. Rasekh, "Broadband rectangular high power divider/combiner," *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 9, no. 1, pp. 58–63, 2015.
- [11] R. Gomez-Garcia, R. Loeches-Sanchez, D. Psychogiou, and D. Peroulis, "Single/multi-band wilkinson-type power dividers with embedded transversal filtering sections and application to channelized filters," *IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers*, vol. 62, no. 6, pp. 1518–1527, 2015.
- [12] C. Zhu, J. Xu, and W. Wu, "Microstrip four-way reconfigurable Single/Dual/Wideband filtering power divider with tunable frequency, bandwidth, and PDR," *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 65, no. 11, pp. 8840–8850, Nov. 2018.
- [13] F. Huang, J. Wang, J. Hong, and W. Wu, "A new balanced-to-unbalanced filtering power divider with dual controllable passbands and enhanced inband common-mode suppression," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 67, no. 2, pp. 695–703, Feb. 2019.
- [14] K. Song, F. Xia, Y. Zhou, S. Guo, and Y. Fan, "Microstrip / Slotline – Coupling Substrate Integrated Waveguide Power Divider with High Output Isolation," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 29, no. 2, pp. 95-97, Feb. 2019.
- [15] Z. Liu, and G. Xiao, "New multi-way SIW power dividers with high isolation," 2014 Asia-Pacific Microwave Conference, Sendai, Japan, pp. 702-704, 2014.
- [16] K. Song, Y. Chen, T. Kong, and Y. Fan, "Broadband Eight-Way Substrate Integrated Waveguide Radial Power Divider/Combiner with High-Isolation," in *IEEE Access*, vol. 8, pp. 69268-69272, 2020.
- [17] P. S. Kildal, E. Alfonso, A. Valero-Nogueira, and E. Rajo-Iglesias, "Local metamaterial-based waveguides in gaps between parallel metal plates," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 8, pp. 84–87, 2009.