

# مقسم توان فشرده با قابلیت پیکربندی مجدد و تلفات جایگذاری کم با استفاده از تکنیک Meandering

حسین مشهدی<sup>۱</sup> لقمان اسدپور<sup>۲</sup>

۱- دانشجوی دکتری- گروه برق، واحد ارومیه، دانشگاه آزاد اسلامی، ارومیه، ایران

[h.mashhadi@iaurmia.ac.ir](mailto:h.mashhadi@iaurmia.ac.ir)

۲- استادیار- گروه برق، واحد ارومیه، دانشگاه آزاد اسلامی، ارومیه، ایران

[Loghman.Asadpour@iau.ac.ir](mailto:Loghman.Asadpour@iau.ac.ir)

**چکیده:** یک مقسم توان فشرده چند بانده با قابلیت پیکربندی مجدد، تلفات جایگذاری کم و استفاده از دو دیود ورکتور در این مقاله ارائه گردیده است. در این مقاله روش‌های طراحی همراه با معادلات تجزیه و تحلیل ارائه شده‌اند. پاسخ‌های پیکربندی مجدد توسط تنظیم ولتاژهای کنترل دو دیود ورکتور بدست می‌آیند و منجر به تلفات کم و فشرده شدن مقسم توان می‌گردند. یکی از دیودها به منظور تنظیم تلفات برگشتی پورت ورودی و دیود دیگری برای تنظیم تلفات برگشتی در پورت خروجی و ایزولاسیون ما بین دو پورت قرار می‌گیرد. رنج تنظیم فرکانسی از ۰/۸ GHz تا ۱/۲ GHz می‌باشد. با تنظیم ولتاژ بایاس دیودها، مقسم توان می‌تواند در فرکانسهای ۰/۸ GHz تا ۱/۲ GHz کار کند. به منظور اعتبار بخشیدن به روش پیشنهادی در این مقاله، یک مقسم توان پیکربندی مجدد طراحی، شبیه‌سازی و ساخت و اندازه‌گیری گردید. مقسم توان طراحی شده دارای محاسن فشرده‌گی بالا، تلفات جایگذاری کم، ایزولاسیون بهتر ما بین پورت‌های خروجی، تلفات برگشتی خوب می‌باشد و در این طراحی تنها از دو دیود ورکتور استفاده شده است.

**واژه‌های کلیدی:** مقسم توان، دیود ورکتور، قابلیت پیکربندی مجدد، ایزولاسیون

**نوع مقاله:** پژوهشی

DOI: 10.52547/jiaeee.19.3.63

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۹/۹/۱۷

تاریخ پذیرش مشروط مقاله: ۱۴۰۰/۰۱/۱۴

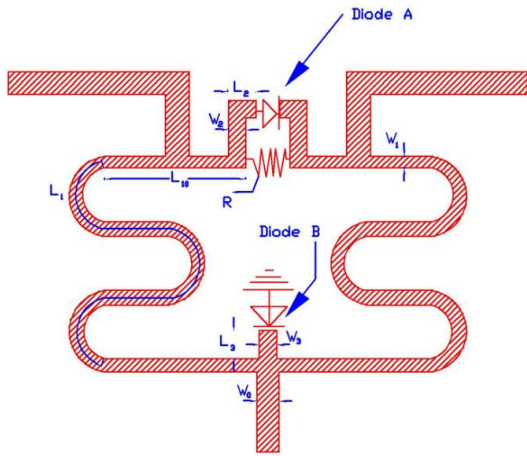
تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۱/۲/۱۷

نام نویسنده‌ی مسئول: دکتر لقمان اسدپور

نشانی نویسنده‌ی مسئول: ایران - ارومیه - بلوار فرودگاه - دانشگاه آزاد اسلامی واحد ارومیه - دانشکده‌ی برق

## ۱- مقدمه

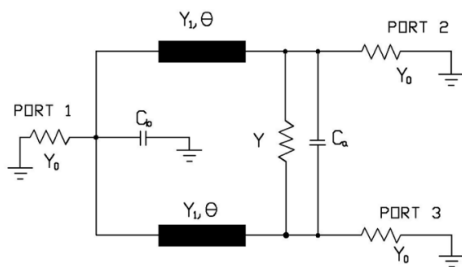
و دو دیود می‌باشد. دیود ورکتور<sup>۹</sup> A ما بین دو پورت خروجی وصل شده است. این دیود به منظور تنظیم افت برگشتی<sup>۱۰</sup> پورت‌های خروجی و ایزولاسیون به کار گرفته می‌شود. در همین حال دیود دیگری که برای تنظیم افت برگشتی پورت ورودی استفاده می‌شود، در پورت ورودی قرار گرفته و به زمین وصل شده است.



شکل (۱): ساختار مقسم توان تنظیم پذیر پیشنهادی با استفاده از

## تکنیک Meandering

مدل مدار معادل مقسم توان طراحی شده در شکل (۲) نشان داده شده است.



شکل (۲): مدل مدار معادل مقسم توان پیشنهادی

در فرکانسهای RF بالا وقتی که یک دیود PIN یا ورکتور در بایاس<sup>۱۱</sup> صفر یا معکوس است مانند یک خازن با صفحات موازی ظاهر می‌شود. می‌توان پیوند P-N را در این حالت به صورت خازنی مدلسازی کرد که در آن، نواحی خنثی همانند دو هادی خازن، ناحیه تهی (همانند عایق خازن) را در میان گرفته‌اند، اندازه ظرفیت خازن (با فرض غیریکنواخت بودن میدان در عایق) از روابط (۱) و (۲) زیر بدست می‌آید.

$$C_a = C_{a0} \left[ 1 + \frac{V_E}{V_0} \right]^{-1/2} \quad (1)$$

$$C_{a0} = \left[ \frac{q \epsilon N_A N_D}{2 V_0 (N_A + N_D)} \right]^{-1/2} \quad (2)$$

در رابطه فوق  $V_0$  و  $C_{a0}$  به ترتیب ظرفیت خازنی ناحیه تهی و اختلاف پتانسیل محل تماس پیوند است. یکی از انواع دیودها که با

اخیراً توسعه در سیستم‌های ارتباطی بی‌سیم، باعث تقاضاهای بیشتری در ادغام مدارها شده است. این بدان معناست که مدار با یک سائز فشرده<sup>۱</sup> و کوچک می‌تواند کاربردهای بیشتری را نسبت به قبل تحقق بخشد. برای مثال، یک جزء با قابلیت پیکربندی مجدد<sup>۲</sup> احتمالاً باعث ادغام آسان سیستم‌های بی‌سیم گردد، مانند فیلترهای با پیکربندی مجدد [۶-۱۱]. ضمناً، مقسم توان<sup>۳</sup> یک وسیله بسیار مهم در مخابرات بی‌سیم می‌باشد. مقسم توان معمولاً در شبکه تغذیه آنتن‌ها به عنوان تعریف کننده توازن و ترکیب توان مورد استفاده قرار می‌گیرد [۷-۱۳]. بنابراین یک مقسم توان با توانایی پیکربندی مجدد می‌تواند باعث افزایش انعطاف پذیری و فراهم نمودن تقاضاهایی که قبلاً اشاره شده، گردد. چندین توابع پیکربندی مجدد در طراحی مقسم توان وجود دارند از جمله تعداد پورت‌های خروجی<sup>۴</sup>، فرکانس کار و نسبت قدرت تقسیم [۱۴-۱۸]. در مرجع [۱۴] سوئیچ‌ها<sup>۵</sup> برای تغییر حالت تعداد پورت‌های خروجی استفاده شده است. فرکانس کار ثابت شده و در چهار حالت می‌تواند تغییر یابد. با این حال، شش دیود PIN<sup>۶</sup> استفاده شده در طراحی مقسم توان، مدار و تغذیه دیودها را پیچیده ساخته است که باعث تلفات جایگذاری بسیاری شده است. در مرجع [۱۵]، یک مقسم-توان با قابلیت تنظیم فرکانسی ارائه شده است. چهار ورکتور BST (Barium-strontium-titanate) برای تغییر فرکانس کار به طور مداوم استفاده شد. مدار سائز فشرده و کوچک داشت که منسوب به استفاده از ورکتور بود. با این حال، با توجه به استفاده از چهار ورکتور، تلفات جایگذاری مقسم توان بزرگتر از ۱/۲ dB بود. در مرجع [۱۶] یک مقسم توان با نسبت توان قابل تنظیم پیشنهاد شد. مدار شامل سه ترانسفورماتور امپدانس بود و نیاز به یک کنترل ولتاژ بایاس داشت. با توجه به استفاده از تنها دو دیود، تلفات جابجایی مقسم توان ۰/۶ dB بود. به طور کلی، در سیستم‌های پیکربندی مجدد، استفاده از دیودهای متعدد مانند دیود PIN و دیودهای ورکتور، ممکن است باعث پیچیدگی ساختار و بدتر کردن تلفات جابجایی گردد.

در این مقاله، یک مقسم توان با ابعاد کوچک و قابلیت پیکربندی مجدد، در محدوده فرکانسی ۰/۸ GHz تا ۱/۲ GHz طراحی و ساخته شده است. فرکانس کار را می‌توان به طور مداوم تنظیم کرد. فرکانس کار مدار به راحتی با کمک دو عدد دیود ورکتور قابل کنترل و تنظیم می‌باشد. افت بازگشتی توسط دیود A و ایزولاسیون<sup>۷</sup> بین پورت‌های خروجی توسط دیود B کنترل می‌شود. در مقایسه با کارهای مشابه قبلی [۱۳-۱۷] مقسم توان پیشنهادی، سائز کوچک، تلفات جابجایی کم، ایزولاسیون زیاد و تلفات برگشتی خوب و استفاده از تنها دو دیود می‌باشد.

## ۲- مقسم توان پیشنهادی و آنالیز مداری آن

شکل (۱) توپولوژی<sup>۸</sup> مقسم توان پیشنهادی، با قابلیت پیکربندی مجدد را نشان می‌دهد. مقسم توان پیشنهادی متشکل از دو شاخه خط انتقال

$$Y_{even2} = Y_1 \frac{jY_1 \tan \theta + 0.5Y_0 + j0.5\omega C_b}{Y_1 + j(0.5Y_0 + j0.5\omega C_b) \tan \theta} \quad (6)$$

به منظور حفظ تطبیق امپدانس خوب،  $Y_{even2}$  باید برابر با  $Y_0$  باشد. بنابراین معادله زیر نتیجه می‌شود.

$$(Y_0 \tan \theta \omega C_b - Y_1 Y_0) + j(Y_1^2 \tan \theta + Y_1 \omega C_b - Y_0^2 \tan \theta) = 0 \quad (7)$$

که در آن  $C_b$  خازن معادل دیود  $B$  می‌باشد.

$$Y_1^2 = \frac{Y_0^2}{2} \quad \text{اگر قسمت موهومی } Y_1 \omega C_b \text{ کوچک بوده و معادله}$$

برقرار باشد، پس معادله (۵) تقریباً می‌تواند برآورده شود. همچنین قسمت real باید معادله (۸) را برآورده نماید.

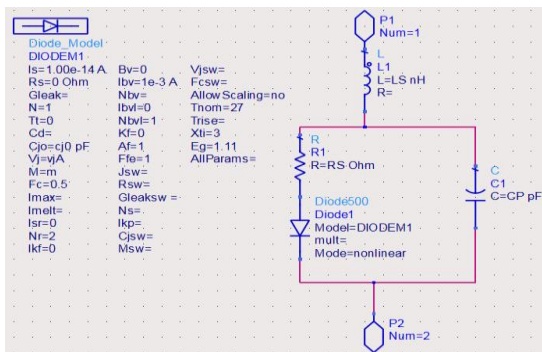
$$\frac{1}{2} Y_1 Y_0 - \frac{1}{2} Y_0 \tan \theta \omega C_b = 0 \quad (8)$$

سپس خازن معادل دیود  $B$  را می‌توان از معادله زیر به دست آورد.

$$C_b = \frac{Y_1}{\tan \theta \omega} \quad (9)$$

### ۳- شبیه‌سازی و اندازه‌گیری

به منظور تصدیق روش ارائه شده، یک مقسم‌توان با پیکربندی مجدد، با استفاده از توپولوژی فوق، روی یک زیرلایه ROGERS4003 با ثابت دی الکتریک نسبی ۳/۵۵ و ضخامت ۰/۵۰۸ میلی متر و تانژانت تلفات ۰/۰۰۱۸ ساخته شده است. از یک دیود ورکتور Skyworks-SMV1231 با محدوده رنج خازنی معادل دیودی از ۰/۴۶۶ تا ۲/۳۵PF به منظور کنترل تنظیم تلفات برگشتی و ایزولاسیون استفاده شده است. مقدار ولتاژ معکوس متناسب با این رنج فرکانسی صفر تا ۱۵ ولت می‌باشد. لذا Spice دیود ورکتور را ابتدا با در نظر گرفتن پارامترهای موجود در دیتاشیت<sup>۱۳</sup> شبیه‌سازی کرده و در مدار قرار می‌دهیم. نرم افزار ADS 2015 برای بهینه‌کردن عملکرد مقسم‌توان استفاده شده است. پارامترهای نهایی مقسم‌توان پیشنهادی در جدول شماره (۱) آورده شده‌اند. شکل (۴) مدار معادل دیود ورکتور را با توجه به داده‌های دیتاشیت در نرم افزار ADS 2015 نشان می‌دهد.



شکل (۴): مدار معادل دیود ورکتور در ADS

ساختار شبیه‌سازی شده مقسم‌توان تنظیم‌پذیر پیشنهادی در نرم افزار ADS همراه با مدار معادل دیودهای ورکتور و مدارات بایاسینگ

ظرفیت خازنی متغیر کار می‌کند دیود ورکتور می‌باشد. مقدار ظرفیت خازنی متغیر تابعی از ولتاژی است که به پایه‌های دیود اعمال می‌کنیم. عمده‌ترین کاربرد دیود، در خازن کنترل شده با ولتاژ است. دیودهای ورکتور در بایاس معکوس کار می‌کنند، بنابراین جریانی از دیود نخواهد گذشت. ولی زمانی که پهنای ناحیه تخلیه بر اثر ولتاژ بایاس دیود تغییر کند میزان ظرفیت خازنی دیود نیز تغییر می‌کند. دو دیود ورکتور با دو خازن مختلف به منظور ساده سازی تجزیه و تحلیل جایگذاری می‌گردد.  $Y_0$  در هر پورت، ادمیتانس<sup>۱۲</sup> بار و منبع است.  $Y$  قرار گرفته شده ما بین دو پورت خروجی، ادمیتانس مقاومت ایزولاسیون است. شکل (۳) آنالیز مد زوج و فرد مقسم‌توان پیشنهادی را نشان می‌دهد. در شرایط مد فرد، همانگونه که در شکل (۳)-الف می‌توان دید، رابطه (۳) نتیجه گرفته می‌شود.

$$Y_{odd2} = -jY_1 \cot \theta + 2Y + 2\omega C_a \quad (3)$$

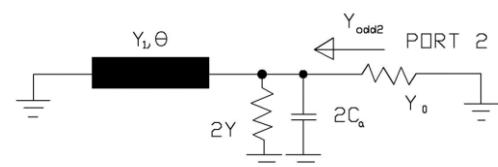
اگر پورت خروجی تطبیق امپدانس را برآورده کند پس معادله (۴) را می‌توان نتیجه گرفت.

$$j2\omega C_a - jY_1 \cot \theta + 2Y = Y_0 \quad (4)$$

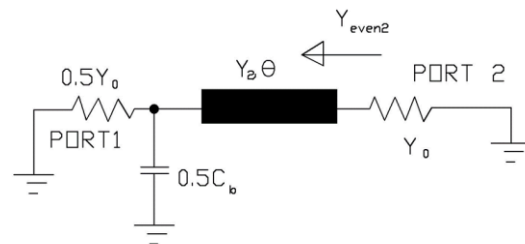
هنگامی که مقاومت ایزولاسیون معادله  $2Y = Y_0$  را برآورده می‌کند، خازن معادل را می‌توان از رابطه زیر نتیجه گرفت.

$$C_a = \frac{Y_1}{2\omega \tan \theta} \quad (5)$$

که در آن  $\omega$  فرکانس زاویه ای،  $\theta$  طول الکتریکی خط انتقال،  $Y_1$  ادمیتانس مشخصه خط انتقال و  $C_a$  خازن معادل دیود  $A$  می‌باشد. شکل (۳)-ب بلوک دیاگرام آنالیز مد زوج را نشان می‌دهد.



(الف)

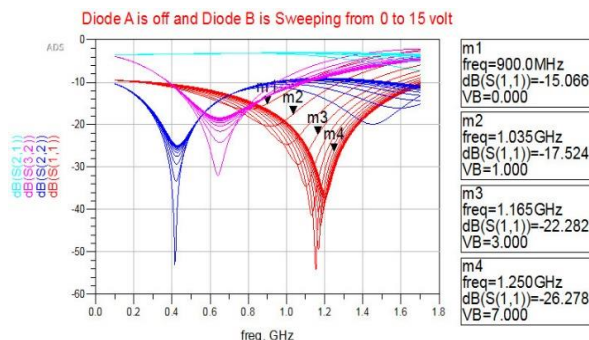


(ب)

شکل (۳): آنالیز مد زوج و فرد مقسم‌توان (الف) آنالیز مد فرد (ب) آنالیز مد زوج

دیوار متقارن به عنوان یک دیوار مغناطیسی در نظر گرفته می‌شود. به منظور حفظ یک افت برگشتی خوب در پورت ورودی، یک دیود به پورت ورودی وصل می‌شود. با استفاده از تئوری خط انتقال و تئوری تطبیق امپدانس، ادمیتانس  $Y_{even2}$  دیده شده از پورت ۲ به صورت زیر می‌تواند محاسبه گردد.

دو پورت را کنترل می‌کند خاموش می‌کنیم و دیود B را در کل بازه سوئیچ<sup>۱۴</sup> می‌کنیم. نتایج نشان می‌دهد که با افزایش ولتاژ بایاس (از ۰ تا ۱۵ ولت)، نمودار افت برگشتی پورت ورودی (پارامتر S11) از فرکانس  $0.8 \text{ GHz}$  به  $1.2 \text{ GHz}$  تغییر می‌کند. نتایج نشان می‌دهد که در کل بازه سوئیچ افت برگشتی اندازه‌گیری شده بزرگتر از ۱۵dB در فرکانس کاری می‌باشد. با نمایش قابلیت پیکربندی مجدد مقسم‌توان، نتایج نشان می‌دهد که یکی از دیودها به منظور تنظیم تلفات برگشتی پورت ورودی و دیود دیگری برای تنظیم تلفات برگشتی در پورت خروجی و ایزولاسیون ما بین دو پورت قرار می‌گیرد. در شکل‌های (۷) و (۸) حالت‌های مختلف روشن و خاموشی دیودها به طور جداگانه نشان داده شده‌اند. همان‌طور که در شکل (۷) برای دیود B روشن و دیود A خاموش دیده می‌شود، فرکانس کاری می‌تواند از  $0.8 \text{ GHz}$  تا  $1.2 \text{ GHz}$  تنظیم گردد. ضمناً، تلفات جابجایی و افت برگشتی اندازه‌گیری شده در پورت ورودی، در شکل (۷) آورده شده‌اند. این شکل نشان می‌دهد که لبه S21 وقتی که فرکانس کاری کم می‌شود خراب می‌گردد. نتایج نشان می‌دهد که در کل بازه سوئیچ فرکانسی افت برگشتی اندازه‌گیری شده بزرگتر از ۱۵dB در فرکانس کاری می‌باشد. شکل (۷) جزئیات پارامترهای S مقسم‌توان پیکربندی مجدد را در فرکانس کاری مختلف نشان می‌دهد.

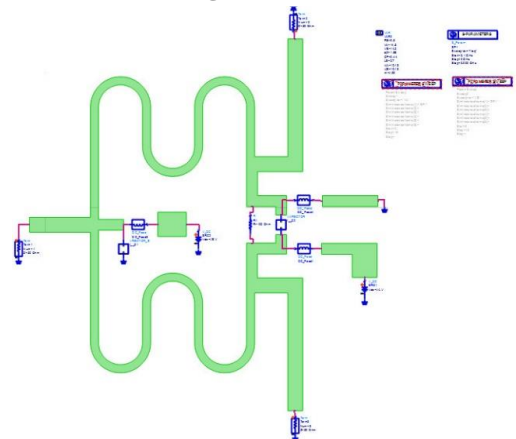


شکل (۷): افت برگشتی، تلفات جابجایی و ایزولاسیون برای دیود A خاموش و دیود B روشن

در ادامه دیود B را که تنظیم تلفات برگشتی در پورت ورودی را کنترل می‌کند خاموش می‌کنیم و دیود A را در کل بازه سوئیچ می‌کنیم. نتایج نشان می‌دهد که افت برگشتی اندازه‌گیری شده از پورت‌های خروجی متغیر می‌باشد ولی همچنان توان مساوی بین پورت‌های ۲ و ۳ تقسیم می‌گردد. نتایج این شبیه‌سازی در شکل (۸) نشان داده شده است.

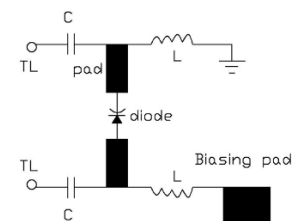
شکل‌های (۹) تا (۱۱) جزئیات پارامترهای S مقسم‌توان پیکربندی مجدد را در حالت‌های مختلف دیودها نشان می‌دهد. در شکل (۹) ولتاژ بایاس دیود A و دیود B هر دو صفر ولت بوده و این یعنی اینکه هر دو دیود off هستند. مقسم‌توان در فرکانس  $0.8 \text{ GHz}$  کار می‌کند. افت برگشتی اندازه‌گیری شده بزرگتر از ۱۵dB در فرکانس کاری می‌باشد.

در شکل (۵) نشان داده شده است. توجه داشته باشید که دیودهای ورکتور مقسم‌توان با پدهای متفاوت بایاس می‌شوند. مدارهای بایاس شامل سلف‌ها، خازن‌ها و دیودها هستند. سلف‌ها برای قطع فرکانس RF و دادن ولتاژ مناسب دیودها بکار می‌روند.

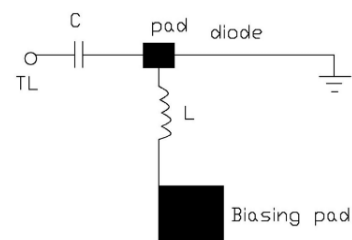


شکل (۵): مقسم‌توان شبیه‌سازی شده با مدار بایاسینگ در نرم افزار ADS

اندازه خازن‌های به کار رفته در این قسمت ۱ میکروفاراد هستند که برای وارد کردن ولتاژ متفاوت دیودها A و B استفاده می‌شوند. شکل شماره (۶) جزئیات مدارهای بایاسینگ دیودهای A و B را نشان می‌دهد.



(الف)

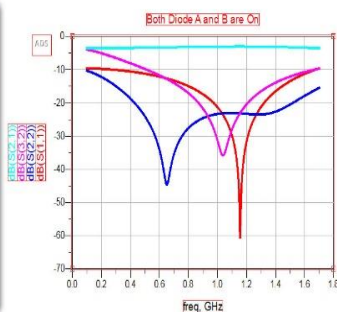


(ب)

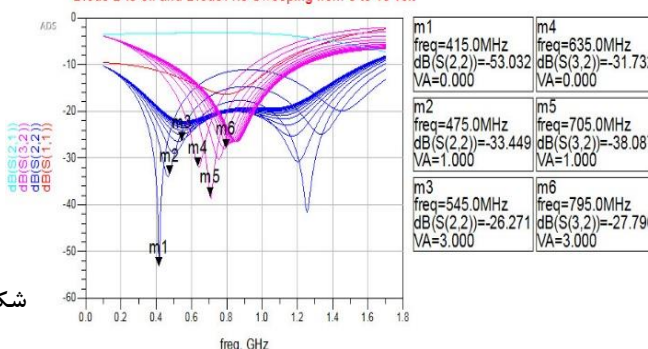
شکل (۶): (الف) مدار بایاسینگ دیود A (ب) مدار بایاسینگ دیود B

مساحت کلی مقسم‌توان پیکربندی پیشنهادی  $28/40 \times 24/69$  است که در فرکانس مرکزی  $1 \text{ GHz}$  کار می‌کند. در ادامه روشن و خاموش بودن دیودها را جداگانه مورد بررسی قرار می‌دهیم. ابتدا دیود A را که تنظیم تلفات برگشتی در پورت خروجی و ایزولاسیون ما بین





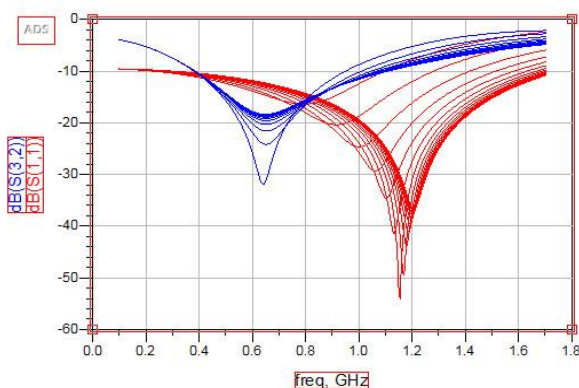
Diode B is off and Diode A is Sweeping from 0 to 15 volt



شکل (۱۱): افت برگشتی، تلفات جابه‌جایی و ایزولاسیون برای دیود

$$A = 15 \text{ و } B = 6/2$$

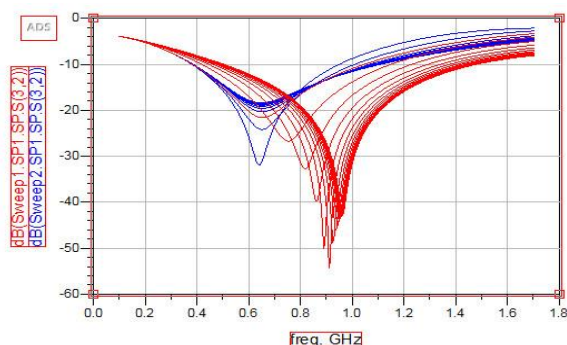
شکل (۱۲): افت برگشتی و ایزولاسیون مقسم‌توان را در پورت‌های خروجی موقعی که دیود A خاموش بوده و دیود B از ۰ تا ۱۵ ولت تغییر می‌کند را نشان می‌دهد. دیده می‌شود که درکل فرکانس کاری ایزولاسیون بزرگتر از ۱۵dB است که معنی آن این است که مقسم‌توان می‌تواند به خوبی در این فرکانس کار کند.



شکل (۱۲): سوئیپ فرکانسی برای ایزولاسیون در کل بازه ولتاژ دیود

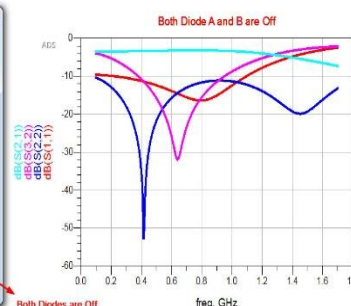
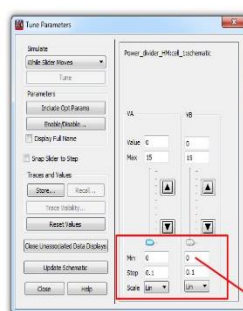
B

شکل (۱۳): ایزولاسیون مقسم‌توان را در پورت‌های خروجی موقعی که دیود A و دیود B هر دو بین ۰ تا ۱۵ ولت متغیر هستند را نشان می‌دهد. دیده می‌شود که درکل فرکانس کاری ایزولاسیون بزرگتر از ۱۵dB است که معنی آن این است که مقسم‌توان می‌تواند به خوبی در این بازه فرکانسی کار کند.



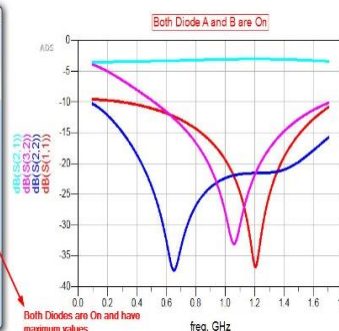
شکل (۱۳): سوئیپ فرکانسی برای ایزولاسیون با تغییرات دیود B و

دیود A



شکل (۹): هر دو دیود خاموش

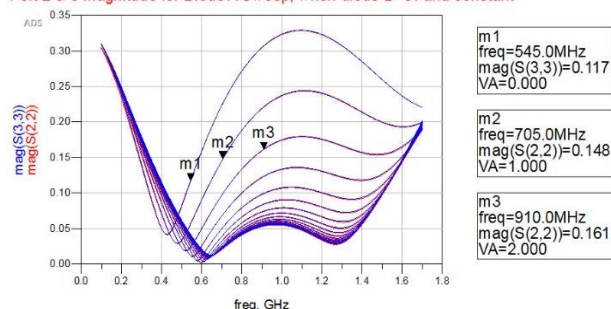
در شکل (۱۰) هر دو دیود on بوده و ولتاژ بایاس دیود A و دیود B هر دو ماکزیمم مقدار خود را دارند. مقسم‌توان در فرکانس ۱/۲ GHz کار می‌کند. افت برگشتی اندازه‌گیری شده بزرگتر از ۱۵dB در فرکانس کاری می‌باشد.



شکل (۱۰): هر دو دیود روشن و مقدار ولتاژ هر دو دیود ماکزیمم

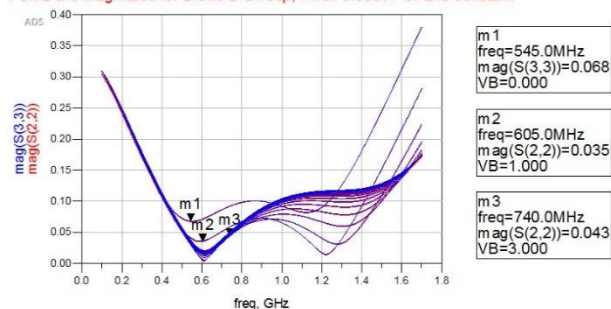
در شکل (۱۱) ولتاژ بایاس دیود A و دیود B به ترتیب ۱۵ و ۶/۲ ولت هستند و مقسم‌توان در فرکانس ۱/۱۵ GHz می‌کند. طبق آنالیز پارامتری شبیه‌سازی در این ولتاژ از دیود B و در این فرکانس، پورت ورودی بهترین عملکرد خود را دارد. افت برگشتی هر سه پورت بزرگتر از ۱۵dB می‌باشند در حالیکه ایزولاسیون بزرگتر از ۳۰dB می‌باشد.

Port 2 & 3 Magnitude for Diode A Sweep, when diode B=3v and constant



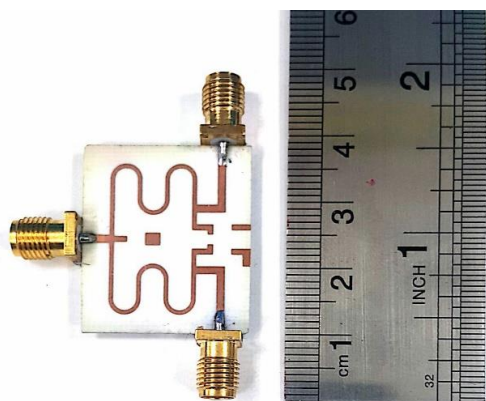
شکل (۱۶): دامنه توان خروجی را در پورت‌های ۲ و ۳ برای سوئیچ A دیود

Port 2 & 3 Magnitude for Diode B Sweep, when diode A=6v and constant



شکل (۱۷): دامنه توان خروجی را در پورت‌های ۲ و ۳ برای سوئیچ B دیود

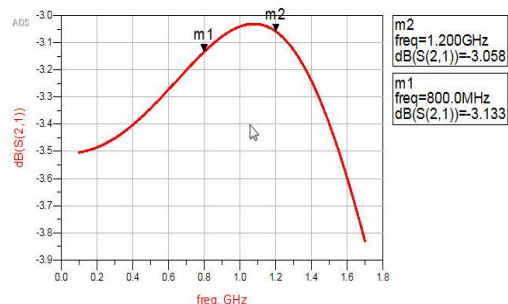
عکس مقسم‌توان ساخته شده بدون سیم‌های مسی بایاس در شکل (۱۸) و حالت متصل به Network Analyzer در شکل (۱۹) نشان داده شده است.



شکل (۱۸): مقسم‌توان ساخته شده

نتایج ساخت برای حالت بدون دیود (هر دو دیود خاموش) حاصل شد. که دلیل عدم استفاده از سلف‌های بایاسینگ شیفت فرکانسی پیدا می‌کند. نتایج شبیه‌سازی و اندازه‌گیری شده برای حالت بدون بایاسینگ در نرم‌افزار و تست با دستگاه Network Analyzer بسیار نزدیک به هم می‌باشد. نتایج اندازه‌گیری شده با توجه به داده‌های استخراج شده از دستگاه تست Network Analyzer در شکل ۲۰ نشان داده شده است. همچنین نتایج ساخت برای حالت با دیود در

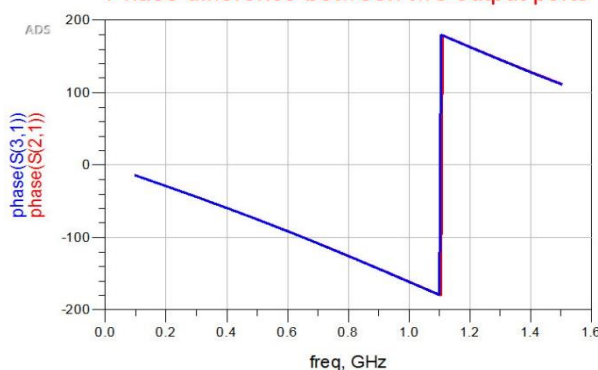
در شکل (۱۴) تلفات جابه جایی جداگانه برای دیودهای A و B با ولتاژهای بایاسینگ به ترتیب ۵/۴ و ۳/۵ ولت رسم شده است.



شکل (۱۴): تلفات جابجایی کمتر از ۱dB در ولتاژ ۵/۴ ولت برای دیود A و ولتاژ ۳/۵ ولت برای دیود B

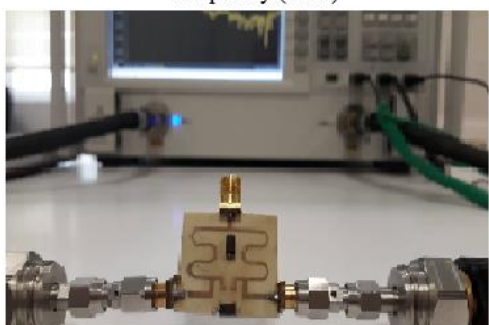
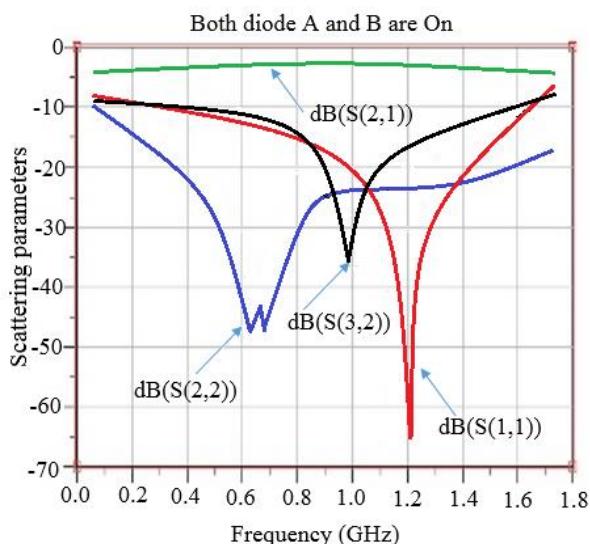
شکل (۱۵) تغییر فاز پورت‌های خروجی را نشان می‌دهد. نتایج نشان می‌دهد که توان‌های خروجی در پورت‌های ۲ و ۳ در کل بازه فرکانس کاری هم‌فاز هستند.

Phase difference between two output ports



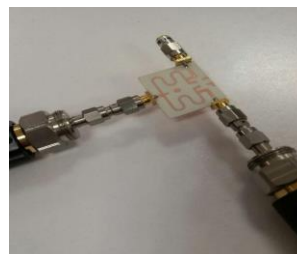
شکل (۱۵): فاز پورت‌های ۲ و ۳

شکل (۱۶) و (۱۷) دامنه توان خروجی را در پورت‌های ۲ و ۳ نشان می‌دهند. تغییرات ولتاژ دیود A و دیود B را جداگانه مورد بررسی قرار می‌دهیم. برای این منظور ابتدا یک مقدار ثابت برای ولتاژ بایاس دیود ورودی (دیود B= ۳v) در نظر گرفته و دیود A را در کل بازه ولتاژ بایاس از ۰ تا ۱۵ ولت سوئیچ می‌کنیم. نتایج شبیه‌سازی در شکل (۱۶) نشان می‌دهد که دامنه توان‌های خروجی در پورت‌های ۲ و ۳ در کل بازه فرکانس کاری و به ازای هر مقدار ولتاژ بایاس دیود B با هم برابرند. همچنین یک مقدار برای ولتاژ بایاس دیود خروجی (دیود A= ۶v) در نظر گرفته و دیود B را در کل بازه ولتاژ بایاس از ۰ تا ۱۵ ولت سوئیچ می‌کنیم. نتایج شبیه‌سازی در شکل (۱۷) نشان می‌دهد که دامنه توان‌های خروجی در پورت‌های ۲ و ۳ در کل بازه فرکانس کاری و به ازای هر مقدار ولتاژ بایاس دیود A با هم برابرند.

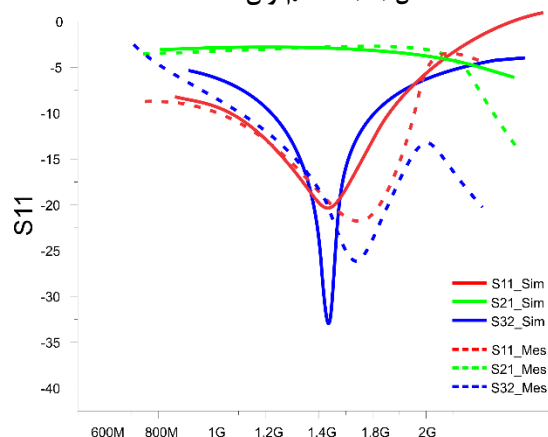


شکل (۲۱): افت برگشتی، تلفات جابه جایی و ایزولاسیون اندازه گیری شده برای دیود  
 $A = ۱۵$  و  $B = ۶/۲$

ولتاژهای بایاسینگ مشابه حالت شبیه سازی نیز در شکل ۲۱ نمایش داده شده است و همانطوریکه مشاهده می شود در مقایسه با شکل ۱۱ نتایج شبیه سازی و اندازه گیری شده مطابقت مناسبی با یکدیگر دارند.



شکل (۱۹): مقسم توان ساخته شده



شکل (۲۰): تلفات برگشتی شبیه سازی و اندازه گیری برای حالت بدون دیود و بدون بایاسینگ

## ۴- نتیجه گیری

این تحقیق، یک مقسم توان پیکربندی مجدد جدید را ارائه می دهد که در آن از دیودهای ورکتور استفاده شده است. با تنظیم ولتاژهای بایاس دیودها، مقسم توان می تواند در فرکانس های ۰/۸ تا  $۱/۲ \text{ GHz}$  کار کند. به طور همزمان، ایزولاسیون ما بین پورت خروجی و افت برگشتی هر ۳ پورت به خوبی کار می کند. تلفات جابجایی همه فرکانس های کمتر از ۱dB و افت برگشتی بزرگتر از ۱۵dB است. مقسم توان پیکربندی مجدد، محاسن، تلفات جابجایی کم، فشردگی و کوچکی، ایزولاسیون خوب، افت برگشتی بهتر و استفاده از تنها دو دیود را داراست.

## سپاسگزاری

در انتها نویسندگان این مقاله از بخش آزمایشگاه آنتن و میکروویو دانشگاه آزاد اسلامی واحد ارومیه برای حمایت شان در اجرای این پروژه و تست و اندازه گیری آن توسط دستگاه Network Analyzer کمال تشکر را دارند.

## مراجع

- [۱] جاوید حجت اله، بنایی علی، فردمنش مهدی، شوهرت یورگن، بنزن مارکو" طراحی و ساخت فیلتر میانگذر باند باریک مایکرواستریپ ابرسانا"، نشریه مهندسی برق و الکترونیک ایران. ۱۳۸۸؛ ۶ (۲): ۲۴-۱۹
- [۲] علیرضا نوری تبار، دکتر حسین شمسی، دکتر سید آرش احمدی" طراحی و ساخت فیلتر پایین گذر مایکرواستریپ فشرده با باند گذار تیز و فاکتور توقف بالا"، نشریه مهندسی برق و الکترونیک ایران، شماره ۲ جلد ۱۴، ۵۷-۶۴، ۱۳۹۶
- [3] Brown AR, Ann A. A varactor-tuned RF filter. IEEE Trans Microw Theory Tech 2000;48(7):1157-60.
- [4] Tombak A, Maria J-P. Voltage-controlled RF filters employing thin-film barium strontium-titanate tunable capacitors. IEEE Trans Microw Theory Tech 2003;51(2):462-7.
- [5] Nath J, Ghosh D. An electronically tunable microstrip bandpass filter using thinfilm barium-strontium-titanate (BST) varactors. IEEE Trans Microw Theory Tech 2005;53(9):2707-12.
- [6] Zhang XY, Chan CH. RF tunable bandstop filters with constant bandwidth based on a doublet configuration. IEEE Trans Ind Electron 2012;59(2):1257-65.

- [7] Song K, Xue Q. Ultra-wideband ring-cavity multiple-way parallel power divider. *IEEE Trans Ind Electron* 2013;60(10):4737–45.
- [8] Scardelletti MC, Ponchak GE. Miniaturized Wilkinson power dividers utilizing capacitive loading. *IEEE Microw Wireless Compon Lett* 2002;12(1):6–8.
- [9] Song K, Mo Y, Xue Q, Fan Y. Wideband four-way out-of-phase slotline power dividers. *IEEE Trans Ind Electron* 2014;61(July (7)):3598–606.
- [10] Woo D, Lee T. Suppression of harmonics in Wilkinson power divider using dual-band rejection by asymmetric DGS. *IEEE Trans Microw Theory Tech* 2005;53(6):2139–44.
- [11] Cheng KM. A new Wilkinson power divider design for dual band application. *IEEE Microw Wireless Compon Lett* 2007;17(9):662–4.
- [12] Song KJ, Xue Q. Ultra-wideband 12-way coaxial waveguide power divider with rotated electric field mode. *IET Microw Antennas Propag* 2011;5(5):512–8.
- [13] Zhang J, Li L, Gu J, Sun X. Compact and harmonic suppression Wilkinson power divider with short circuit anti-coupled line. *IEEE Microw Wireless Compon Lett* 2007;17(9):661–3.
- [14] Zhang J, Li L, Gu J, Sun X. Reconfigurable 1:4 power divider with switched impedance matching circuits. *IEEE Microw Wireless Compon Lett* 2012;22(2):64–6.
- [15] Errikos L. Reduced size and tunable microwave circuits using BST thin-film varactors. *IEEE Trans Microw Theory Tech* 2008;56(12):3093–9.
- [16] Tang WJ. Compact, tunable Wilkinson power divider using tunable synthetic transmission line. *Microw Opt Technol Lett* 2010;52(6):1434–6.
- [17] Wdala S, Akil J. A compact three ports power divider with tunable power ratio. *Microw Opt Technol Lett* 2013;55(2):357–63.
- [18] Kim S, Jeong J. Reconfigurable 1:3 power divider using coupled lines. *Electron Lett* 2009;45(22):1141–3.

## زیر نویس ها

<sup>1</sup> Compact size

<sup>2</sup> Reconfigurable

<sup>3</sup> Power divider

<sup>4</sup> Output port

<sup>5</sup> Switch

<sup>6</sup> PIN Diode

<sup>7</sup> Isolation

<sup>8</sup> Topology

<sup>9</sup> Diode varactor

<sup>10</sup> Return loss

<sup>11</sup> Bias

<sup>12</sup> Admittance

<sup>13</sup> Data sheet

<sup>14</sup> Sweep

