

دیپلکسر با رزوناتورهای حلقوی مکمل شکافدار به شکل S خم شده در کاربردهای LTE

پژمان محمدی^۱، استادیار؛ علی بنی هاشم^۲، دانشجوی دکتری

۱- گروه مهندسی برق - دانشگاه آزاد اسلامی - ارومیه - ایران - p.mohammadi@iaurmia.ac.ir

۲- گروه مهندسی برق - دانشگاه آزاد اسلامی - ارومیه - ایران - ali_banihashem@yahoo.com

چکیده: در این مقاله ساختار جدیدی از یک دیپلکسر با استفاده از تکنولوژی موجبر مجتمع شده (SIW) و رزوناتور حلقوی مکمل شکافدار برای کاربردهای LTE در فرکانس های ۱/۳ گیگاهرتز و ۲/۱ گیگاهرتز طراحی شده است. این دیپلکسر فشرده شده، توسط رزوناتور حلقوی S شکل در یک ساختار موجبری ارائه شده است. در این طرح ابتدا فیلترهای متناظر با هریک از باندها در شبیه ساز طراحی و سپس با استفاده از پارامترهای پراکندگی هر یک از فیلترها ساختار T شکل در ورودی دیپلکسر بهینه سازی شد. با توجه به نتایج اندازه گیری دیپلکسر ساخته شده دهانه های ورودی و خروجی تطبیق امپدانس مناسبی در باندهای مورد نظر دارند و تلفات انتقالی در فرکانس های ۱/۳ گیگاهرتز و ۲/۱ گیگاهرتز به ترتیب حدود ۱ دسی بل و ۲ دسی بل است. مقدار ایزولاسیون بین دهانه های خروجی بیش از ۳۰ دسی بل است. نهایتاً ساختار پیشنهادی کارایی بسیار مطلوبی را منعکس می کند. این ساختار مزیت هایی را مانند ابعاد کوچک، تلفات پایین، ایزولاسیون بالا، ساخت آسان و قابلیت مجتمع سازی شدن با دیگر مدارات مسطح را دارد.

واژه های کلیدی: دیپلکسر، ریزنوار، موجبر مجتمع شده، رزوناتورهای حلقوی مکمل.

Diplexer Embedded with Crisped S-shaped Complementary Split Ring Resonators for LTE Band Application

P.Mohammadi, Assistant Professor¹; A.Banihashem, PhD. Student²

1- Department of Electrical Engineering, Islamic Azad University, Urmia, Iran, Email: p.mohammadi@iaurmia.ac.ir

2- Department of Electrical Engineering, Islamic Azad University, Urmia, Iran, Email: ali_banihashem@yahoo.com

Abstract: In this paper, a novel structure of diplexer is designed based on Substrate Integrated Wave guide (SIW) technology and S-shaped complementary split ring resonator to operate in LTE 1.3 GHz - 2.1 GHz band. A miniaturized and compact SIW diplexer implemented by Crisped S-shaped Complementary Split Ring operated in a waveguide format is proposed and presented. In the design process, firstly, the filters corresponding to each of the bands is designed in simulator, then by using S-parameter of each filter the T-shaped structure dimensions of the input feeding diplexer is achieved and optimized. It is deduced from measurement results of diplexer that input and output impedance matching in the respective bands, transmission losses are 1dB and 2dB for 1.3 GHz and 2.1 GHz respectively. The isolation between output ports is better than 30dB. Finally the proposed structure reflects the performance is highly desirable. This structure illustrates advantages in terms of the small size, low loss, high isolation, easy realization and integration with other planar circuits.

Keywords: Diplexer, microstrip, SIW, complementary split ring resonator.

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۶/۰۴/۰۸

تاریخ اصلاح مقاله: ۱۳۹۶/۰۶/۱۸

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۶/۰۸/۲۶

نام نویسنده مسئول: پژمان محمدی

نشانی نویسنده مسئول: ایران - ارومیه - جاده سلماس - دانشگاه آزاد اسلامی واحد ارومیه - دانشکده فنی و مهندسی.

۱- مقدمه

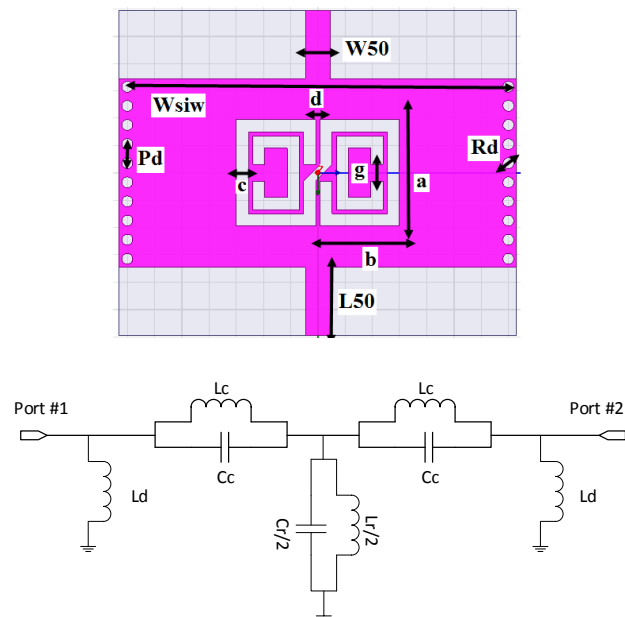
دیپلکسر وسیله‌ای برای تقسیم یک باند فرکانسی به دو باند فرکانسی باریک‌تر یا ترکیب دو باند فرکانسی باریک به یک باند فرکانسی وسیع است. این وسیله کاربرد زیادی در سیستم‌های مخابرات ماهواره‌ای و رادار [۱-۲] دارد. به کمک آن می‌توان از یک آنتن برای باندهای فرکانسی متفاوت استفاده کرد. بنابراین موجب کاهش ابعاد سیستم می‌شود. امروزه با پیشرفت سیستم‌های مخابراتی با ابعاد کوچک و تعداد زیاد کانال‌های ارتباطی نیاز بیشتری به دیپلکسرهایی با ابعاد کوچک، ایزولاسیون زیاد و تلفات کمتر وجود دارد. خواص الکتریکی مانند پهنای باند کانال، فاصله فرکانسی بین کانال‌ها، افت بازگشتی و قابلیت حذف سیگنال‌های خارج از باند فرکانسی نوع مقسم توان و فیلترهای مورد استفاده در دیپلکسر را تعیین می‌کنند [۳]. دیپلکسر طراحی شده در [۴] دارای ابعاد کوچک و ایزولاسیون خوبی بین دامنه‌های خروجی است ولی تلفات انتقالی نسبتاً زیادی (بیشتر از ۲ دسی‌بل در هر خروجی) دارد. دیپلکسرهایی که در آن‌ها از فیلترهای موجبری استفاده می‌شود کاربردهای فراوانی دارند، ولی ابعاد آنها بزرگ بوده و قابلیت مجتمع شدن با قطعات مخابراتی مسطح را ندارند. در [۵] از تکنولوژی موجبر مجتمع شده در طراحی یک دیپلکسر استفاده شده است که ایزولاسیون و تطبیق امپدانس خوبی را نشان می‌دهد ولی ابعاد قطعه نسبتاً بزرگ بوده و تلفات انتقال نسبتاً زیاد است. رزوناتورهای حلقوی مکمل شکافدار که جهت سنتز خطوط مایکروستریپ متامتریال با ضریب دی الکتریک منفی معرفی شده اند [۶-۸] روشی مناسب برای کاهش ابعاد قطعات مخابراتی هستند. همچنین تکنولوژی موجبرهای مجتمع به صورت آرایه‌ای از سوراخ‌های متالیزه شده کاربردهای فراوانی در طراحی قطعات مخابراتی مسطح دارند. از لحاظ مشخصات الکتریکی همانند ضریب کیفیت، تلفات انتقال و قابلیت انتقال توان تکنولوژی موجبرهای مجتمع شده نسبت به خطوط مایکرواستریپ و موجبر هم صفحه برتری دارد. کاربردهای زیادی از تکنولوژی موجبرهای مجتمع در ساخت قطعات غیرفعال مخابراتی گزارش شده است [۹-۱۳]. ترکیب موجبرهای مجتمع شده با رزوناتورهای حلقوی مکمل شکافدار منجر به کارکرد سیستم در فرکانس‌های پایین‌تر از فرکانس قطع موجبر و در نتیجه کاهش ابعاد می‌شود. در [۱۴-۱۵] فیلترهای موجبر مجتمع شده که با حلقه‌های مکمل شکافدار رزونانسی بار شده‌اند بررسی شده است. در این مقاله یک نوع جدید دیپلکسر آرایه شده است که در آن فیلترها از نوع موجبر مجتمع شده هستند. به منظور کاهش ابعاد فیلترهای مورد استفاده با حلقه‌های ناقص رزونانسی بار شده‌اند. شبکه ورودی دیپلکسر پیشنهادی به صورت یک خط مایکرواستریپ T شکل میباشد که برای تطبیق امپدانس خروجی مدار T شکل با مدار ورودی فیلترها از خطوط مایکرواستریپ با عرض‌های متفاوت استفاده شده است.

۲- طراحی ساختار

ایجاد حلقه‌های رزونانسی مکمل شکافدار در موجبرهای مجتمع شده باعث کاهش فرکانس کار و در نتیجه عملکرد زیر فرکانس قطع می‌شود. این رفتار به صورت ضریب دی الکتریک منفی در مدار معادل موجبر مجتمع شده دیده می‌شود که دلیل کاهش ابعاد موجبر مجتمع شده است. در این مقاله فیلترهای مورد استفاده برای باندهای فرکانسی LTE به صورت موجبر مجتمع شده هستند که با رزوناتور حلقوی به صورت حرف S که در شکل ۱ نشان داده شده طراحی شده‌اند. پاسخ این فیلترها به صورت باند باریک است، بنابراین برای طراحی دیپلکسر با باندهای فرکانسی نزدیک به هم کاملاً مناسب است. زیر لایه مورد استفاده RO4003 با ضخامت ۰/۸۱۲۸ میلی‌متر است. در مورد موجبر مجتمع شده قطر سوراخ‌ها ۰/۸ میلی‌متر و فاصله آنها از یکدیگر ۱/۴ میلی‌متر است. ابعاد موجبر از رابطه [۷]:

$$W_{SIW} = W + (4R_d^2) / (0.95P_d) \quad (1)$$

محاسبه می‌شود که در آن شعاع سوراخ‌ها و P_d فاصله سوراخ‌ها از یکدیگر و W عرض موجبر معادل موجبر مجتمع شده است. با توجه به فرکانس کار فیلترها عرض W محاسبه شده و سپس W_{SIW} از معادله ۱ محاسبه می‌شود.



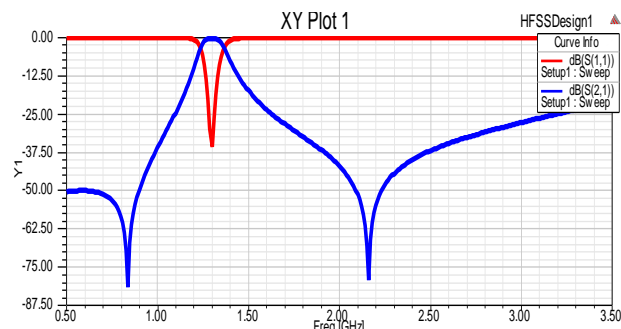
شکل ۱: فیلتر موجبر مجتمع شده پیشنهادی و مدل مدار معادل

با در نظر گرفتن فرکانس عملکرد فیلترهای مورد استفاده، مقادیر طرح اولیه فیلترها محاسبه شده و سپس توسط نرم افزار HFSS بهینه می‌شوند. در مدل مدار معادل [۱۲] سلف L_d به دلیل وجود سوراخ‌های متالیزه موجبر مجتمع شده است و مدار معادل حلقه‌های رزونانسی به صورت ترکیب موازی L_r و C_r هستند. L_c به دلیل کوپلینگ مغناطیسی بین شکاف موجود در حلقه‌های بیرونی رزوناتورها و خط

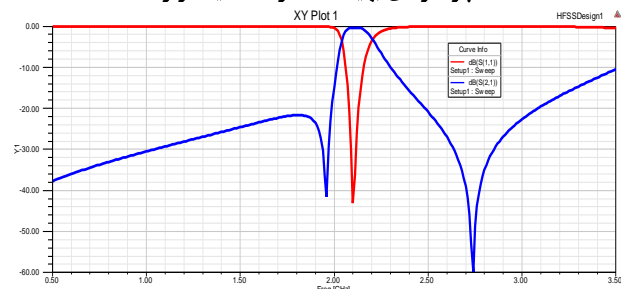
پارامترهای پراکندگی فیلترها نشان داده شده است. با توجه به نحوه عملکرد دیپلکسر امپدانس ورودی فیلترها در فرکانس های طراحی تعیین می شود.

جدول ۱: پارامترهای بهینه شده برای فیلترها

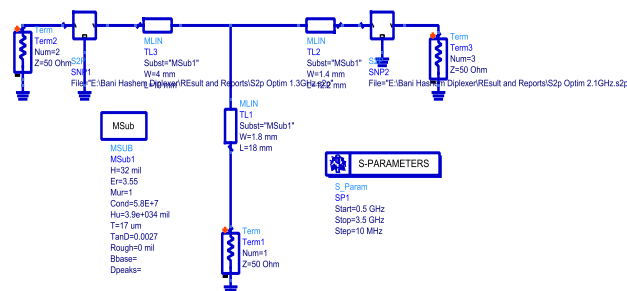
| Parameters | Filter (۱/۳ GHz) | | Filter (۱/۲GHz) | |
|------------|------------------|---------|-----------------|----|
| | ۱# | ۲# | ۱# | ۲# |
| a | ۱۰/۸ mm | ۷/۸ mm | | |
| b | ۸/۸ mm | ۵/۸۵ mm | | |
| c | ۱/۱ mm | ۰/۹ mm | | |
| d | ۰/۶ mm | ۰/۳ mm | | |
| W50 | ۱/۸ mm | ۱/۸ mm | | |
| L50 | ۵ mm | ۵ mm | | |
| Wsiw | ۲۸ mm | ۲۸ mm | | |
| Pd | ۱/۴ mm | ۱/۴ mm | | |
| Rd | ۰/۴ mm | ۰/۴ mm | | |



شکل ۲: اندازه پارامترهای پراکندگی برای فیلتر پیشنهادی با استفاده از پارامترهای بهینه شده در ۱/۳ گیگاهرتز



شکل ۳: پارامترهای پراکندگی برای فیلتر پیشنهادی با پارامترهای بهینه شده در ۲/۱ گیگاهرتز



شکل ۴: مدار دیپلکسر برای تحلیل مداری در نرم افزار ADS

امپدانس ورودی مربوط به فیلترها جهت محاسبه ابعاد خطوط انتقال برای اتصال فیلتر به مدار ورودی از روابط زیر قابل محاسبه است:

انتقال موجبری ایجاد می شود. کوپلینگ الکتریکی بین خط انتقال موجبری و حلقه های رزونانسی باعث ایجاد اثر خازنی به صورت C_c می شود.

بر اساس مدل فوق صفر انتقال فیلتر در فرکانس زیر است:

$$f_z = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_c C_c}} \quad (2)$$

طراحی فیلترها با استفاده از روش کلاسیک صورت می گیرد یعنی در ابتدا مشخصات فیلتر شامل ضریب کیفیت (Q) و ضریب کوپلاژ (M) بر اساس مقادیر عناصر مدار معادل تعیین می شوند.

ضریب کوپلاژ رزوناتورهای کوپل شده از فرمول زیر محاسبه

می شود:

$$M = \frac{f_1^2 - f_2^2}{f_1^2 + f_2^2} \quad (3)$$

که f_1 و f_2 فرکانس های رزونانس مد پایین و بالا هستند. ضریب کیفیت فیلترها [۱۲] به صورت زیر است:

$$Q_e = \frac{2f_o}{\Delta f_{3dB}} \quad (4)$$

در فرمول فوق f_0 فرکانسی است که در آن S_{21} حداکثر است. Δf_{3dB} پهنای باندی است که S_{21} از مقدار حداکثر به اندازه ۳ دسی بل کاهش میابد.

طراحی فیلترهای پیشنهادی با در نظر گرفتن فرکانس های ۱/۳GHz و ۲/۱GHz (باند LTE) شروع می شود. هر دو فرکانس باید کمتر از فرکانس قطع موجبر معادل موجبر مجتمع شده باشند. فرکانس قطع مد اصلی TE_{10} در موجبر مستطیلی از فرمول زیر محاسبه می گردد:

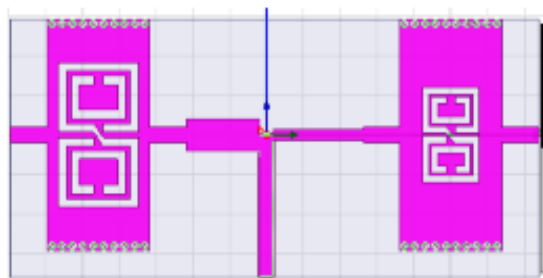
$$f_{cTE10} = \frac{c}{2w\sqrt{\mu_r \epsilon_r}} \quad (5)$$

که در آن w عرض موجبر معادل موجبر مجتمع شده، c سرعت نور، ϵ_r ضریب نفوذ الکتریکی نسبی و μ_r ضریب نفوذ مغناطیسی نسبی هستند. فرکانس قطع ۲/۱GHz انتخاب می شود که فرکانس های کار رزوناتورهای فیلترها هر دو کمتر از آن بوده و شامل باند LTE و فقط مد اصلی موجبر می باشد. مقدار w از فرمول (۵) $w = 28/4$ mm محاسبه میشود. از رابطه (۱) برابر $W_{SIW} = 29/4$ mm است، که پس از بهینه سازی $W_{SIW} = 28$ mm است.

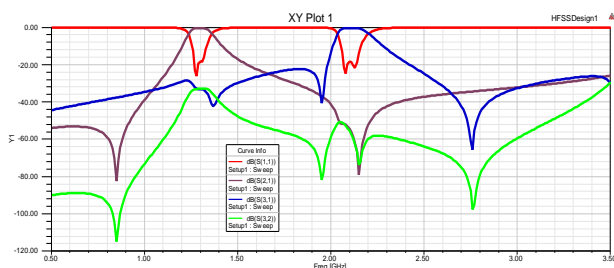
مقادیر پارامترهای بهینه شده فیلترها در جدول ۱ داده شده است. نتایج شبیه سازی فیلترها با فرکانس های رزونانس ۱/۳GHz و ۲/۱GHz در اشکال ۲ و ۳ به ترتیب نشان داده شده است. مطابق اشکال ۲ و ۳ هر دو فیلتر در فرکانسهای مورد نظر پاسخ باند باریک مناسبی دارند.

پارامترهای پراکندگی مربوط به فیلترها برای طراحی شبکه تغذیه T شکل استفاده می شود. در شکل ۴ مدار مورد استفاده در نرم افزار ADS به منظور طراحی شبکه تغذیه ورودی دیپلکسر با توجه به

شکل ۶: نتیجه شبیه‌سازی پارامترهای پراکندگی برای دیپلکسر بهینه‌شده در محیط ADS



شکل ۷: لی اوت پیشنهادی برای دیپلکسر



شکل ۸: پارامترهای پراکندگی برای دیپلکسر بهینه‌شده در HFSS

مطابق شکل ۸ افت بازگشتی بهتر از ۱۵ دسی‌بل، افت انتقال حدود ۰/۵ دسی‌بل برای هر دو فرکانس مورد نظر و ایزولاسیون بهتر از ۳۵ دسی‌بل در شبیه‌سازی دیده می‌شود.

شکل توزیع چگالی جریان که متناسب با میدان‌های مغناطیسی است در شکل ۹ نشان داده شده است. مطابق انتظار چگالی جریان در فرکانس ۱/۳GHz در حلقه رزونانسی بزرگتر و در فرکانس ۲/۱GHz در حلقه رزونانسی کوچکتر بیشتر است.

دیپلکسر ساخته‌شده و نتایج شبیه‌سازی و اندازه‌گیری در اشکال ۱۰ و ۱۱ به ترتیب نشان داده شده‌اند. مطابق شکل ۱۱(a) نتایج اندازه‌گیری تطبیق امپدانس مدار ورودی در فرکانس‌های ۱/۳ GHz و ۲/۱GHz را نشان می‌دهد. همچنین افت انتقال هم حدود ۱ دسی‌بل و ۲ دسی‌بل به ترتیب در فرکانس‌های فوق می‌باشد. تفاوت کمی بین نتایج اندازه‌گیری و شبیه‌سازی مربوط به کانکتور SMA و مشخصات الکتریکی PCB است. مطابق شکل ۱۱(b) ایزولاسیون بین دهانه‌های خروجی (S₂₃) بهتر از ۳۰ دسی‌بل و دهانه‌های خروجی تطبیق امپدانس در فرکانس‌های ۱/۳ GHz و ۲/۱GHz دارند.

با توجه به شکل ۱۱(a) و فرمول (۵) ضریب کیفیت فیلترها به صورت زیر محاسبه می‌شوند:

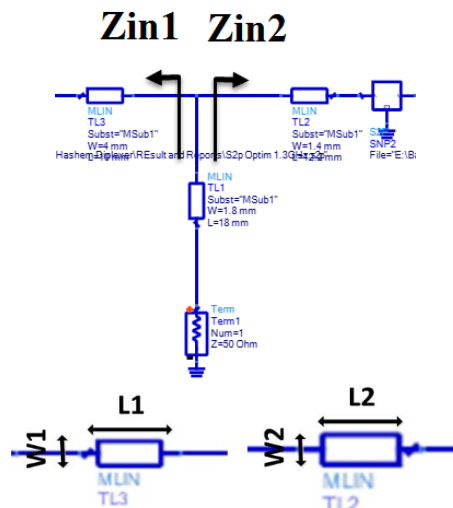
در مورد فیلتر اول (۱/۳GHz)

$$\Delta f_{3dB} = 140MHz, Q_e = 18$$

$$Z_{in1} = \begin{cases} 50 \Omega & \text{for } f_1 = 1.3 \text{ GHz} \\ \infty & \text{for } f_1 = 2.1 \text{ GHz} \end{cases}$$

$$Z_{in2} = \begin{cases} \infty & \text{for } f_1 = 1.3 \text{ GHz} \\ 50 \Omega & \text{for } f_1 = 2.1 \text{ GHz} \end{cases} \quad (6)$$

در شکل ۵ مدار مورد استفاده برای ایجاد امپدانس‌های فوق نشان داده شده‌اند.



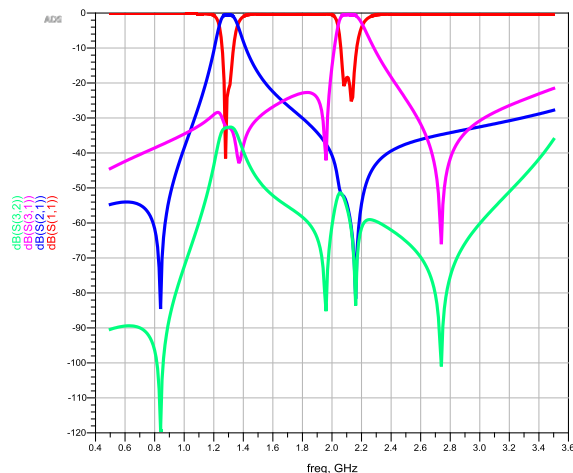
شکل ۵: امپدانس مشاهده‌شده ورودی از هر دو انتهای خط انتقال.

مقادیر بهینه‌شده خطوط میکرواستریپ شکل ۵ در جدول ۲ به صورت زیر داده شده‌اند.

جدول ۲: مقادیر بهینه‌شده برای بخش تغذیه T شکل از بهینه‌ساز ADS

| پارامتر | W1 | L1 | W2 | L2 |
|----------------|----|----|-----|----|
| ابعاد(میلیمتر) | ۴ | ۱۰ | ۱/۴ | ۱۲ |

شکل ۶ نتایج شبیه‌سازی دیپلکسر پیشنهادی با نرم افزار ADS را نشان می‌دهد، که در آن افت بازگشتی و توان‌های خروجی و ایزولاسیون دهانه‌های خروجی (S₂₃) نشان داده شده است. به منظور تصدیق نتایج استخراج‌شده از ADS طرح پیشنهادی در HFSS شبیه‌سازی می‌شود. شکل ۷ دیپلکسر رسم شده و شکل ۸ نتایج شبیه‌سازی را نشان می‌دهد. نتایج شبیه‌سازی HFSS مطابقت خوبی با نتایج شبیه‌سازی ADS دارند.



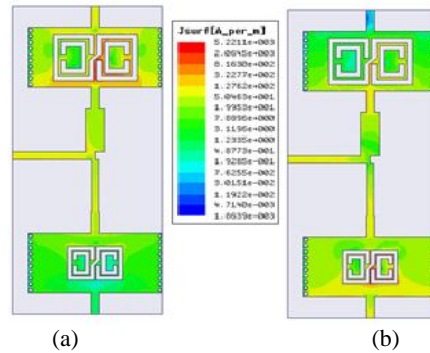
شکل ۱۱: (a) نتایج شبیه‌سازی و اندازه‌گیری افت بازگشتی ورودی و توان انتقالی به دهانه‌های خروجی (b) نتایج شبیه‌سازی و اندازه‌گیری افت بازگشتی در دهانه‌های خروجی و ایزولاسیون

در مورد فیلتر دوم (۲/۱GHz)

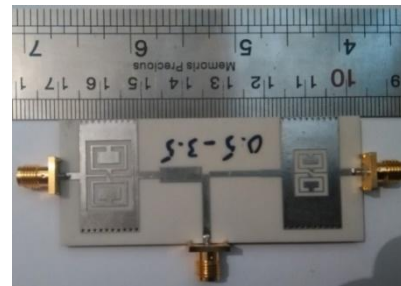
$$\Delta f_{3dB} = 172MHz, Q_e = 24$$

جدول ۳: مقایسه دیپلکسر پیشنهادی با دیپلکسر مشابه

| مرجع [۱۳] | ساختار پیشنهادی در این مقاله | | | |
|--------------|------------------------------|---|---|------------|
| | ابعاد دیپلکسر | $\lambda_0 \times 0.13\lambda_0 \times 0.02\lambda_0$ 0.26 | $\lambda_0 \times 0.08\lambda_0 \times 0.217$ $\lambda_0 \cdot 0.27$ | |
| (افت انتقال) | خروجی ۱ | خروجی ۲ | خروجی ۱ | خروجی ۲ |
| | دسی‌بل ۱ | دسی‌بل ۲ | دسی‌بل ۱/۶ | دسی‌بل ۲/۳ |
| (میزان توقف) | خروجی ۱ | خروجی ۲ | خروجی ۱ | خروجی ۲ |
| | دسی‌بل ۵۲ | دسی‌بل ۳۳ | دسی‌بل ۴۳ | دسی‌بل ۲۸ |
| ایزولاسیون | دسی‌بل ۳۲ | | دسی‌بل ۳۲ | |



شکل ۹: توزیع چگالی جریان در دیپلکسر (a) فرکانس ۱/۳ GHz (b) فرکانس ۲/۱GHz



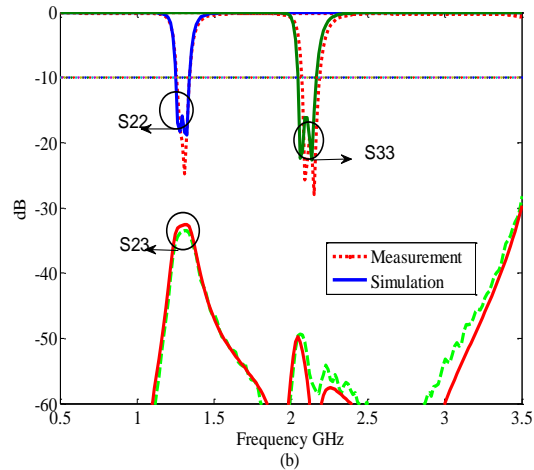
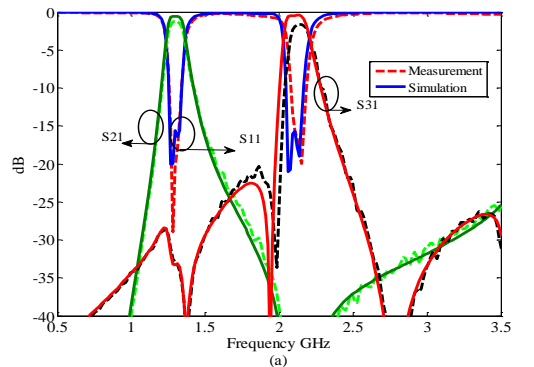
شکل ۱۰: نمونه دیپلکسر ساخته‌شده

در جدول ۳ طول موج در فضای آزاد مربوط به فرکانس مرکزی خروجی شماره ۱ می‌باشد و در محاسبه ابعاد طول خط میکرواستریپ مربوط به تغذیه آنتن در نظر گرفته نشده است. همچنین میزان توقف سیگنال در خروجی ۱ (دسی‌بل ۵۲) در فرکانس ۲/۱ GHz و در خروجی ۲ (دسی‌بل ۳۳) در فرکانس ۱/۳ GHz است.

مطابق جدول افت انتقال دیپلکسر پیشنهادی از مرجع [۱۳] بهتر می‌باشد. همچنین میزان توقف سیگنال در هر دو خروجی از مرجع [۱۳] بیشتر است.

۳ نتیجه

در این مقاله یک دیپلکسر به صورت موج‌بر مجتمع شده و کوچک‌سازی شده توسط رزوناتورهای حلقوی مکمل شکافدار ارائه شد. باندهای گذر دیپلکسر در زیر فرکانس قطع موج‌بر می‌باشند در نتیجه ابعاد قطعه کاهش می‌یابد. در دیپلکسر پیشنهادی از دو تکنولوژی مدار مجتمع و حلقه‌های رزونانسی مکمل شکافدار به صورت همزمان استفاده شد. مدار پیشنهادی علاوه بر سادگی قابلیت مجتمع شدن با سایر قطعات مسطح را نیز دارد. همانطور که نشان داده شد تلفات انتقال در باندهای فرکانسی ۱/۳GHz و ۲/۱ GHz به ترتیب ۱ دسی‌بل، ۲ دسی‌بل بوده و ایزولاسیون بین دهانه‌های خروجی بهتر از ۳۰ دسی‌بل است. با توجه به باند فرکانسی مورد استفاده دیپلکسر پیشنهادی برای باند LTE مناسب است. همچنین می‌توان برای کاربردهای جدیدی مانند نسل‌های جدید موبایل (5G) نیز دیپلکسرهایی را با توجه به باند فرکانسی و با روش پیشنهادی در این مقاله طراحی کرد.



- And Wireless Compon. Lett., vol. 14, no. 14, pp. 280–282, Jun. 2004.
- [7] M. Gil, J. Bonache, J. Garcia, J. Martel and F. Martin, "Composite right/left-handed metamaterial transmission lines based on complementary split-rings resonators and their applications to very wideband and compact filter design," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 55, no. 6, pp. 1296–1303, Jun. 2007.
- [8] P. Mohammadi, A. Piroutiniya, R. Ebadzadeh and M. Mohammadiifar, "Multi-notched CPW-fed antenna by CSRRs and MLs," 16th Mediterranean Microwave Symposium (MMS), 2016.
- [9] P. Mohammadi, S. Demir, "Two layers substrate integrated waveguide power divider," General Assembly and Scientific Symposium, 2011 XXXth URSI, pp. 1-4.
- [10] P. Mohammadi, S. Demir, "Multi-layer substrate integrated waveguide E-plane power divider," Progress In Electromagnetics Research, vol. 30, pp. 159–172, 2012.
- [11] P. Mohammadi, S. Demir, "Loss reduction in substrate integrated waveguide structures," Progress In Electromagnetics Research, vol. 46, pp. 125–133, 2014.
- [12] A. Piroutiniya, P. Mohammadi, "The Substrate Integrated Waveguide T-junction Power Divider with Arbitrary Power Dividing Ratio," Applied Computational Electromagnetics Society Journal vol.31, no.4, 2016.
- [13] P. Mohammadi, Masoud Khoubroo Eslamloo, "Compact Size, Equal-Length and Unequal-Width Substrate Integrated Waveguide Phase Shifter," 18th International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT) pp. 373-376, 2016.
- [14] Y. Dong, T. Yang, and T. Itoh, "Substrate integrated waveguide loaded by complementary split-ring resonators and its applications to miniaturized waveguide filters," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 57, no. 9, pp. 2211–2222, Sep. 2009.
- [15] Y. Dong and T. Itoh, "Substrate integrated waveguide loaded by complementary split-ring resonators for miniaturized diplexer design," IEEE Microw. and Wireless Compon. Lett., vol. 21, no. 1, pp. 10–12, Jan. 2011.

سپاسگزاری

نویسندگان این مقاله از همکاری آزمایشگاه میکروویو و آنتن دانشگاه آزاد اسلامی واحد ارومیه به دلیل تست قطعه ساخته شده کمال تشکر را دارند.

مراجع

- [۱] رحیم انتظاری و علی جبار رشیدی، «استخراج تصویر از اهداف با حرکت غیریکنواخت در رادار دهانه ترکیبی معکوس»، مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز، جلد ۴۷، شماره ۲، تابستان ۱۳۹۶.
- [۲] ابراهیم باقری، محمد حسین کهایلی، محمد جباریان و علی اصغر بهشتی شیرازی «طراحی شکل موج ارسالی رادار به منظور بالا بردن دقت تخمین تاخیر و فرکانس داپلر هدف با معیار CRP»، مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز، جلد ۴۶، شماره ۳، پاییز ۱۳۹۵.
- [3] J. M. Rebolgar, J. R. Montejo-Garai and A. Ohoro, "Asymmetric H-plane T-junction for broadband diplexer applications," IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. Transmitting Waves of Progress to the Next Millennium. 2000 Digest. Held in conjunction with: USNC/URSI National Radio Science Meeting (C, Salt Lake City, UT, USA, vol.4, pp. 2032-2035, 2000.
- [4] C.-H. Chen, T.-Y. Huang, C.-P. Chou, and R.-B. Wu, "Microstrip diplexers design with common resonator sections for compact size, but high isolation," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 54, no. 5, pp. 1945–1952, May 2006.
- [5] Z. C. Hao, W. Hong, J. X. Chen, X. P. Chen, and K. Wu, "Planar diplexer for microwave integrated circuits," Proc. Inst. Elect. Eng., vol. 152, no. 6, pp. 455–459, Dec. 2005.
- [6] F. Falcone, T. Lopetegi, J. D. Baena, R. Marques, F. Martin, and M. Sorolla, "Effective negative-epsilon stopband microstrip lines based on complementary split ring resonators," IEEE Microw.