

طراحی و ساخت یک فیلتر میان‌گذر میکرواستریپ با خطوط کوپلاژ بارگذاری شده با پیچ‌های دوزنقه‌ای

صادق حیدری کاهکش^۱ اکرم شیخی^۲

۱- دانشجوی دکتری- دانشکده فنی و مهندسی- دانشگاه لرستان- خرم‌آباد- ایران
heydari.sa@fe.lu.ac.ir

۲- دانشیار- دانشکده فنی و مهندسی- دانشگاه لرستان- خرم‌آباد- ایران
sheikhi.a@lu.ac.ir

چکیده: در این مقاله، یک فیلتر میان‌گذر میکرواستریپ با عملکرد مناسب با استفاده از خطوط کوپلاژ سه‌تایی طراحی و ساخته شده است. خطوط کوپلاژ سه‌تایی با استاب‌های مدار باز و پیچ‌های دوزنقه‌ای شکل بارگذاری شده است. رزوناتور پیشنهادی بر اساس تجزیه و تحلیل مد زوج و فرد بررسی شده است. در این مقاله، تغییرات فرکانس مرکزی فیلتر با زیرلایه‌ها و ضخامت‌های متفاوت و همچنین تغییر ابعاد خطوط کوپلاژ سه‌تایی بررسی شده است. در نهایت فیلتر میان‌گذر پیشنهادی ساخته و اندازه‌گیری شده است. این فیلتر دارای فرکانس مرکزی ۲/۳۶ گیگاهرتز و پهنای باند نسبی ۶۰٪ است. علاوه بر این تلفات جایگذاری و برگشتی بهتر از ۰/۲۵ دسی‌بل و ۲۲ دسی‌بل بدست آمده است. همچنین، تاخیر گروهی در ناحیه عبور کمتر از ۱/۲ نانوثانیه می‌باشد. نتایج ساخت و شبیه‌سازی فیلتر پیشنهادی دارای تطبیق خوبی می‌باشند.

واژه‌های کلیدی: فیلتر میان‌گذر، خطوط کوپلاژ، پیچ دوزنقه‌ای، استاب مدار باز

نوع مقاله: پژوهشی

DOI: 10.61186/jiaeee.21.3.69

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۲/۰۱/۲۵

تاریخ پذیرش مشروط: ۱۴۰۲/۱۰/۲۵

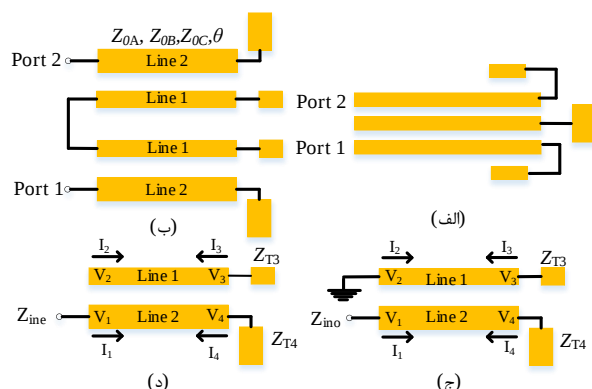
تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۲/۱۱/۱۰

نام نویسنده‌ی مسئول: دکتر اکرم شیخی

نشانی نویسنده‌ی مسئول: ایران - لرستان - دانشگاه لرستان - دانشکده‌ی فنی و مهندسی - گروه مهندسی برق الکترونیک

۱- مقدمه

دسی‌بل در فرکانس‌های ۰٫۹۷ و ۳/۷ گیگاهرتز قابل مشاهده هستند. فیلتر پیشنهادی در باند عبور دارای تلفات بازگشتی ۲۲ دسی‌بل و تلفات جایگذاری ۰/۲۵ دسی‌بل است. طول موج هدایت شده (λ_g) با ثابت الکترونیک ۳/۳۸ و فرکانس مرکزی ۲/۶۵ گیگاهرتز برابر با ۷۶ است.



شکل (۱): الف- ساختار، ب- مدار معادل، ج- مدار معادل مد فرد، د- مدار معادل مد زوج

۲- تجزیه و تحلیل

تئوری خطوط کوپلاژ سه‌تایی با امپدانس مشخصه‌های Z_a , Z_b , Z_c و طول الکترونیک θ در [۱۲] ارائه شده است. شکل (۱-الف) و (۱-ب) ساختار رزوناتور پیشنهادی با خطوط کوپلاژ سه‌تایی و مدار معادل آن را نشان می‌دهد. مدار معادل با فرض عدم تاثیرگذاری خطوط کوپلاژ مجاور بر یکدیگر به صورت خطوط کوپلاژ دوتایی که در مد زوج و فرد تحلیل می‌شود، در شکل (۱-ج) و (۱-د) نشان داده شده است. در این تحلیل، Z_{0e} و Z_{0o} به ترتیب امپدانس مشخصه در مد فرد و زوج هستند. امپدانس متصل به پورت‌ها به صورت Z_{T1} , Z_{T2} , Z_{T3} و Z_{T4} نام گذاری شده‌اند. در مد فرد، پورت ۲ اتصال کوتاه و پورت‌های ۳ و ۴ با استاب مدار باز بارگذاری شده‌اند. به صورت مشابه در مد زوج، پورت ۲ مدار باز و پورت‌های ۳ و ۴ با استاب مدار باز بارگذاری شده‌اند. ذکر این نکته لازم است که پورت ۱ به عنوان پورت ورودی در نظر گرفته شده است.

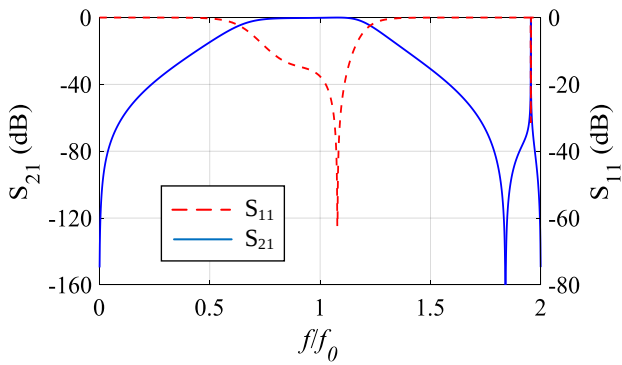
برای بررسی پاسخ فرکانسی، ساختار شکل (۱-ب) را در نظر می‌گیریم؛ پارامترهای امپدانس مربوط به ساختار کوپلاژ معمولی را می‌توان با معادله (۱) بیان کرد:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} & Z_{14} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} & Z_{24} \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} & Z_{34} \\ Z_{41} & Z_{42} & Z_{43} & Z_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{bmatrix} \quad (1)$$

که

امروزه فیلترهای پهن‌بند با رزوناتورهای مختلف به شدت مورد توجه قرار گرفته‌اند تا نیاز سیستم‌های ارتباطی بی‌سیم را برآورده سازند. رزوناتورهای چندحالتی توجه زیادی را به خود جلب کرده‌اند زیرا می‌توانند درک بهتری از طراحی فیلتر پهن‌بند را ارائه دهند. فیلترهای میان‌گذر یک جزء ضروری در هر سیستم مایکروویو هستند که به سیگنال‌های باند مورد نظر اجازه عبور می‌دهند در حالی که به سیگنال‌های باندهای دیگر که از سیستم‌های خارجی می‌آیند و می‌توانند عملکرد سیستم را کاهش دهند، اجازه عبور نمی‌دهند، همچنین سیگنال‌های تولید شده ناخواسته توسط عنصر فعال را عبور نمی‌دهد. فیلترها به عنوان یکی از عناصر پرکاربرد در سیستم‌های مخابراتی به روش‌های مختلفی پیاده‌سازی می‌شوند. در [۱]، یک فیلتر میان‌گذر با پاسخ فرکانسی بسیار تیز بر اساس خطوط کوپلاژ چندگانه ارائه شده است. این فیلتر بسیار فشرده و دارای تلفات جایگذاری کم است. روش تحلیل آن بر اساس امپدانس دیده‌شده از خطوط کوپلاژ در مد زوج و فرد است. در [۲]، یک فیلتر میان‌گذر ابررسانای دما بالا ارائه شده است. این فیلتر دارای پهنای باند بسیار گسترده و تلفات جایگذاری خوبی است. ابتدا یک فیلتر پایین‌گذر را بر حسب عناصر فشرده طراحی شده و در مرحله بعدی این فیلتر را به فیلتر میان‌گذر تبدیل شده است. دو فیلتر میان‌گذر با انتخاب‌پذیری بالا و ابعاد فشرده در [۳] ارائه شده است. این فیلترها دارای پاسخ فرکانسی تیز و تلفات جایگذاری کم هستند. در این فیلترها با استفاده از خطوط کوپلاژ مدار باز و اتصال کوتاه، دو صفر انتقال جهت بهبود انتخاب‌پذیری فیلترها ایجاد شده است. در [۴]، با استفاده از رزوناتورهای T شکل و خطوط کوپلاژ یک فیلتر میان‌گذر ارائه شده که باند عبور تیز و ناحیه توقف گسترده‌ای دارد. از معایب آن می‌توان به ابعاد بزرگ و ساختار پیچیده‌ی آن اشاره کرد. فیلترهای میان‌گذر شامل صفرهای انتقال در نزدیکی باند عبور و ناحیه توقف و همچنین انتخاب‌پذیری بالا در [۵] و [۶] ارائه شده است. در [۷]، سه فیلتر میان‌گذر با خطوط کوپلاژ و متشکل از دو بخش میان‌گذر و جذب‌کننده بازتاب با مرتبه بالا ارائه شده است. این فیلترها علاوه بر تلفات بازگشتی بالا دارای ابعاد بزرگی هم می‌باشند. در [۸]، یک فیلتر میان‌گذر متقارن متشکل از رزوناتورهای میان‌گذر و میان‌گذر با تلفات بازتابشی پایین و عناصر مقاومتی ۵۰ اهم طراحی شده است. این فیلتر دارای ابعاد بزرگ و تلفات جایگذاری بالا ولی تلفات بازگشتی نسبتاً مناسب و ساختار ساده ای است. در [۹] و [۱۰] دو فیلتر بسیار فشرده بر پایه گرافن و پلاسمونیک ارائه شده است. در [۱۱]، دو فیلتر میان‌گذر با ابعاد بزرگ با قابلیت جذب توان بازتابشی و باند توقف گسترده معرفی شده است. این فیلترها دو و سه سلولی هستند که توان بازتاب شده در باند توقف می‌تواند توسط اجزای مقاومتی جذب شوند.

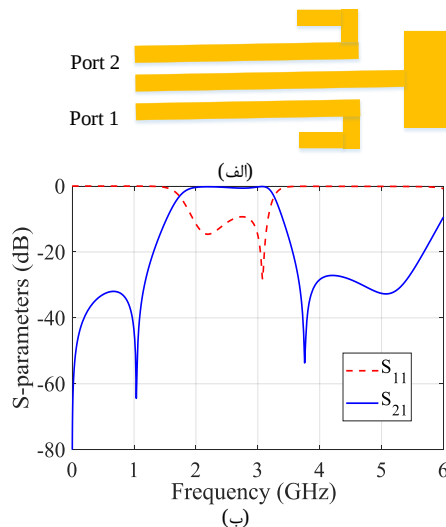
در این مقاله، یک فیلتر میکرواستریپ با باند عبور از فرکانس ۱/۶۶ تا ۳/۰۷ گیگاهرتز طراحی شده است. سه صفر انتقال با سطح تضعیف ۶۰



شکل (۲): پارامترهای پراکندگی رزوناتور پیشنهادی

۳- طراحی رزوناتور پیشنهادی

براساس تحلیل انجام شده، یک رزوناتور با ساختار نشان داده شده در شکل (۳-الف) طراحی شده است. در شکل (۳-ب) پاسخ این رزوناتور را مشاهده می‌کنید. به دلیل اینکه تاثیر خطوط کوپلاژ طرفین بر یکدیگر در نظر گرفته نشده است، بین نتایج تئوری و شبیه‌سازی اختلاف مشاهده می‌شود. با اضافه کردن تاثیر خطوط کناری، یک قطب در فرکانس پایین (در فرکانس ۹۰۰ مگاهرتز) پدیدار می‌شود و قطب در فرکانس بالا به سمت باند عبور حرکت می‌کند و باعث تیزتر شدن پاسخ فیلتر می‌شود.



شکل (۳): نمودار الف- ساختار، ب- پارامترهای پراکندگی رزوناتور پیشنهادی

برای بهبود پاسخ فرکانسی، مطابق شکل (۴-الف) به استاب متصل به خط وسط دو ساختار دوزنقه‌ای شکل اضافه شده است. با توجه به شکل (۴-ب)، تلفات بازگشتی و جایگذاری در باند عبور بهبود پیدا کرده است.

$$\begin{aligned} Z_1 = Z_{11} = Z_{22} = Z_{33} = Z_{44} &= -j(Z_{0e} + Z_{0o}) / (2 \tan \theta) \\ Z_2 = Z_{12} = Z_{21} = Z_{34} = Z_{43} &= -j(Z_{0e} - Z_{0o}) / (2 \tan \theta) \\ Z_3 = Z_{13} = Z_{31} = Z_{24} = Z_{42} &= -j(Z_{0e} - Z_{0o}) / (2 \sin \theta) \\ Z_4 = Z_{14} = Z_{41} = Z_{23} = Z_{32} &= -j(Z_{0e} + Z_{0o}) / (2 \sin \theta) \end{aligned} \quad (2)$$

بنابراین امپدانس ورودی (Z_{in}) خطوط کوپلاژ به صورت زیر بدست می‌آید:

$$V_1 = (V_1 / Z_{T1} + I_1) Z_{in} \quad (3-الف)$$

$$V_2 = -Z_{T2} I_2 \quad (3-ب)$$

$$V_3 = -Z_{T3} I_3 \quad (3-ج)$$

$$V_4 = -Z_{T4} I_4 \quad (3-د)$$

$$Z_{in} = \frac{G Z_{T1}}{G + Z_{T1}} \quad (4)$$

که

$$\frac{V_1}{I_1} = G = \frac{F(AD - C^2) + E(2BC - AE) - B^2 D}{(AD - C^2)(Z_5 + Z_{T2})} \quad (5)$$

$$A = Z_1^2 + Z_1 Z_{T2} + Z_1 Z_{T3} + Z_{T2} Z_{T3} - Z_4^2 \quad (6-الف)$$

$$B = Z_1 Z_3 + Z_3 Z_{T2} - Z_2 Z_4 \quad (6-ب)$$

$$C = Z_1 Z_2 + Z_2 Z_{T2} - Z_3 Z_4 \quad (6-ج)$$

$$D = Z_1^2 + Z_1 Z_{T2} + Z_1 Z_{T4} + Z_{T2} Z_{T4} - Z_3^2 \quad (6-د)$$

$$E = Z_1 Z_4 + Z_4 Z_{T2} - Z_2 Z_3 \quad (6-ه)$$

$$F = Z_1^2 + Z_1 Z_{T2} - Z_2^2 \quad (6-و)$$

در مد فرد، Z_{T1} مدار باز، Z_{T2} اتصال کوتاه، Z_{T3} استاب مدار باز و Z_{T4} استاب اتصال کوتاه هستند و شکل (۱-ج) نمایش مد فرد می‌باشد. طبق روابط (۴) تا (۶) مقدار Z_{ino} بدست می‌آید:

$$Z_{ino} = Z_{in} |_{Z_{T1}=\infty, Z_{T2}=0, Z_{T3}=-jZ_{s3} \cot \theta_3, Z_{T4}=-jZ_{s4} \cot \theta_4} \quad (7)$$

در حالت زوج، Z_{T1} مدار باز، Z_{T2} مدار باز، Z_{T3} استاب مدار باز و Z_{T4} استاب اتصال کوتاه هستند و شکل (۱-د) نمایش مد زوج می‌باشد. طبق فرمول‌های (۴) تا (۶) مقدار Z_{ine} بدست می‌آید:

$$Z_{ine} = Z_{in} |_{Z_{T1}=\infty, Z_{T2}=\infty, Z_{T3}=-jZ_{s3} \cot \theta_3, Z_{T4}=-jZ_{s4} \cot \theta_4} \quad (8)$$

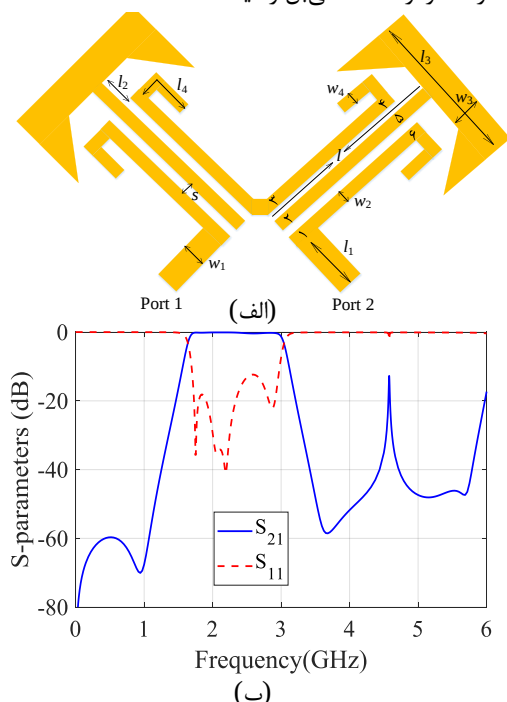
در این صورت پارامترهای پراکندگی انتقالی و بازگشتی به صورت زیر بدست می‌آیند [۱۳]:

$$S_{11} = S_{22} = \frac{Z_{ine} Z_{ino} - Z_0^2}{(Z_{ine} + Z_0)(Z_{ino} + Z_0)} \quad (9)$$

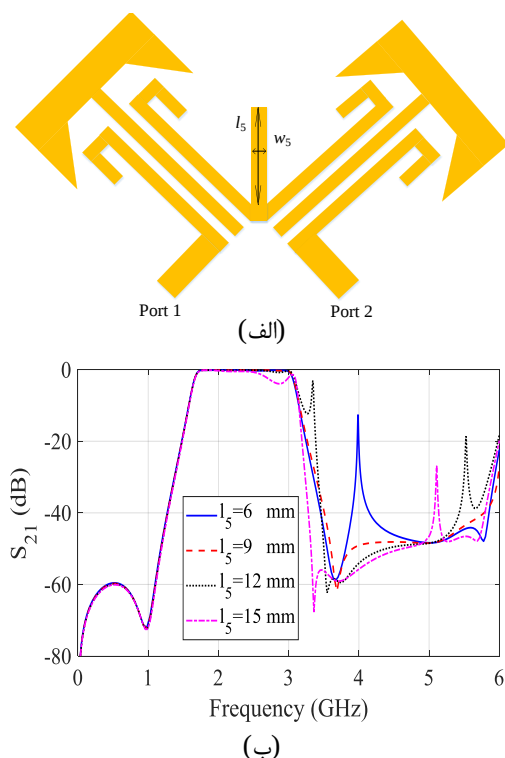
$$S_{12} = S_{21} = \frac{Z_{ine} Z_0 - Z_{ino} Z_0}{(Z_{ine} + Z_0)(Z_{ino} + Z_0)} \quad (10)$$

در شکل ۲، نمودار محاسبه شده پارامترهای پراکندگی را بر حسب فرمول‌های (۷) تا (۱۰) به ازای مقادیر $Z_{0e}=173$ ، $Z_{0o}=68$ ، $Z_{s3}=25$ ، $Z_{s4}=124$ ، $\theta_3=110$ و $\theta_4=13$ را مشاهده می‌کنید.

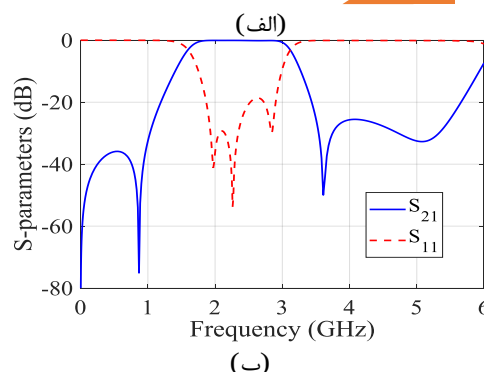
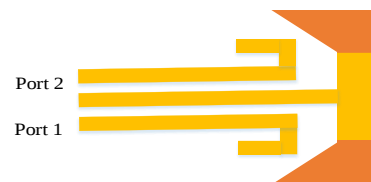
دسی‌بل آورده شده است. تلفات بازگشتی در باند عبور بهبود پیدا کرده و به مقدار کمتر از ۱۹- دسی‌بل رسیده است.



شکل (۵): الف- ساختار اولیه فیلتر پیشنهادی، ب- پاسخ فیلتر



شکل (۶): الف- ساختار نهایی فیلتر پیشنهادی، ب- تاثیرات طول استاب l_5 بر پاسخ فیلتر پیشنهادی



شکل (۷): نمودار الف- ساختار، ب- پارامترهای پراکندگی رزوناتور پیشنهادی

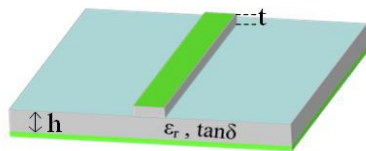
۴- نتایج شبیه‌سازی فیلتر پیشنهادی

در ادامه یک نمونه فیلتر میان‌گذر بر اساس رزوناتور طراحی و ساخته شده است. این فیلتر میان‌گذر بر روی یک زیرلایه راجرز ۴۰۰۳ با ضخامت ۰/۵۰۸ میلی‌متر و ثابت دی الکتریک ۳/۳۸ و تلفات ۰/۰۰۲۲ پیاده‌سازی شده است. در شکل (۵-الف) ساختار اولیه فیلتر پیشنهادی را مشاهده می‌کنیم. این ساختار از دو بخش قرینه متشکل از رزوناتورهای پیشنهادی تشکیل شده است.

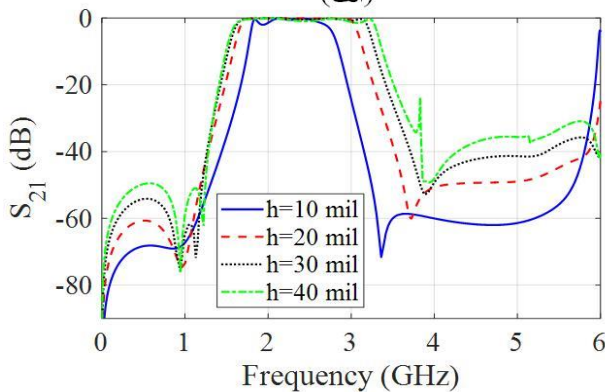
برای بهبود سطح تضعیف فیلتر در نزدیکی باند عبور از دو رزوناتور پیشنهادی به صورت نشان داده شده در شکل (۵-الف) استفاده شده و در شکل (۵-ب) پاسخ فرکانسی آن را مشاهده می‌نمایید. ابعاد هندسی این فیلتر $w_1=1.13$, $l_4=3$, $l_3=8$, $l_2=0.8$, $l_1=8.7$, $s=0.11$, $l=19.5$ و $w_4=0.15$, $w_3=3$, $w_2=0.15$ (ابعاد بر حسب میلی‌متر) است در مقایسه با نتایج نشان داده شده در شکل (۴-ب) این فیلتر دارای سطح تضعیف بسیار بالاتر در نزدیکی ناحیه عبور می‌باشد. علاوه بر این با توجه به نتایج نشان داده شده در شکل (۵-ب) مشاهده می‌شود که در فرکانس ۴/۵ گیگاهرتز یک هارمونیک ناخواسته وجود دارد. برای حذف این هارمونیک از یک استاب مدار باز با ابعاد l_5 و w_5 مطابق شکل (۶-الف) استفاده می‌کنیم. در شکل (۶-ب) تاثیر تغییرات طول این استاب مدار باز را بر روی نمودار S_{21} مشاهده می‌نمایید. واضح است که با افزایش طول این استاب این هارمونیک ناخواسته به سمت فرکانس‌های بالاتر شیفت پیدا کرده و به عبارت دیگر پهنای باند ناحیه توقف و همچنین سطح تضعیف آن افزایش پیدا می‌کند.

در شکل (۷) نمودار پارامترهای پراکندگی این فیلتر با فرض $l_5=9$ و $w_5=0.25$ (ابعاد بر حسب میلی‌متر) را مشاهده می‌کنید. مشاهده می‌شود که هارمونیک ناخواسته در فرکانس ۴/۵ گیگاهرتز حذف شده و در محدوده فرکانسی ۳/۷ تا ۵/۹ گیگاهرتز نمودار S_{21} به زیر ۴۰

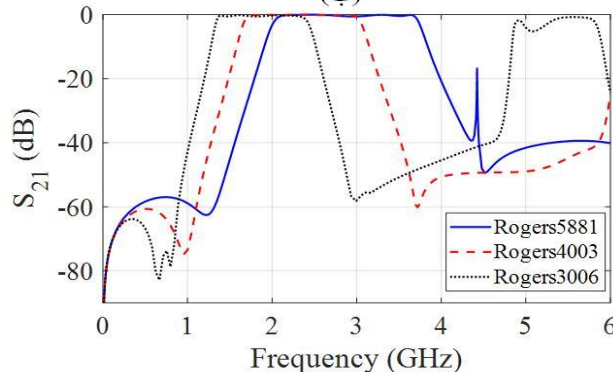
بیشتر شود، صفرهای انتقال به سمت فرکانس‌های پایین‌تر جابجا می‌شوند و فرکانس مرکزی هم تغییر می‌کند ولی پهنای باند نسبی ثابت می‌ماند. پس با تغییرات فاصله و طول خطوط کوپلاژ می‌توان فرکانس مرکزی و پهنای باند نسبی را کنترل کرد. ساختار میکرواستریپ با پارامترهای مربوطه در شکل (۹-الف) نشان داده شده است. در ادامه تغییر پارامترهای پراکندگی با استفاده از زیرلایه‌های مختلف نشان داده شده است. شکل (۹-ب) نمودار پاسخ فرکانسی بر حسب تغییرات ضخامت زیرلایه (h) را برای زیرلایه Rogers4003 نشان می‌دهد. همانطور که مشاهده می‌شود به ازای استفاده از زیرلایه با ضخامت بزرگتر پهنای باند نسبی افزایش می‌یابد. تغییرات تانژانت تلفات با در نظر گرفتن زیرلایه‌های مختلف با ضخامت ثابت ۲۰ میل در شکل (۹-ج) نمایش داده شده است. با انتخاب زیرلایه‌هایی با ثابت دی‌الکتریک بالاتر، فرکانس مرکزی به سمت فرکانس‌های کوچکتر جابجا می‌شود. علاوه بر این با انتخاب زیرلایه با ضخامت دلخواه هم می‌توان فرکانس مرکزی و پهنای باند نسبی را کنترل کرد.



(الف)

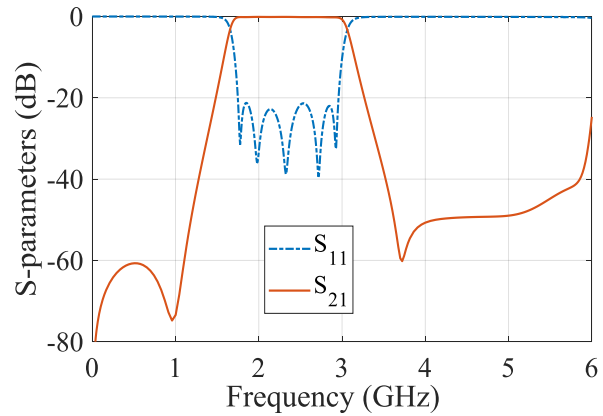


(ب)

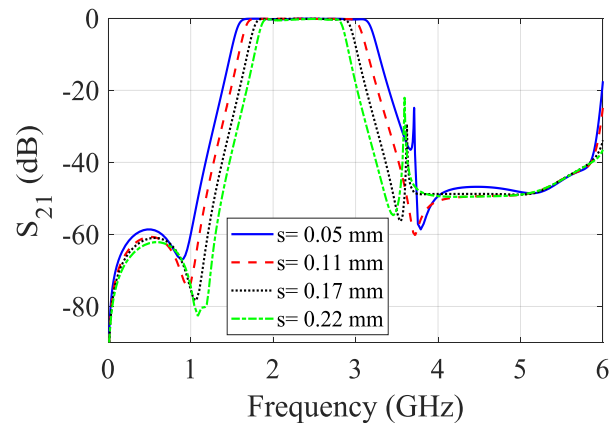


(ج)

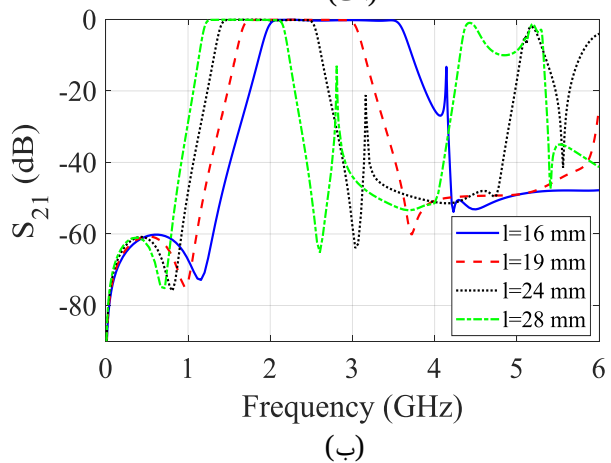
شکل (۹): الف- ساختار میکرواستریپ، نمودار S_{21} بر حسب ب- تغییرات ضخامت h در زیرلایه راجرز 4003، ج- زیرلایه‌های مختلف راجرز با ضخامت ثابت ۲۰mil



شکل (۷): پارامترهای پراکندگی فیلتر پیشنهادی



(الف)



(ب)

شکل (۸): نمودار تغییرات S_{21} -الف- با تغییرات s ، ب- با تغییرات l .

در شکل (۸-الف) تغییرات پارامتر پراکندگی (S_{21}) بر حسب فرکانس برای مقادیر مختلف فاصله خطوط کوپلاژ (s) نشان داده شده است. با توجه به نمودار مشاهده می‌شود که با کاهش s ، پهنای باند فیلتر افزایش می‌یابد ولی فرکانس مرکزی تغییر نمی‌کند و می‌تواند به عنوان یک تنظیم‌کننده پهنای باند نسبی در طراحی فیلتر میان‌گذر استفاده شود. همچنین تغییرات پارامتر پراکندگی S_{21} بر حسب طول خطوط کوپلاژ (l) در شکل (۸-ب) مشاهده می‌شود. صفرهای انتقال توسط طول خطوط کوپلاژ مشخص می‌شود و هر چه طول خطوط کوپلاژ

گیگاهرتز، فرکانس مرکزی ۲/۳۶ گیگاهرتز و پهنای باند نسبی ۶۰٪ است. تلفات بازگشتی ۲۲ دسی‌بل و تلفات جایگذاری ۰/۲ دسی‌بل است. این فیلتر دارای سه صفر انتقال با سطح تضعیف بیش از ۶۰ دسی‌بل است. اندازه فیلتر پیشنهادی $0.19 \lambda_g^2$ است. در شکل (۱۰) - (ج) نمودار تاخیر گروهی فیلتر پیشنهادی ارائه شده است که نشان دهنده تاخیر گروهی کمتر از ۱/۲ نانو ثانیه در سرتاسر باند عبور است. در جدول (۱) نتایج فیلتر پیشنهادی با چند نمونه از کارهای پیشین مقایسه شده است. نتایج نشان می‌دهد که فیلتر میان‌گذر پیشنهادی نسبت به سایر فیلترها، دارای پهنای باند نسبی مناسب و تلفات جایگذاری و بازگشتی کمتری است.

۶- نتیجه‌گیری

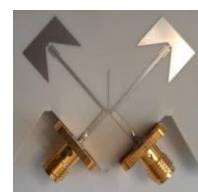
در این مقاله، یک فیلتر میان‌گذر میکرواستریپ بر اساس خطوط کوپلاژ سه‌تایی معرفی شده است. ابتدا یک رزوناتور با استفاده از تحلیل مد زوج و فرد مورد بررسی قرار گرفته و پس از ارزیابی نتایج تئوری، از این رزوناتور برای پیاده‌سازی فیلتر پیشنهادی استفاده شده است. با استفاده از دو رزوناتور به صورت سری، انتخاب‌پذیری مناسبی برای فیلتر بدست آمد ولی برای بهبود سطح تضعیف در ناحیه توقف از یک استاب مدار باز بین دو رزوناتور استفاده شد. این فیلتر در باند عبور خود به ترتیب دارای تلفات جایگذاری و برگشتی بهتر از ۰/۲۵ دسی‌بل و ۲۲ دسی‌بل می‌باشد. باند عبور این فیلتر از فرکانس ۱/۶۶ تا ۳/۰۷ گیگاهرتز است که پهنای باند نسبی ۶۰ درصد را نشان می‌دهد. همچنین تطبیق مناسبی بین نتایج شبیه‌سازی و اندازه‌گیری این فیلتر بدست آمده است.

مراجع

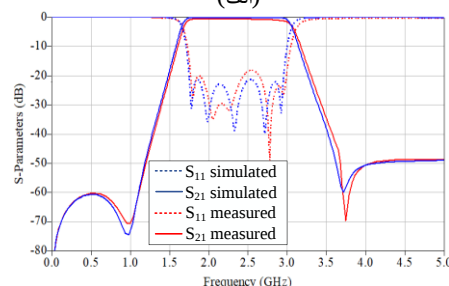
- [1] B. Afzali, H. Abbasi, F. Shama, and R. Dehdasht-Heydari, "A microstrip bandpass filter with deep rejection and low insertion loss for application at 2.4 GHz useful wireless frequency", AEU-International Journal of Electronics and Communications, vol. 138, 2021.
- [2] J. Dai et al., "HTS Wideband Bandpass Filter Based on Ladder Topology Circuit and Microstrip Transformation", IEEE Transactions on Applied Superconductivity, vol. 31, no. 4, pp. 1-7, June. 2021.
- [3] D.-S. La, X. Guan, M.-Y. Wang, and R. Q. Mi, "Compact wideband bandpass filter based on coupled line stub with high selectivity", AEU-International Journal of Electronics and Communications, Vol. 138, 153872, May. 2021.
- [4] K. D. Xu, S. Lu, and Y. Ren, "Coupled-line band-pass filter with T-shaped structure for high-frequency selectivity and stopband rejection", International Journal of RF and Microw. Computer-Aided Engineering, vol. 28, no. 9, Aug. 2020.
- [5] D. Li, K. -D. Xu, and A. Zhang, "Single-ended and balanced bandpass filters using multiple pairs of coupled lines and stepped-impedance stubs", IEEE Access, vol. 8, pp. 13541-13548, Jan. 2020.
- [6] A. Nooritabar, H. Shamsi, and S. Ahmadi. "Design and Fabrication of a Compact Microstrip Low-Pass Filter with Sharp Transition Band and High Suppression

جدول (۱): مقایسه عملکرد فیلتر پیشنهادی با فیلترهای طراحی

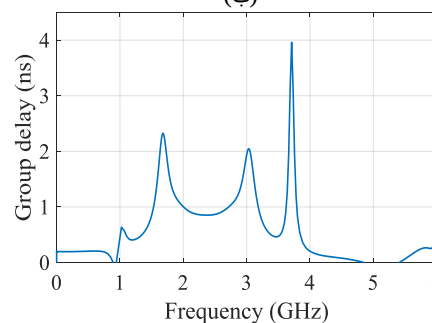
شده پیشین						
مراجع	فرکانس مرکزی (GHz)	پهنای باند نسبی (%)	تلفات جایگذاری (dB)	تلفات بازگشتی (dB)	تاخیر گروهی (ns)	ابعاد مدار (λ_g^2)
[۱]	۲/۴	۱۲/۱	۱/۲	۱۵	۰/۷	۰/۳۷
[۲]	۱/۷۵	۱۰/۸	۰/۲۹	۱۴	---	۰/۳۴
[۳]	۲/۹	۲۴	۰/۷	۱۲	---	۰/۰۴
[۴]	۲	۴۰	۰/۸	۲۰	---	۰/۱۹
[۵]	۲	۳۵	۱	۲۰	۲	۰/۱۷
[۷]	۲/۴۵	۲۳/۶	۰/۹	۱۳/۵	۰/۷	۰/۵۶
[۸]	۲/۴۵	۱۹	۲/۲	۱۸	۲	۰/۹
[۱۱]	۲	۲۷	۱	۲۲	---	۰/۴۹
فیلتر پیشنهادی	۲/۳۶	۶۰	۰/۲	۲۲	۱/۲	۰/۱۹



(الف)



(ب)



(ج)

شکل (۱۰): الف - برد ساخته شده، ب - نتایج اندازه‌گیری و شبیه‌سازی، ج - تاخیر گروهی شبیه‌سازی شده فیلتر پیشنهادی

۵- ساخت و نتایج اندازه‌گیری

شکل (۱۰-الف) و (۱۰-ب) شکل فیلتر ساخته‌شده و نتایج شبیه‌سازی و اندازه‌گیری فیلتر میان‌گذر پیشنهادی را نشان می‌دهد. همانطور که مشاهده می‌شود این فیلتر دارای باند عبور از فرکانس ۱/۶۶ تا ۳/۰۷

- Factor”, Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers, vol.14, no. 2, 57-64. 2017.
- [7] X. Wu and Y. Li, “High-order dual-port quasi-absorptive microstrip coupled-line bandpass filters”, IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. 68, no. 4, pp. 1462–1475, Apr. 2020.
- [8] R. Gomez-Garcia, J. M. Munoz-Ferreras, and D. Psychogiou, “Symmetrical quasi-absorptive RF bandpass filters”, IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. 67, no. 4, pp. 1472–1482, Apr. 2019.
- [9] G. Moradi, A. Ghahremani, and R. Sarraf. “Tunable Wideband Graphene Based Filters in Thz Band”, Research, Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers, vol. 16, no. 2, 31-36, 2019.
- [10] F. Emami, E. Rafiee, and R. Negahdari, “Design and Simulation of a Metal-Insulator-Metal Filter Based on Plasmonic Split Ring”, Research, Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers, vol. 18, no. 1, 65-69. 2021.
- [11] C. Luo et al., “Quasi-Reflectionless microstrip bandpass filters using the bandstop filter for out-of-band improvement”, IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs, vol. 67, no. 10, pp. 1849-1853, Oct. 2020.
- [12] S. Yamamoto, T. Azakami, and K. Itakura, “Coupled strip transmission line with three center conductors”, IEEE Trans. Microw. Theory Techn, vol. 14, pp. 446–461, Oct. 1966.
- [13] A. Sheikhi, A. Alipour, and A. Mir, “Design and fabrication of an ultra-wide stopband compact bandpass filter”, IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs, Vol. 67, No. 2, pp. 265–269, Mar. 2019.