

طراحی فیلتر مایکرواستریپ میان‌گذر دو بانده با ایزوله مناسب بین دو باند عبور

محبوبه خواجه‌وی^۱، نفیسه خواجه‌وی^۲، فرخ حجت کاشانی^{۳*}

۱ و ۲- دانشجوی کارشناسی ارشد، دانشگاه آزاد اسلامی، دزفول، ایران ۳- استاد، دانشگاه علم و صنعت ایران

(دریافت: ۹۴/۰۶/۱۸؛ پذیرش: ۹۵/۰۹/۰۳)

چکیده

در این مقاله طرح جدیدی از فیلتر مایکرواستریپ میان‌گذر دو بانده با ایزوله مناسب بین دو باند عبور ارائه شده است. در این طراحی از یک طرح پایه برای رسیدن به مشخصه‌های فرکانسی مطلوب در باند عبور استفاده شده است. در ادامه برای رسیدن به مقادیر بهینه پارامترهای فیلتر مانند پهنای باند، تلفات بازگشتی و عبوری از روش نقص در لایه زمین استفاده شده است. ابعاد فشرده، دو بانده بودن و ایزوله مناسب بین دو باند عبور از جمله خصوصیات این فیلتر محسوب می‌شود. تغییرات فیلتر قبل و بعد از اعمال روش نقص در لایه زمین در جدولی با هم مقایسه شده‌اند. نتایج شبیه‌سازی برای فیلتر پیشنهادی شامل بررسی عملکرد در باندهای فرکانسی ۳/۸ GHz و ۴/۸۴ GHz است. فیلتر مورد نظر در این باندهای فرکانسی به ترتیب دارای تلفات بازگشتی ۲۵ dB- و ۲۰ dB-، تلفات عبوری ۰/۵ dB- و ۰/۹ dB- و پهنای باند عبوری ۸۷ MHz برای هر دو باند است. مشخصه‌های فیلتر ساخته شده مطابقت خوبی با نتایج شبیه‌سازی دارد.

واژگان کلیدی

فیلتر میان‌گذر دو بانده، پهنای باند، تلفات بازگشتی، تلفات عبوری، نقص در لایه زمین.

۱. مقدمه

فیلترهای مایکروویوی یکی از مهمترین عناصر غیر فعال در شبکه‌های مایکروویوی می‌باشند. یک فیلتر ساختاری است که فرکانس معینی را عبور داده و فرکانس‌های دیگر را جذب و یا تضعیف می‌کند. از ابتدای پیدایش این تعریف ساده در مهندسی، خلاقیت، علم و دانش به کار گرفته شده است تا فیلترهایی با عملکرد بهتر، ابعاد و اندازه کوچکتر، وزن و هزینه کمتر طراحی و برای کاربردهای مختلف به کار گرفته شود. فیلترهای مایکرواستریپی نقش مهمی در طراحی مدارهای مخابراتی داشته و تاکنون تلاش‌های زیادی برای طراحی فیلترهایی که بتوانند جوابگوی نیازهای روزافزون صنایع الکترونیک و مخابرات بویژه در فرکانس‌های مایکروویوی باشند، انجام شده است. این فیلترها یکی از مهمترین ابزارها در مدارات مایکروویوی هستند. بسیاری از کاربردها مانند میکسرها و اسیلاتورها برای حذف سیگنال‌های ناخواسته نیاز به فیلتر پایین‌گذر دارند. فیلترهای مایکروویوی عناصری هستند که گزینش فرکانسی را در مخابرات ماهواره‌ای، مخابرات سیار، رادار، سیستم‌های جنگ الکترونیک در فرکانس‌های مایکروویوی فراهم می‌کنند. تاکنون روش‌های متنوعی برای طراحی فیلترهای دو فرکانسی ارائه شده است. در [۱] با

اتصال موازی دو فیلتر میان‌گذر، فیلتر دو فرکانسی طراحی و ساخته شده است. تسای^۱ فیلتر دو بانده را با ترکیب کردن یک فیلتر میان‌گذر و یک فیلتر میان‌گذر باند وسیع محقق کرده است [۲]. اما این دو ساختار به علت ترکیب دو ساختار فیلتری مختلف در طراحی فیلتر دو فرکانسی ابعاد نسبتاً بزرگی دارند. گوان^۲ فیلترهای دو فرکانسی را با استفاده از خطوط انتقال و استاب‌های انتهایی باز طراحی کرده‌اند [۳]. اما در این فیلترها، مشخصه باند حذف فیلتر ضعیف است. چن^۳ با استفاده از رزوناتورهای مربعی سرپینسکی مرتبه دو سه فیلتر دو فرکانسی WLAN^۴ را طراحی کرده است [۴]. رزوناتور سرپینسکی^۵ مرتبه سه برای فرکانس ۲/۴ GHz و رزوناتور سرپینسکی مرتبه دو برای فرکانس ۵/۲ GHz طراحی شده‌اند. مزیت این ساختار کاهش ابعاد فیلتر به دلیل استفاده از رزوناتورهای فراکتالی است اما عیب این روش پیچیدگی ساختار رزوناتور و انجام بهینه‌سازی برای رزونانس در فرکانس‌های مورد نظر است.

مزیت این فیلتر کوچک بودن ساختار آن و تلفات عبوری کم است. اما میزان گزینش فرکانسی و حذف فیلتر در باند قطع

1 Tsai

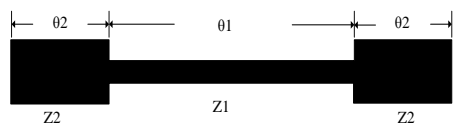
2 Guan

3 Chen

4 Wireless Local Area Network

5 Sierpinski

Z_2 با طول الکتریکی θ_2 تشکیل شده است [۱۱].



شکل ۱. ساختار رزوناتور امپدانس پله‌ای نیم موج $\lambda/2$ [۱۱].

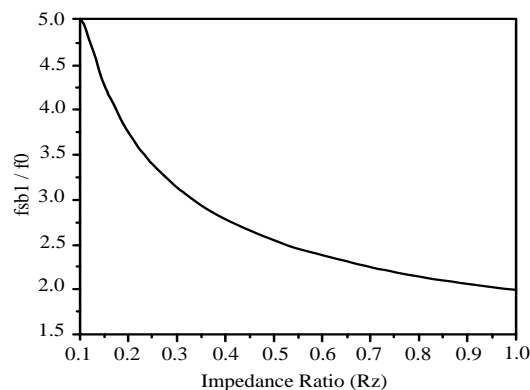
وضعیت رزونانس رزوناتور از طریق رابطه (۱) با توجه به نسبت Z_2 به Z_1 به دست می‌آید [۱۱].

$$R_Z = Z_2 / Z_1 = \tan\theta_1 \cdot \tan\theta_2 \quad (1)$$

R_Z نسبت امپدانس رزوناتور امپدانس پله‌ای است. فرکانس اصلی (f_0) و اولین فرکانس ناخواسته (f_{sb1}) برای رزوناتور از طریق رابطه (۲) به دست می‌آید [۱۱].

$$\frac{f_{sb1}}{f_0} = \frac{\pi}{2 \tan^{-1} \sqrt{R_Z}} \quad (2)$$

شکل ۲، نسبت امپدانس رزوناتور امپدانس پله‌ای را در برابر نرمالیزه شدن اولین فرکانس ناخواسته نشان می‌دهد. با انتخاب مناسب نسبت امپدانس، مد حذف اول به سمت محدوده فرکانسی بالاتر تغییر پیدا کرده است که این موضوع باعث وسعت باند قطع می‌شود.



شکل ۲. رابطه بین نسبت امپدانس با نرمالیزه شدن فرکانس ناخواسته اول رزوناتور امپدانس پله‌ای [۱۱].

در این مقاله ابتدا با طراحی ساختار پایه که شامل رزوناتور حلقوی است، پاسخ فرکانسی با دو بانده عبور محقق شده است. ساختار پایه در شکل (۳-الف) نشان داده است. این ساختار شامل دو پورت ورودی و خروجی Ω ۵۰ به عنوان خطوط انتقال و یک رزوناتور حلقوی که از طریق دو رزوناتور امپدانس پله‌ای دیگر به پورت‌ها متصل شده‌اند، می‌باشد.

دنیای الکترونیک امروز به سمت دنیای ابزارها و المان‌های فشرده و کوچک رو به پیشرفت است. علاوه بر این، هر چه که ساختار طراحی شده از ابعاد کوچکتر و سادگی بیشتری برخوردار باشد، زمان لازم برای رسیدن به نتیجه نهایی کوتاه‌تر خواهد بود.

ضعیف است. در [۶] برای طراحی فیلترهای دو فرکانسی WLAN از ساختار انباشته شده عمودی استفاده شده است. در این ساختار رزوناتورهای امپدانس پله‌ای به صورت پشت‌کنار هم قرار گرفته‌اند و این عمل باعث می‌شود که ابعاد فیلتر به طور قابل توجهی کاهش پیدا کند. عیب این فیلتر در داشتن باند قطع بالایی کم و تلفات عبوری بیشتر از ۲ dB در دو باند عبور است. در [۷] فیلتر دو فرکانسی میان‌گذر با استفاده از رزوناتورهای مارپیچی جایگذاری شده (ESR^۱) ارائه شده است. هر ESR شامل دو مجموعه از خطوط مارپیچی جایگذاری شده در یک حلقه میکرواستریبی مستطیلی انتهای باز (MROP) است. با استفاده از کوپلاژهای مضاعف و استفاده از روش DGS مشخصه‌های فیلتر میان‌گذر دو بانده در [۸] بهینه شده‌اند. برای طراحی فیلتر میان‌گذر چند بانده در [۹] از رزوناتورهای ESIRs و استاب‌های بارگذاری شده SIRs استفاده شده است. در [۱۰] مدل مداری فیلتر میان‌گذر دو بانده ارائه شده است.

در این مقاله یک فیلتر میان‌گذر دو بانده با ایزوله مناسب بین دو باند عبور، با استفاده از رزوناتور امپدانس پله‌ای و رزوناتور حلقوی و اضافه شدن کاپلر قرار داده شده در وسط ساختار رزوناتور پایه، ارائه شده است. به منظور بهبود مشخصه فرکانس‌های مرکزی دو باند عبور از روش نقص در لایه زمین استفاده شده است.

۲. طراحی فیلتر

طراحی فیلتر در دو مرحله انجام شده است که شامل:

۱-۲. طراحی ساختار پایه

۲-۲. اضافه کردن کاپلر به ساختار پایه به منظور تنظیم

باند‌های فرکانسی

۳-۲. استفاده از روش DGS و بهبود مشخصه‌های پاسخ

فرکانسی فیلتر پایه

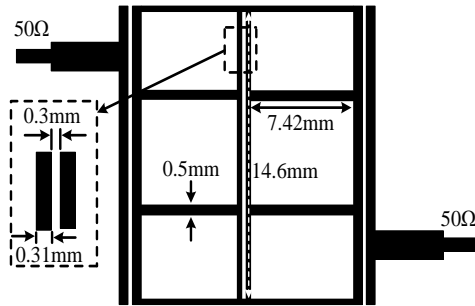
۱-۲. طراحی ساختار پایه

برای طراحی ساختار پایه از رزوناتورهای امپدانس پله‌ای استفاده شده است. رزوناتورهای امپدانس پله‌ای به دلیل ساختار ساده و روابط تحلیلی آسان بیش از سایر رزوناتورهای دیگر مورد استفاده قرار می‌گیرند.

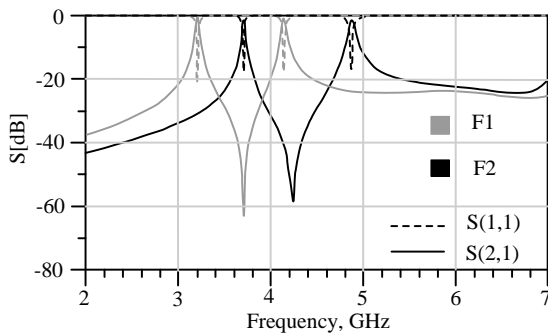
شکل ۱ ساختار پایه رزوناتور امپدانس پله‌ای انتها باز نیم موج $\lambda/2$ را نشان می‌دهد. رزوناتور پیشنهادی از یک مقطع امپدانس بالای Z_1 با طول الکتریکی θ_1 همراه با دو مقطع امپدانس پایین

¹ Embedded Spiral Resonators (ESR)

پاسخ فرکانسی فیلتر پایه را نشان می‌دهد. همان‌طور که از پاسخ فرکانسی فیلتر پایه مشخص است، این ساختار دارای دو باند عبور با فرکانس‌های مرکزی $3/7$ GHz و $4/87$ GHz است. البته پارامترهای دیگر مثل پهنای باند و تلفات عبوری کاهش یافته‌اند. برای بهبود این پارامترها از روش نقص در لایه زمین استفاده کرده‌ایم.



شکل ۴. ساختار فیلتر پایه

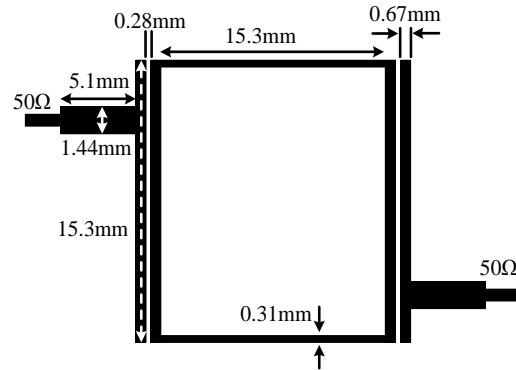


شکل ۵. مقایسه پاسخ فرکانسی ساختار پایه و فیلتر پایه.

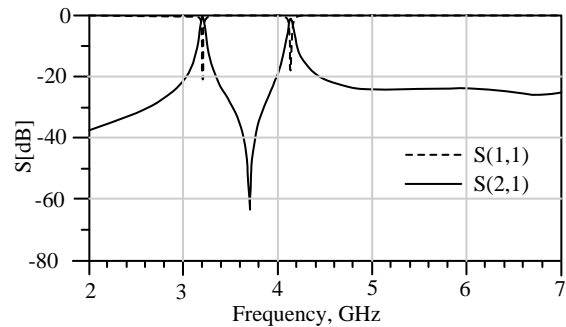
باند‌های عبور به ترتیب دارای تلفات عبوری $-1/4$ dB و $-1/6$ dB و تلفات بازگشتی برابر با $-17/5$ dB و -15 dB می‌باشند. نسبت به حالت قبل اندازه تلفات بازگشتی در هر دو باند عبور کاهش یافته است.

به منظور شناخت دقیق‌تر ساختار شکل ۴، مدل LC این ساختار در شکل (۶-الف) ارائه شده است. در این مدل استاب‌های متصل شده به پورت‌ها با سلف L_a و استاب‌های انتها باز متصل شده به آن‌ها با استفاده از خازن‌های C_s که به زمین متصل شده، مدل شده‌اند. خازن C_{gs} بیانگر فاصله بین استاب‌های انتها باز و رزوناتور حلقه بسته مرکزی ساختار فیلتر پایه ارائه شده است. درون رزوناتور حلقه‌ای مرکزی این ساختار، با استفاده از کاپلرهایی که با سلف‌های L_k و خازن‌های C_g که نشان دهنده فاصله بین آنهاست، مدل شده‌اند. کاپلرهای میانی رزوناتور حلقه‌ای مرکزی با استفاده از رزوناتورهایی با ابعاد $7/42$ mm و $0/5$ mm (برای مدل کردن این رزوناتورها از سلف‌های L_r استفاده شده است) به ساختار بیرونی این رزوناتور متصل شده‌اند. با اتصال این رزوناتورها (رزوناتورهایی با ابعاد $7/42$ mm و $0/5$ mm) به

به‌طور کلی استفاده از روش مایکرواستریپ به دلیل این‌که باعث فشرده‌سازی ابعاد و در نتیجه کاهش هزینه‌ها می‌شود و همچنین به دلیل این‌که سلف و خازن در فرکانس‌های بالا کارایی خود را از دست می‌دهند، بسیار مورد توجه است.



(الف)



(ب)

شکل ۳. (الف) ساختار پایه. (ب) پاسخ فرکانسی ساختار پایه.

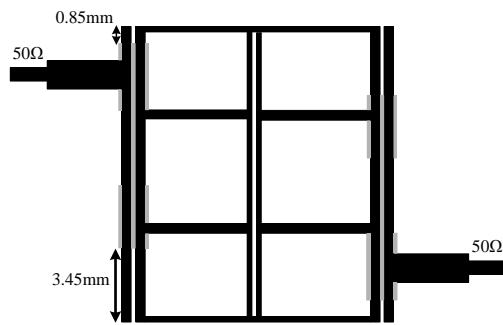
پاسخ فرکانسی ساختار پایه (شکل ۳ (ب)) دارای دو باند عبور با فرکانس‌های مرکزی $3/2$ GHz و $4/14$ GHz است. همچنین باند‌های عبور به ترتیب دارای تلفات عبوری $-0/7$ dB و $-1/08$ dB و تلفات بازگشتی برابر با $-20/6$ dB و $-17/6$ dB می‌باشند. هر دو باند عبور به ترتیب دارای پهنای باند 31 MHz و 34 MHz هستند.

۲-۲. اضافه کردن کاپلر به ساختار پایه به منظور

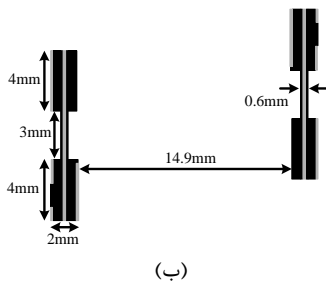
تنظیم باند‌های فرکانسی

جهت تنظیم فرکانس‌های مرکزی باند‌های عبور، ساختار کاپلر (شکل ۴) به ساختار پایه اضافه شده‌اند. با اضافه شدن این ساختار، فیلتر پایه طراحی شده است. محل قرار گرفتن کاپلر درون رزوناتور حلقوی است. رزوناتور حلقه بسته باعث می‌شود تا مسیر جریان طولانی‌تر شود.

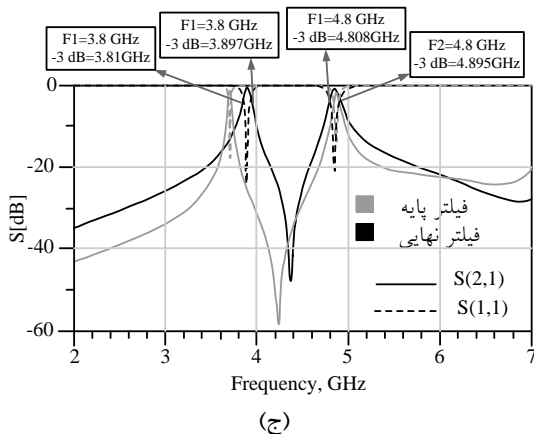
شکل ۵ مقایسه پاسخ فرکانسی ساختار پایه و فیلتر پایه را نشان می‌دهد. F1 پاسخ فرکانسی ساختار پایه و F2 مربوط به



(الف)



(ب)



(ج)

شکل ۷. ساختار نهایی فیلتر (الف) نمای بالا (ب) نمای پایین. (ج) پاسخ فرکانسی فیلتر پایه (قبل از DGS) و فیلتر نهایی (بعد از DGS). جدول ۱. مقایسه مشخصه‌های فیلتر قبل و بعد از اعمال روش DGS.

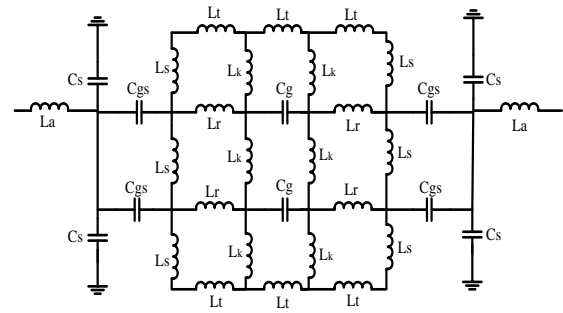
مشخصه فیلتر	پهنای باند (MHz)		تلفات بازگشتی (dB)		تلفات عبوری (dB)		ایزوله بین دوباند (dB)
	f_1	f_2	f_1	f_2	f_1	f_2	
فیلتر پایه (قبل از DGS)	۲۰	۴۰	-۱۷/۵	۱۵	-۱/۴	-۱/۶	-۵۸
فیلتر نهایی (بعد از DGS)	۸۷	۸۷	-۲۵	۲۰	-۰/۵	-۰/۹	-۴۷

فرکانس‌های مرکزی در هر دو باند عبور در فیلتر عبارتند از ۳/۸ GHz و ۴/۸۴ GHz. با توجه به نتایج نشان داده شده در جدول ۱، بعد از DGS، مقدار پهنای باند در فرکانس‌های مرکزی

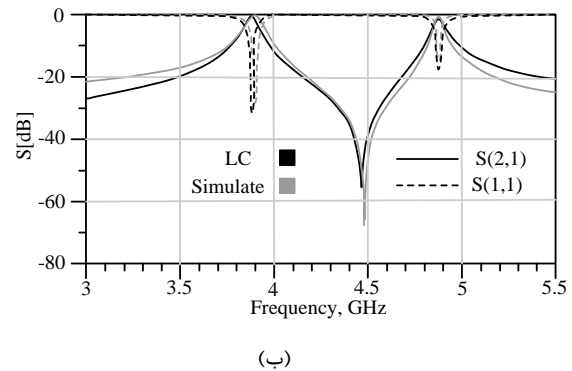
رزوناتور حلقه‌ای مرکزی، این رزوناتور به قسمت‌هایی تقسیم‌بندی شده است که برای مدل کردن آنها از سلف‌های L_t و L_s استفاده شده است. مقادیر سلف و خازن‌ها عبارتند از:

$$L_a = ۲/۵ \text{ nH}, C_s = ۱/۱۶ \text{ pF}, C_{gs} = ۰/۲۶ \text{ pF}, L_k = ۹ \text{ nH}, C_g = ۰/۰۹ \text{ pF}, L_r = ۳۱ \text{ nH}, L_t = ۰/۲ \text{ nH}, L_s = ۸ \text{ nH}.$$

شکل (۶-ب) نشان دهنده مقایسه پاسخ فرکانسی فیلتر پایه و مدل LC آن است.



(الف)



(ب)

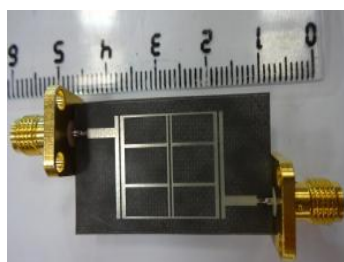
شکل ۶. (الف) مدل LC فیلتر پایه. (ب) مقایسه پاسخ فرکانسی فیلتر پایه و مدل LC آن.

۲-۳. استفاده از روش DGS و بهبود مشخصه‌های

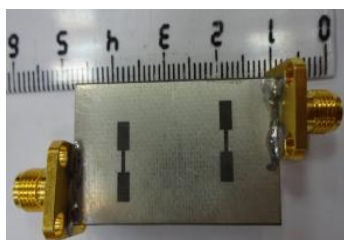
پاسخ فرکانسی فیلتر پایه

از جمله پارامترهای مهمی که در ارزیابی یک فیلتر نقش موثری را ایفا می‌کنند، اندازه تلفات کمتر و پهنای باند مناسب و وسیع است. یکی از متداول‌ترین و ساده‌ترین روش‌های بهبود مشخصه‌های ذکر شده، استفاده از روش نقص در لایه زمین (DGS) است [۸ و ۱۲]. با پیاده‌سازی این روش در ساختار فیلتر پایه، به‌صورت برش‌های دامبلی شکل در لایه زمین، ساختار نهایی فیلتر به‌دست آمده است. ساختار نهایی فیلتر در شکل (۷-الف) نمای بالا، (ب) نمای پایین، نشان داده شده است. مقایسه پاسخ فرکانسی فیلتر پایه (قبل از DGS) و فیلتر نهایی (بعد از DGS) در شکل (۷-ج)، نشان داده شده است. در جدول ۱ مقایسه بین نتایج این دو پاسخ فرکانسی بیان شده است.

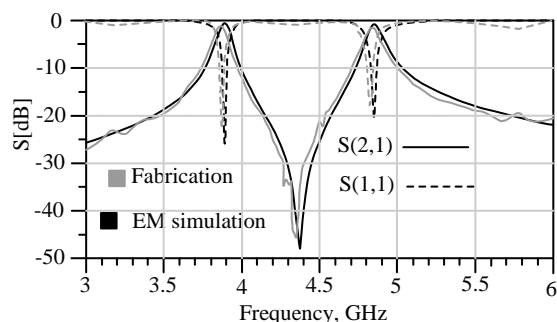
۲/۲ است. در شکل (۹-الف)، نمای بالا و (ب)، نمای پایین فیلتر ساخته شده و در شکل (۹-ج)، نتیجه اندازه‌گیری پاسخ فرکانسی فیلتر و شبیه‌سازی نرم‌افزار نشان داده شده است. مقایسه مقادیر نتایج اندازه‌گیری و نتایج شبیه‌سازی، در جدول ۳ بیان شده‌اند. با توجه به این نتایج تطبیق مناسبی بین این نتایج وجود دارد.



(الف)



(ب)



(ج)

شکل ۹. فیلتر ساخته‌شده و نتیجه اندازه‌گیری پاسخ فرکانسی (الف) نمای بالا. (ب) نمای پایین. (ج) مقایسه نتایج ساخت و شبیه‌سازی فیلتر نهایی.

جدول ۳. مقایسه مقادیر نتایج اندازه‌گیری ساخت و شبیه‌سازی فیلتر.

مرجع	فرکانس باند عبور (GHz)	تلفات بازگشتی (dB)	تلفات عبوری (dB)
شبیه‌سازی	۳/۸ / ۴/۸	-۲۵/-۲۰	-۰/۵ / -۰/۹
ساخت	۳/۷۸ / ۴/۸	-۲۲/-۱۸	-۰/۶/-۱

۴. نتیجه‌گیری

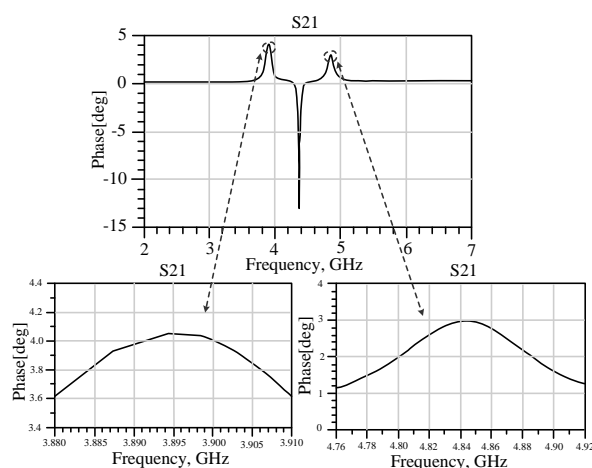
در این مقاله طرح جدیدی از فیلتر مایکرواستریپ میان‌گذر دو بانده با ایزوله مناسب بین دو باند عبور ارائه شده است. با

هر دو باند عبور به ترتیب ۶۷ MHz و ۴۷ MHz افزایش یافته‌اند. همچنین میزان تلفات بازگشتی و تلفات عبور نیز بهبود پیدا کرده‌اند. میزان پهنای باند نسبت به حالت اول بهبود یافته، اما از آنجایی که هدف طراحی فیلتری است که از تمام جهات بهینه باشد، با بهینه شدن میزان تلفات بازگشتی و عبوری به هدف مورد نظر رسیده‌ایم، البته این میزان پهنای باند برای یک فیلتر مایکرواستریپ میان‌گذر دو بانده باند باریک، میزان بهینه‌ای می‌باشد. از جمله مزیت‌های طرح ارائه شده، سادگی ساختار فیزیکی و در نتیجه قابلیت بهینه‌سازی و اعمال روش‌های دیگر می‌باشد. از جمله ویژگی‌هایی که در فیلتر طراحی شده وجود دارد، ایزوله مناسب بین دو باند عبور است که نسبت به فیلترهای مشابه یک برتری است. مقایسه عملکرد فیلتر نهایی طراحی شده در این مقاله با منابع در جدول ۲ نشان داده شده است.

جدول ۲. مقایسه عملکرد فیلتر نهایی طراحی شده در این مقاله با منابع

مرجع	فرکانس باند عبور (GHz)	تلفات بازگشتی (dB)	تلفات عبوری (dB)
[۸]	۲/۳۵/۳/۶۱	-۱۷/۵۶/-۱۴/۰۸	-۰/۹۳/-۱/۱۳
[۹]	۲/۴۵/ ۳/۵/۵/۲	-۱۶/۳ /-۱۷/۹ /-۱۲/۹	-۱/۲ / -۱/۵ /-۱/۶
[۱۰]	۳/۵/۵/۲	بیشتر از -۱۹	-۰/۶۵/-۱/۰۱
فیلتر ارائه شده	۳/۸/ ۴/۸۴	-۲۵/-۲۰	-۰/۵/-۰/۹

در شکل ۸ تأخیر گروه فیلتر نهایی شبیه‌سازی شده در دوباند عبور نشان داده شده است.



شکل ۸. تأخیر گروه فیلتر

۳. ساخت فیلتر

تمام شبیه‌سازی‌ها با استفاده از نرم‌افزار ADS قسمت Momentum انجام شده است. زیر لایه مورد استفاده ۵۸۸۰ با ضخامت ۱۵ Mil، تلفات تانژانت ۰/۰۰۰۹ و ثابت دی‌الکتریک

- [12] S. Amiri and M. Khajavi, "Improvement the Design of Microwave Dual-Band BPF by DGS Technique," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 58, no. 9, September 2016.

به کارگیری ساختار رزوناتور حلقوی، پاسخ فرکانسی با دو باند عبور به دست آمده است. جهت تنظیم فرکانس های مرکزی باندهای عبور از رزوناتورهای امپدانس پله ای کوپل شده درون رزوناتور حلقوی استفاده شده است. مدل LC ساختار پایه بعد از اضافه شدن کاپلر، مورد بررسی قرار گرفته است. با ایجاد برش هایی به صورت دامبلی شکل در لایه زمین (روش DGS) مشخصه های پاسخ فرکانسی فیلتر از جمله تلفات عبوری، تلفات بازگشتی و پهنای باند بهبود یافته اند.

۵. مراجع

- [1] H. Miyake, S. Kitazawa, T. Ishizaki, T. Yamada, and Y. Nagatomi, "A Miniaturized Monolithic Dual Band Filter Using Ceramic Laminatin Technique for Dual Mode Portable Telephon," *Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International*, vol. 2, pp. 789-792, Jun. 1997.
- [2] L. C. Tsai and C. W. Hsue, "Dual-Band Bandpass Filters Using Equal-Length Coupled-Serial-Shunted Line and Z-Transform Technique," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 52, no. 4, pp. 1111-1117, April 2004.
- [3] X. Guan, Z. Ma, P. Cai, Y. Kobayashi, T. Anada, and G. Hagiwara, "Synthesis of Dual-Band Bandpass Filters Using Successive Frequency Transformation and Circuit Conversions," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 16, no. 3, pp. 110-112, March 2006.
- [4] W. U. Chen, S. J. Chang, M. H. Weng, and R. Y. Yang, "A Novel Dual-Band BPF Using Sierpinski-based Resonator for WLAN," *Microwave Conference, EUMC 2009 European*, pp. 1393-1396, Oct. 2009.
- [5] M. H. Weng, H. W. Wu, and Y. K. Su, "Compact and Low Loss Dual-Band Bandpass Filters Using Pseudo-Interdigital Stepped Impedance Resonator for WLANs," *Microwave Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 17, no. 3, pp. 187-189, March 2007.
- [6] J. T. Kuo, T. H. Yeh, and C. C. Yeh, "Design of Microstrip Bandpass Filters With a Dual-Passband Response," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 4, pp. 1331-1337, April 2005.
- [7] X. Luo, H. Qian, J. G. Ma, and K. S. Yeo, "Compact Dual-Band Bandpass Filters Using Novel Embedded Spiral Resonator (ESR)," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 20, no. 8, pp. 435-437, Aug. 2010.
- [8] N. Khajavi, S. V. A.-D Makki, and S. Majidifar, "Design of High Performance Microstrip Dual-Band Bandpass Filter," *Radioengineering*, vol. 24, pp. 32-37, 2015.
- [9] K. Xu, Y. Zhang, D. Li, Y. Fan, J. Le-Wei Li, W. T. Joines, and Q. Huo Liu, "Novel design of a compact triple-band bandpass filter using short stub-loaded SIRS and embedded SIRS structure," *Progress in Electromagnetics Research*, vol. 142, no.1, pp. 309-320, 2013.
- [10] G. Chaudhary, Y. Jeong, K. Kim, and D. Ahn, "Design of Dual-Band Bandpass Filters with Controllable Bandwidths Using New Mapping Function," *Progress in Electromagnetics Research*, vol. 124, pp. 17-34, 2012.
- [11] P. Sarkar, R. Ghatak, and D. R. Poddar, "A Dual-Band Bandpass Filter Using SIR Suitable for WiMAX Band," *International Conference on Information and Electronics Engineering IPCSIT*, vol. 6, Singapore IACSIT Press, 2011.

Designing a Microstrip Dual-Band Bandpass Filter (BPF) with Suitable Isolation Between Two Passbands

M. Khajavi, N. Khajavi, F. Hojat Kashani*

Iran University of Science and Technology

(Received: 09/09/2015, Accepted: 23/11/2016)

Abstract

This paper presents a new design for a microstrip dual-band band-pass Microstrip filter (BPF) with suitable isolation between two passbands. In this design, a basic structure is used to achieve a desirable frequency characteristic in the passband. In this regard, Defected Ground Structure (DGS) is implemented to reach optimum parameters of the filter such as bandwidth, return loss, insertion loss. The special features of the filter are the compact size, dual-band design and suitable isolation between two passbands. Variation of the filter characteristics is compared in a table before and after applying DGS. Simulation results are at frequency of 4.84GHz and 3.8GHz. Return loss of -20dB and -25dB and insertion loss of -0.5dB and -0.9dB are the results of the mentioned frequency, respectively. Also the bandwidth of 87 MHz is achieved for both simulation frequencies. Simulation results are well-matched to the characteristics of the fabricated filter.

Keywords: Dual-Band Bandpass Filter, Bandwidth, Return Loss, Insertion Loss, Defected Ground Structure (DGS).

* Corresponding author E-mail: kashani@iust.ac.ir