

طراحی و ساخت فیلتر مینیاتوری باند وسیع مایکروویو با استفاده از حلقه ریزنواری مستطیلی بار گذاری شده با استاب‌های مدار باز

مصطفی دانائیان*

استادیار گروه مهندسی برق، دانشگاه ولی عصر رفسنجان^(ص) رفسنجان، ایران

(دریافت: ۱۳۹۸/۱۰/۱۷، پذیرش: ۱۳۹۸/۱۲/۱۰)

چکیده

در این مقاله، یک فیلتر جدید باند وسیع بسیار کوچک با استفاده از حلقه مستطیلی بارگذاری شده با دو استاب مدار باز ارائه شده است. در این طراحی به منظور رسیدن به پاسخ فرکانسی یک فیلتر میان‌گذر دارای باند عبور وسیع، یک حلقه ریزنواری مستطیل شکل که در میان دو خط انتقال فاصله‌دار دوتایی دارای تزویج موازی قرار گرفته، استفاده شده است. با استفاده از این پیکره‌بندی، چهار قطب انتقال تولید می‌شود که به منظور کنترل قطب‌های انتقال در باند عبور، از دو استاب مدار باز استفاده شده است. به منظور کاهش ابعاد فیلتر طراحی شده، دو استاب مدار باز در داخل حلقه مستطیل شکل تعبیه شده‌اند. برای اعتبار بخشی به روش طراحی، ساختار فیلتر پیشنهادی ساخته و اندازه‌گیری شده است. با توجه به نتایج به دست آمده به وضوح دیده می‌شود که نتایج اندازه‌گیری با نتایج شبیه‌سازی سازگاری خیلی خوبی دارند. فیلتر پیشنهادی دارای پهنای باندی است که محدوده ۳/۲ GHz تا ۱۰/۶ GHz را پوشش می‌دهد که این محدوده فرکانسی معادل پهنای باند کسری ۱۰۷/۵٪ است. فیلتر طراحی شده دارای لبه‌های تیز، تلفات باند عبور بسیار کم و مهم‌تر از همه، ابعاد کوچک است.

کلید واژه‌ها: فیلتر میان‌گذر باند وسیع، حلقه مستطیل شکل ریزنواری، خطوط فاصله‌دار دوتایی با تزویج موازی، استاب مدار باز، ابعاد کوچک

۱. مقدمه

سیگنال تضعیف می‌شود. فیلترها همچنین برای جداسازی فرکانسی در دیپلکسرها یا مالتی پلکسرها به کار برده می‌شوند. از طرف دیگر فیلترهای مایکروویوی علاوه بر قابلیت حذف نویز، در رادارها و سامانه‌های جنگی الکترونیکی نیز از اهمیت بسزایی برخوردارند. بر همین اساس، توسعه روش‌های مؤثر جهت کاهش ابعاد، کاهش هزینه‌های ساخت، تنظیم فرکانس مرکزی و پهنای باند پاسخ فرکانسی فیلترهای میان‌گذر مایکروویوی یکی از مهم‌ترین اهداف در طراحی‌ها است. روش‌های گوناگونی برای پیاده‌سازی فیلترهای میان‌گذر باند وسیع مایکروویوی ارائه شده است. به طور مثال در [۲] حلقه دایروی شکل ریزنواری و خط فاصله‌دار دوتایی با تزویج موازی به صورت تکی مورد استفاده قرار گرفته است. از این‌رو، با استفاده از خط فاصله‌دار تزویج تکی به همراه حلقه ریزنواری در این مقاله تنها دو قطب انتقال در باند عبور تولید می‌شود و بنابراین، پاسخ باند وسیع به دست نیامده است. در [۳] از خط فاصله‌دار تزویج تکی و دو استاب مستطیلی مدار باز استفاده شده است اما پهنای باند ساختار کل محدوده FCC را پوشش نمی‌دهد. در [۴-۷] از روش امپدانس پله‌ای برای تحقق فیلترهای باند وسیع استفاده شده است. در [۸-۱۱] فیلترهای باند وسیع با باند قطع وسیع ارائه شده‌اند هرچند فرکانس‌گزینی این ساختارها مطلوب نمی‌باشد. علاوه بر این، فیلترهای باند وسیع دیگری با استفاده از خطوط تزویج،

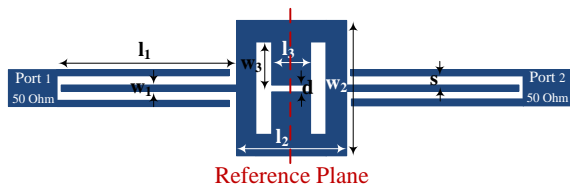
با توجه به اهمیت فناوری مخابرات بی‌سیم باند وسیع، در سال ۲۰۰۲، کارگروه شبکه‌های تلفنی و رسانه‌های ارتباط جمعی میان ایالتی^۱ باند فرکانسی ۳/۱ GHz تا ۱۰/۶ GHz را برای کاربردهای مخابرات باند وسیع تجاری تعیین نمود [۱]. بر همین اساس طراحی و ساخت سامانه‌های مختلف مخابراتی و بخش‌های تشکیل‌دهنده آنها از جمله فیلترهای میان‌گذر مورد توجه بسیاری از مهندسان مایکروویو قرار گرفته است. لذا به منظور بالا بردن توانایی این نوع ساختارها از قبیل تیز بودن لبه‌ها، تلفات کم و مهم‌تر از همه ساختاری با ابعاد کوچک و به طبع آن کاهش هزینه‌های ساخت، فیلترهای باند وسیع بسیاری با استفاده از روش‌های مختلفی پیشنهاد شده است که این موضوع اهمیت این نوع فیلترها را بیشتر نمایان می‌سازد.

فیلترهای مایکروویوی در طراحی سامانه‌های مخابراتی نقش مهمی ایفا می‌کنند. یک فیلتر مایکروویو یک شبکه دو دهانه‌ای است که برای کنترل پاسخ فرکانسی در یک نقطه از یک سامانه مخابراتی به کار برده می‌شود، به نحوی که در فرکانس‌های باند عبور، سیگنال از فیلتر عبور کرده و در فرکانس‌های باند قطع،

* نویسنده پاسخگو: danaeian@vru.ac.ir

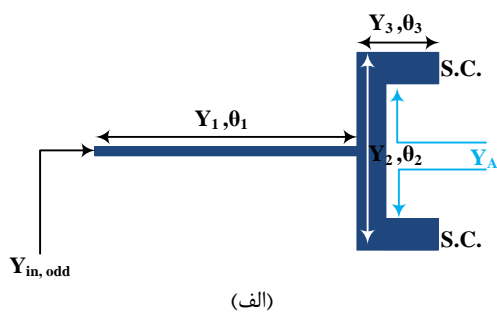
^۱ Federal Communications Commission (FCC)

کوچک می‌باشد. پیکره‌بندی فیلتر باند وسیع پیشنهاد شده در شکل (۱) نشان داده شده است. برای تحلیل ساختار فیلتر پیشنهاد شده از تحلیل مد زوج و فرد استفاده می‌نماییم [۱۱-۱۹].

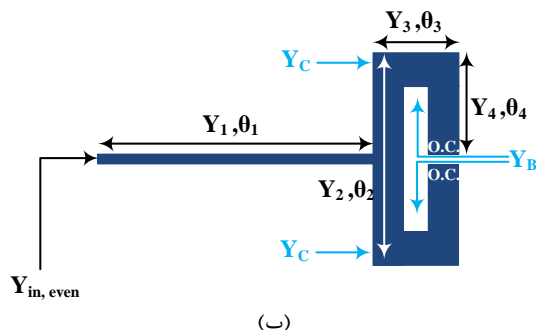


شکل (۱): پیکره‌بندی فیلتر باند وسیع پیشنهادی

فرکانس قطب‌های ساختار ارائه شده با استفاده از تحلیل مد زوج و فرد به دست می‌آیند. مدار معادل‌های مربوط به تحلیل مد زوج و فرد در شکل (۲) نشان داده شده است. خطوط فاصله‌دار تزویج موازی دوتایی با حلقه ریزنواری مستطیل شکل با توجه به صفحه مرجع رسم شده در شکل (۱)، یک ساختار متقارن است. بنابراین از نصف ساختار برای تحیل مدهای زوج و فرد استفاده شده است. این مدل‌ها می‌توانند ساختار اصلی نشان داده شده در شکل (۱) را به دو بخش مساوی نسبت به صفحه مرجع تقسیم کنند که برای حالت مد زوج صفحه مرجع به صورت مدارباز و برای حالت مد فرد صفحه مرجع به صورت اتصال کوتاه می‌باشد. مدارهای معادل مربوط به حالت مد فرد و حالت مد زوج به ترتیب در شکل‌های (۲-الف) و (۲-ب) نشان داده شده است.



(الف)



(ب)

شکل (۲): مدل معادل ساختار فیلتر باند وسیع پیشنهادی (الف) مدل مداری مد فرد (ب) مدل مداری مد زوج

همان‌طور که در شکل (۲) مشاهده می‌شود، خطوط فاصله‌دار تزویج موازی دوتایی دارای طول الکتریکی θ_1 و ادمیتانس مشخصه Y_1 می‌باشند. حلقه ریزنواری مستطیل شکل نیز دارای

حلقه‌های ریزنواری و تشدیدکننده‌ها در [۱۲-۱۷] ارائه شده‌اند. در [۱۸] از ساختار موج‌بر مجتمع شده در زیرلایه برای تحقق فیلتر باند وسیع استفاده شده است اما ابعاد ساختار ارائه شده بسیار بزرگ می‌باشد. در [۱۹] نیز با استفاده از روش نوسان‌ساز چندحالتی یک فیلتر باند وسیع ارائه شده است. به‌طور کلی ساختارهای پیشنهاد شده دارای معایبی همچون تلفات باند عبور زیاد، ابعاد بزرگ، تیز نبودن لبه‌های فیلتر، فرکانس‌گزینی پایین، عدم تنظیم‌پذیری پهنای باند و ... می‌باشند.

در این مقاله، یک فیلتر میان‌گذر مایکروویو باند وسیع^۱ بسیار کوچک با استفاده از یک حلقه مستطیلی ریزنواری و دو خط انتقال فاصله‌دار دوتایی دارای تزویج موازی^۲ با فرکانس‌گزینی بالا و تلفات عبور بسیار کم پیشنهاد شده است. در طراحی فیلتر باند وسیع پیشنهادی، به‌منظور کنترل قطب‌های انتقال در باند عبور و همچنین کاهش ابعاد، از دو استاب مدارباز بارگذاری شده در داخل حلقه مستطیلی ریزنواری^۳ استفاده شده است. با استفاده از این پیکره‌بندی، چهار قطب انتقال تولید می‌شود. به‌منظور تحلیل ساختار پیشنهادی که یک ساختار متقارن می‌باشد، تحلیل زوج و فرد مورد استفاده قرار گرفته است. با استفاده از این تحلیل می‌توان به راحتی محل هر یک از قطب‌ها را تنظیم کرد. بنابراین، پهنای باند و فرکانس مرکزی ساختار ارائه شده به آسانی قابل تنظیم و جابه‌جایی می‌باشند. در نتیجه ساختار فیلتر باند وسیع پیشنهادی دارای مزیت‌هایی همچون ابعاد بسیار کوچک، تلفات باند عبور ناچیز، پهنای باند قابل کنترل، لبه‌های تیز و مهم‌تر از همه فرکانس‌گزینی بالا می‌باشد.

در ادامه و در بخش دوم مقاله، نحوه طراحی فیلتر باند وسیع پیشنهادی به صورت کامل مورد بحث قرار می‌گیرد. در بخش سوم نیز نتایج شبیه‌سازی و اندازه‌گیری فیلتر باند وسیع پیشنهادی، ارائه شده و با یکدیگر مقایسه می‌شوند.

۲. طراحی فیلتر

حلقه ریزنواری یک خط انتقال است که به صورت حلقه مستطیل شکل بسته فرم داده شده است [۲]. فیلتر باند وسیع پیشنهادی، از یک حلقه ریزنواری مستطیل شکل که میان دو خط فاصله‌دار تزویج دوتایی قرار گرفته، تشکیل شده است. با استفاده از این پیکره‌بندی، چهار قطب انتقال در باند عبور تولید می‌شود که باعث می‌شود ساختار ارائه شده دارای مشخصه پهنای باند وسیع باشد. از طرف دیگر، به‌منظور کنترل محل قطب‌ها از دو استاب مدارباز استفاده شده است. این دو استاب مدارباز در داخل حلقه مستطیل شکل تعبیه شده‌اند تا اندازه ساختار پیشنهادی اضافه نشود به همین دلیل ابعاد ساختار طراحی شده بسیار

¹ Ultra Wide Band (UWB)

² Doublets Parallel Coupling Gaps

³ Microstrip

$$2Y_B + jY_1 \tan \theta_1 = 0 \quad (7)$$

همان‌طور که در بالا بیان شد، دو استاب مدارباز روی فرکانس تشدیدهای مد فرد تأثیری ندارد و فقط روی فرکانس تشدیدهای مد زوج تأثیرگذار خواهد بود، که با توجه به رابطه (۶) مشاهده می‌شود که ابعاد استاب‌های مدارباز بارگذاری شده روی حلقه ریزنواری مستطیل شکل به‌طور مستقیم روی ادمیتانس Y_C اثرگذار هستند و با توجه به رابطه (۵) به‌وضوح قابل مشاهده است که تغییرات ادمیتانس Y_C روی ادمیتانس Y_B اثر گذاشته و در نهایت طبق رابطه (۴) تغییرات ادمیتانس Y_B روی فرکانس تشدید مد زوج اثر می‌گذارد. از این‌رو، با تغییر ابعاد استاب‌های مدارباز به‌راحتی می‌توان محل قطب‌ها را تغییر داد.

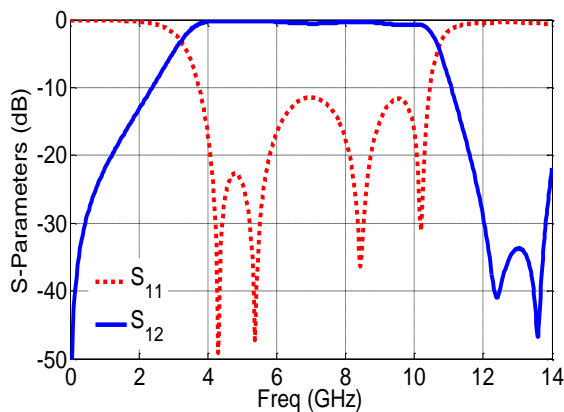
بنابراین پارامترهای ماتریس پراکنندگی برای شبکه دودهنه با استفاده از معادلات زیر به‌دست می‌آیند [۲۰-۲۱]:

$$S_{11} = \frac{Y_{ine} Y_{ino} - Y_0^2}{(Y_{ine} + Y_0)(Y_{ino} + Y_0)} \quad (8)$$

$$S_{21} = \frac{Y_{ino} Y_0 - Y_{ine} Y_0}{(Y_{ine} + Y_0)(Y_{ino} + Y_0)} \quad (9)$$

که در این معادلات Y_0 ادمیتانس مشخصه پورت‌های ورودی و خروجی می‌باشد.

شرط داشتن یک فیلتر باند وسیع با پهنای باند زیاد آن است که فرکانس قطب‌های انتقال از رابطه $Y_{in,odd} = Y_{in,even}$ به‌دست آیند. ادمیتانس‌های ورودی با استفاده از مدار معادل‌های خطوط انتقال تک پورته نشان داده شده در شکل‌های (۲-الف) و (۲-ب) به‌عنوان $Y_{in,odd}$ و $Y_{in,even}$ محاسبه می‌شوند که بر پایه آن‌ها، ضرایب انتقال و انعکاس برای شبکه دو پورته کلی که در شکل (۲) نشان داده شده به‌دست می‌آیند. نتایج شبیه‌سازی این فیلتر در شکل (۳) نشان داده شده است.



شکل (۳): نتایج شبیه‌سازی پارامترهای پراکنندگی (S) فیلتر باند وسیع پیشنهادی

طول‌های الکتریکی θ_2 و θ_3 به‌ترتیب در بازوهای عمودی و افقی و ادمیتانس مشخصه‌های Y_2 و Y_3 می‌باشند. همچنین استاب‌های مدارباز شده بارگذاری شده روی حلقه ریزنواری مستطیل شکل دارای طول الکتریکی θ_4 و ادمیتانس مشخصه Y_4 می‌باشند.

مطابق شکل‌های (۲-الف) و (۲-ب) در تحلیل مدهای زوج و فرد مشاهده می‌شود که استاب‌های مدارباز شده بارگذاری شده روی حلقه ریزنواری مستطیل شکل روی فرکانس‌های تشدید مد فرد تأثیری ندارند. در حالی که با توجه به تحلیل زوج، دیده می‌شود که طول و عرض استاب‌های مدارباز شده بارگذاری شده روی حلقه ریزنواری مستطیل شکل روی فرکانس‌های تشدید مد زوج تأثیرگذار خواهند بود. از این‌رو اضافه نمودن استاب‌های مدارباز شده باعث تغییر محل قطب‌های انتقال مد زوج می‌شود. به همین منظور اندازه استاب‌ها را به‌گونه‌ای انتخاب می‌نماییم که یکی از قطب‌ها در نزدیکی لبه پایینی باند عبور و دیگری در نزدیکی لبه بالایی باند عبور قرار بگیرند تا فیلتر ارائه‌شده دارای لبه‌های تیز در پایین و بالای باند عبور باشد.

بنابراین، ادمیتانس ورودی برای مد فرد از روی شکل (۲-الف) و از رابطه زیر به‌دست می‌آید:

$$Y_{in,odd} = Y_1 \frac{2Y_A + jY_1 \tan \theta_1}{Y_1 + 2jY_A \tan \theta_1} \quad (1)$$

که

$$Y_A = Y_2 \frac{-jY_3 + jY_2 \tan \theta_2 \tan \theta_3}{Y_2 \tan \theta_3 + Y_3 \tan \theta_2} \quad (2)$$

که $\theta = \beta l$ طول الکتریکی خط ریزنواری است. شرط تشدید برای شکل (۲-الف) این است که $Y_{in,odd} = 0$ شود، بنابراین شرط تشدید برای مد فرد از رابطه زیر محاسبه می‌شود:

$$Y_1 Y_2 \tan \theta_1 \tan \theta_3 + Y_1 Y_3 \tan \theta_1 \tan \theta_2 - 2Y_2 Y_3 + 2Y_2^2 \tan \theta_2 \tan \theta_3 = 0 \quad (3)$$

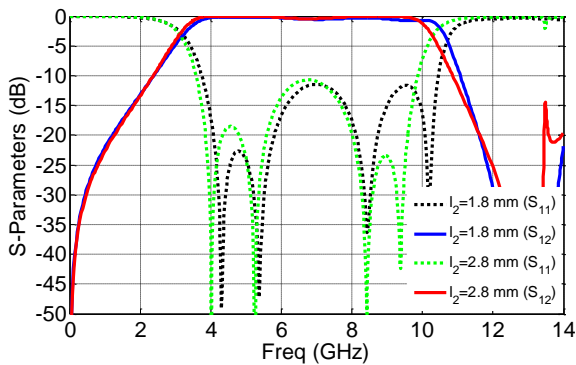
به‌طور مشابه ادمیتانس ورودی برای مد زوج از روی شکل (۲-ب) و از رابطه زیر به‌دست می‌آید:

$$Y_{in,even} = Y_1 \frac{2Y_B + jY_1 \tan \theta_1}{Y_1 + 2jY_B \tan \theta_1} \quad (4)$$

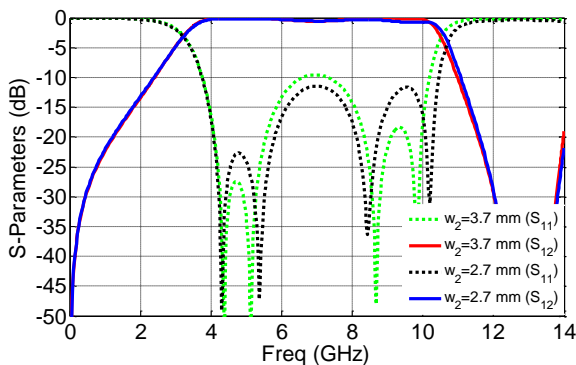
$$Y_B = Y_2 \frac{Y_C + jY_2 \tan \theta_2}{Y_2 + jY_C \tan \theta_2} \quad (5)$$

$$Y_C = Y_3 \frac{jY_4 \tan \theta_4 + jY_3 \tan \theta_3}{Y_3 - Y_4 \tan \theta_3 \tan \theta_4} \quad (6)$$

شرط تشدید برای شکل (۲-ب) این است که $Y_{in,even} = 0$ شود، بنابراین فرکانس تشدید برای مد زوج از رابطه زیر قابل محاسبه می‌باشد:

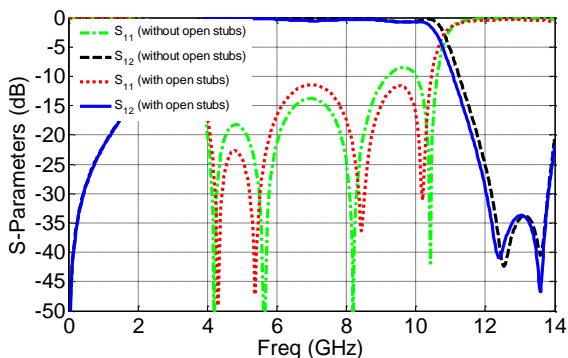


شکل (۶): شبیه‌سازی پاسخ فرکانسی فیلتر پیشنهادی برای طول‌های مختلف l_2



شکل (۷): شبیه‌سازی پاسخ فرکانسی فیلتر پیشنهادی برای طول‌های مختلف w_2

در شکل (۸) پاسخ فرکانسی فیلتر باند وسیع پیشنهادی با و بدون دو استاب مدارباز نشان داده شده است. همان‌طور که در این شکل به‌وضوح قابل مشاهده است با تعبیه دو استاب داخل حلقه مستطیل‌شکل محل قطب‌ها تغییر کرده و پاسخ فرکانسی به مراتب بهبود یافته است بدون آن‌که ابعاد مدار پیشنهادی تغییر کند.

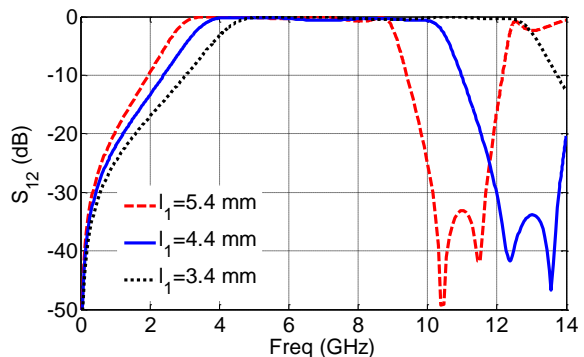


شکل (۸): شبیه‌سازی پاسخ فرکانسی فیلتر پیشنهادی با و بدون استاب‌های مدارباز داخل حلقه ریزنواری

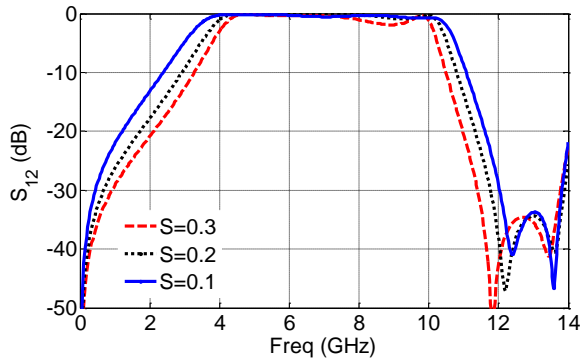
با توجه به این پاسخ فرکانسی‌ها دیده می‌شود که پهناهای باند و همچنین فرکانس مرکزی، هر دو می‌توانند با تغییر طول خطوط تزویج موازی، تغییر ابعاد حلقه مستطیل‌شکل ریزنواری و تغییر

در شکل (۴) پاسخ فرکانسی فیلتر طراحی شده با تغییر طول l_1 که مربوط به خطوط انتقال تزویج موازی دوتایی است، نشان داده شده است. همان‌طور که از روی این پاسخ فرکانسی مشاهده می‌شود، می‌توان پهناهای باند مورد نیاز و فرکانس مرکزی مورد نظر برای فیلتر را به راحتی با تغییر ابعاد این خطوط تزویج، تنظیم نمود. در شکل (۵) اثر تغییر مقدار تزویج با تغییر فاصله بین خطوط تزویج موازی دوتایی نشان داده شده است. همان‌طور که در این شکل مشاهده می‌شود با افزایش فاصله خطوط تزویج، میزان تزویج کاهش یافته و بنابراین، تلفات باند عبور (S_{12}) افزایش یافته است. علاوه بر این پهناهای باند نیز به دلیل تغییر میزان تزویج تغییر کرده است.

در روابط (۸) و (۹) اثر مد زوج و مد فرد در تعیین محل قطب‌ها مورد بررسی قرار گرفته است. از این‌رو در شکل‌های (۶ و ۷)، با تغییر طول‌های l_2 و w_2 اثر تغییر ابعاد حلقه ریزنواری مستطیل‌شکل مورد بررسی قرار گرفته است. با توجه به این دو شکل دیده می‌شود که با تغییر ابعاد حلقه مستطیل‌شکل ریزنواری به راحتی می‌توان محل قطب‌های ساختار پیشنهادی را دست‌کاری و تنظیم کرد.



شکل (۴): شبیه‌سازی پاسخ فرکانسی فیلتر پیشنهادی برای طول‌های مختلف خطوط فاصله‌دار تزویج موازی دوتایی



شکل (۵): شبیه‌سازی پاسخ فرکانسی فیلتر پیشنهادی برای فواصل مختلف بین خطوط تزویج موازی دوتایی

نتایج شبیه‌سازی نشان‌دهنده این است که فیلتر پیشنهادی دارای پهنای باند کسری $0.107/5$ می‌باشد که استاندارد تدوین‌شده توسط FCC را به خوبی برآورده می‌کند. علاوه بر این، فیلتر پیشنهادی دارای باند توقف با فرونشانی بیشتر از 20 dB تا فرکانس 15 GHz است. ذکر این نکته حائز اهمیت است که پهنای باند سه دسیبل (-3 dB) فیلتر میان‌گذر با استفاده از پارامتر پراکندگی S_{12} بر حسب فرکانس به این صورت محاسبه می‌شود که فرکانس‌هایی را می‌یابیم که میزان S_{12} به حدود 0.707 اوجش رسیده باشد. به عبارت دیگر پهنای باند سه دسیبل فیلتر میان‌گذر محدوده فرکانسی است که حداقل نصف توان ورودی، عبور داده می‌شود. اما باند عبور در حقیقت محدوده فرکانسی است که فرکانس‌های آن محدوده خاص را می‌گذرانند و فرکانس‌های خارج از آن محدوده را عبور نمی‌دهد.

در شکل (۹) ساختار فیلتر باند وسیع پیشنهادی با نرم‌افزار HFSS نیز شبیه‌سازی شده است و با نتایج به‌دست‌آمده از نرم‌افزار ADS مقایسه شده است. همان‌طور که در شکل (۹) به‌وضوح قابل مشاهده است، نتایج حاصل از هر دو نرم‌افزار بسیار به هم نزدیک می‌باشند. در شکل (۱۰) نمودار تأخیر گروه فیلتر پیشنهادی نشان داده شده است. همان‌طور که در شکل مشاهده می‌شود، تأخیر گروه از 0.45 ns کمتر بوده و همچنین بیشترین تغییرات تأخیر گروه برای فیلتر پیشنهادی در باند عبور تنها 0.1 ns می‌باشد. عکس ساخت فیلتر پیشنهادی در شکل (۱۱) نشان داده شده است. همچنین نتایج شبیه‌سازی شده و نتایج اندازه‌گیری شده نمونه ساخته‌شده فیلتر ارائه‌شده در شکل (۱۲) نشان داده شده است. اندازه‌گیری نتایج با استفاده از تحلیلگر شبکه^۴ Rohde & Schwarz, zvk صورت گرفته است. بر اساس نتایج به‌دست‌آمده، دیده می‌شود که نتایج اندازه‌گیری با نتایج شبیه‌سازی سازگاری بسیار خوبی دارند. اختلاف ناچیز موجود میان نتایج اندازه‌گیری شده و نتایج شبیه‌سازی، به دلیل تلفات کانکتورها و تلفات در فرآیند اندازه‌گیری است. همان‌طور که در پاسخ اندازه‌گیری فیلتر مشاهده می‌شود میزان S_{12} اندازه‌گیری شده در باند عبور کمتر از 0.7 dB است که بیان‌کننده توانایی بالای این فیلتر در عبور سیگنال و انتقال توان با حداقل تلفات در باند عبور می‌باشد. همچنین میزان S_{11} در باند عبور کمتر از 0.1 dB می‌باشد که این پارامتر نیز کم بودن میزان توان برگشتی به دهانه ورودی و تلفات کم این فیلتر را تأیید می‌نماید. در نهایت، در جدول (۲)، فیلتر باند وسیع پیشنهادی با چند فیلتر باند وسیع دیگر از جنبه‌های مهمی همچون پهنای باند، تلفات باند

ابعاد دو استاب مدارباز به آسانی تغییر کنند. در نتیجه، با استفاده از خطوط فاصله‌دار تزویج موازی دوتایی به همراه حلقه ریزنواری مستطیل‌شکل، یک ساختار با مشخصه پهنای باند وسیع به‌دست آمده است.

ابعاد ساختار فیلتر باند وسیع پیشنهادی با توجه به شکل (۱) به‌صورت زیر انتخاب شده‌اند:

جدول (۱): ابعاد فیلتر باند وسیع پیشنهادی

$l_1 = 4/4$ mm	$l_2 = 1/8$ mm	$l_3 = 0/8$ mm	$w_1 = 0/2$ mm
$w_2 = 2/7$ mm	$w_1 = 0/2$ mm	$d = 0/2$ mm	$S = 0/1$ mm

۳. نتایج شبیه‌سازی و اندازه‌گیری فیلتر باند وسیع پیشنهادی

در این مقاله یک فیلتر باند وسیع بسیار کوچک طراحی، شبیه‌سازی و ساخته شده است. فیلتر طراحی‌شده محدوده فرکانسی $3/2$ GHz تا $10/6$ GHz را پوشش می‌دهد. نتایج شبیه‌سازی فیلتر پیشنهادی با استفاده از نرم‌افزار شبیه‌ساز الکترومغناطیسی ADS^۱ ارائه گردیده است. فیلتر ارائه‌شده دارای چهار قطب انتقال می‌باشد که توسط حلقه مستطیل‌شکل ریزنواری و خطوط فاصله‌دار تزویجی تولید می‌شوند. به‌منظور کنترل این قطب‌ها، از دو استاب مدارباز داخل حلقه مستطیل‌شکل ریزنواری استفاده شده است. همان‌طور که در پاسخ فرکانسی فیلتر مشاهده می‌شود میزان S_{12} شبیه‌سازی شده در باند عبور بسیار نزدیک به صفر و کمتر از 0.4 dB است. همچنین میزان S_{11} در باند عبور کمتر از 13 dB می‌باشد.

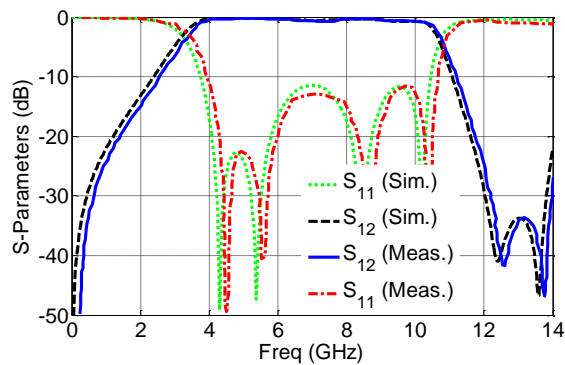
فیلتر پیشنهادی، ابعاد بسیار کوچکی به اندازه $2/7 \times 10/6$ mm^۲ را اشغال می‌کند که به‌طور معادل ابعاد فیلتر پیشنهادی برابر $0.19 \lambda_g \times 0.77 \lambda_g$ است که λ_g طول موج هدایت‌شده^۲ در فرکانس مرکزی فیلتر می‌باشد. در این ساختار از زیر لایه RO6010 با ثابت دی‌الکتریک $10/2$ و ضخامت $1/27$ mm استفاده شده است. به‌منظور سهولت در طراحی، فاصله میان خطوط انتقال فاصله‌دار دوتایی دارای تزویج موازی تشکیل‌دهنده فیلتر باند وسیع ارائه شده 0.1 mm و عرض آن‌ها 0.2 mm انتخاب شده‌اند. عرض خط انتقال هم به‌منظور تطبیق 50 Ω در دهانه‌های ورودی و خروجی برابر $1/24$ mm در نظر گرفته شده است. علاوه بر این، به‌منظور داشتن یک شبیه‌سازی نزدیک به حالت عملی، تلفات دی‌الکتریک و تلفات اهمی لایه فلزی نیز در محاسبات وارد شده‌اند که میزان رسانایی برای مس را $\sigma = 5/8 \times 10^7$ S/m و تانژانت تلفات را برای زیر لایه برابر

^۳ Fractional Bandwidth (FBW)

^۴ Vector Network Analyzer (VNA)

^۱ Advanced Design System (ADS)

^۲ Guided wavelength



شکل (۱۲): پاسخ فرکانسی شبیه‌سازی‌شده و اندازه‌گیری‌شده فیلتر باند وسیع پیشنهادی

جدول (۲): مقایسه عملکرد فیلتر باند وسیع پیشنهادی با سایر فیلترها

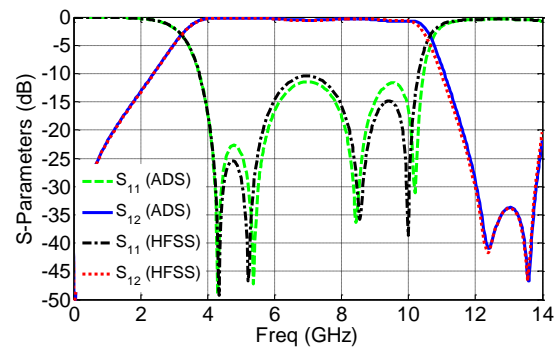
Ref. number	FBW (%)	IL (dB)	RL (dB)	Size ($\lambda_g \times \lambda_g$)
[۷]	۱۲۱	۰/۶	۱۶	۰/۵۵×۰/۴۷
[۸]	۱۲۲	۰/۷۵	۱۰/۷	۱/۵۳×۰/۴۵
[۱۰]	۱۱۰	۱/۶	۱۲	۰/۶۰×۰/۵۴
[۱۱]	۹۲	۰/۳	۱۳	۱/۰۴×۰/۳۶
[۱۵]	۱۲۰	۰/۵	۱۶	۱/۲۵×۰/۷۸
[۱۸]	۹۲	۱/۷۵	۱۵	۲/۳×۰/۲۸
[۱۹]	۸۹	۱/۱	۱۱	۰/۷۸×۰/۳۰
فیلتر پیشنهادی	۱۰۷/۵	۰/۷	۱۳	۰/۷۷×۰/۱۹

Abbreviations: IL: insertion loss; RL: return loss; FBW: 3-dB fractional bandwidth of passband; λ_g : the guided wavelength at center frequency. $FBW=100 \times (f_H-f_L)/f_c$, $IL=-20 \log(S_{12})$, $RL=-20 \log(S_{11})$.

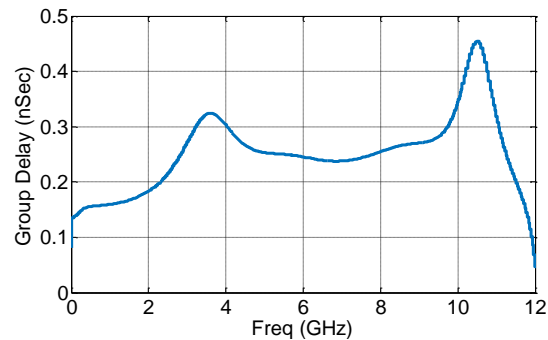
۴. نتیجه‌گیری

در این مقاله، یک فیلتر جدید باند وسیع بسیار کوچک ارائه شده است. فیلتر پیشنهادی دارای چهار قطب انتقال می‌باشد که در طراحی ساختار ارائه‌شده به‌منظور کنترل محل قطب‌های انتقال از دو استاب مدارباز نیز استفاده شده است. با استفاده از این استاب‌ها به‌راحتی می‌توان با تغییر اندازه هریک از آن‌ها، محل قطب‌ها را تغییر داد. از این‌رو فیلتر باند وسیع پیشنهادی دارای فرکانس‌گزینی بالا می‌باشد. در عین حال فیلتر پیشنهادی دارای خصوصیتی همچون ابعاد بسیار کوچک، طراحی آسان، پهنای باند قابل کنترل، تلفات باند عبور و تلفات بازگشتی کم و ساخت آسان با کمترین هزینه است. همچنین فیلتر ارائه‌شده دارای پهنای باند کسری زیاد بوده که تمام محدوده تعیین‌شده توسط FCC را پوشش می‌دهد.

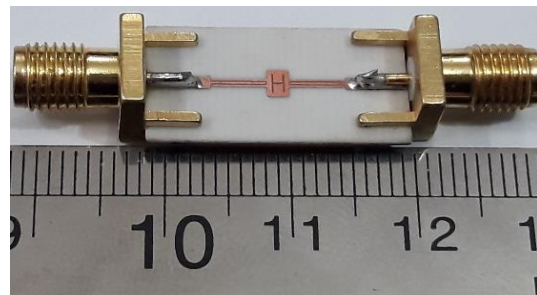
عبور و ابعاد کلی ساختار مقایسه شده است. همان‌طور که در این جدول دیده می‌شود، ابعاد فیلتر پیشنهادی در مقایسه با سایر فیلترهای باند وسیع ذکرشده خیلی کوچک‌تر می‌باشد. همچنین فیلتر پیشنهادی دارای تلفات بازگشتی خوبی بوده و تلفات انتقال آن نسبت به بقیه فیلترها به مراتب بهتر می‌باشد. علاوه بر فیلتر پیشنهادی دارای لبه‌های نسبت تیز می‌باشد که همین امر موجب می‌شود تا نیاز به افزایش تعداد طبقات فیلتر نباشد و در نتیجه از بزرگ شدن ابعاد جلوگیری می‌شود. پهنای باند کسری فیلتر پیشنهادی نیز استاندارد تدوین‌شده توسط FCC را به‌خوبی برآورده می‌کند. از این‌رو عملکرد فیلتر پیشنهادی در مقایسه با سایر فیلترهای باند وسیع اشاره‌شده از تمامی جهات بهتر می‌باشد.



شکل (۹): مقایسه نتایج شبیه‌سازی فیلتر پیشنهادی با نرم‌افزار ADS و نرم‌افزار HFSS



شکل (۱۰): تأخیر گروه شبیه‌سازی‌شده فیلتر باند وسیع پیشنهادی



شکل (۱۱): عکس نمونه ساخته‌شده فیلتر باند وسیع پیشنهادی

۵. مراجع

- stopband," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 27, No. 7, pp. 636-638, 2017.
- [11] M. Kazemi, S. Lotfi, H. Siahkamari, M. Mohammadpanah, "UWB Bandpass Filter with Ultra-wide Stopband based on Ring Resonator," *Frequenz*, Vol. 72, No. 5-6, pp. 245-252, 2018.
- [12] J. Khalilpour, "A compact and sharp ultra-wide bandpass filter by using short-stub-loaded rectangular ring and split ring resonators," *Electromagnetics*, Vol. 38, No. 6, pp. 352-365, 2018.
- [13] W. Bin, L. Jing, W. Huang, F. Tan, "Ultra-Wideband Filter with Dual Notch Bands Based on Ring Resonator," *Electromagnetics*, Vol. 37, No. 4, pp. 212-223, 2017.
- [14] Y. Shang, W. Feng, W. Che, "Wideband reconfigurable bandpass filter using coupled lines loaded with varactor loaded stubs," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, Vol. 28, No. 2, pp. e21195, 2018.
- [15] Z. Ligu, H. Li, Z. Long, H. Wu, T. Zhang, M. Qiao, "Compact high temperature superconducting multi-mode ultra-wideband filter," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 61, No. 2, pp. 357-360, 2019.
- [16] S. Shuai, B. Wei, X. Guo, B. Cao, X. Wang, L. Jiang, X. Lu, "Superconducting Wideband Bandpass Filter Based on Triple-Mode Resonator," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 28, No. 7, pp. 588-590, 2018.
- [17] M. Pengyu, B. Wei, X. Lu, Z. Xu, X. Wang, S. Shang, B. Li, X. Guo, B. Cao, "Synthesis Design of Wideband High-Selectivity HTS Filter by Cascading Dual-Mode Resonators," *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, Vol. 28, No. 5, pp. 1-7, 2018.
- [18] H. Liwen, S. Zhang, "Ultra-wideband ridged half-mode folded substrate-integrated waveguide filters," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 28, No. 7, pp. 579-581, 2018.
- [19] M. Danaeian, E. Zarezadeh, M-H. Gholizadeh, A-R Moznebi, J. Khalilpour, "A Compact and Sharp Rejection Ultra-Wideband Bandpass Filter Based on Short and Open Stub-Loaded Multiple Mode Resonators," *Journal of Electrical Engineering & Technology*, Vol. 15, No. 1, pp. 469-476, 2020.
- [20] Pozar, D. M., "Microwave Engineering 4e"; John Wiley & Sons, New York, 2012.
- [21] J. S. Hong, "Microstrip Filters for RF/Microwave Application"; 2nd Edition, John Wiley & Sons, Inc., 2011.
- [1] Federal Communications Commission. "Federal Communications Commission revision of part 15 of the commission's rules regarding ultra-wideband transmission system from 3.1 to 10.6 GHz," Washington DC, USA, 2002.
- [2] D. Jung, J. Lee, and K. Chang, "Wideband Bandpass Filter Using Microstrip Ring," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 53, No. 1, pp. 154-155, 2011.
- [3] L. Siang-Wen, M. Weng, C-Y. Hung, S-J. Chang, "Design of a compact ultra-wideband bandpass filter with an extremely broad stopband region," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 26, No. 6, pp. 392-394, 2016.
- [4] Y. Li, L. Zhu, W. Choi, K-W. Tam, R. Zhang, J. Wang, "Wideband microstrip-to-microstrip vertical transition with high filtering selectivity using open-circuited slot-line SIR," *IEEE Microwave Wireless Compon Letters*, Vol. 27, No. 4, pp. 329-331, 2017.
- [5] K. Puja, M. Pal, P. Sarkar, R. Ghatak, "Compact UWB bandpass filter with dual-notch bands using asymmetric tri-section stepped impedance resonator," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, Vol. 28, No. 6, pp. e21292, 2018.
- [6] L. Haiwen, P. Wen, H. Jiang, and Y. He, "Wideband and low-loss high-temperature superconducting bandpass filter based on metamaterial stepped-impedance resonator," *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, Vol. 26, No. 3, pp. 1-4, 2016.
- [7] J. Minjae, B-W. Min, "A highly selective UWB bandpass filter using stepped impedance stubs," *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, Vol. 10, No. 3, pp. 301-307, 2018.
- [8] Z. Tianliang, M. Tian, Z. Long, M. Qiao, Z. Fu, "High-temperature superconducting multimode ring resonator ultrawideband bandpass filter," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 28, No. 8, pp. 663-665, 2018.
- [9] H. Tao, Z. Hai Shao, Z. Chen, "Miniaturized wideband bandpass filter with enhanced selectivity and stopband suppression," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 60, No. 3 pp. 769-772, 2018.
- [10] Z. Chun-Xia, P-P. Guo, K. Zhou, W. Wu, "Design of a compact UWB filter with high selectivity and super wide

Design and Fabrication of the Miniaturized Ultra-Wide Band Pass Filter Using the Microstrip Rectangular Ring Loaded by Open Stubs

M. Danaeian^{*1}

Department of Electrical Engineering, Vali-e-Asr University of Rafsanjan, Rafsanjan, Iran

(Received: 07/01/2020; Accepted: 29/02/2020)

Abstract

In this article a miniaturized ultra-wideband (UWB) bandpass filter (BPF) using the microstrip rectangular ring loaded by two open stubs is presented. The proposed structure consists of two doublet parallel coupling gaps at each side of a microstrip ring. In comparison with some other filters, this structure shows a significantly wider passband due to the introduction of a cross-coupling between the feed lines (input and output) which generates four pairs of transmission poles in the passband. In order to control the transmission poles in the pass band and adjust the transmission poles near the lower and upper edges of the filter, two open stubs have been loaded on the microstrip rectangular ring. Consequently, a compact four poles ultra-wide bandpass filter is designed which exhibits extremely sharp rejection skirts around the target passband. The proposed filter has a passband that covers 3.2 to 10.6 GHz and its measured 3 dB fractional bandwidth is about 107.5%. In order to validate the performance of the proposed technique, the designed UWB band-pass filter is fabricated and experimental verification is provided. A good agreement has been found between the results obtained by simulation and the measurements. Furthermore, rejection level better than 20 dB in upper stopband is extended to around 15 GHz. To our knowledge, the size of the proposed ultra-wideband filter is more compact in comparison with known similar filters.

Keywords: Ultra-Wideband (UWB), Bandpass Filter (BPF), Microstrip Rectangular Ring, Doublets Parallel Coupling Gaps, Open Stub, Compact Size

* Corresponding author E-mail: danaeian@vru.ac.ir