

طراحی و ساخت فیلترهای میان گذر تک بانده و دو بانده جدید با ساختار مدرن تغذیه صفر درجه جهت ارتباطات بی سیم

محمد رضا زبیری^(۱) - احمد رضا اسکندری^(۲)

(۱) دانشجوی کارشناسی ارشد - گروه مهندسی برق، واحد تهران شرق، دانشگاه آزاد اسلامی، تهران، ایران

(۲) استادیار - گروه مهندسی برق، واحد تهران شرق، دانشگاه آزاد اسلامی، تهران، ایران

تاریخ دریافت: ۱۳۹۶/۱۰/۲۲ تاریخ پذیرش: ۱۳۹۷/۲/۱۰

خلاصه: در این مقاله سه فیلتر میان گذر تک بانده و دو بانده جدید با اندازه‌های یکسان ارائه شده است، که هر سه فیلتر بر اساس یک ساختار اولیه و با استفاده از فناوری مسطح ریزنوار، طراحی، بهینه‌سازی، ساخته و مورد اندازه‌گیری قرار گرفته‌اند. هر باند عبور ایجاد شده، با بکارگیری یکی از دو نوع ساختار رزونانسی موجود، برانگیخته می‌شود. رزوناتورهای بزرگتر به عنوان ساختارهای اصلی تشکیل دهنده فیلتر، دارای فرم امپدانس-پله‌ای هستند، که در صورت تغذیه صفر درجه و وجود تزویج الکتریکی میان آنها، باند عبور اول را در فرکانس ۰/۹ GHz ایجاد می‌کنند. رزوناتورهای کوچکتر نیز به عنوان زیرساختارهای فیلتر، با توپولوژی مارپیچ، هم‌اندازه و هم‌امپدانس با همدیگرند و با تغذیه‌ای متقارن و تزویج داخلی در درون رزوناتورهای اصلی جاسازی می‌شوند تا باند عبور بالاتر را در فرکانس ۱/۸ GHz ایجاد و کنترل کنند. وجود تزویج متقابل میان زیرساختارها، باعث حذف هرگونه هارمونیک در باند توقف و تولید صفر انتقال اضافی در طرفین باند عبور بالاتر می‌شود. اندازه فیلترهای ابداعی با رویکرد کوچک‌سازی از $0.163\lambda_g * 0.09\lambda_g$ به $0.092\lambda_g * 0.08\lambda_g$ برحسب طول موج هدایت شده کاهش یافته است، که نسبت به دیگر فیلترهای مقایسه شده، دارای فشرده‌ترین ساختار می‌باشند. با توجه به نتایج اندازه‌گیری فیلتر دو بانده، مقادیر تلفات عبوری ۰/۷ dB و ۰/۵ dB به ترتیب در باندهای اول و دوم، در مجموع با کمترین تلفات عبوری نسبت به دیگر فیلترهای مورد بررسی، به دست آمده است. نهایتاً سه فیلتر نمونه، با کاربرد در سیستم‌های جهانی ارتباطات سیار، ساخته و اندازه‌گیری شده‌اند، که انطباق بالای نتایج طراحی و اندازه‌گیری، نشان از تحقق اهداف و روش مبتکرانه طراحی دارد.

کلمات کلیدی: فیلتر میان گذر، سیستم جهانی برای ارتباطات سیار، ساختار تغذیه صفر درجه، رزوناتور حلقه‌باز مارپیچ دوگانه، تزویج متقابل.

Design and Fabrication of Novel Single- and Dual-Band Bandpass Filters with Modern Zero-Degree Feed Structure for Wireless Communications

MohammadReza Zobeyri⁽¹⁾ - AhmadReza Eskandari⁽²⁾

(1) Master Student - Department of Electrical Engineering, East Tehran Branch, Islamic Azad University, Tehran, Iran

mohammadrezazobeyri@gmail.com

(2) Assistant Professor - Department of Electrical Engineering, East Tehran Branch, Islamic Azad University, Tehran, Iran

ar_eskandary@yahoo.com

Abstract

In this paper, there are three novel bandpass filters (BPFs), consist of single- and dual-band. They are presented in the same size, all have been designed, optimized and fabricated and finally measured, based on a primary structure and using planar microstrip technology. Each of the generated passbands, is resonated by the use of one of the two existing types of resonator structures. The larger resonators, as main-structures of the filter with the stepped-impedance feature, by applying 0°-feed structure and electrical coupling between them, create the first passband at 0.9 GHz. The smaller resonators as sub-structures, with dual-spiral topology, are in the same size and uniform-impedance. They are embedded in the main-structures to generate and control the higher passband at 1.8 GHz, with symmetrical feeding and internal coupling. The cross-coupling between the sub-structures, suppresses any harmonics in the stop-band and generates additional transmission zeros on both sides of the upper passband. The total size of the innovative filters with a miniaturizing approach are reduced from $0.163\lambda_g * 0.09\lambda_g$ to $0.092\lambda_g * 0.08\lambda_g$ in terms of the guided wavelength, which is the most compacted structure compared with other filters. According to the insertion losses of the dual-band BPF's first and second passbands, 0.7 dB and 0.5 dB respectively, confirms the lowest insertion losses have been achieved, compared with other examined dual-band BPFs. Finally three prototypes for global systems in mobile communication were fabricated and measured. A good agreement between the measured and simulated results indicates realization the goals and ingenious methods of this design as well.

Index Terms: Band pass filter (BPF), global system for Mobile (GSM) communications, 0°-degree feed structure, dual-spiral open-loop resonators, cross-coupling.

نویسنده مسئول: احمد رضا اسکندری، استادیار-گروه مهندسی برق، واحد تهران شرق، دانشگاه آزاد اسلامی، تهران، ایران، ar_eskandary@yahoo.com

۱- مقدمه

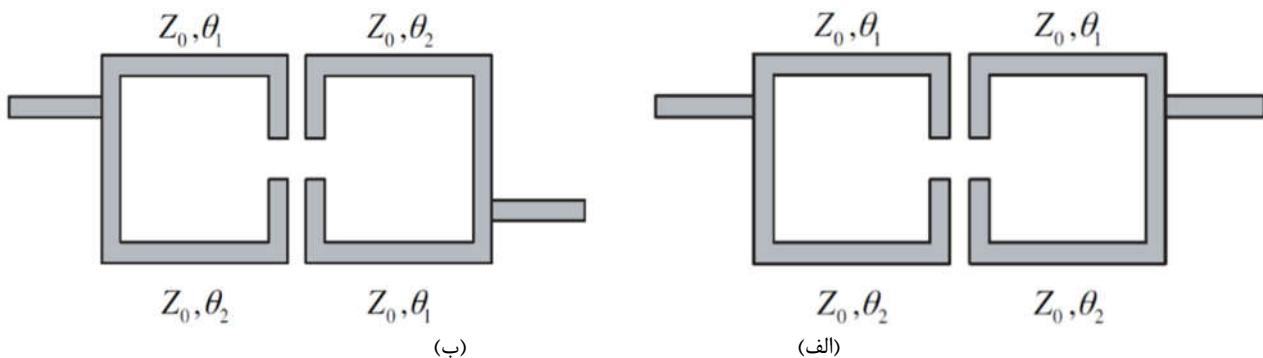
برای زیرساختارهای فیلتر استفاده شده است. البته طراحی این فیلتر نیز بر پایه استفاده از رزوناتورهای امیدانس-پله‌ای می‌باشد. همینطور با توجه به طراحی‌های موجود در [۷]، [۸] ساختار تغذیه صفر درجه را می‌توان برای طراحی فیلترهای دوبانده‌ای که تنها از یک جفت رزوناتور تزویج شده تشکیل شده‌اند، بکار برد. با توجه به آنچه در [۹] ارائه شده، دو فیلتر میانگذر دوبانده بدون استفاده از رزوناتورهای امیدانس-پله‌ای و با ساختار تغذیه دوگانه پیاده‌سازی شده است؛ که با توجه به پاسخهای فرکانسی، باند توقف^{۱۷} هر دو فیلتر نیازمند کاهش سطح بیشتری می‌باشند.

در این مقاله یک پیکره‌بندی ابتکاری فشرده ارائه شده که به دو فیلتر تک‌بانده و یک فیلتر دوبانده با اندازه کلی یکسان، قابل تبدیل است. دو فیلتر تک‌بانده دارای تکباند عبوری به مرکزیت فرکانسی ۰/۹ GHz و ۱/۸ GHz می‌باشند؛ که به ترتیب متناظر با فرکانسهای کاربری GSM در استانداردهای فرکانس پائین و فرکانس بالاست. بعلاوه یک فیلتر میانگذر دوبانده نیز که در هر دو فرکانس کاربردی GSM یعنی ۰/۹ GHz و ۱/۸ GHz باندهای عبور دوگانه ایجاد می‌کند، جهت استفاده در کاربردهای ارتباطات بیسیم از ساختار اولیه استخراج شده است.

۲- ساختار تغذیه صفر درجه

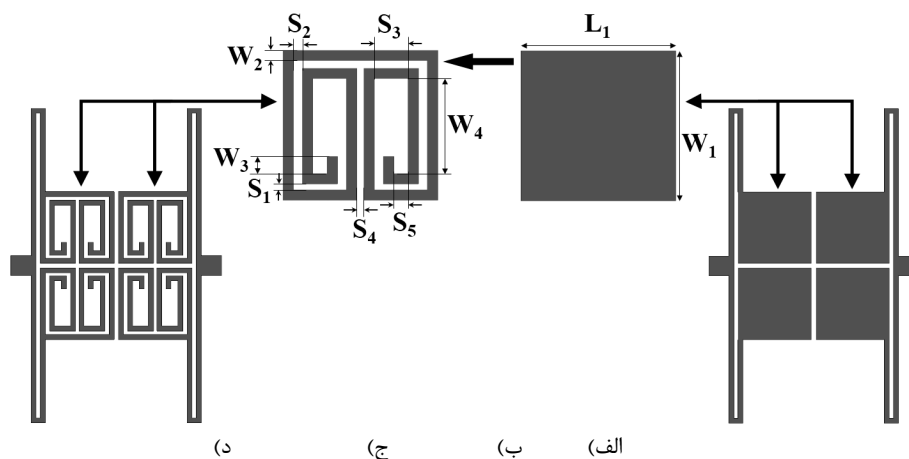
جهت بررسی تئوری پایه ساختارهای تغذیه صفر درجه، می‌توان از رزوناتورهای حلقه‌باز به عنوان بلوک‌های اصلی سازنده فیلتر ریزنوار^{۱۸} استفاده نمود. همانطور که در [۱۶] بیان شده است، در ساختار فیلترها، انواع مختلفی از تزویج وجود دارد که عبارتند از تزویج الکتریکی، مغناطیسی^{۱۹} و تزویج مختلط^{۲۰}. برای بررسی تزویج نوع الکتریکی، یک ساختار تغذیه متداول ارائه شده که در شکل (۱-الف) قابل مشاهده است. با توجه به شکل (۱-الف) تأخیرهای الکتریکی مسیره‌های بالاتر و پائین‌تر حلقه شکافدار در فرکانس تشدید، با یکدیگر برابر نمی‌باشند.

با پیشرفت‌های روز افزون سیستم‌های ارتباطات بی‌سیم، نیاز به ساخت و توسعه قطعات و مدارهای غیرفعال در فرکانس‌های رادیویی و مایکروویو در باندهای فرکانسی چندگانه از جمله باندهای مربوط به سیستم‌های جهانی ارتباطات سیار^۱ (GSM)، هر روز بیشتر می‌شود. از میان این قطعات، فیلترهای میان‌گذر دوبانده با عملکرد سطح بالا و ابعاد فشرده، می‌توانند بسیاری از نیازهای سیستم‌های ارتباطی مدرن بی‌سیم را برطرف کنند. تا کنون مقالات بسیاری چاپ شده که در آنها ساختار و عملکرد فیلترهای دوبانده^۲ و تک‌بانده^۳ با روشهای مختلف طراحی، ارائه شده است [۱۶]-[۱]. بسیاری از روش‌های طراحی فیلترهای میانگذر دوبانده و تک‌بانده در [۱] بررسی شده است. در روشی که برای اولین بار در [۲] ارائه گردید، راه حلی پیشنهاد داده شد که با کمک آن می‌توان به شیب تندتری در دامنه^۴ باند عبور دست یافت، و نرخ میرایی^۵ دامنه باند را بهبود بخشید. در این راهکار خطوط تغذیه، به صورت صفر درجه^۶ یعنی بفرم تقارن کج^۷ (چوله) طراحی شده‌اند که حاصل از جابجایی نامتقارن پورت‌ها در راستای عمودی‌اند و منجر به ایجاد دو صفر انتقال^۸ در طرفین باند عبور می‌شود [۲]، [۴]. بسیاری از آثار چاپ شده در این زمینه، بر پایه بهره‌گیری از رزوناتورهای امیدانس-پله‌ای^۹ (SIR) می‌باشد [۷]-[۲]. ولی برخی دیگر از این طراحی‌ها پاسخ فرکانسی^{۱۰} دارای میرایی بالا و باند عبوری با شیب بهبود یافته و مناسب‌اند؛ که بدلیل استفاده از ساختار تغذیه صفر درجه می‌باشد [۹]-[۲]. در [۳] نیز ساختار تغذیه صفر درجه برای جفت رزوناتور اصلی^{۱۱} نوع سنجاکی^{۱۲} به کار رفته است، و این دو رزوناتور با هم تزویج الکتریکی^{۱۳} شده‌اند؛ ولی زیرساختارهایی که در کالبد ساختارهای اصلی جاسازی^{۱۴} شده‌اند، به صورت متقارن^{۱۵} تغذیه می‌شوند. اگرچه پاسخ فرکانسی گزارش شده، نشان‌دهنده نرخ پایین ایزولاسیون^{۱۶} بین-باندی می‌باشد. در [۴] می‌توان مشاهده کرد که ویژگی تقارن کج (چولگی) تغذیه برای هر دو نوع رزوناتور سنجاکی امیدانس-پله‌ای به کار رفته است. یعنی هم برای ساختار اصلی و هم



شکل (۱): الف) ساختار تغذیه غیر صفر درجه، ب) ساختار تغذیه صفر درجه [۴]

Fig. (1): a) Non-0°-feed structure b) 0°-feed structure



شکل (۲): پیکره‌بندی ساختار اولیه شامل دو نیم‌ساختار اصلی قبل و بعد از جایگذاری زیر-رزوناتورها

الف-شکل هندسی پیشنهادی ساختار اولیه، ب-قسمت امپدانس پائین از ساختارهای اصلی

ج-پیکره‌بندی و ابعاد ساختاری زیررزوناتورهای قابل جایگذاری، د-پیکره‌بندی نهایی بعد از جایگذاری زیررزوناتورها

Fig. (2): Configuration of the primary structure including two main half-structure before and after embedding subresonators
a) Proposed geometry of the primary structure, b) Low-impedance section of the main structures
c) configuration and structural dimensions of the embeddable subresonators, d) Final configuration after embedding the subresonators

حلقه‌باز ماریپیچ دوگانه^{۲۵} موجود در شکل (۲-ج) جایگزین شوند که در نهایت پیکره‌بندی منتج شده از این فرآیند جایگزینی (قابل مشاهده در شکل (۲-د)) که متشکل از چهار عدد رزوناتور با تزویج متقابل^{۲۶} است، دارای قابلیت تولید یک باند عبور در فرکانس ۱/۸ GHz با عملکرد نسبتاً مطلوب می‌باشد. بنابراین مدار فیلتر میانگذری که بدون ساختار تغذیه صفر درجه و تنها شامل تزویج متقابل یک مجموعه از زیر-رزوناتورهای حلقه‌باز، نیم طول موج^{۲۷} و هم‌اندازه‌های باشد؛ که به عنوان زیرساختار^{۲۸} در درون ساختارهای اصلی فیلتر جاسازی شده‌اند، قابلیت برانگیختن یک باند عبور در فرکانس مرکزی ۱/۸ GHz را دارد. وجود تزویج داخلی در رزوناتورها سبب ایجاد قابلیت تنظیم دو باند عبور به طور مستقل از هم شده است. در شکل (۲-د) با حرکت دادن مکان دو پورت ورودی/خروجی در راستای عمودی تا جایی که تأخیر الکتریکی مسیرهای بالاتر و پایین‌تر عبور سیگنال بین دو پورت به صفر درجه میل کند، یک ساختار تغذیه با تقارن قطری به دست می‌آید (همان طور که در شکل (۳) نشان داده شده است). براساس [۲]، این تقارن قطری منجر به تحقق دو صفر انتقال در طرفین باند عبور حاصل می‌شود (همان طور که در شکل (۴-الف) نشان داده شده است). فیلتر تک‌باند میان‌گذر فوق دارای شکلی امپدانس-پله‌ای، بوده که با تزویج الکتریکی دو نیم‌ساختار اصلی و با بکار بردن تقارن کج در فرم تغذیه آن، به ساختاری صفر درجه تبدیل شده، و همانطور که پاسخ فرکانسی آن در شکل (۴-الف) دیده می‌شود، یک باند عبور در فرکانس ۱/۸ GHz با شیب دامنه بسیار تند ایجاد می‌نماید. توزیع چگالی میدان‌های الکتریکی و مغناطیسی در ساختارهای پیشنهادی صفر درجه و غیر صفر درجه در جهت بهینه‌سازی شماتیک فیلتر و دستیابی به حداکثر تزویج بین پورت‌های ورودی و خروجی در [۳] به خوبی توصیف شده است.

ساختار تغذیه متقارن شکل (۱-الف) بعنوان یک ساختار تغذیه غیر صفر درجه^{۲۱} نامیده می‌شود. در حالیکه ساختارهای تغذیه دیگری وجود دارد که در شکل (۱-ب) نشان داده شده و دارای یک اختلاف فاز صفر درجه بین تأخیرهای الکتریکی مسیرهای بالاتر و پائین‌تر می‌باشد. به این ساختار تغذیه که در شکل (۱-ب) نشان داده شده، ساختار تغذیه صفر درجه می‌گویند.

اولین بار در [۲]، با تحلیل ماتریس انتقال^{۲۲} در مسیرهای بالاتر و پایین‌تر عبور سیگنال در یک فیلتر از ساختار تغذیه صفر درجه، استفاده شده است. اعمال این نوع از تغذیه منجر به تحقق دو عدد صفر انتقال در طرفین و در نزدیکی باند عبور فیلتر می‌شود که این خود سبب بهبود قابلیت‌گزینش^{۲۳} در پاسخ فرکانسی فیلتر می‌گردد. در [۱۶] اثبات شد که صفرهای انتقال در فرکانس‌هایی ایجاد می‌شوند که طول الکتریکی θ_1 و θ_2 (مسیرهای کوتاه‌تر و بلندتر) آنها تقریباً برابر $\pi/2$ می‌باشد. با توجه به معادلات [۹]، در فرکانس‌هایی که صفرهای انتقال وجود دارند، افت عبوری^{۲۴} برابر صفر می‌باشد ($S_{21} = 0$).

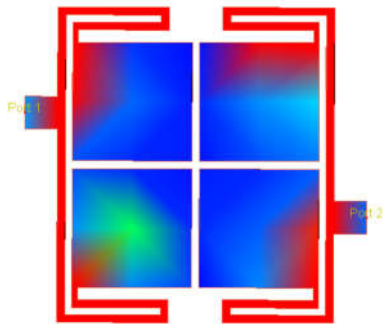
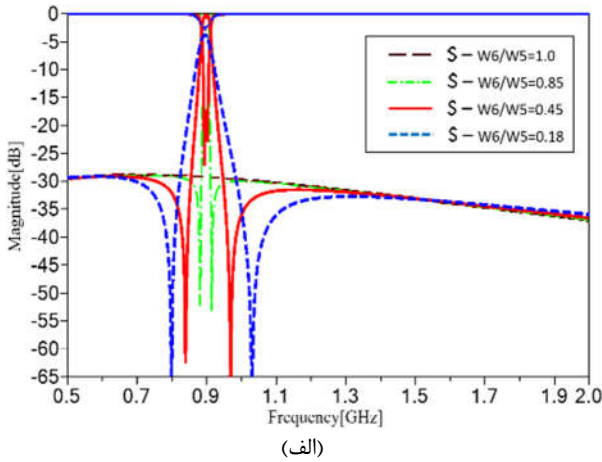
۳- طراحی و تحلیل فیلترهای سه گانه

۳-۱- ساختار اولیه فیلترهای پیشنهادی

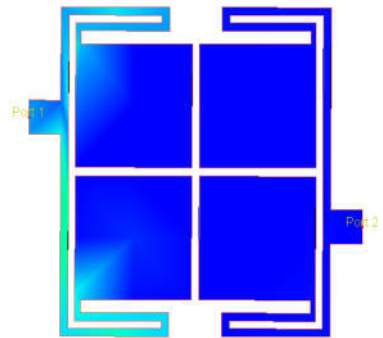
شکل (۲-الف) ساختار اولیه فیلترهای ارائه‌شده در این مقاله را به تصویر می‌کشد که شامل دو نیم‌ساختار اصلی می‌باشد، که به صورت الکتریکی به همدیگر تزویج شده‌اند. هرکدام از ساختارهای اصلی، شامل دو قسمت امپدانس پائین می‌باشند که بوسیله یک خط انتقال امپدانس بالا به یکدیگر وصل شده‌اند. در شماتیک موجود در شکل (۲-الف) یک خط انتقال به عنوان پورت ورودی/خروجی 50Ω از میانه قسمت امپدانس بالای هر ساختار اصلی منشعب می‌گردد.

جهت ایجاد یک باند عبور در فرکانس ۱/۸ GHz، می‌بایست قسمتهای امپدانس پائین از نیم‌ساختارهای اصلی شکل (۲-ب) با رزوناتورهای

رنگ آن به سمت آبی میل خواهد کرد. شار عبوری در فرکانس 0.9 GHz، که فرکانس صفر انتقال است در شکل (۴-ج) نشان داده شده است.



(ب)



(ج)

شکل (۴-الف): ترسیم و مقایسه پاسخ فرکانسی فیلتر تک‌بانده 0.9 GHz با نسبت‌های مختلف امپدانس (نسبت W_6 به W_5) (۴-ب) توزیع چگالی شار در فرکانس 0.9 GHz (۴-ج) توزیع چگالی شار در فرکانس 0.82 GHz
Fig. (4): a) Illustration and comparison of the frequency response of the single-band 0.9 GHz BPF with different impedance ratio (of W_6 to W_5) b) current density distribution at 0.9 GHz, c) current density distribution at 0.82 GHz

۳-۲-۳- تحلیل ساختار و ابعاد فیلتر اولیه با بررسی تغذیه

مدار فیلتر تک‌بانده اولیه پیشنهادی بر خلاف ساختارهای تغذیه رایج در دیگر فیلترها دارای ساختار تغذیه متقارن نیست، بلکه تغذیه آن دارای تقارنی کج (چوله) است که مبنای تحلیل ساختار فیلتر می‌باشد.

۳-۲-۲- فیلتر میان‌گذر تک بانده طراحی شده در باند 0.9 GHz

۳-۲-۱- پیکره‌بندی فیلتر GSM-0.9 GHz

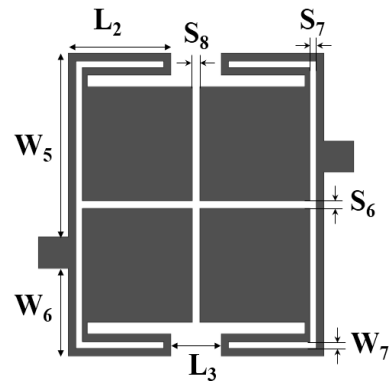
همانطور که در [۱۰] مطرح شده به طور عمده دو نوع ساختار تغذیه رایج برای فیلترهای ریزنوار با رزوناتورهای تزویج‌شده وجود دارد که عبارتند از:

(۱) ساختار تغذیه خط منشعب‌شده،

(۲) ساختار تغذیه خط تزویج‌شده.

در فیلترهای پیشنهادی در این مقاله از ساختار تغذیه خط منشعب‌شده^{۲۹} استفاده شده است. در برخی دیگر از فیلترهای دوبانده موجود در مراجع، از ساختار تغذیه خط تزویج‌شده^{۳۰} استفاده شده است. به این صورت که دو مجموعه رزوناتور تزویج‌شده در قسمتهای بالا و پایین پورت‌های (ورودی و خروجی) جایگذاری و با خطوط تغذیه تزویج می‌شوند تا باندهای عبور را ایجاد کنند [۱۰]، [۱۱].

همانطور که در شکل (۳) مشاهده می‌شود، در پیکره‌بندی نیم-ساختارهای اصلی نسبت به شکل (۲-د) قسمت امپدانس-پایین، خمیده‌تر و فشرده‌تر شده است. هدف از ایجاد این خمیدگی کاهش اندازه کلی^{۳۱} فیلتر می‌باشد.



شکل (۳): پیکره‌بندی فیلتر میان‌گذر تک بانده پیشنهادی در فرکانس 0.9 GHz استخراج شده از ساختار اولیه با فرم تقارن قطری

Fig. (3): Configuration of the proposed single-band 0.9 GHz BPF, derived from the primary structure in a diagonal symmetric form

۳-۲-۲- نحوه عملکرد فیلتر در فرکانس 0.9 GHz

در شکل (۳) با تنظیم نسبت امپدانس^{۳۲} W_6 به W_5 و تغییر این نسبت در محدوده اعدادی از ۱/۰ تا ۰/۱۸، به تدریج، ویژگی تقارن قطری^{۳۳} ایجاد شده و نتیجه این تغییر در شکل (۴-الف) پاسخهای مختلفی به دست می‌آید. با رسیدن این نسبت به همسایگی عدد ۰/۴۵ باند عبور برانگیخته شده در فرکانس 0.9 GHz با نرخ میرایی بسیار بالاتر و گزینش فرکانسی^{۳۴} مناسبتری به دست می‌آید. شار عبوری سیگنال در این نسبت امپدانس به بیشترین مقدار خود در فرکانس 0.9 GHz می‌رسد. این پدیده در شکل (۴-ب) دیده می‌شود.

اگر شار عبوری سیگنال در فرکانس یکی از صفرهای این سیستم بررسی شود، مشاهده می‌گردد که کمترین عبور شار را دارد، یعنی

$$\tan \theta_2 + \tan \theta_1 \approx \frac{1}{Z_0 \omega C} \quad (1)$$

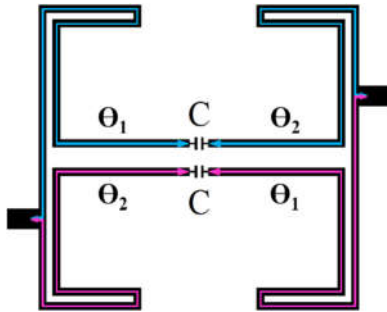
که در رابطه (۱)، C معادل خازن تزویج بین مسیر بالاتر و مسیر پایینتر است که در شکل (۶) نشان داده شده و مقدار آن بسیار ناچیز است. با فرض وجود ساختار تغذیه صفر درجه، مقادیر θ_1 و θ_2 به طور کلی در جهت رسیدن به عملکرد مطلوب فیلتر با همدیگر متفاوت می‌باشند. در اینصورت با بررسی رفتار حدی مخرج کسر در رابطه (۱) می‌توان آن را بصورت زیر ساده‌سازی نمود:

$$\tan \theta_1 \approx \frac{1}{Z_0 \omega C} \quad (2)$$

و یا

$$\tan \theta_2 \approx \frac{1}{Z_0 \omega C} \quad (3)$$

با توجه به روابط (۲) و (۳) در صورت میل کردن مخرج کسر به مقدار صفر آنگاه صفرهای انتقال در فرکانس‌هایی رخ می‌دهد که در آن فرکانس، مقدار $\theta_1 \approx \pi/2$ یا مقدار $\theta_2 \approx \pi/2$ است.

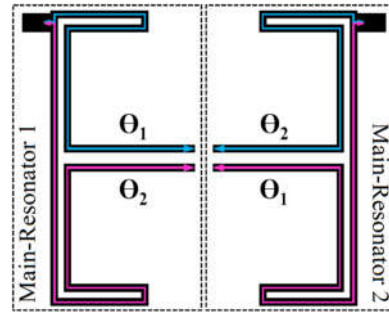


شکل (۶) خازن تزویج بین مسیرهای بالاتر و پایینتر

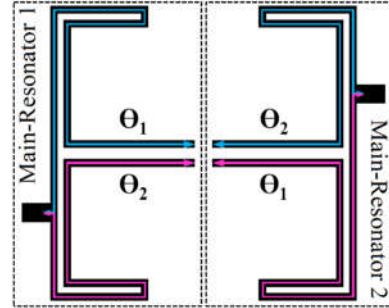
Fig. (6) Coupling capacitance between the upper and the lower path

در شکل‌های (۵) و (۶) مدارهای فیلتر تک‌باند اولیه جهت محاسبه طول الکتریکی مسیرهای بالاتر و پایینتر عبور سیگنال با امپدانس مشخصه یکسان (Z_c) با شماتیک حلقه باز و فشرده نمایش داده شده است. در شکل (۷) نتایج شبیه‌سازی این دو مدار فیلتر در فرکانس مرکزی ۰/۹ GHz با همدیگر مقایسه شده است. به طور واضح نتایج شبیه‌سازی شکل (۷)، تحلیل فوق را به طور اساسی تأیید می‌کند. در فرکانس ایجاد صفر انتقال پایینتر یعنی f_{TZ1} طول الکتریکی θ_1 به $\pi/2$ میل می‌کند و هنگامی که θ_2 به مقدار $\pi/2$ میل می‌کند، صفر انتقال بالاتر در فرکانس f_{TZ2} تحقق می‌یابد. با توجه به ضرایب و امپدانس مورد نیاز که از بخش (۵-۳) روابط حاکم بر طراحی به دست آمده است.

طبق تحلیل ارائه شده صفر انتقال اول در فرکانسی ایجاد می‌شود که بر مبنای آن فرکانس، طول الکتریکی θ_1 به مقدار $\pi/2$ میل کند که در این حالت طول فیزیکی بازوی θ_1 در امپدانس مشخصه (محاسبه شده در بخش (۵-۳) یعنی 106.33Ω) تقریباً حدود 69.16 mm می‌باشد. با در نظر گرفتن این مقدار برای طول فیزیکی θ_1 ، صفر انتقال اول، در فرکانسی کمتر از فرکانس تشدید باند پایه رخ می‌دهد ($f_{TZ1} = 820 \text{ MHz}$). همینطور در فرکانس وقوع صفر انتقال دوم



شکل (۵-الف): ساختار تغذیه غیر صفر درجه برای رزوناتورهای اصلی
Fig. 5 (a) Non-0° feeding structure applied for the main-resonators



شکل (۵-ب): ساختار تغذیه صفر درجه برای رزوناتورهای اصلی
Fig. 5 (b) 0° feeding structure applied for the main-resonators

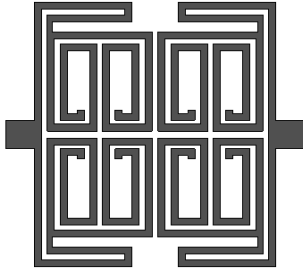
در شکل‌های (۵-الف) و (۵-ب) دو فرم قابل استفاده برای تغذیه مدار فیلترهای پیشنهادی، نشان داده شده است. خطوط انتقال خمیده تشکیل‌دهنده رزوناتورهای اصلی ۱ و ۲ در این دو شکل، در واقع بلوک‌های فیلتر میانگذر میکرواستریپ هستند. در شکل (۵-الف) برای ایجاد تزویج الکتریکی میان این دو بلوک اصلی از یک ساختار تغذیه متداول استفاده شده است. در این ساختار تغذیه رایج، تأخیر الکتریکی مسیر بالاتر (مشخص شده با رنگ آبی) با تأخیر الکتریکی مسیر پایینتر (مشخص شده با رنگ صورتی) در فرکانس تشدید بنیادین فیلتر (که در فیلتر تک‌باند اول برابر با ۰/۹ GHz است) یکسان نمی‌باشد. همانطور که در بخش (۲) نیز اشاره شده این نوع از تقارن در تغذیه متداول، ساختار تغذیه غیرصفر درجه نام دارد. درحالیکه نوع دیگری از تقارن (تقارن قطری) که در شکل (۵-ب) نشان داده شده و دارای تأخیرهای الکتریکی برابر در بین مسیرهای عبور بالاتر $\theta_1\theta_2$ (مسیر آبی) و مسیر پایینتر $\theta_2\theta_1$ (مسیر صورتی رنگ) می‌باشد.

در این نوع از ساختار تغذیه شکل (۵-ب) با تقارن کج، یک اختلاف صفر درجه بین مسیرهای عبور بالاتر و پایینتر براساس تأخیر الکتریکی وجود دارد. مزیت استفاده از این نوع ساختار تغذیه صفر درجه ایجاد یک جفت صفر انتقال در باند توقف در جهت بهبود گزینش باند عبور فیلتر می‌باشد. شرط لازم و کافی برای تحقق صفرهای انتقال عبارتست از:

$$S_{21} = 0$$

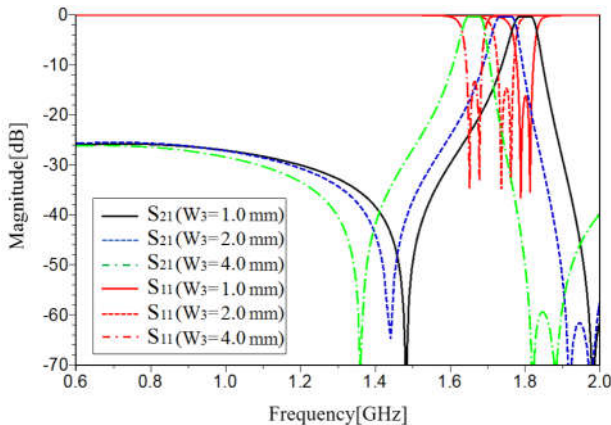
جهت برآورده شدن این شرط رابطه (۱) را برای مدار فیلتر بررسی می‌کنیم [۲].

اولیه، یک مجموعه منفرد از رزوناتورهای دارای تزویج متقابل که همگی از سمت گوشه بالا و بطور متقارن تغذیه می‌شوند، حاصل شده است. این ساختار متقارن با تشدید زیررزوناتورهای دارای طول-الکتریکی^{۳۶} یکسان و با تغذیه غیر صفر درجه، یک تک‌باند عبور را در فرکانس ۱/۸ GHz تولید می‌کند؛ به واسطه تزویج متقابل این زیر-رزوناتورها نیز دو عدد صفر انتقال در طرفین باند عبور فیلتر تک‌باند ایجاد شده است.



شکل (۸): پیکره‌بندی فیلتر میان‌گذر تک‌باند در فرکانس ۱/۸ GHz با فرم تقارن آینه‌ای پس از جایگذاری زیررزوناتورها

Fig. (8): Configuration of the single-band 1.8 GHz BPF with mirror-symmetric form after embedding the sub-resonators



شکل (۹): ترسیم پاسخ فرکانسی فیلتر تک‌باند ۱/۸ GHz با مقایسه پاسخ‌های فرکانسی دارای مقادیر مختلف W_3

Fig. (9): Illustration of the frequency response of the single-band 1.8 GHz BPF under different values of W_3

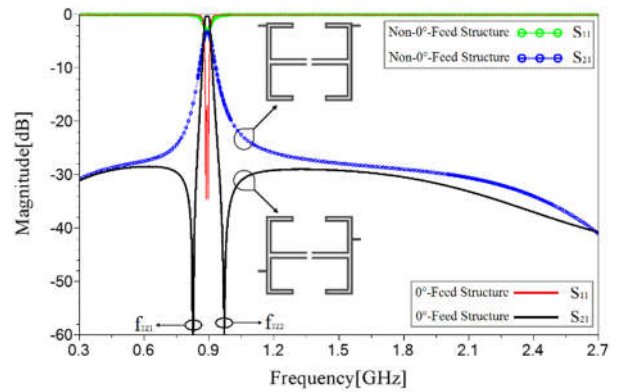
همانطور که در شکل (۹) دیده می‌شود پاسخ فرکانسی فیلتر تک‌باند ۱/۸ GHz به ازای مقادیر مختلفی از W_3 نشان داده شده، همین‌طور نشان می‌دهد که سطح تضعیف^{۳۷} صفرهای انتقال بالغ بر ۷۰ dB می‌باشد، که این ویژگی در مورد فیلتر تک‌باند در ۰.۹ GHz دارای نرخ تضعیفی در حدود ۶۵ dB است.

۳-۳-۲- تئوری خط انتقال^{۳۸} در طراحی زیر-رزوناتورها

هر کدام از زیر-رزوناتورهای خمیده دارای حداکثر چگالی میدان الکتریکی در نزدیکی لبه دهانه‌های حلقه باز خود می‌باشند و حداکثر میدان مغناطیسی نیز در فرکانس تشدید در حوالی مرکز خط انتقال زیر-رزوناتورها به دست می‌آید [۱۱].

(یعنی هنگامی که θ_2 به مقدار $\pi/2$ میل می‌کند) مقدار طول فیزیکی بازوی θ_2 با استفاده از نرم افزار LineCalc تقریباً مقدار ۵۷/۸۶ mm به دست می‌آید. با اعمال این طول فیزیکی، صفر انتقال دوم در فرکانس $f_{T22} = ۹۸۰$ MHz یعنی در نقطه‌ای در همسایگی بالاتر از فرکانس باند پایه^{۳۵} رخ می‌دهد. فرکانس تشدید باند پایه برابر ۰/۹ GHz بوده و در میان این دو صفرانتقال قرار دارد.

بنابراین طول فیزیکی هرکدام از بازوهای θ_1 و θ_2 به طور جداگانه به دست می‌آید. که هرکدام قسمتی از مسیرهای بالا و پایین عبور سیگنال در شکل (۷) را تشکیل می‌دهند که مجموع آنها برابر طول مسیر بالا و مسیر پایین عبور سیگنال می‌باشد. البته این مقدار در حالت ایده‌آل و با تخمین به دست آمده و برابر $\theta_1 + \theta_2 = 127$ mm می‌باشد و با توجه به تلفات خطوط مایکرواستریپ با نتایج تجربی اندکی اختلاف دارد.



شکل (۷): مقایسه نتایج طراحی فیلتر تک‌باند در فرکانس ۰/۹ GHz در دو حالت استفاده از ساختار تغذیه متداول و ساختار تغذیه صفردرجه

Fig. (7): Comparison of simulated results of the single-band 0.9 GHz BPF with 0° feeding structure and non-0° feeding structure

همانطور که در شکل (۷) نشان داده شده، اعمال ساختار تغذیه صفر درجه منجر به پدید آمدن دو عدد صفر انتقال در نزدیکی لبه باند عبور می‌شود. البته مکان این صفرهای انتقال با بهره‌گیری از تئوری خط انتقال در مورد مدار فیلتر مورد نظر، از طریق ادمیتانس ورودی با کمک رابطه (۴) نیز قابل پیش‌بینی می‌باشد.

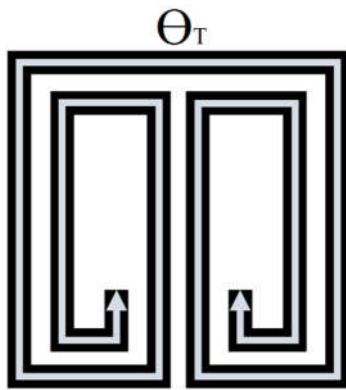
$$S_{21} = \frac{j4 \cos \theta_2}{\left(\frac{1}{Z_{c0C}} \cos \theta_2 - \sin \theta_2\right)^2 - 4} \quad (4)$$

ایجاد این دو صفر انتقال در طرفین باند عبور سبب افزایش شدید شیب دامنه باند عبور و کاهش سطح باند توقف (که مطلوبست) می‌شود.

۳-۳-۳- فیلتر میان‌گذر تک‌باند طراحی شده در باند ۱/۸ GHz

۳-۳-۱- ساختار کلی و عملکرد فیلتر تک‌باند ۱/۸ GHz

اگر همان ساختار اولیه شکل (۲-الف) در نظر گرفته شود، و این بار با حفظ تقارن در موقعیت پورتهای تغذیه و ساختار فیلتر، از جایگذاری زیررزوناتورهای نیم‌طول موج بهره گرفته شود؛ شکل (۸) به دست می‌آید. همانطور که در شکل (۸) قابل مشاهده است با جایگذاری زیررزوناتورهای حلقه‌باز ماریچی بجای قسمت امپدانس پایین ساختار



شکل (۱۰): طول کلی هر کدام از زیر-رزوناتورها جهت ایجاد باند ۱/۸ GHz
Fig. (10): Total-Length of the each sub-resonators for creating the 1.8 GHz passband

با توجه به روابط (۹) و (۱۰)، با استفاده از امپدانس مشخصه و ضریب دی‌الکتریک مؤثر به دست آمده، و نیز به کمک نرم‌افزار LineCalc طول فیزیکی خط انتقال تشکیل دهنده زیر-رزوناتورها، در مسافت نیم-طول موج، برابر ۶۳ mm می‌باشد. بکارگیری این طول کلی برای زیر-رزوناتورها با اندکی تقریب، منجر به تشدید باند عبور در فرکانس می‌گردد. میزان تحقق این باند عبور با بررسی دیگر مقادیر θ_T در شکل (۱۹) بررسی شده است.

۴-۳- فیلتر میان‌گذر دوبانده در باندهای ۱/۸ GHz، ۰/۹

۴-۳-۱- پیکربندی و عملکرد فیلتر دوبانده ۱/۸ GHz، ۰/۹
هنگامی که نسبت اندازه طول W_6 به طول W_5 به محدوده عدد ۰/۴۵ نزدیک شود، تأخیر الکتریکی بین پورتهای ورودی و خروجی به صفر درجه میل می‌کند و این امر باعث ایجاد ساختار تغذیه صفر درجه می‌شود.

با این تفصیل و با استفاده همزمان از زیررزوناتورهای $\lambda/2$ (نیم طول- موج) می‌توان از هر دو خاصیت درکنار هم استفاده نمود، و به باندهای عبور متناظر با هر خاصیت دست یافت. نتیجه این ترکیب در شکل (۱۱) و پاسخ فرکانسی آن در شکل (۱۲) نشان داده شده است. زیررزوناتورهای جاسازی شده دارای عرض نوار فلزی $w_2 = 0.16$ mm می‌باشند که برابر با عرض نواری کلیه خطوط میکرواستریپ به کار رفته در طراحی فیلتر دو بانده و فیلتر تک‌بانده ۱/۸ GHz است.

در دو فیلتر پیش‌گفته در بخش‌های (۳-۲) و (۳-۳) این مقاله به ترتیب با ایجاد تغذیه صفر درجه در ساختار اولیه، یک پاسخ با تک‌باند عبور پایین‌تر، و با جایگذاری زیرساختارها در کالبد ساختارهای اصلی نیز پاسخی با تک باند عبور بالاتر را می‌توان ایجاد نمود. در اینجا (مطابق با شکل (۱۱)) با ترکیب خاصیت ساختار تغذیه صفر درجه با تشدید^{۳۵} زیر-رزوناتورها می‌توان به نتیجه‌ای با پاسخ شامل دو باند عبور دست یافت (همانطور که در شکل (۱۲) نشان داده شده است)، که به ترتیب ناشی از تزویج الکتریکی نیم‌ساختارهای اصلی با تغذیه صفر درجه و تزویج متقابل زیررزوناتورهای جاسازی شده، می‌باشند.

برای دستیابی به حداکثر تزویج الکتریکی باید دهانه جفت رزوناتورهای حلقه باز تزویج شده در مکان مناسبی قرار گیرد. برای بررسی این موضوع در بخش بهینه‌سازی (۳-۴-۲)، با نزدیک کردن دهانه‌های جفت زیر-رزوناتورها به همدیگر و ایجاد تزویج متقابل ضمن دستیابی به حداکثر تزویج الکتریکی، فرآیند کوچک‌سازی، و حذف هارمونیک نامطلوب به طور همزمان انجام گرفته است.

با مطالعه بر روی تحرکات الکترومغناطیسی امواج در طول خط انتقال، تغییرات چگالی میدان‌های الکتریکی و مغناطیسی قابل بررسی می‌باشد. در این زمینه برای ساختار میدان‌های مغناطیسی ایستا (TEM)^{۳۹} اینطور فرض می‌شود که بردارهای هر دو میدان بر روی یک صفحه قرار دارند. این صفحه فرضی، عمود بر راستای انتشار امواج قرار دارد.

بررسی مدهای انتشار شبه TEM بر روی خطوط انتقال میکرواستریپ قابل تخمین می‌باشد. با در نظر گرفتن تحلیل مود انتشاری TEM و فرض خط انتقال بدون تلفات، میدانهای الکتریکی و مغناطیسی \vec{E} و \vec{H} منحصرأ به ولتاژ و جریان V و I بستگی دارند.

با توجه به اینکه عرض نوار میکرواستریپ در فیلترهای میان‌گذر ارائه شده در این مقاله یکسان می‌باشد، تحلیل و طراحی این فیلترها بر اساس نظریه خط انتقال و بصورت هم-امپدانس^{۴۰} فرض می‌شود. اندازه ولتاژ و جریان هر نقطه‌ای بر روی خط انتقال، تابع موج تابشی و ضریب انعکاس (Γ) می‌باشد که به قرار زیر است:

$$|V(z)| = |V_o^+| \left| \frac{1 + \Gamma e^{j(\theta - 2\beta l)}}{1 - \Gamma e^{j(\theta - 2\beta l)}} \right| \quad (5)$$

$$|I(z)| = \frac{|V_o^+|}{Z_c} \left| 1 - \Gamma e^{j(\theta - 2\beta l)} \right| \quad (6)$$

که مقدار $l = -z$ در فاصله از بار (واقع در $z = 0$) اندازه‌گیری می‌شود. و θ فاز ضریب انعکاس محسوب می‌شود. هنگامیکه $(\theta - 2\beta l)$ دارای یک اندازه برابر صفر یا هر مضربی از 2π رادیان می‌باشد، ماکزیمم اندازه را ولتاژ در رابطه (۵) و مینیمم اندازه را جریان در رابطه (۶) داراست.

در مورد خطوط مدار باز روابط (۵) و (۶) به روابط زیر تبدیل می‌شوند:

$$|V(z)| = |V_o^+| \left| 1 + \Gamma e^{-j2\beta l} \right| \quad (7)$$

$$|I(z)| = \frac{|V_o^+|}{Z_c} \left| 1 - \Gamma e^{-j2\beta l} \right| \quad (8)$$

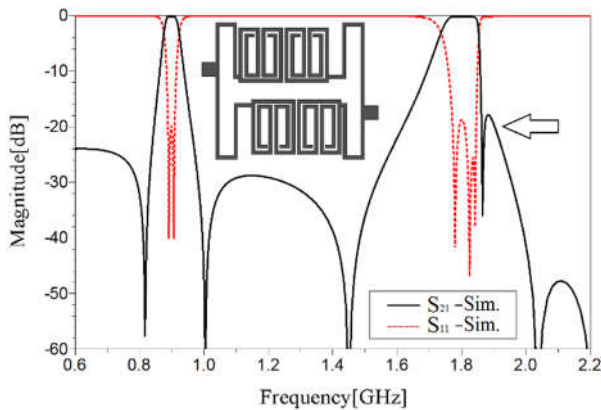
در فاصله یک ربع موج قبل از رسیدن به انتهای خط، مقدار ولتاژ صفر می‌شود، در حالیکه جریان حداکثر است. حال اگر طول خط برابر نیم طول موج باشد، توزیع جریان در نزدیکی مرکز خط انتقال ماکزیمم است. بالا بودن تزویج مغناطیسی ناشی از جریان رسانش بالاست [۱۲]. برای ایجاد باند عبور در فرکانس ۱/۸ GHz باید طول کلی زیر-رزوناتورهای جاسازی شده در فرکانس ۱/۸ GHz به نیم طول موج (یعنی $\theta_T \approx \pi$) میل کند تا پدیده تشدید رخ دهد.

۳-۴-۲- مراحل بهینه‌سازی فیلترهای مبتنی بر ساختار تغذیه

با توجه به روابط (۹) تا (۱۳) و قابلیت به دست آوردن امپدانس ورودی توسط نرم‌افزار ADS، ابعاد مدار بهینه شده است (امپدانس مدار در فرکانسهای کاری باید با امپدانس تطبیق برابر باشند) [۱۶].

در شکل‌های زیر مراحل گام به گام بهینه‌سازی فیلتر دوبانده با رویکرد کوچک‌سازی از توپولوژی متداول در اکثر مقالات ارجاع شده، و بهبود آن تا رسیدن به بهترین میزان فشردگی همزمان با حذف هارمونیکها و فرکانس‌های تشدید مزاحم^{۴۴} دنبال شده است.

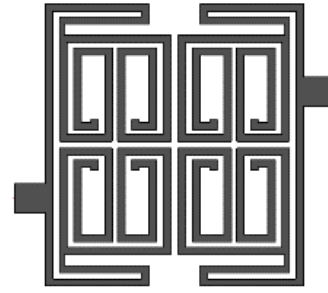
سیر تحول طراحی‌های بررسی شده از شکل (۱۳) تا شکل (۱۸) به این واقعیت دلالت دارد که در بین توپولوژی‌های پیشنهادی تنها موردی منجر به حذف هارمونیکهای نامطلوب و به حداقل رساندن ریبیل می‌شود که هر چهار زیر-رزوناتور در آن طراحی با همدیگر ترویج متقابل داشته باشند، و مسیره‌های چندگانه‌ای برای عبور سیگنال ایجاد کنند.



شکل (۱۳): توپولوژی و پاسخ فرکانسی فیلتر دوبانده فاقد ترویج متقابل
Fig. (13): Topology and frequency response of the dual-band filter without cross-coupling

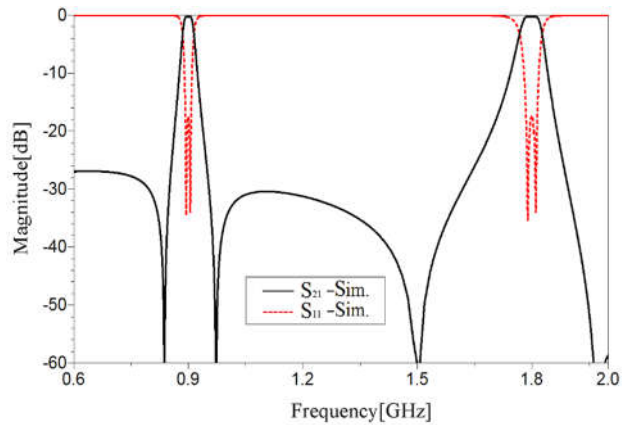
شکل‌هایی همچون شکل (۱۳) از جمله طراحی‌های ضعیف است که ابعاد آن از تحلیل و محاسبه به دست آمده، و با وجود افت عبوری ناچیز و افت بازگشتی مناسب، باند دوم آن هنوز از اثرات هارمونیک حاصل از صفرهای انتقال باند عبور اول خلاص نشده است.

در این طراحی علاوه بر لحاظ شدن چولگی بر تغذیه، در کل ساختار این فیلتر نیز چولگی لحاظ شده که این سبب کاهش ریبیل در پاسخ باند دوم آن شده است.



شکل (۱۱): پیکره‌بندی یکپارچه شامل ساختار تغذیه دوگانه و رزوناتورهای جاسازی شده جهت تحقق رفتار دوبانده در ۰/۹، ۱/۸GHz

Fig. (11): Integrated configuration comprising the dual feeding structure and the embedded resonators to realize a dual-band behavior at 0.9/1.8 GHz



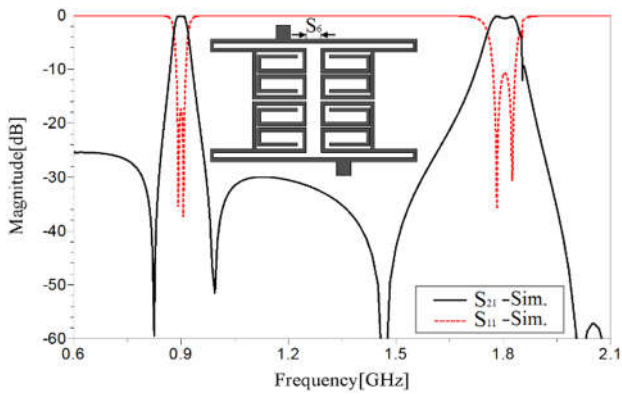
شکل (۱۲): پاسخ فرکانسی فیلتر میان‌گذر دوبانده پیشنهادی در باندهای عبور ۰.۹/۱۸۰۰ GHz

Fig. (12): The frequency response of the proposed dual-band BPF at 0.9/1800 GHz passbands

استفاده از زیررزوناتورهایی که به صورت درون-مارپیچی توپر شده‌اند و همینطور خمیدگی نیم‌ساختارهای اصلی سبب کاهش چشمگیر در فضای اشغال شده توسط فیلترهای ارائه شده در این مقاله شده است. در شکل (۱۱) کلیه پارامترهای طولی W_3 و W_5 و W_6 در جهت رسیدن به پاسخ مطلوب دوبانده تنظیم و جهت دستیابی به حداقل ریبیل باند عبور بهینه‌سازی شده‌اند.

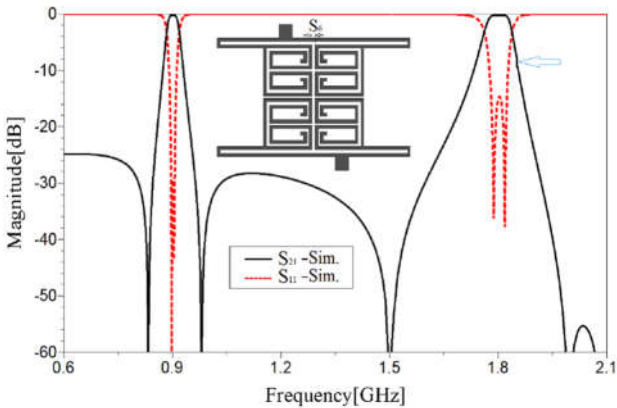
از این نوع رزوناتورهای فشرده با مارپیچ دوگانه قبلاً در [۱۳] به صورت ترویج الکتریکی استفاده شده که پاسخ فرکانسی دارای افت مناسبی نمی‌باشد و سطح ایزولاسیون باند توقف کافی نیست. ولی در [۱۱] رزوناتورهای مارپیچ با همدیگر ترویج مغناطیسی دارند و در ساختار فیلتری با تغذیه‌ای از نوع خطوط ترویج‌شده، جاسازی شده‌اند. که نتیجه این طراحی افت کم و پاسخ فرکانسی با ایزولاسیون مناسب و سطح بالای تضعیف در باند توقف می‌باشد.

در این مقاله نیز استفاده از رزوناتورهای مارپیچ در کالبد فیلتر تک‌باند با تغذیه صفر درجه از نوع خط انشعابی با ایجاد باند عبور دوم در ۱/۸ GHz سبب ارتقاء فیلتر به حالت دوبانده می‌شود.



شکل (۱۷): توپولوژی و پاسخ فیلتر دوبانده به ازای مقدار $S_6 = 2.45 \text{ mm}$
 Fig. (17): Topology and frequency response of the dual-band filter under value of $S_6 = 2.45 \text{ mm}$

با توجه به شکل (۱۷) مشاهده می‌شود که اثرات هارمونیک در باند عبور دوم نسبت به شکل‌های (۱۵) و (۱۶) کاهش بیشتری یافته که این به دلیل کاهش فاصله بین چهار زیر-رزوناتور جایگذاری شده و تقویت هرچه بیشتر تزویج متقابل چهار دهانه زیر-رزوناتورها است.



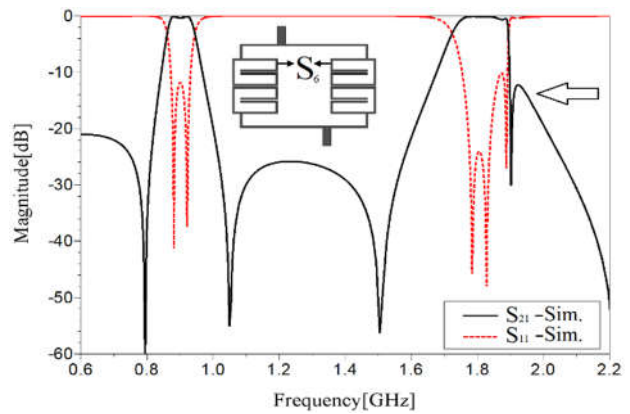
شکل (۱۸): توپولوژی و پاسخ فیلتر دوبانده به ازای مقدار $S_6 = 0.6 \text{ mm}$
 Fig. (18): Topology and frequency response of the dual-band filter under value of $S_6 = 0.6 \text{ mm}$

مطابق شکل (۱۸) با رسیدن تزویج متقابل به بالاترین مقدار، اثرات هارمونیک نیز به حداقل مقدار خود رسیده است. مقدار S_6 برای توپولوژی‌های ارائه شده در شکل‌های (۱۴)، (۱۵)، (۱۶)، (۱۷) و (۱۸) به ترتیب برابر 1 mm ، $15/75 \text{ mm}$ و $10/85 \text{ mm}$ و $2/45 \text{ mm}$ و $0/6 \text{ mm}$ می‌باشد.

اندازه کلی فیلتر اولیه در روش متداول در شکل (۱۵) برحسب λ_g (طول موج هدایت‌شده) برابر $0.09\lambda_g * 0.163\lambda_g$ می‌باشد. اندازه نهایی فیلتر بعد از فرآیند بهینه‌سازی به مقدار $0.08\lambda_g * 0.092\lambda_g$ کاهش می‌یابد که در جدول (۱) ارائه و مقایسه شده است.

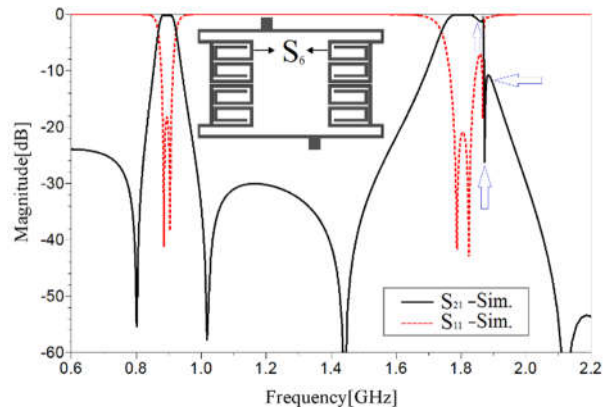
۳-۴-۳- باند ثابت پایین و باند بالای قابل تنظیم

یکی از جنبه‌های نوآوری ارائه شده در این مقاله، قابلیت تنظیم باندهای عبور فیلتر در آن است به طوری که در مورد فیلتر دو بانده می‌توان باند عبور بالاتر را به راحتی با تغییر طول کلی^{۳۳} زیر-رزوناتورها تنظیم نمود در حالی که باند عبور پایین تقریباً ثابت باقی می‌ماند.

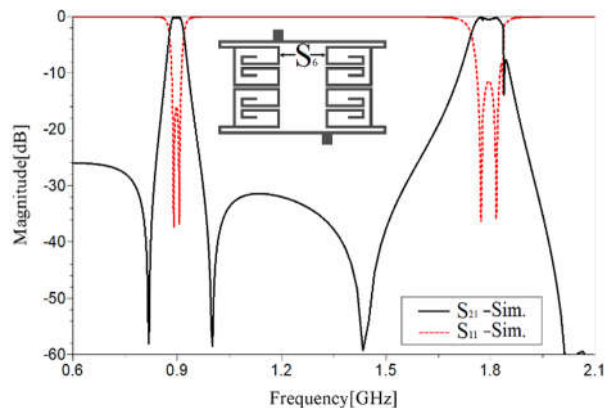


شکل (۱۴): توپولوژی و پاسخ فرکانسی فیلتر دوبانده متداول در مقالات مرجع
 Fig. (14): Common topology and frequency response of the dual-band BPF in the referenced papers

توپولوژی نشان داده شده در شکل (۱۴) یکی از انواع متداول در برخی مقالات ارجاع شده می‌باشد (مراجع [۲]، [۳] و [۹])؛ که به عنوان یک روش مطلوب، در باندهای فرکانسی مورد نیاز در این مقاله، قابل استفاده نمی‌باشد که علت آن نیز به وجود آمدن هارمونیک ناشی از صفر انتقال باند عبور اول است که مطلوب نمی‌باشد.



شکل (۱۵): توپولوژی و پاسخ فیلتر دوبانده به ازای مقدار $S_6 = 15.75 \text{ mm}$
 Fig. (15): Topology and frequency response of the dual-band filter under value of $S_6 = 15.75 \text{ mm}$



شکل (۱۶): توپولوژی و پاسخ فیلتر دوبانده به ازای مقدار $S_6 = 10.85 \text{ mm}$
 Fig. (16): Topology and frequency response of the dual-band filter under value of $S_6 = 10.85 \text{ mm}$

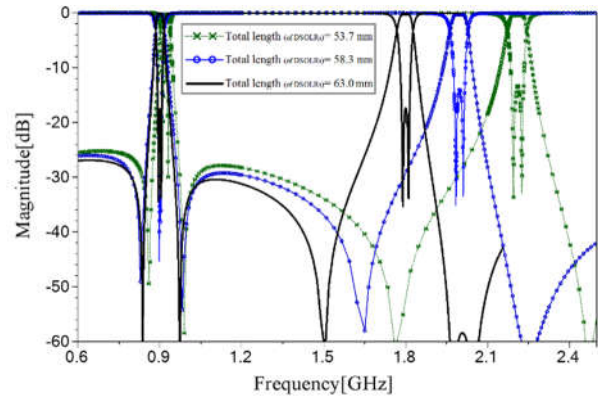
که در معادلات فوق ϵ_{re} ثابت دی‌الکتریک موثر، Z_c امپدانس مشخصه، ϵ_r ثابت دی‌الکتریک، h ضخامت زیر لایه، W عرض استریپ و η برابر 120π می‌باشد. برای فیلتر تک‌باند اول با ساختار تغذیه‌صفردرجه، براساس تئوری خط انتقال، باند پایه در فرکانس 0.9 GHz در نظر گرفته شده است. با فرض این باند پایه، و شرایطی که زیرلایه دارای ثابت دی‌الکتریک $2/2$ و ضخامت 0.787 mm باشد، و با توجه به روابط (۹) و (۱۰) مقدار ضریب مؤثر ϵ_{re} تقریباً برابر $1/75$ به دست می‌آید. با در نظر گرفتن عرض نوار مایکرواستریپ در مقدار 0.6 mm امپدانس مشخصه برای فیلترهای ارائه شده بر اساس رابطه (۹) محاسبه می‌گردد؛ که مقدار امپدانس مشخصه برابر $106/33$ اهم می‌باشد. در فیلتر تک‌باند دوم با ساختار تغذیه‌غیر صفردرجه، باند پایه در فرکانس $1/8$ GHz در نظر گرفته شده که برای این باند نیز ضریب دی‌الکتریک مؤثر حدوداً برابر مقدار $1/75$ از رابطه (۱۰) محاسبه می‌گردد. محاسبه امپدانس مشخصه و ضرایب فوق‌الذکر هم از طریق روابط فوق و هم از طریق نرم‌افزار LineCalc قابل انجام است.

۴- نتایج ساخت و اندازه‌گیری

۴-۱- نتایج اندازه‌گیری و تصاویر فیلترهای ساخته شده

پس از تنظیم پارامترهای ابعادی این قطعات با توجه به روش‌شناسی^{۴۵} در نوشتار فوق‌الذکر و با توجه به درجه بالای آزادی در طراحی این قطعات غیرفعال^{۴۶}، در نهایت سه طرحواره^{۴۷} از فیلترهای میانگذر تک-باند و دوباند با محدوده اشغالی^{۴۸} و اندازه کلی یکسان بر روی زیرلایه^{۴۹} RT/Duroid 5880 با پارامتر دی‌الکتریک $2/2$ و ضخامت زیرلایه 0.787 mm پیاده‌سازی شده است. این زیرلایه با توجه به تازنانت تلفات بسیار کم آن که 0.009 است، دارای کاربرد زیادی در فیلترها می‌باشد. همچنین ضخامت نوار فلزی در نظر گرفته شده برای این قطعه 0.07 میلی‌متر می‌باشد. دلیل دیگر انتخاب این نوع زیرلایه این است که یکی از انواع همیشه در دسترس و رایج می‌باشد. با توجه به اینکه هرچه ضخامت زیرلایه کمتر شود (نازک‌تر شود) انعطاف‌پذیری زیرلایه بیشتر می‌شود که این مطلوب نیست؛ به همین دلیل از زیرلایه ضخیم‌تری استفاده شده تا انعطاف کمتری داشته باشد. زیرلایه نسبت به زیر لایه‌های دیگر دارای تلفات بسیار کمتری می‌باشد، به همین دلیل نتایج ساخت با شبیه‌سازی تطابق خوبی پیدا خواهد کرد. همچنین از ضخامت 0.787 mm استفاده شده است، چون دارای استحکام بیشتری نسبت به 0.508 mm و 0.381 mm می‌باشد. ابعاد فیلتر طراحی شده بر اساس فرمولها و روابط موجود در [۱]، به دست آمده و جهت ایجاد باندهای عبور در فرکانسهای کاربردی GSM بهینه‌سازی شده است.

ایده اولیه این طراحی، دستیابی به ساختاری می‌باشد که با تغییراتی اندک، به ساختارهای دارای کاربرد متفاوت و با پاسخ دلخواه تک‌باند و یا دوباند در فرکانسهای مطلوب تبدیل شود و عملکردی سطح بالا در باندهای عبور و توقف داشته باشد.



شکل (۱۹): پاسخ‌های مختلف پارامتر S با تغییر طول کلی زیر-رزوناتورها
Fig. (19) different responses of the S-parameters with varying the total length of the sub-resonators

طول کلی زیر-رزوناتورها (θ_T) در شکل (۱۰) با خط سفید نشان داده شده و پاسخ فرکانسی ناشی از آنها در شکل (۱۹) به ازای سه مقدار مختلف نشان داده شده است که عبارتند از:

$$\theta_{T2} = 53.7 \text{ mm}, \theta_{T1} = 58.3 \text{ mm} \text{ and } \theta_T = 63 \text{ mm}.$$

شکل (۱۹) علاوه بر نشان دادن استقلال و تفکیک باندهای عبور از یکدیگر و قابلیت تنظیم باند دوم به طور مستقل از باند عبور اول در یک محدوده گسترده تأکید دارد. بعلاوه با توجه به پاسخ فرکانسی فیلتر دو باند (مطابق شکل (۱۲)) ممکن است منجر به این ابهام شود که باند عبور دوم، هارمونیک باند عبور اول است. در شکل (۱۹) برای رفع این ابهام، پاسخ فیلتر دو باند با مقادیر مختلف طول خط انتقال تشکیل دهنده زیر-رزوناتورها نشان داده شده که بر این واقعیت دلالت دارد که پدیده تشدید^{۴۴} باند عبور دوم ناشی از تشدید زیر-رزوناتورها بوده و تنظیم آن نیز به طول کلی زیر-رزوناتورها وابسته است. مطابق شکل (۱۹) با در نظر گرفتن $\theta_T = 63$ mm زیر-رزوناتورها در فرکانس تشدید $1/8$ GHz به اندازه نیم طول موج خود میل می‌کنند.

۳-۵- بررسی روابط و ضرایب مهم طراحی فیلترهای سه گانه

برای دستیابی به اهداف ذکر شده تطبیق کامل در ورودی و خروجی‌ها اهمیت بسیاری دارد. اگر بتوان تطبیق در ورودی و خروجی را به 50 اهم کامل رساند، تلفات و ایزولاسیون برابر صفر خواهد شد. به همین منظور از روابط (۹) تا (۱۲) برای تطبیق کامل استفاده می‌شود. برای خطوط نازک که نسبت آنها به صورت $W/h < 1$ می‌باشد، از روابط (۹) و (۱۰) استفاده می‌گردد:

$$Z_c = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln \left[\frac{8h}{W} + 0.25 \frac{W}{h} \right] \quad (\Omega) \quad (9)$$

و

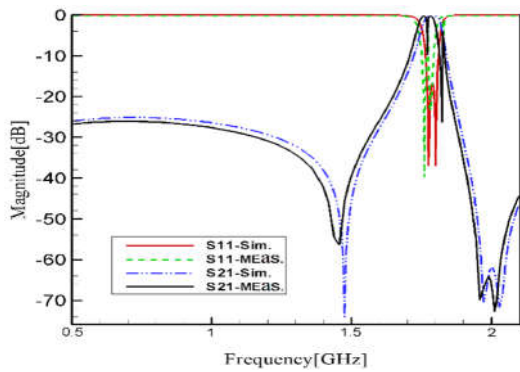
$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + \frac{2h}{W} \right)^{-0.5} + 0.041 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right] \quad (10)$$

و برای خطوط پهن که نسبت آنها بصورت $W/h \geq 1$ است، از روابط (۱۱) و (۱۲) استفاده می‌گردد:

$$Z_c = \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \left[\frac{W}{h} + 1.393 + 0.677 \ln \left(\frac{W}{h} + 1.444 \right) \right]^{-1} \quad (\Omega) \quad (11)$$

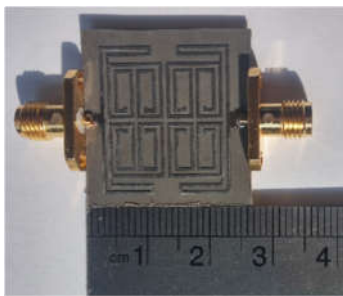
و

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-0.5} \quad (12)$$

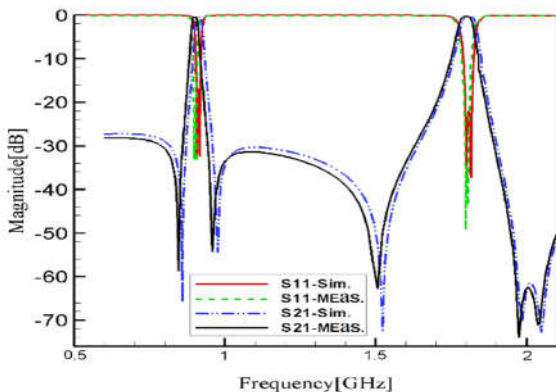


شکل (۲۲): مقایسه نتایج اندازه‌گیری و شبیه‌سازی فیلتر میان‌گذر تک‌باند در فرکانس ۱/۸ GHz

Fig. (22): Comparison of the simulation and experimental results of the single-band BPF at 1.8 GHz frequency

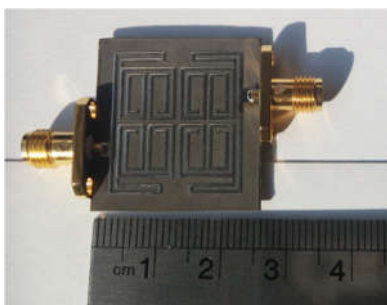


شکل (۲۳): تصویر ساخت فیلتر میان‌گذر تک‌باند در ۱/۸ GHz
Fig. (23): Photograph of the fabricated single-band BPF at 1.8 GHz frequency



شکل (۲۴): مقایسه نتایج تجربی و شبیه‌سازی فیلتر میان‌گذر دو باند در فرکانسهای ۰/۹ GHz و ۱/۸ GHz

Fig. (24): Comparison of the simulation and experimental results of the dual-band BPF at 0.9/1.8 GHz frequencies

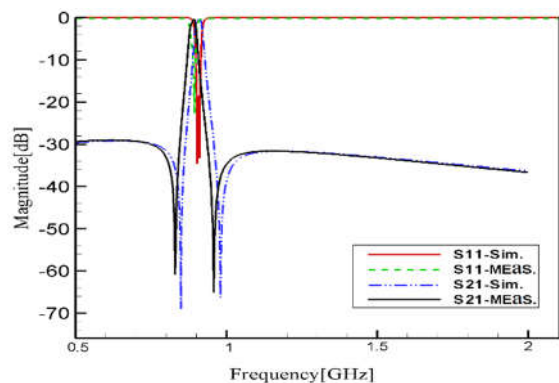


شکل (۲۵): تصویر ساخت فیلتر میان‌گذر دوباند 0.9/1.8 GHz
Fig. (25): Photograph of the dual-band 0.9/1.8 GHz BPF

نتایج ساخت و اندازه‌گیری^{۵۰} متناظر با هر فیلتر و مقایسه آن با نتایج شبیه‌سازی آن فیلتر در شکل‌های (۲۰) و (۲۲) و (۲۴) به ترتیب نشان داده شده است. نمونه فیلترهای ساخته شده نیز در شکل‌های (۲۱) و (۲۳) و (۲۵) نمایش داده شده‌اند.

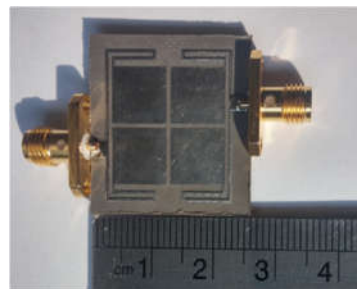
پاسخ فرکانسی شکل (۲۰) نشان می‌دهد که تطابق خوبی میان نتایج اندازه‌گیری و شبیه‌سازی وجود دارد، بجز مقدار اندکی جابجایی فرکانسی^{۵۱} در نتایج اندازه‌گیری نسبت به نتایج ساخت، که آنهم ناشی از وجود اتصال دهنده‌ها^{۵۲} می‌باشد.

با مشاهده نتایج اندازه‌گیری و مقایسه آن با نتایج شبیه‌سازی در شکل (۲۲) درمی‌یابیم که در نتایج اندازه‌گیری و در وسط باند عبور^{۵۳} در فرکانس ۱/۸ GHz یک شکاف^{۵۴} ایجاد شده، که این شکاف در هنگام شبیه‌سازی، درست زمانی پدید می‌آید که فاصله تزویج دو نیم‌ساختار اصلی بیش از حد به هم نزدیک شود. ولی به غیر از این مورد، تناقض چندانی با نتایج ساخت وجود ندارد.



شکل (۲۰): مقایسه نتایج اندازه‌گیری و شبیه‌سازی فیلتر تک‌باند در فرکانس ۰/۹ GHz

Fig. (20): Comparison of the simulation and experimental results of the single-band BPF at 0.9 GHz frequency



شکل (۲۱): تصویر ساخت فیلتر میان‌گذر تک‌باند در فرکانس ۰/۹ GHz
Fig. (21): Photograph of the fabricated single-band BPF at 0.9 GHz frequency

۴-۲- مقایسه نتایج اندازه‌گیری فیلترهای ساخته شده با مراجع از رابطه (۱۳)، می‌توان طول موج خط میکرواستریپ را محاسبه نمود که بر این اساس اندازه فیلتر نیز برابر $\lambda_g \approx 0.08 \lambda_0$ به دست می‌آید.

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{re}}} = \frac{300}{f(\text{GHz})\sqrt{\epsilon_{re}}} \text{ mm} \quad (13)$$

در رابطه فوق λ_0 برابر طول موج نور در محیط خلأ در فرکانس f در مرکز باند پایه برحسب GHz (در باند عبور اول برابر ۰/۹ GHz) و λ_g طول موج هدایت شده مود شبه-TEM میکرواستریپ روی زیرلایه می‌باشد [۱]. اندازه کلی فیلترهای میکرواستریپ در برخی از مراجع براساس مضربی از λ_g موجود در رابطه (۱۳) و در برخی دیگر برحسب میلیمتر بیان می‌شود. در جدول (۱) اندازه کلی فیلترهای مراجع، برحسب λ_g و برحسب میلیمتر تفکیک و با هم مقایسه شده‌اند.

در بسیاری از روشهای طراحی برگرفته از ساختار تغذیه صفر درجه، از روش جاسازی زیر-رزوناتورهایی کوچکتر در کالبد رزوناتور اصلی بزرگتر استفاده شده است. که برخی از این نوع فیلترها در قسمت مراجع آورده شده و در جدول (۱) و (۲) نیز به آنها اشاره شده است. معایبی که در اکثر این طراحی‌ها مشاهده می‌شود محدوده‌های خالی در میانه کالبد اصلی فیلتر است که سبب افزایش ابعاد آنها می‌شود. برای نمونه در فیلترهای دو بانده موجود در مراجع [۴]، [۵] و [۹] که از جمله مراجع مبتنی بر جایگذاری زیر-رزوناتورها در رزوناتور اصلی در عین استفاده از ساختار تغذیه صفردرجه هستند؛ زیر-رزوناتورها به ترتیب ۳۶/۸٪، ۱۸/۸۸٪ و ۴۹٪ از مساحت درونی رزوناتورهای اصلی را اشغال کرده‌اند و بقیه مساحت آنها جای خالیست. درحالی که در فیلتر دوبانده پیشنهادی ۶۴/۸٪ از مساحت کل فیلتر دوبانده اشغال شده است.

در ضمن با مقایسه اندازه کلی فیلتر با اندازه دیگر فیلترها در جدول (۱)، مشاهده می‌گردد که ضمن تحقق رویکرد کوچک‌سازی، بیشترین میزان فشردگی و کاهش اندازه مطلوب، حاصل شده است.

با توجه به جدول (۲)، در زمینه افت عبوری می‌توان مشاهده نمود که در مقایسه با دیگر فیلترهای دو بانده ارائه شده در مراجع، از لحاظ افت عبوری در باند اول بجز مراجع [۳] و [۹] فیلتر دو بانده پیشنهادی دارای افت کمتری نسبت به بقیه مراجع است و در مورد باند عبور دوم فیلتر دو بانده و همینطور در مجموع، دارای بهترین مقدار افت عبوری نسبت به همه مقالات ارجاع شده می‌باشد.

۵- نتیجه‌گیری

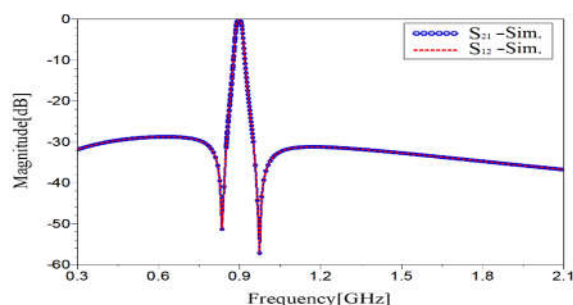
سه فیلتر پیش‌نمونه^۶ میان‌گذر با توسعه یک ساختار اولیه، طراحی و ساخته شده و مورد اندازه‌گیری قرار گرفته‌اند. با تغذیه‌ای صفر درجه که به نیم‌ساختارهای اصلی تزویج شده اعمال می‌گردد، باند GSM پایین در ۰/۹ GHz به دست می‌آید. همچنین با افزودن چهار زیررزوناتور متقابلاً تزویج شده به ساختار اولیه یک باند عبور در فرکانس GSM بالا در ۱/۸ GHz به دست می‌آید، که با تغییر طول الکتریکی زیررزوناتورها قابل تنظیم است. یک جفت صفر انتقال با نرخ

با توجه به نتایج اندازه‌گیری فیلترهای ساخته شده و مقایسه آن با نتایج ساخت به راحتی می‌توان تخمین زد که تطابق بسیار خوبی بین آنها وجود دارد. کلیه شبیه‌سازی‌های ارائه شده در این مقاله به وسیله ADS-EM-Simulator انجام شده است.

پارامترهای "S" قطعات ساخته شده با استفاده از Agilent network analyzer N5230A اندازه‌گیری شده است. پهنای باند نسبی^{۵۵} اندازه‌گیری شده در 3 dB در دو باند عبور ۰/۹ GHz و ۱/۸ GHz به ترتیب برابر ۳/۶۵٪ (۸۸۴-۹۱۶ MHz) و ۳/۹٪ (۱۸۳۵-۱۸۶۵ MHz) می‌باشد. به دلیل تقارن موجود در ساختار اولیه پیشنهادی و نیز در ساختار کلیه فیلترهای ارائه شده تفاوتی میان پارامترهای S_{21} و S_{12} در پاسخ فرکانسی وجود ندارد ولی به طور متداول از پارامتر S_{21} استفاده می‌گردد. با توجه به عدم استفاده از ساختار فعال در مدار فیلتر S_{21} و S_{12} با هم برابرند. در شکل (۲۶) پارامترهای S_{21} و S_{12} با هم مقایسه شده‌اند.

کلیه ابعاد فیلترهای میان‌گذر پیش‌گفته در شکل‌های (۲) و (۳) علامتگذاری و نامگذاری شده که به قرار زیر است:

$$L_1 = 1/8 \text{ mm}, L_2 = 1/2 \text{ mm}, L_3 = 4 \text{ mm}, W_1 = 1/75 \text{ mm}, W_2 = 1/6 \text{ mm}, W_3 = 1/10 \text{ mm}, W_4 = 6/75 \text{ mm}, W_5 = 14/85 \text{ mm}, W_6 = 6/105 \text{ mm}, W_7 = 1/6 \text{ mm}, S_1 = 0/35 \text{ mm}, S_2 = 0/5 \text{ mm}, S_3 = 1/9 \text{ mm}, S_4 = 0/4 \text{ mm}, S_5 = 0/8 \text{ mm}, S_6 = 0/6 \text{ mm}, S_7 = 0/5 \text{ mm}, S_8 = 0/6 \text{ mm}.$$



شکل (۲۶): مقایسه میان پارامترهای S_{12} و S_{21} فیلتر برای پاسخ حالت تک-بانده در فرکانس ۰/۹ GHz

Fig. (26): Comparison between the parameters of S_{12} and S_{21} for the single-band frequency response at 0.9 GHz frequency

اندازه کلی هر سه فیلتر میان‌گذر با همدیگر یکسان بوده و برابر $20/4 \times 23/3 \text{ mm}^2$ و تا حد امکان فشرده می‌باشد. افت عبوری^{۵۶} در هر دوباند برای فیلترهای تک بانده کمتر از ۰/۹ dB و برای فیلتر دوبانده افت عبوری کمتر از ۰/۷ dB می‌باشد. افت بازگشتی^{۵۷} بهتر از ۱۸ dB با قابلیت انتخاب بالا برای هر دو باند عبور به دست آمده است. برخورداری فیلتر از درجه بالای آزادی^{۵۸} در طراحی و انعطاف‌پذیری فیلتر همینطور حذف^{۵۹} هارمونیک‌های باند توقف با ایجاد صفرهای انتقال از مزایای فیلترهای پیشنهادی در این نوشتار می‌باشد.

Table (1): The comparison of the whole circuit size of the proposed BPFs in this paper and the referenced papers جدول (۱): مقایسه اندازه کلی مدار فیلترهای پیشنهادی این مقاله با فیلترهای موجود در منابع ارجاع شده

References	Size (λ_g)	Size (mm)
Proposed BPFs	$0.92 \lambda_g * 0.8 \lambda_g$	$23/3 * 20/4$
[4]	$0.16 \lambda_g * 0.267 \lambda_g$	$12/9 * 21/3$
[5]	$0.92 \lambda_g * 0.1 \lambda_g$	$23/0 * 25/0$
[6]	$0.47 \lambda_g * 0.27 \lambda_g$	$39/3 * 20/0$
[7]	$0.335 \lambda_g * 0.14 \lambda_g$	$26/0 * 10/6$
[8]	$0.28 \lambda_g * 0.59 \lambda_g$	$21/0 * 44/5$
[9]	$0.174 \lambda_g * 0.52 \lambda_g$	$44/0 * 13/0$
[10]	$0.64 \lambda_g * 0.254 \lambda_g$	$90/5 * 35/0$
[11]	$0.1 \lambda_g * 0.15 \lambda_g$	Not reported
[12]	$0.64 \lambda_g * 0.197 \lambda_g$	$26/0 * 8/0$
[13]	$0.8 \lambda_g * 0.1 \lambda_g$	$7/7 * 9/40$

تضعیف عالی در طرفین باندهای عبور فیلترهای فوق تحقق یافته که منجر به تندی شیب دامنه هر باند عبور و بهبود باند توقف می‌گردد. فیلترهای ساخته شده دارای افت عبوری پایین و افت بازگشتی بالا در فرکانسهای تشدید، بعلاوه ایزولاسیون بین‌باندی بالا در فیلتر دو بانده (از فرکانس ۹۷۰ MHz تا ۱۵۵۰ MHz) هستند. تطابق بسیار خوبی میان نتایج شبیه‌سازی و اندازه‌گیری فیلترها وجود دارد. با مقایسه جداول (۱) و (۲)، و با در نظر گرفتن تمام ویژگی‌های مطلوب هر سه فیلتر در مقایسه با دیگر فیلترها، از جمله انعطاف‌پذیری طراحی، نرخ بالای حذف در باند توقف، فشردگی اندازه و گزینش فرکانسی بالا این نتیجه قابل اثبات است که روش پیشنهادی در تحقق رویکردهای طراحی کارا و موفق بوده است.

Table (2): The comparison of the measured results of the proposed filters in this paper and the referenced papers جدول (۲): مقایسه نتایج اندازه‌گیری فیلترهای پیشنهادی در این مقاله با فیلترهای موجود در منابع ارجاع شده

Filter type	Insertion loss (dB)	Return loss (dB)	In-band-isolation (dB)	Out-of-band isolation (dB)	Attenuation of TZs (dB)
Proposed 900 MHz BPF	0.75	> 19	-	> 29	69/66
Proposed 1800 MHz BPF	0.9	> 18	-	> 25	72/71
Proposed dual-band BPF	0.7, 0.5	18/21	30	27	65/55/72/73
[2]	1/6, 1/6	15	32	25	< 70
[3]	0.6/1	20/22	20	< 20	≤ 50
[4]	> 1/0	10/18	20	25	≤ 49
[5]	1/3, 2/0	24/12	14	15	≤ 40
[6]	2/1, 2/2	> 15	30	40	35/40/40/30
[7]	0.38, 1/0.3	24/19	37	< 18	54/37/46
[8]	1/5, 1/5	< 28	18	18	≤ 46
[9]	0.5, 2/2	21/10	15	18	< 46
[10]	2/5, 3/5	Not reported	26	25	> 40
[11]	1/2, 1/3	17/20	16	8	38/35/28/32
[12]	1/5, 1/4	18/15	30	18	45/35/55/30
[13]	0.8, 2/1	> 20	23	22	< 68

پی‌نوشت:

17. Stopband
18. Microstrip
19. Magnetic coupling
20. Mixed coupling
21. Non-0°-feed structure
22. Transmission matrix
23. Selectivity
24. Insertion loss
25. Dual-spiral open-loop resonator
26. Cross-coupling
27. Half-wavelength
28. Sub-structure
29. Tapped line feeding structure
30. Coupled line feeding structure
31. Overall size
32. Impedance ratio

1. GSM: Global System for Mobile
2. Dual-band Bandpass Filter
3. Single-Band Bandpass Filter
4. Sharp skirt
5. Decay rate
6. 0°-Feed Structure
7. Skew symmetry
8. Transmission zero
9. SIR: Stepped impedance resonator
10. Frequency response
11. Main resonator
12. Hairpin-type
13. Electrical coupling
14. Embedding
15. Symmetric
16. Isolation

- | | |
|----------------------------|-------------------------------------|
| 47. Lay out | 33. Diagonal symmetry |
| 48. Occupied area | 34. Frequency selectivity |
| 49. Substrate | 35. Electrical length |
| 50. Measurement | 36. Attenuation level |
| 51. Frequency Shift | 37. Fundamental passband |
| 52. Connector | 38. Transmission-Line Theory |
| 53. Between-band | 39. TEM: Transverse ElectroMagnetic |
| 54. Notch | 40. Uniform-Impedance |
| 55. Fractional bandwidth | 41. Sub-Resonators |
| 56. Insetion loss | 42. Spurious frequencies |
| 57. Return loss | 43. Total length |
| 58. High degree of freedom | 44. Resonance |
| 59. Suppression | 45. Methodology |
| 60. Prototype | 46. Passive |

References

- [1] J.-S.Hong, "Microstrip filters for rf/microwave applications", 2nd.ed., John Wiley and Sons. New York, 2011.
- [2] C.-M.Tsai, S.-Y.Lee, C.-C.Tsai, "Performance of a planar filter using A 0° feed structure", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. 50, No. 10, pp. 2362–2367, Oct. 2002.
- [3] C.-Y. Chen, C.-Y. Hsu, H.-R. Chuang, "Design of miniature planar dual-band filter using dual feeding structures and embedded resonators", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 16, No. 12, pp. 669-671, Dec. 2006.
- [4] W. Xue, C.-H. Liang, X.-W.Dai, J.-W. Fan, "Design of miniature planar dual-band filter with 0° feed structures", Progress in Electromagnetics Resesearch, Vol. 77, pp. 493-499, 2007.
- [5] W.-Y. Chen, M.-H. Weng, S.-J. Chang, H. Kuan, "A high selectivity dual-band filter using ring-like sir with embedded coupled open stubs resonators", Journal of Electromagnetics Waves and Applications, Vol.25, pp. 2011-2021, Aug. 2011.
- [6] C.-F. Chen, T.-Y. Huang, R.-B. Wu, "Design of dual- and triple-passband filters using alternately cascaded multiband resonators", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. 54, No. 9, pp. 3550–3558, Sep. 2006.
- [7] Z. Yao, C. Wang, N.Y. Kim, "A compact dual-mode dual-band bandpass filter using stepped-impedance open-loop resonators and center-loaded resonators", Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 55, No. 12, pp. 3000-3005, Dec. 2013.
- [8] J.W. Fan, C.H. Liang, B. Wu, "Dual-band filter using equal-length split-ring resonators and zero-degree feed structure", Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 50, No. 4, pp. 1098-1101, April. 2008.
- [9] R.-Y. Yang, K. Hon, C.-Y. Hung, C.-S. Ye, "Design of dual-band bandpass filters using a dual feeding structure and embedded uniform impedance resonators", Progress in Electromagnetics Research, Vol. 105, pp. 93-102, 2010.
- [10] M.-L.Chuang, "Cascaded dual band coupled-fed microstrip open-loop filter", Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 45, No. 6, pp. 519-522, June. 2005.
- [11] K. Song, F. Zhang, C. Zhunge, Y. Fan, "Compact dual-band bandpass filter using spiral resonators and short-circuitd stub-loaded resonators", Microwave and Optical Technology Letters, Vol.55, No.6,pp.1393-1398,Jun. 2013.
- [12] C.-Y. Chen, C.-Y. Hsu, "A simple and effective method for microstrip dual-band filters design", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 16, No. 5, pp. 246-248, May. 2006.
- [13] G.-C. Wu, G. Wang, J.G. Liang, X.-J. Gao, L. Zhu, "Miniaturised microstrip dual-band bandpass filter using novel symmetric double-spiral resonators for WLAN application", Electronics Letters, Vol. 51, No. 15, pp. 1177-1178, July. 2015.
- [14] M. Gholipoor, M.A. Honarvar, "Design and simulation of a novel UWB bandpass filter with compact size, wide upper stopband and four mode-resonances in passband", Journal of Intelligent Procedures in Electrical Technology (JIPET), Vol. 6, No. 22, pp. 57-62, 2015.
- [15] M. Karimiyan, P. Seyed eftetahi, A.M. Khezri, "Design, simulation and fabrication of a wideband filter using multi-mode resonators in three layer stripline structure", Journal of Intelligent Procedures in Electrical Technology (JIPET), Vol. 1, No. 4, pp. 33-40, 2010.
- [16] J.S. Hong, M.J. Lancaster, "Microstrip filters for rf/microwave applications", John Wiley&Sons, New York, 2001.

