

Design and Implementation of a DC- 18 GHz Microwave Triplexer in Suspended Stripline Technology

Seyed Milad Miri¹, Karim Mohammadpour-Aghdam^{1*}, Seyed Omidreza Miri²

¹ School of Electrical and Computer Engineering, University of Tehran, Tehran, Iran.

² School of Electrical and Computer Engineering, Shiraz University, Shiraz, Iran
E-mails: miladmiri.1372@ut.ac.ir; kaghdam@ut.ac.ir; miri.omh@gmail.com

Short Abstract

This paper presents design, optimization and measurement results of a microwave triplexer implemented using suspended stripline technology to separate DC-18 GHz input signal into three jointed frequency ranges of DC-2 GHz, 2-6 GHz and 6-18 GHz with VSWR better than 2, isolation higher than 50 dB and insertion loss better than 1 dB. The proposed triplexer consists of lowpass and pseudo-highpass filter channels connected by suitable high and low impedance T-junctions. These filters are realized using generalized Chebyshev lowpass prototype to achieve high selectivity and sharp band-edge roll-off with ease in implementation by using printed circuit board technology. Stepped impedance resonators are used to achieve a better impedance matching and wideband response. The triplexer pattern is implemented on a 0.254 mm-thick RT/duroid 5880 substrate with dielectric constant of 2.2, suspended symmetrically between two ground planes which enables the realization of a contiguous triplexer with low insertion loss, high selectivity and high isolation. This Triplexer can be used in Radar warning receivers and electronic intelligent systems.

Keywords

Triplexer, suspended stripline, multiplexer, lowpass filter, bandpass filter, generalized chebyshev.

Short Introduction (4-5 lines)

Due to the rapid growing of wireless communication systems in recent years, multiband and wideband systems have attracted a growing interest to satisfy the requirements of these systems. Such systems employ multiplexers as channel separators which are often required to have contiguous channel, compact size, light weight, low loss and high isolation. Multiplexers have been designed using different technologies such as microstrip, waveguide, substrate integrated waveguide(SIW) and suspended stripline(SSL). Design of multiplexers using suspended stripline technology can provide high temperature stability, uniform group delay and lower loss.

Proposed Work and Methodology (including comprision, simulation/experimental results and discusion)

The proposed triplexer separates DC-18 GHz input signal into three jointed frequency ranges of DC-2, 2-6 and 6-18 GHz bands. This structure consists of lowpass and pseudo-highpass filters connected by suitable T-junctions. To satisfy the required characteristics, we have used generalized Chebyshev lowpass prototype to realize filters. In this paper, filters with order of 11 and 9 are considered for lowpass and pseudo-highpass filters respectively. Then by applying Richard's transformation on lumped element generalized Chebyshev prototype values, the distributed model of the filters have been obtained. The filter branches have been realized using open circuit stepped impedance resonators to achieve better impedance matching in wider frequency band. Then, filter channels are connected using T-junctions. Due to unwanted effects of the filters on each other when they are connected, the optimization of the whole structure is necessary when each diplexer is made. After full-wave simulation of the filters, it has been shown that the distributed filters response is quite close to the lumped circuit response. After simulation of individual filters and optimization on the whole structure of triplexer, the filtering channels show the insersion loss of better than 1 dB, return loss of better than 10 dB, and out-band rejecction of better than 50 dB which are in a good agreement with measurements.

Conclusion (4-5 lines)

A suspended stripline microwave triplexer consisting of lowpass and pseudo-highpass filters implemented on a 0.254 mm-thick of RT/duroid 5880 substrate with 2.2 dielectric constant, was investigated, designed and fabricated. This structure separates the input signal of DC-18 GHz into three jointed frequency ranges of DC-2 GHz, 2-6 GHz and 6-18 GHz. The filter channels have insersion loss of better than 1 dB and return loss of better than 10 dB in the whole frequency band of operation. Also each channel of the triplexer has a sharp roll-off and a wideband rejection of higher than 50 dB except maximum 15% away from crossover points.

References (2-3 references)

- [1] Miri, S. M., Mohammadpour-Aghdam, K., and Miri, S. O., "A wideband, sharp roll-off U-band diplexer in suspended stripline technology," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 2019.
- [2] Rhodes, J. D., Aloseyab, S. A., "The generalized chebyshev low-pass prototype filter", *International Journal of Circuit Theory and Application*, Vol. 8, pp. 113-125, 1980.
- [3] Miri, S. M., Mohammadpour-Aghdam, K., and Miri, S. O., "Highly selective lowpass filter with wide stopband in suspended stripline technology for millimeter-wave diplexer applications", *AUT Journal of Electrical Engineering*, Vol. 51, No. 2, pp. 131-138, 2019.

طراحی و پیاده‌سازی یک تریپلکسر مایکروویوی در بستر خط نواری معلق در محدوده فرکانسی GHz

DC - 18

سید میلاد میری

دانشجوی دکتری، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه تهران، تهران، ایران

کریم محمدپور اقدم

استادیار، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه تهران، تهران، ایران

سید امیدرضا میری

دانش آموخته کارشناسی ارشد، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه شیراز، شیراز، ایران

چکیده

این مقاله فرایند طراحی و بهینه‌سازی و نتایج ساخت یک تریپلکسر در بستر خط نواری معلق را شرح می‌دهد. این تریپلکسر، سیگنال ورودی در محدوده فرکانسی GHz - 18 DC را جهت تسهیل پردازش سیگنال در باند میانی، به سه کانال فرکانسی GHz - 2 DC، GHz - 6 و GHz - 18، با ایزولاسیون بالاتر از dB 50 نسبت به یکدیگر و تلف عبوری کمتر از dB 1 تفکیک می‌کند. برای جداسازی این بازه‌های فرکانسی از فیلترهای پایین‌گذر و شبه‌بالاگذر استفاده شده‌است که به وسیله پیوندگاه‌های مناسب به یکدیگر متصل شده‌اند. برای تحقق فیلترها از فیلتر نمونه پایین‌گذر چبی‌شف تعمیم‌یافته بهره گرفته شده‌است تا ضمن دستیابی به کانال‌های فیلتری با قابلیت‌گزینه بالا و شیب سریع در افت پاسخ باند ممنوعه، امکان پیاده‌سازی آن‌ها به صورت مدار چاپی و با تکنولوژی ساخت ارزان‌قیمت موجود در کشور میسر باشد. همچنین به منظور تطبیق امپدانس و دستیابی به فیلترهای پهن‌بند از رزوناتورهای امپدانس پله‌ای استفاده شده‌است. زیرلایه مورد استفاده، RT/duroid 5880 با ضخامت 0/254 میلی‌متر و ضریب‌گذردهی نسبی 2/2 می‌باشد که به طور متقارن در یک کانال موجبری قرار گرفته‌است و امکان تحقق تریپلکسر با کانال‌های فرکانسی به هم‌پیوسته و پهن‌بند با تلف عبوری کم، شیب سریع در افت پاسخ باند ممنوعه و ایزولاسیون بالا را فراهم کرده‌است. از تریپلکسر طراحی شده می‌توان در سامانه‌های گیرنده هشدار راداری (RWR) و سامانه‌های هوش الکترونیکی (ELINT) استفاده کرد.

کلمات کلیدی

تریپلکسر، خط نواری معلق، مالتی‌پلکسر، فیلتر پایین‌گذر، فیلتر شبه‌بالاگذر، چبی‌شف تعمیم‌یافته

نام نویسنده مسئول: دکتر کریم محمدپور اقدم

ایمیل نویسنده مسئول: kaghdam@ut.ac.ir

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۲/۰۸/۰۳

تاریخ (های) اصلاح مقاله: ۱۴۰۲/۱۰/۰۷

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۲/۱۱/۳۰

۱- مقدمه

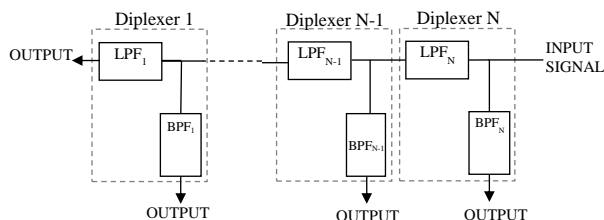
هوش الکترونیکی (ELINT) اشاره کرد. مالتی‌پلکسرهای از عناصر کلیدی بخش RF سامانه‌های مخابراتی به شمار می‌روند و تأثیر زیادی بر روی عملکرد کلی سامانه دارند لذا برای اقلان نیازمندی‌های مسأله به مالتی‌پلکسری نیاز است که کانال‌های فیلتری آن به هم‌پیوسته و دارای پاسخی با تلفات کم، ایزولاسیون بالا، شیب تند و گزینه بالا باشد. بعلاوه این که، با اندازه کوچک و هزینه کم، با امکانات و فناوری‌های در دسترس قابلیت اجرایی شدن را داشته‌باشد. فیلترها و مالتی‌پلکسرهای را می‌توان در بستر فناوری‌های مختلفی نظیر خط ریزنواری [۱-۳]، موجبر فلزی مستطیلی [۴-۵]، موجبر مجتمع شده در زیرلایه [۶] و خط نواری معلق (SSL) [۷-۱۰] پیاده‌سازی کرد. خط نواری معلق در مقایسه با خطوط انتقال ریزنواری و خط نواری دارای ویژگی‌هایی چون پایداری حرارتی بهتر، پاشندگی کم‌تر، تأخیر گروه یکنواخت و تلفات کم‌تر در بازه فرکانسی وسیع می‌باشد. ضمن این که در مقایسه با موجبرها نیز از قابلیت یکپارچه سازی بهتری برخوردار است.

به دلیل کاربردهای متنوع سامانه‌های مخابراتی بی‌سیم و با توجه به گسترش سریع آن‌ها، تولید نمونه‌های تجاری این سامانه‌ها به یک ضرورت تبدیل شده‌است. امروزه برای اقلان نیازمندی‌های کاربردهای نوین سامانه‌های مخابراتی بی‌سیم، توجه زیادی به سامانه‌های مخابراتی چند باند و پهن‌بند معطوف شده‌است. این سامانه‌ها معمولاً از مالتی‌پلکسرهای برای جداسازی یک سیگنال پهن‌بند ورودی دریافت شده به وسیله یک آنتن مشترک به سیگنال‌های مجزا با باندهای فرکانسی متفاوت استفاده می‌کنند. متناظر با هر باند فرکانسی یک گیرنده قرار گرفته که وظیفه انتقال سیگنال ورودی به باند میانی و پردازش آن را بر عهده دارد. از آنجایی که گیرنده‌ها دارای پهنای باند عملکردی محدود هستند، نیاز است جهت تسهیل پردازش سیگنال ورودی، آن را از طریق کانال‌های فیلتری به باندهای فرکانسی کوچک‌تر تفکیک کرد. از کاربرد مالتی‌پلکسرهای می‌توان به سامانه‌های هشدار راداری (RWR) و سامانه‌های

گرفته است.

مالتی پلکسرها ادواتی هستند که با تجمیع فیلترهای پایین گذر، میان گذر و بالاگذر مناسب، بازه‌های فرکانسی دلخواه را از یکدیگر جدا می‌کنند. مشکل اصلی این توپولوژی آن است که فیلترها ادواتی بازتاب‌کننده هستند به طوری که عملکرد آن‌ها به تطبیق امپدانس مناسب بین منبع و بار در باند عبور بستگی دارد. اگر تعدادی فیلتر به سادگی به یکدیگر متصل شوند، پاسخ آن‌ها بر یکدیگر اثرات نامطلوب می‌گذارد به طوری که تغییرات شدید امپدانس ورودی و عدم تطبیق آن‌ها باعث افت عملکرد سیستم می‌شود و مستلزم استفاده از مدار تطبیق امپدانس متناسب با باند فرکانسی هر یک از فیلترها می‌باشد. یک راه برای دستیابی به ساختارهای تطبیق یافته در بازه فرکانسی وسیع، استفاده از فیلترهای مکمل است. این بدان معنا است که امپدانس ورودی در همه فرکانس‌ها حقیقی و ثابت است [۱۶]. پیکربندی یک مالتی پلکسر با N کانال در شکل ۲ نمایش داده شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود مالتی پلکسر از پشت سرهم قرار گرفتن دیپلکسرهایی شکل گرفته است که هر یک می‌تواند متشکل از یک فیلتر پایین‌گذر، یک فیلتر بالاگذر و یا میان‌گذر باشد. تریپلکسرها سیگنال ورودی را به سه بازه فرکانسی تفکیک می‌کنند. در عمل بهتر است اولین دیپلکسر بعد از ورودی، متناظر با بالاترین کانال فرکانس موردنیاز باشد تا فرکانس‌های بالاتر که تلف خط انتقال بیشتری را متحمل می‌شوند، زودتر تفکیک شوند.

هدف اصلی این مقاله طراحی و ارائه یک تریپلکسر در باند فرکانسی مایکروویو به منظور استفاده در یک سامانه مخابراتی نظیر سامانه هشدار راداری (RWR) و یا سامانه هوش الکترونیکی (ELINT) است. تریپلکسر ارائه شده، سیگنال ورودی $DC-18$ GHz را دریافت و آن را به سه باند فرکانسی $2-6$ GHz، $6-18$ GHz و $6-18$ GHz تفکیک می‌کند. فیلترهای پایین‌گذر و میان‌گذر موجود در ساختار بر اساس فیلتر نمونه پایین گذر چپی شف تعمیم یافته طراحی و در بستر تکنولوژی خط نواری معلق پیاده‌سازی شده است تا بتوان به کانال‌های فیلتری پهن‌بند با تلفات کم و ایزولاسیون بالا نسبت به کانال‌های مجاور دست یافت. طرح تریپلکسر بر روی زیرلایه دی‌الکتریک RT/duroid 5880 با ضخامت 0.784 میلی‌متر، ثابت دی‌الکتریک 2.2 و تانژانت تلفات 0.0009 پیاده‌سازی شده است که به طور متقارن در یک کانال موجبری با حداکثر عرض 8 میلی‌متر و ارتفاع $1/85$ میلی‌متر قرار گرفته است. ساختار مورد نظر در نرم‌افزار شبیه‌ساز تمام‌موج HFSS شبیه‌سازی شده است و در ادامه به منظور ارزیابی پاسخ تریپلکسر، طرح مورد نظر با استفاده از تکنولوژی ساخت موجود در داخل کشور ساخته و نتایج اندازه‌گیری آن ارائه شده است.

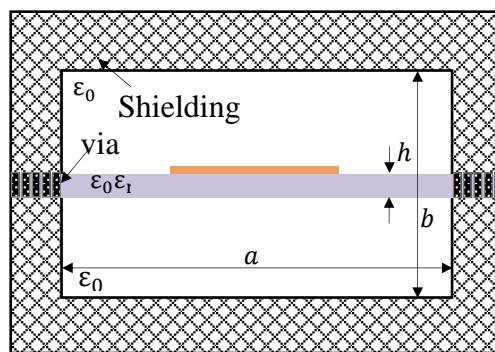


شکل ۲: بلوک‌دیگرام یک مالتی پلکسر با N کانال به هم پیوسته با استفاده از فیلترهای پایین‌گذر و میان‌گذر

۲- طراحی و شبیه‌سازی

در اینجا مراحل طراحی، بهینه‌سازی، تکمیل طرح و نتایج شبیه‌سازی تمام موج یک تریپلکسر پهن‌بند با کانال‌های به هم پیوسته، به طوری که دارای مشخصات ذکر شده در جدول ۱ باشد، بیان می‌شود.

سطح مقطع خط نواری معلق در شکل ۱ ترسیم شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود در این ساختار یک زیرلایه دی‌الکتریک به طور متقارن بین دو صفحه زمین به صورت معلق قرار گرفته است. از آنجایی که ارتفاع زیرلایه در مقایسه با ارتفاع کانال موجبری کوچک است، میدان‌های الکترومغناطیسی عمدتاً در فاصله هوایی بین زیرلایه و صفحات زمین محصور می‌شوند. لذا خط نواری معلق در مقایسه با خطوط نواری و ریزنواری تلفات کم‌تری دارد و ضریب گذردهی نسبی موثر آن نزدیک به یک می‌باشد. مود انتشاری غالب این ساختار مود شبه TEM می‌باشد که باعث عملکرد پهن‌بند ساختار با پایداری کم‌تر می‌شود. همچنین در خط نواری معلق، چگالی جریان الکتریکی بر روی فلزات کم‌تر است که منجر به کاهش تلفات اهمی و ضریب کیفیت بالاتر این ساختار می‌شود. علاوه بر این، تغییرات اندک ثابت دی‌الکتریک در اثر تغییرات دمایی نیز تأثیر جزئی بر مشخصات انتشاری دارد که منجر به پایداری حرارتی بهتر این تکنولوژی می‌شود. از مزایای دیگر خط نواری معلق آن است که با بهره‌گیری از هر دو طرف زیرلایه و پیاده‌سازی خطوط تزویجی دو طرفه می‌توان از آن برای تحقق فیلترهای پهن‌بند سود برد.



شکل ۱: سطح مقطع خط نواری معلق

دهه‌های گذشته مالتی پلکسرها متعددی با عملکرد مناسب ارائه شده است هر چند که اغلب آن‌ها یا دارای پهنای باند کم هستند و یا از کانال‌های فرکانسی ناپیوسته شکل گرفته‌اند [۱۱]. علاوه بر این نمونه‌ها، مالتی پلکسرهایی با عملکرد پهن‌بند و کانال‌های فرکانسی پیوسته نیز معرفی شده است [۱۵-۱۲]. در [۸] یک تریپلکسر با استفاده از تکنولوژی خط نواری معلق متشکل از فیلترهای مبتنی بر رزوناتورهای امپدانس پله‌ای و تزویجی ارائه شده است. این تریپلکسر دارای کانال‌های فرکانسی $DC-9$ GHz، $9-14$ GHz و $14-18$ GHz است. نقطه حذف 30 dB این ساختار در فاصله 27% از فرکانس قطع رخ می‌دهد و دارای حذف باند ممنوعه بهتر از 15 dB است [۹]. نیز به معرفی یک تریپلکسر پهن‌بند متشکل از کانال‌های فرکانسی $DC-6$ GHz، $6-12$ GHz و $12-18$ GHz می‌پردازد که از ایزولاسیون بهتر از 32 dB و حذف باند ممنوعه بیشتر از 30 dB در فاصله 20% از فرکانس قطع برخوردار است. در [۱۲] یک دیپلکسر با دو کانال به هم پیوسته $DC-40$ GHz و $40-80$ GHz در بستر خط نواری معلق ارائه شده است که دارای حذف بیش از 30 dB در فاصله 40% از فرکانس قطع است. نمونه دیگری از دیپلکسر پهن‌بند در [۱۳] گزارش شده است که دارای کانال‌های فرکانسی پهن‌بند و به هم پیوسته $DC-35$ GHz و $35-65$ GHz با ایزولاسیون بالا و شیب تند در افت پاسخ باند ممنوعه است. همچنین در [۱۴] یک دیپلکسر باند U دارای کانال‌های فرکانسی $40-50$ GHz و $50-60$ GHz بررسی شده است. در [۱۵] یک تریپلکسر با پشت سرهم قرار دادن دو دیپلکسر با باند فرکانسی $DC-7.5$ GHz، $7.5-11$ GHz و $11-17$ GHz با تلف برگشتی بهتر از 10 dB و تلف باند عبور کمتر از 2 dB مورد بررسی قرار

جدول ۱: مشخصات مطلوب برای تریپلکسر

پارامتر	مقدار	بازه فرکانسی (GHz)
VSWR ورودی	$\leq 2:1$	DC-18
تلف عبوری	≤ 1 dB	DC-18
تلف عبوری در نقاط تقاطع	≤ 5 dB	۲ و ۶
ایزولاسیون باند ممنوعه	≥ 50 dB	در ۱۵٪ نقاط تقاطع فرکانسی

۲-۱- طراحی

ساختار تریپلکسر از دو فیلتر پایین‌گذر و دو فیلتر شبه بالاگذر تشکیل شده‌است، که به وسیله پیوندگاه‌های نوع T به یکدیگر متصل شده‌اند. سیگنال ورودی پهن‌بند DC-18 GHz ابتدا وارد یک دیپلکسر شده که یک کانال فیلتری آن یک فیلتر پایین‌گذر DC-6 GHz و کانال فیلتری دیگر آن یک فیلتر شبه بالاگذر 6-18 GHz می‌باشد. به دنبال این دیپلکسر و در خروجی فیلتر پایین‌گذر یک دیپلکسر دیگر قرار می‌گیرد که آن نیز از یک فیلتر شبه بالاگذر 6-2 GHz و یک فیلتر پایین‌گذر DC-2 GHz شکل گرفته‌است. برای پیاده‌سازی تریپلکسر با کانال‌های به هم پیوسته از فیلترهای مکمل بهره گرفته شده‌است. برای اقتناع نیازمندی‌های مسئله مطابق با آنچه در جدول ۱ ذکر شده‌است، باید طراحی کانال‌های فیلتری را با نمونه فیلتر پایین‌گذر مناسب آغاز کرد. فیلترهای بیضوی به ازای قابلیت‌پذیری و ناهمواری باند عبور مشخص با کم‌ترین درجه ممکن قابل تحقق هستند. از طرفی فیلترهای چپ‌شف تعمیم‌یافته به دلیل صرفه‌های انتقال قابل تنظیم در فرکانس محدود و نزدیک به فرکانس قطع دارای قابلیت‌پذیری بیشتر و شیب افت پاسخ باند ممنوعه تندتری نسبت به فیلترهای چپ‌شف هستند و همچنین پاسخ آن‌ها به فیلترهای بیضوی با درجه یکسان نزدیک است. اما تحقق فیزیکی فیلترهای چپ‌شف تعمیم‌یافته آسان‌تر از فیلترهای بیضوی است. تغییرات امپدانس مورد نیاز برای پیاده‌سازی فیزیکی فیلترهای بیضوی ممکن است به نسبت ۱۰ به ۱ برسد در حالی که نسبت امپدانس مورد نیاز برای تحقق فیلتر چپ‌شف تعمیم‌یافته معمولاً کم‌تر از ۲ به ۱ است [۱۱۷]. بنابراین به دلیل دشواری تحقق فیزیکی این تغییرات شدید امپدانس، ساختار بیضوی در تکنولوژی مدارچاپی، فیلترهای چپ‌شف تعمیم‌یافته انتخاب مناسب‌تری برای پیاده‌سازی فیلترهای مورد نیاز می‌باشد.

در ادامه روند طراحی تریپلکسر باید به این نکته توجه داشت که در ساختار خط نواری معلق به منظور عدم تحریک مودهای مرتبه بالاتر، عرض دیواره‌های موجبری موجود در ساختار باید از مقدار معینی که به وسیله گستره فرکانسی کاری و در نتیجه فرکانس قطع مودهای مرتبه بالا تعیین می‌شوند، کم‌تر باشد. برای اینکه در بازه فرکانسی کاری مود انتشاری ساختار صرفاً شبه TEM باشد، فرکانس قطع مودهای بالاتر برابر ۲۰ GHz در نظر گرفته می‌شود. فرکانس قطع از رابطه زیر قابل تعیین است [۱۱۸]:

$$f_c = \frac{c}{2a} \sqrt{1 - \frac{h}{b} \left(\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r} \right)} \quad (1)$$

که در آن a و b به ترتیب عرض و ارتفاع کانال موجبری، c سرعت نور، h ارتفاع زیرلایه و ϵ_r ثابت دی‌الکتریک نسبی زیرلایه می‌باشد. همچنین برای جلوگیری از وقوع رزونانس ناخواسته در راستای ارتفاع موجبر و تخریب عملکرد ساختار، ارتفاع کانال نیز باید از $\lambda/2$ در بالاترین فرکانس کاری کم‌تر باشد.

برای طراحی فیلترهای پایین‌گذر از فیلتر نمونه پایین‌گذر چپ‌شف تعمیم‌یافته استفاده شده‌است. این نوع فیلتر به سبب $n-1$ صفر انتقال در فرکانس محدود ω_0 نزدیک به فرکانس قطع و یک صفر انتقال در بی‌نهایت، دارای شیب افت پاسخ باند ممنوعه سریع و در نتیجه قابلیت‌پذیری بالایی می‌باشد. مقادیر المان‌های فیلتر نمونه پایین‌گذر چپ‌شف تعمیم‌یافته در [۱۹] ارائه شده‌است. تلف عبوری این نوع فیلتر به صورت زیر قابل بیان است [۱۹]:

$$IL = 1 + \epsilon^2 \cosh^2 \left\{ (N-1) \cosh^{-1} \left[\omega \left(\frac{\omega_0^2 - 1}{\omega_0^2 - \omega^2} \right)^{1/2} \right] + \cosh^{-1} \omega \right\} \quad (2)$$

که در آن N درجه فیلتر و عددی فرد است. ناهمواری باند عبور فیلتر، ϵ ، نیز به صورت زیر تعیین می‌شود [۱۶]:

$$\epsilon = (10^{R.L./10} - 1)^{-1/2} \quad (3)$$

که در آن $R.L.$ تلف بازگشتی بر حسب dB می‌باشد. مدار معادل فیلتر پایین‌گذر طبق آنچه در [۱۹] اشاره شده و در شکل ۳(الف) آورده شده‌است، شامل سلف‌های سری و رزوناتورهای سلفی - خازنی موازی می‌باشد. برای تحقق فیزیکی فیلتر با استفاده از تبدیل فرکانسی ریچارد که در رابطه (۴) نشان داده شده است، فیلتر نمونه پایین‌گذر مدار فشرده به مدل مدار گسترده تبدیل می‌شود. با استفاده از این تبدیل سلف‌های سری به صورت خطوط امپدانس بالای سری و رزوناتورهای سلفی - خازنی موازی نیز به صورت شاخه‌های مدار باز موازی با امپدانس پله‌ای در بستر خط نواری معلق پیاده‌سازی شده‌است.

$$\Omega = \tan \theta \quad (4)$$

که در آن θ طول الکتریکی خط انتقال است.

امپدانس مشخصه خط نواری معلق به صورت زیر قابل بیان است [۲۰]:

$$Z_0 \sqrt{\epsilon_r} = \frac{\eta_0}{c/\epsilon} \quad (5)$$

که در آن c/ϵ نسبت خازن استاتیکی واحد طول خط انتقال بین دو رسانا به ضریب گذردهی نسبی محیط، ϵ_r ، است. در تکنولوژی خط نواری معلق، خازن استاتیکی به صورت زیر تعیین می‌شود [۲۰]:

$$\frac{c}{\epsilon} = \frac{4w}{b-t} + \frac{4C_f}{\epsilon} \quad (6)$$

که در آن C_f خازن ایجادشده ناشی از اثر لبه‌ای بین لبه خط و نزدیک‌ترین صفحه زمین است و t ضخامت فلز مس است. با فرض t نزدیک به صفر برای مدارچاپی و ضریب دی‌الکتریک موثر نزدیک به یک به واسطه تکنولوژی خط نواری معلق، عرض خط انتقال از رابطه زیر قابل محاسبه است [۲۰]:

$$w = \frac{b}{4} \left(\frac{\eta_0}{Z_0} - 1.84 \right) \quad (7)$$

که در آن η_0 امپدانس مشخصه فضای آزاد، Z_0 امپدانس مشخصه خط انتقال و b ارتفاع کانال موجبری می‌باشد.

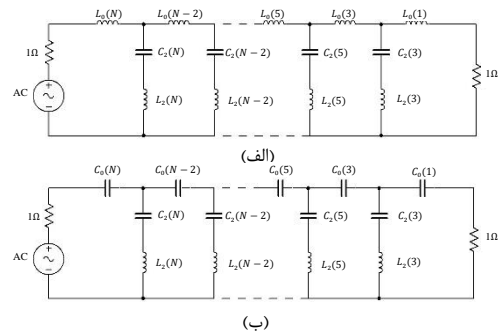
برای طراحی فیلترهای پایین‌گذر با فرکانس قطع ۲ GHz و ۶ GHz ناهمواری باند عبور ۰/۱ dB و مشخصات ذکرشده در جدول ۱، مدار معادل فیلتر نمونه پایین‌گذر چپ‌شف تعمیم‌یافته مرتبه یازده از جداول موجود در [۱۹] برای حالت تلف برگشتی بهتر از ۲۰ dB و حذف باند ممنوعه بیشتر از ۶۰ dB استخراج گردیده و با تبدیل امپدانس و فرکانسی مناسب، مقادیر المان‌های فیلترهای نامبرده مطابق با جدول ۲ بدست آمده است. برای طراحی فیلترهای شبه بالاگذر نیز از خطوط تزویجی دوطرفه کمک‌گرفته شده‌است. تحقق فیلترهای بسیار پهن‌بند مستلزم تزویج شدید بین المان‌ها و در نتیجه فاصله کم بین رزوناتورها می‌باشد که در بسیاری موارد با دقت تکنولوژی ساخت موجود قابل پیاده‌سازی نیست. امکان پیاده‌سازی خطوط بر روی هر دو طرف زیرلایه

جدول ۲: مقادیر المان های مدار معادل فشرده فیلترها برای تلف برگشتی بهتر از ۲۰ dB و حذف باند ممنوعه ۶۰ dB (مقادیر خازن ها بر حسب pF و مقادیر سلف ها بر حسب nH می باشد).

المان	HPF6	المان	LPF6	المان	HPF2	المان	LPF2
$L_0(1)$	۰.۹۷۵	$C_0(1)$	۰.۶۷	$L_0(1)$	۲.۴۷	$L_0(1)$	۲.۰۱
$C_2(3)$	۱.۶۴	$L_2(3)$	۰.۴۰۴	$C_2(3)$	۴.۲۶	$C_2(3)$	۱.۲۱
$L_2(3)$	۰.۷۶۷	$C_2(3)$	۱.۰۴	$L_2(3)$	۳.۱۸	$L_2(3)$	۳.۱۱
$L_0(3)$	۰.۴۰۳	$C_0(3)$	۱.۶۹	$L_0(3)$	۱.۱۱	$L_0(3)$	۵.۰۸
$C_2(5)$	۱.۲	$L_2(5)$	۰.۵۶۷	$C_2(5)$	۳.۲۷	$C_2(5)$	۱.۷
$L_2(5)$	۱.۰۵	$C_2(5)$	۰.۷۴	$L_2(5)$	۴.۱۳	$L_2(5)$	۲.۲۲
$L_0(5)$	۰.۳۸۹	$C_0(5)$	۱.۷۷	$L_0(5)$	۱.۰۶	$L_0(5)$	۵.۳
$C_2(7)$	۱.۲	$L_2(7)$	۰.۶۸	$C_2(7)$	۳.۲۷	$C_2(7)$	۱.۷۴
$L_2(7)$	۱.۰۵	$C_2(7)$	۰.۷۲۳	$L_2(7)$	۴.۱۳	$L_2(7)$	۲.۱۷
$L_0(7)$	۰.۴۰۳	$C_0(7)$	۱.۷۷	$L_0(7)$	۱.۱۱	$L_0(7)$	۵.۳
$C_2(9)$	۱.۶۴	$L_2(9)$	۰.۵۶۷	$C_2(9)$	۴.۲۶	$C_2(9)$	۱.۷
$L_2(9)$	۰.۷۶۷	$C_2(9)$	۰.۷۴	$L_2(9)$	۳.۱۸	$L_2(9)$	۲.۲۲
$L_0(9)$	۰.۹۷۵	$C_0(9)$	۱.۶۷	$L_0(9)$	۲.۴۷	$L_0(9)$	۵.۰۸
$C_2(11)$			۰.۴۰۴			$C_2(11)$	۱.۲۱
$L_2(11)$			۱.۰۴			$L_2(11)$	۳.۱۱
$L_0(11)$			۰.۶۷			$L_0(11)$	۲.۰۱

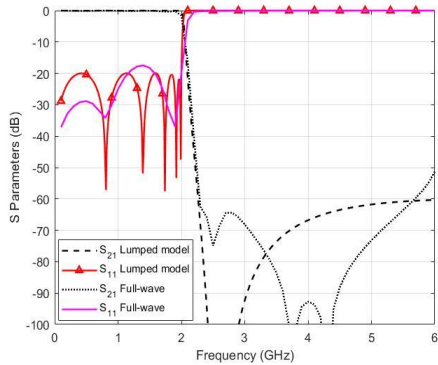
با توجه به روند ذکر شده جهت طراحی تریپلکسر در بالا، شکل ۴ فلوجارت مربوط به مراحل مختلف طراحی را نشان می دهد.

در خط نواری معلق این امکان را فراهم می کند که بتوان مقادیر امپدانس بزرگتری را بدست آورد و تزویج قوی تری را بین خطوط تزویجی دو طرفه ایجاد نمود. در اینجا برای طراحی فیلترهای میان گذر و شبه بالاگذر در بازه های فرکانسی ۲-۶ GHz و ۶-۱۸ GHz و ناهمواری باند عبور ۰/۱ dB از فیلتر نمونه پایین گذر چپی شف تعمیم یافته با درجه نه استفاده شده است. مدار معادل حاصل شده طبق آنچه در [۱۹] ذکر شده و در شکل ۳(ب) نمایش داده شده است، دارای شاخه های موازی اتصال کوتاه در ورودی و خروجی فیلتر می باشد که در بین آن ها شبکه های متشکل از خازن های سری و شاخه های رزونانسی موازی قرار گرفته است. شاخه های اتصال کوتاه موازی، با اتصال یک خط انتقال امپدانس بالا به صفحه زمین و شاخه های سری که خازن های سری موجود در مدار معادل را محقق می سازند، به کمک خطوط تزویج دوطرفه پیاده سازی شده اند به طوری که مقدار هم پوشانی خطوط انتقال در دو طرف زیرلایه، مقدار خازن ایجاد شده را تعیین می کند. هر یک از رزونانورها نیز از پشت سرهم قرار گرفتن دو خط انتقال با امپدانس های متفاوت حاصل می شود که نهایتا به مدار باز ختم شده و اصطلاحا رزونانور امپدانس پله ای را شکل می دهند. مقادیر المان های مدار فشرده فیلترهای شبه بالاگذر طراحی شده بعد از تبدیل فرکانسی و امپدانس بر روی فیلتر نمونه پایین گذر برای حالت تلف برگشتی بهتر از ۲۰ dB و حذف باند ممنوعه بیشتر از ۶۰ dB طبق جدول ۲ بدست آمده است.

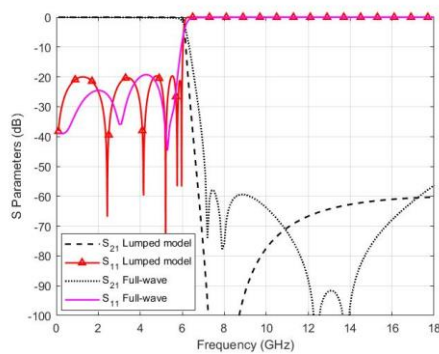


شکل ۳: مدل مدار فشرده فیلترهای پایین گذر و بالاگذر نمونه. الف) فیلتر پایین گذر (ب) فیلتر بالاگذر

نیز باعث ایجاد رزونانس‌های متعدد و در نتیجه گسترش باند ممنوعه تا بالاترین فرکانس رزونانس - که متناظر با طول کوچک‌ترین شاخه می‌باشد - و تحقق باند ممنوعه پهن‌بند می‌شود. خطوط مارپیچ امیدانس بالای موجود در فیلتر پایین‌گذر با فرکانس قطع ۲ GHz نیز به منظور تطبیق امیدانس در ساختار تعبیه شده‌است.



(الف)



(ب)

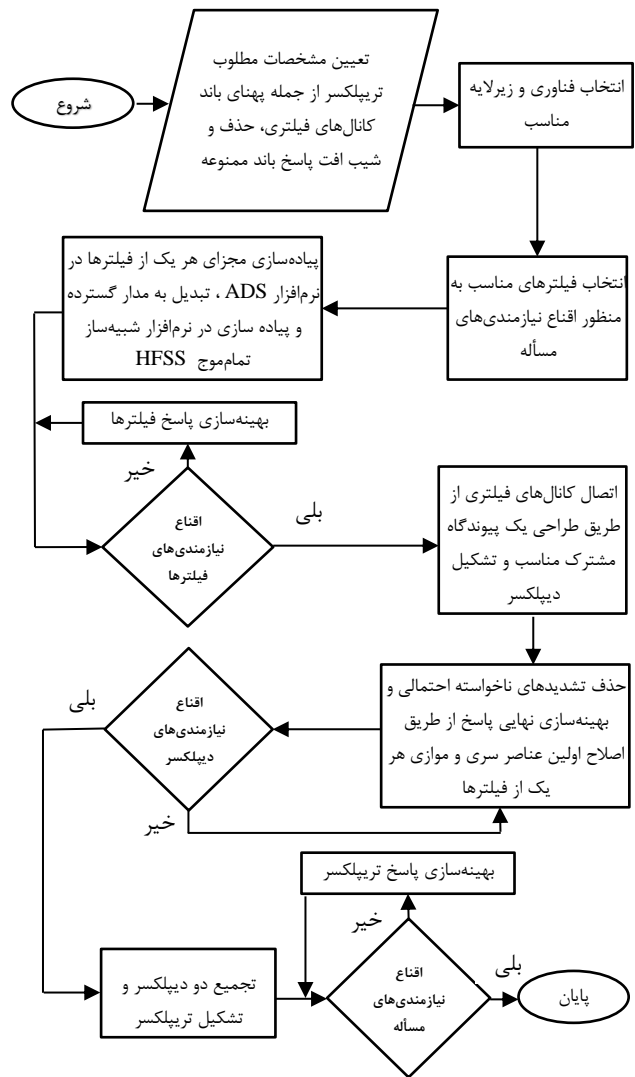
شکل ۵: شبیه‌سازی پارامترهای پراکنندگی مدار فشرده و

تمام‌موج (الف) فیلتر پایین‌گذر با فرکانس قطع ۲ GHz (ب) فیلتر

پایین‌گذر با فرکانس قطع ۶ GHz

پاسخ شبیه‌سازی مدار فشرده و تمام‌موج فیلترهای شبه‌بالاگذر طراحی شده در شکل ۶ (الف) و (ب) نشان داده شده‌است. همان‌طور که در شکل ۶ مشخص است پاسخ مدار فشرده فیلترها مطابق با حالت ایده‌آل دارای تلف برگشتی بهتر از ۲۰ dB و حذف باند ممنوعه بیشتر از ۶۰ dB است. پاسخ شبیه‌سازی تمام‌موج فیلترهای شبه‌بالاگذر ۲ GHz و ۶ GHz نیز به ترتیب دارای تلف برگشتی بهتر از ۱۷ dB و ۱۹ dB و حذف باند ممنوعه بهتر از ۵۰ dB است. فیلترهای شبه‌بالاگذر نیز به کمک خطوط انتقال تزویج دوطرفه و رزوناتورهای امیدانس پله‌ای تحقق یافته‌اند. برای پوشش پهنای باند وسیع‌تر، رزوناتورها باید به شکل پله‌ای باشند. به طوری که هر چه پهنای باند وسیع‌تر باشد، نسبت امیدانسی بین دو قسمت رزوناتور نیز باید بزرگ‌تر باشد. بنابراین برای پوشش پهنای باند عبور سه به یک فیلترهای شبه‌بالاگذر از رزوناتورهای امیدانس پله‌ای استفاده شده‌است.

همان‌طور که مشاهده می‌شود عل‌رغم نزدیکی مطلوب نتایج شبیه‌سازی تمام‌موج به نتایج شبیه‌سازی مدار فشرده فیلترها، تفاوت‌های اندکی بین آن‌ها مشاهده می‌شود که در نظر گرفتن قطعات سلف و خازن ایده‌آل در نرم افزار برای مدار فشرده یکی دلایل این تفاوت است، همچنین نرم افزار ADS یک



شکل ۴: فلوچارت طراحی تریپلکسر

۲-۲- شبیه‌سازی

شبیه‌سازی و تحلیل فیلترها به دو صورت مدار فشرده و مدار گسترده انجام شده است. برای شبیه‌سازی مدار فشرده از نرم‌افزار ADS و شبیه‌سازی مدار گسترده از نرم‌افزار تحلیل‌گر تمام‌موج HFSS استفاده شده است. با پیاده‌سازی مدار فشرده فیلترها متشکل از المان‌های سلفی و خازنی، پاسخ فیلترهای پایین‌گذر در شکل ۵ (الف) و (ب) نشان داده شده‌است. همچنین شکل ۵ (الف) و (ب) پاسخ شبیه‌سازی تمام‌موج فیلترهای پایین‌گذر را بعد از بهینه‌سازی نشان می‌دهد. همان‌طور که مشخص است به دلیل پیاده‌سازی ایده‌آل المان‌های سلف و خازن پاسخ شبیه‌سازی مدار فشرده مطابق با حالت مطلوب یعنی تلف برگشتی بهتر از ۲۰ dB و حذف باند ممنوعه بیشتر از ۶۰ dB است. همچنین پاسخ فیلترها که در بستر خط نواری معلق پیاده‌سازی شده به پاسخ مدار فشرده بسیار نزدیک است به طوری که در فیلتر پایین‌گذر ۲ GHz دارای تلف برگشتی بهتر از ۱۸ dB و حذف باند ممنوعه بهتر از ۵۰ dB تا فرکانس ۶ GHz است و بدین ترتیب دارای حذف باند ممنوعه پهن‌بند با نسبت ۱:۳ می‌باشد. همچنین در فیلتر پایین‌گذر ۶ GHz نیز تلف برگشتی بهتر از ۲۰ dB و حذف باند ممنوعه تا فرکانس ۱۸ GHz بیشتر از ۵۵ dB است. در طراحی فیلترهای پایین‌گذر، به منظور دست‌یابی به تطبیق پهن‌بند از رزوناتورهای امیدانس پله‌ای استفاده شده‌است. طول‌های مختلف شاخه‌های فیلتر پایین‌گذر

(الف) و (ب) نمایش داده شده است.

نتایج شبیه‌سازی پارامترهای پراکنندگی تریپلکسر مورد نظر در شکل ۹ به تصویر کشیده شده است. همان‌طور که مشخص است تریپلکسر طراحی شده در سراسر بازه فرکانسی کاری دارای تلف بازگشتی بهتر از ۱۰ dB با تلف عبوری بسیار کم است. همچنین همه کانال‌های فیلتری دارای حذف باند ممنوعه پهن‌بند و بهتر از ۵۰ dB و شیب بسیار تند در افت پاسخ باند ممنوعه هستند به طوری که در فاصله ۳۰۰ مگاهرتز از طرفین نقطه تقاطع ۲ GHz و فاصله ۸۰۰ مگاهرتز از طرفین نقطه تقاطع ۶ GHz حذف باند ممنوعه آن‌ها به ۵۰ dB می‌رسد. تلف عبوری کانال‌های تریپلکسر در نقاط تقاطع نیز کم‌تر از ۵ dB است.

۳-۲- تحلیل ناپیوستگی‌ها

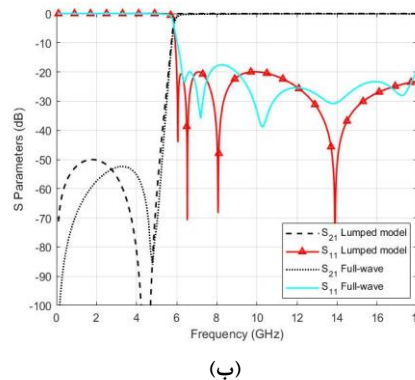
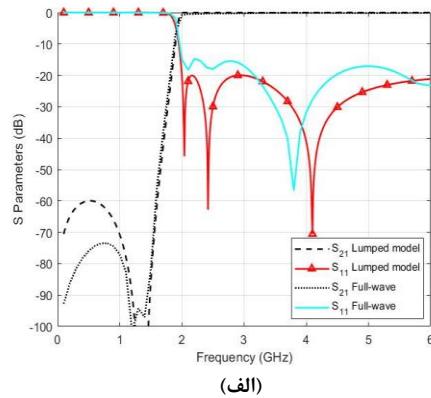
ناپیوستگی‌های موجود در ساختار تریپلکسر عمدتاً به شکل رزوناتورهای امپدانس پله‌ای و پیوندگاه‌های T مورد استفاده جهت اتصال فیلترها است. همان‌طور که پیشتر ذکر شد رزوناتورهای امپدانس پله‌ای از دو خط انتقال با امپدانس‌های متفاوت تشکیل می‌شود. نسبت عرض این خطوط انتقال و به تعبیر بهتر نسبت امپدانس دو خط انتقال بر عملکرد پهن‌بند رزوناتورهای مدارباز استفاده‌شده در ساختار فیلترهای پایین‌گذر و شبه‌بالاگذر طراحی‌شده موثر است. نحوه تحقق پیوندگاه T نیز بر پهنای باند ساختار اثرگذار است. لذا در این قسمت حساسیت پاسخ نسبت به نحوه پیاده‌سازی این ناپیوستگی‌ها مورد بررسی قرار می‌گیرد.

شکل ۱۰ (الف)-(ج) سه حالت مختلف پیاده‌سازی یک فیلتر پایین‌گذر مرتبه هفت را نشان می‌دهند که شاخه‌های موازی آن‌ها به صورت رزوناتورهای مدارباز امپدانس پله‌ای پیاده‌سازی شده است. در این سه حالت عرض خط انتقال بخش دوم شاخه اول فیلتر نسبت به عرض بخش اول آن تغییر یافته است و حساسیت پاسخ فیلتر نسبت به این تغییر امپدانس نسبی در شکل ۱۰ (د) نمایش داده شده است. شکل ۱۰ (د) مشخص می‌کند که هر چه نسبت امپدانس دو بخش مربوط به این رزوناتور امپدانس پله‌ای بزرگ‌تر باشد پهنای باند عملکرد فیلتر چه در باند عبور و چه در باند ممنوعه بهبود می‌یابد به گونه‌ای که تطبیق بهتری در باند عبور و حذف بیشتری در باند ممنوعه حاصل می‌شود.

شکل ۱۱ (الف)-(د) چهار حالت مختلف برای پیاده‌سازی پیوندگاه نوع T و شکل ۱۱ (ه) نیز پاسخ متناظر با آن‌ها را نشان می‌دهد. همان‌طور که مشخص است با تغییر در محل پیوند دو پورت خروجی به خط انتقال ورودی می‌توان پهنای باند عملکرد ساختار را دچار تغییر کرد به طوری که پیوندگاه شکل ۱۱ (د) دارای بهترین تطبیق در پهنای باند عملکرد ساختار ارائه‌شده در این مقاله می‌باشد. لذا در طراحی این تریپلکسر برای اتصال فیلترها و تشکیل دیپلکسرها از پیوندگاه مطابق با شکل ۱۱ (د) استفاده شده است.

همچنین در [۲۱] حساسیت امپدانس مشخصه و تلفات خط نواری معلق به پارامترهای مختلفی از قبیل ضخامت زیرلایه، عرض خطوط انتقال، جایجایی خط انتقال در کانال موجبری و خطای ساخت جعبه تحلیل و بررسی شده است.

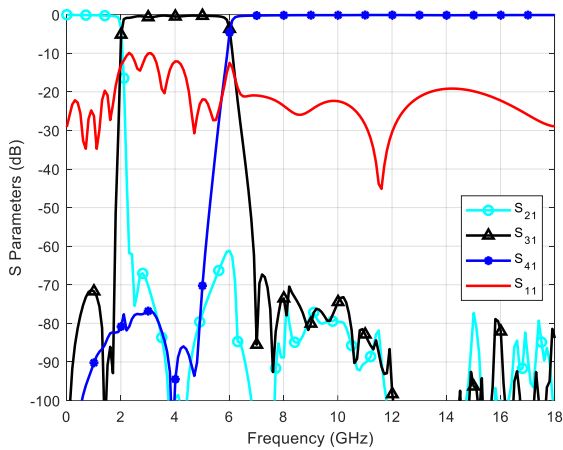
نرم‌افزار شبیه‌ساز تمام موج نیست و بالتبع همه اثرات موجود در فرآیند شبیه‌سازی را بطور کامل در نظر نمی‌گیرد، و در آخر با تبدیل مدار فشرده به مدار گسترده در بستر تکنولوژی خط نواری معلق و شبیه‌سازی در نرم افزار تحلیل‌گر تمام موج اثرات مختلف از قبیل ناپیوستگی‌ها، تزویج بین خطوط مختلف و ... مورد بررسی و تحلیل قرار می‌گیرد و لذا همواره تفاوت‌هایی بین پاسخ مدار فشرده و تحلیل مدار گسترده رخ می‌دهد.



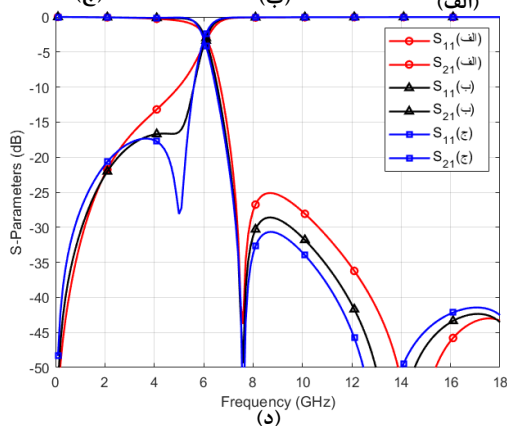
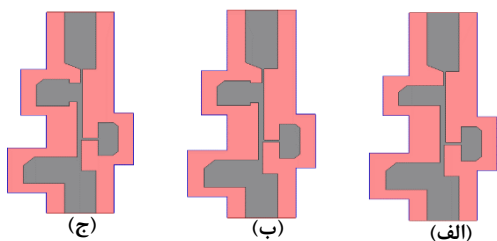
شکل ۶: شبیه‌سازی پارامترهای پراکنندگی مدار فشرده و تمام‌موج (الف) فیلتر شبه‌بالاگذر با فرکانس قطع ۲ GHz (ب) فیلتر شبه‌بالاگذر با فرکانس قطع ۶ GHz

پس از طراحی فیلترها با استفاده از پیوندگاه‌های مشترک پهن‌بند، فیلترهای پایین‌گذر و شبه‌بالاگذر با فرکانس قطع ۲ گیگاهرتز را به یکدیگر و فیلترهای پایین‌گذر و شبه‌بالاگذر با فرکانس قطع ۶ گیگاهرتز را به یکدیگر متصل کرده تا دیپلکسرها مدنظر شکل بگیرد. برای جلوگیری از وقوع رزونانس ناخواسته در بازه فرکانسی کاری، از آنجایی که اتصال فیلترها باعث اثرات مخرب در پاسخ فرکانسی آن‌ها می‌شود، باید پس از اتصال دو فیلتر به یکدیگر، اولین المان‌های سلفی و خازنی آن‌ها اصلاح شود.

شکل ۱۷ (الف) و (ب) پاسخ شبیه‌سازی تمام‌موج دیپلکسرها حاصل شده را با استفاده از نرم افزار تحلیل‌گر تمام موج HFSS بعد از بهینه‌سازی نشان می‌دهد. همان‌طور که مشخص است پاسخ هر یک از کانال‌های فیلتری تشکیل‌دهنده فیلترها نیازمندی‌های مندرج در جدول ۱ را اقلان می‌کند به طوری که در سراسر بازه فرکانسی از تلف بازگشتی بهتر از ۱۰ dB، تلف عبوری کمتر از ۱ dB و ایزولاسیون بیش از ۵۰ dB در فاصله ۱۵٪ از فرکانس قطع برخوردار است. با تجمیع دو دیپلکسر، مدل سه بعدی ساختار و طرح رویه‌های فوقانی و زیرین تریپلکسر طراحی شده که نتیجه چندین مرحله بهینه‌سازی ساختار بعد از اضافه‌شدن هر یک از کانال‌های فیلتری می‌باشد، در شکل ۸



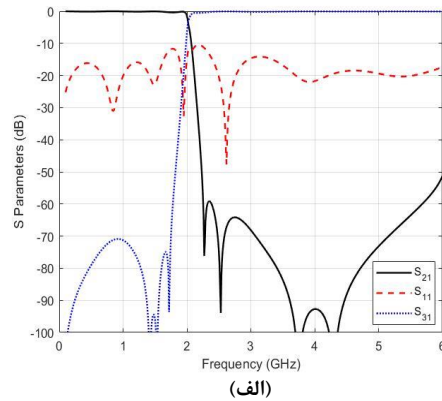
شکل ۹: پارامترهای پراکندگی حاصل از شبیه‌سازی تریپلکسر



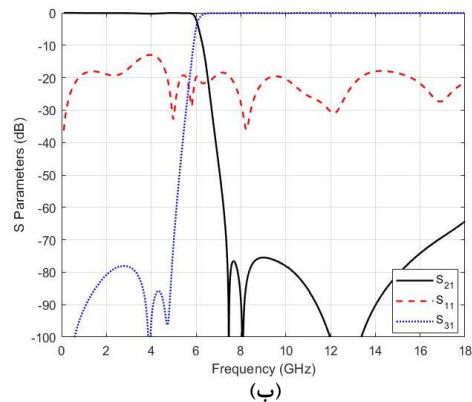
شکل ۱۰: اثر تغییرات نسبت ابعاد دو بخش رزوناتور امیدانس پله‌ای شاخه اول بر پارامترهای پراکندگی فیلتر پایین‌گذر سه‌شاخه ۳- ساخت و اندازه‌گیری

نمونه ساخته‌شده تریپلکسر در شکل ۱۲ (الف) نمایش داده شده‌است. جعبه ساختار از دو قسمت آلومینیومی تشکیل شده‌است به گونه‌ای که برد مدار چاپی در بین دو قسمت جعبه قرار گرفته و به وسیله پیچ‌های تعبیه‌شده کاملاً به دو قسمت جعبه محکم می‌شود. همچنین جهت اطمینان از نحوه قرارگیری صحیح و دقیق خطوط انتقال نواری معلق در کانال‌های موجبری، چند زائده تراز‌کننده نیز در نظر گرفته شده‌است. اتصال الکتریکی دو قسمت جعبه نیز توسط ویا‌های متالیزه موجود در پیرامون کانال‌های موجبری برقرار می‌شود. موقعیت و قطر ویاها به گونه‌ای بهینه‌سازی شده‌است که اتصال الکتریکی به نحوی مناسب برقرار شود. همچنین برای تنظیم نهایی پاسخ ساختار بعد از فرآیند ساخت و ایجاد تغییرات جزئی احتمالی در پاسخ اندازه‌گیری شده، تعدادی پیچ تنظیم نیز در ساختار پیش‌بینی شده‌است.

برای اندازه‌گیری پارامترهای پراکندگی چهار کانکتور تیغه نازک به چهار پورت تریپلکسر مطابق با شکل ۱۲ (ب) متصل شده‌است. مطابق با شکل ۱۲ (ج)

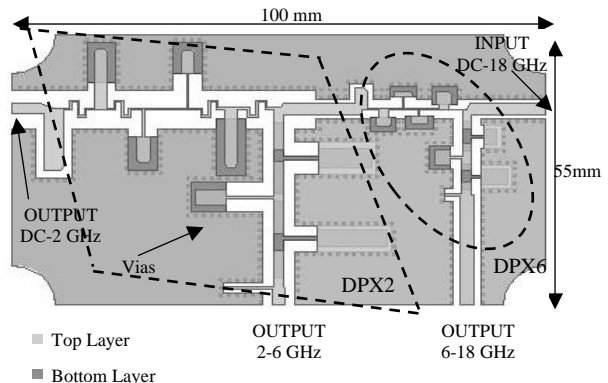


(الف)

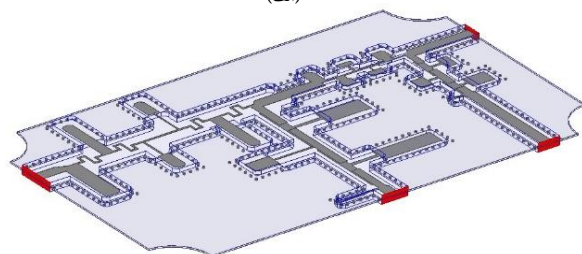


(ب)

شکل ۷: (الف) شبیه‌سازی پارامترهای پراکندگی دیپلکسر ۲ GHz (ب) شبیه‌سازی پارامترهای پراکندگی دیپلکسر ۶ GHz



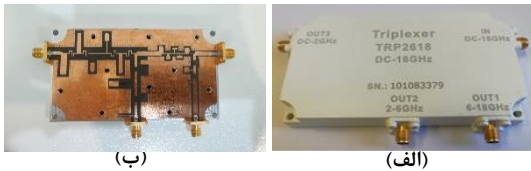
(الف)



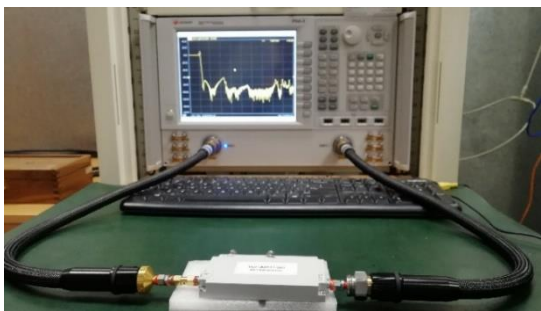
(ب)

شکل ۸: طرح رویه فوقانی و زیرین تریپلکسر (الف) دوبعدی (ب) سه بعدی

در فرکانس کاری باشد و از طرفی ضخامت آن به اندازه‌ای باشد که امکان پیاده‌سازی مقادیر سلف و خازن موجود در مدار معادل فیلترها به خصوص فیلترهای شبه بالاگذر، به شکل آسان‌تری میسر شود. همچنین نوع و ضخامت زیرلایه به نحوی انتخاب شده‌است که با هزینه کم در داخل کشور قابل تأمین باشد و توسط شرکت‌های تولیدکننده داخلی نیز امکان تولید برد مدارچاپی وجود داشته باشد.

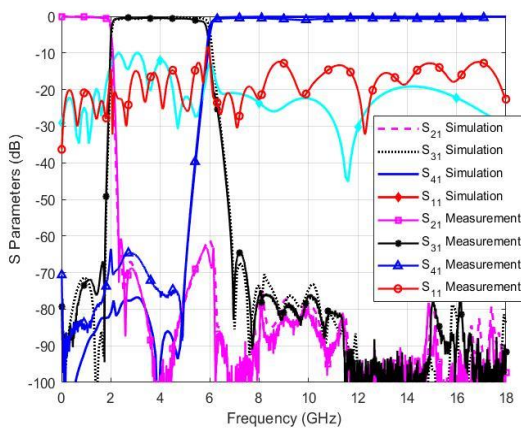


(ب) (الف)



(ج)

شکل ۱۲: (الف) تریپلکسر ساخته‌شده (ب) نمای داخلی تریپلکسر ساخته‌شده (ج) دستگاه اندازه‌گیری

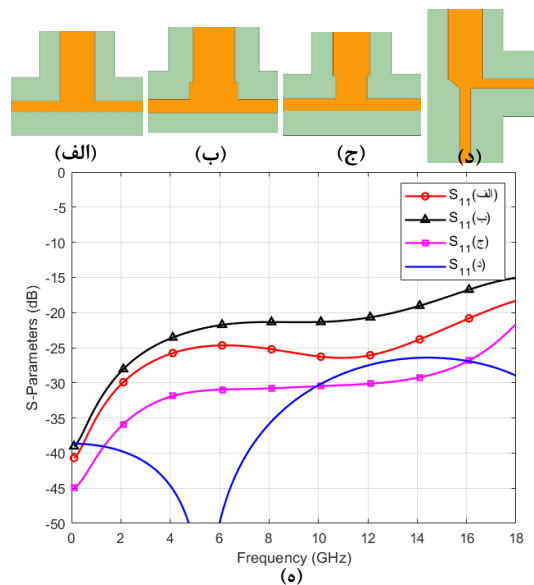


شکل ۱۳: مقایسه پارامترهای پراکندگی حاصل از شبیه‌سازی و اندازه‌گیری پاسخ تریپلکسر

جدول ۳: مقایسه نتایج پژوهش‌های دیگر و این پژوهش

مرجع	زیرلایه	ضخامت زیرلایه (mm)	تلف عبوری (dB)	نقطه حذف dB ۳۰٪ ممنوعه	حذف باند ممنوعه	ابعاد بر حساب λ_0
[۸]	RO4003	۰.۲	۲	۲۷	۱۵	ذکر نشده
[۹]	TMM3 Rogers	۰.۷۶۲	۲	۲۰	۳۲	۴.۵×۳
[۱۲]	Alumina	۰.۱۲۷	۱.۸	۴۰	۳۰	۲.۷×۱.۶۷
[۱۳]	RT/duroid5880	۰.۱۲۷	۱.۳	۱۰	۳۸	ذکر نشده
[۱۴]	TLY5	۰.۱۲۷	۲	۶	۴۵	۶.۷۵×۳.۲۵
این مقاله	RT/duroid5880	۰.۲۵۴	۱	۱۰	۶۰	۴.۴۴×۲.۴۴

از یک تحلیل‌گر شبکه دو پورته مدل N5242A، موجود در آزمایشگاه تایید نمونه دانشگاه تهران، برای اندازه‌گیری پارامترهای پراکندگی تریپلکسر ساخته شده، استفاده شده‌است. شکل ۱۳ نتایج اندازه‌گیری پاسخ تریپلکسر را در مقایسه با نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد. همان‌طور که مشهود است، در قسمت عمده بازه فرکانسی، تطبیق ورودی مناسب و تلف بازگشتی بهتر از ۱۰ dB است. همچنین تلف عبوری این ساختار، با در نظر گرفتن تلف کانکتورهای ورودی و خروجی، حداکثر برابر ۱ dB است. بعلاوه هر یک از کانال‌های فیلتری دارای حذف باند ممنوعه پهن‌بند و بهتر از ۵۰ dB است و به دلیل استفاده از فیلتر چبی‌شف تعمیم یافته که دارای $n-1$ صفر انتقال در فرکانس نزدیک به فرکانس قطع است و همچنین پیاده‌سازی فیلترهای مرتبه بالا دارای شیب افت پاسخ باند ممنوعه بسیار مناسب هستند. پاسخ باند ممنوعه کانال‌های ۲-۶ GHz و DC تا ۶ GHz در فاصله ۳۰۰ مگاهرتز از نقطه تقاطع به میزان ۵۰ dB افت می‌کند در حالی که همین میزان افت برای کانال‌های ۲-۶ GHz و ۶-۱۸ GHz در فاصله فرکانسی ۸۰۰ مگاهرتز از نقطه تقاطع حاصل می‌شود. بنابراین نتایج اندازه‌گیری به خوبی با نتایج حاصل از شبیه‌سازی تطابق دارد و جابجایی فرکانسی بسیار جزئی فرکانس‌های قطع و اختلاف موجود در پارامتر تلف بازگشتی نمونه ساخته‌شده با نتیجه شبیه‌سازی را می‌توان ناشی از خطاهای موجود در ساخت جعبه، برد مدارچاپی، اتصال کانکتورها به ساختار خط نواری معلق، نحوه قرارگیری خطوط انتقال در کانال‌های موجبری و همچنین خطای اندازه‌گیری دانست. تریپلکسر ساخته‌شده دارای ابعاد $100 \times 55 \times 14 \text{ mm}^3$ است.



شکل ۱۴: پارامترهای پراکندگی چهار نوع پیوندگاه

در جدول ۳، نتایج بدست آمده از تریپلکسر ساخته‌شده با نتایج ماتریکس‌های ارائه‌شده در مراجع [۹-۱۴] مقایسه شده‌است. از آنجایی که تریپلکسر ارائه‌شده در اینجا بر پایه فیلترهای چبی‌شف تعمیم‌یافته مرتبه بالا پیاده‌سازی شده‌است از کانال‌های فیلتری با قابلیت گزینش بهتر، حذف باند ممنوعه بیشتر و همچنین تلف کمتری نسبت به سایر نمونه‌های ارائه‌شده در جدول ۳ برخوردار است. ابعاد ساختار طراحی شده در مقایسه با سایر پژوهش‌ها نیز در جدول ۳ آورده شده‌است. همان‌طور که مشاهده می‌شود این ساختار با در نظر گرفتن تعداد کانال‌های فیلتری در مقایسه با ساختارهای دیگر از ابعاد کوچکتری برخوردار است. همچنین از زیرلایه‌ای در طراحی تریپلکسر معرفی شده استفاده شده‌است که از طرفی دارای تاوانت تلفات کمی

۴- نتیجه‌گیری

یک تریپلکسر در باند فرکانسی مایکروویو متشکل از فیلترهای پایین‌گذر و شبه‌بالاگذر در بستر تکنولوژی خط نواری معلق و بر روی زیرلایه RT/duroid با ضخامت ۰/۲۵۴ میلی‌متر جهت استفاده در یک سیستم مخابراتی طراحی و ساخته شد. این تریپلکسر سیگنال ورودی در محدوده فرکانسی ۱۸-۶ GHz را به سه بانه فرکانسی به هم پیوسته ۲ GHz، ۶ GHz و ۱۸ GHz تفکیک می‌کند. کانال‌های فیلتری در این ساختار دارای تلف عبوری کم‌تر از ۱ dB و تلف بازگشتی بهتر از ۱۰ dB در سراسر پهنای باند کاری می‌باشند. همچنین هر یک از کانال‌های فیلتری دارای تضعیف خارج از باند بهتر از ۵۰ dB در سراسر بانه فرکانس کاری جز در فاصله حداکثر ۱۵٪ از نقاط تقاطع و شیب تند در افت پاسخ باند ممنوعه می‌باشند به طوری که در فاصله ۳۰۰ مگاهرتز از نقطه تقاطع ۲ GHz و همچنین در فاصله ۸۰۰ مگاهرتز از نقطه تقاطع ۶ GHz، حذف باند ممنوعه به ۵۰ dB می‌رسد. اختلاف جزئی مشاهده شده در پاسخ حاصل از شبیه‌سازی و اندازه‌گیری نیز ناشی از خطای ساخت جعبه، بود مدار چاپی و اندازه‌گیری می‌باشد. با این وجود تطابق بسیار خوبی بین نتایج شبیه‌سازی و اندازه‌گیری نمونه ساخته شده وجود دارد.

مراجع

- [7] Boes, F., Gramlich, G., Kretschmann, M., Marahrens, S. and Zwick, T., "Ultrabroadband diplexers for next-generation high-frequency measurement applications", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 68, No. 6, pp. 2161-2167, 2020.
- [8] Boes, F., Kretschmann, M., Marahrens, S. and Zwick, T., "Design and characterization of broadband triplexers", in *IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications*, 2019, pp. 76-78.
- [9] Shin, S., Naglich, E., "Broadband Contiguous Multiplexer Design using wideband pseudo-highpass channel filters", in *International Microwave Symposium*, June 2018, pp. 533-536.
- [10] Soeung, S., Yang, S.W., Cheab, S. and Ng, G.S. "High Rejection Highpass Filter for Wideband Applications Using Suspended Stripline Technology." 2022 International Conference on Future Trends in Smart Communities (ICFTSC). IEEE, 2022.
- [11] Stefański, R. Ratajczyk, R. and Jarosław S. "High Isolation X-band and S-band Diplexers in Economical Technologies for Space Applications." 2022 24th International Microwave and Radar Conference (MIKON). IEEE, 2022.
- [12] Rehner, R., Sterns, M., Schneiderbanger, D., Martius, S., Schmidt, L. P., "A quasi-lumped ultra-broadband contiguous SSL-diplexer from DC to 80 GHz", in *Proceeding of International Microwave Symposium Digest*, June 2009, pp. 1037-1040.
- [13] Ashiq, I., Khanna, A. P. S., "Ultra-broadband contiguous planar DC-35-65 GHz diplexer using softboard suspended stripline technology", in *Proceedings of International Microwave Symposium Digest*, 2013, pp. 1-4.
- [14] Miri, S. M., Mohammadpour-Aghdam, K., and Miri, S. O., "A wideband, sharp roll-off U-band diplexer in suspended stripline technology," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 2019.
- [15] Boes, F., Kretschmann, M., Marahrens, S. and Zwick, T. "Design and Tolerance Analysis of Cascaded Broadband Contiguous Microwave Diplexers." 2020 German Microwave Conference (GeMiC). IEEE, 2020.
- [16] De Assuncao, E. P., De Menezes, L. R. A. X., Abdalla, H., "Microwave multiplexers using complementary triplexer filters", in *IEEE International Microwave and Optoelectronics Conference*, 1999, Vol. 1, pp. 169-173.
- [17] Aleyab, S. A., "A novel class of generalized chebyshev low-pass prototype for suspended substrate stripline filters", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 30, No. 9, pp. 1341-1347, 1982.
- [18] Packiaraj, D., Kalghatgi, A. T., Ramesh, M., Reddy, V. S., "Design of wideband diplexer in suspended substrate stripline medium", *International Journal of RF Microwave Computer-Aided Engineering*, Vol. 16, No. 6, pp. 625-628, 2006.
- [19] Rhodes, J. D., Aleyab, S. A., "The generalized chebyshev low-pass prototype filter", *International Journal of Circuit Theory and Application*, Vol. 8, pp. 113-125, 1980.
- [20] Hunter, I., *Theory and Design of Microwave Filters*, London: The Institution of Engineering and Technology, 2001, pp. 151-165.
- [21] Miri, S. M., Mohammadpour-Aghdam, K., and Miri, S. O., "Highly selective lowpass filter with wide stopband in suspended stripline technology for millimeter-wave diplexer applications", *AUT Journal of Electrical Engineering*, Vol. 51, No. 2, pp. 131-138, 2019.
- [1] Moloudian, G., and Dousti, M., "Design and fabrication of a compact microstrip lowpass-bandpass diplexer with high isolation for telecommunication applications", *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, Vol. 28, No. 5, p.e21248, 2018.
- [2] Chen, F. C., Qiu, J. M., Hu, H. T., Chu, Q. X., Lancaster, M. J., "Design of microstrip lowpass-bandpass triplexer with high isolation", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 25, No. 12, pp. 805-807, 2015.
- [3] Danaeian, M., *Design and Fabrication of the miniaturized ultra-wide band pass filter using the microstrip rectangular ring loaded by open stubs*, Journal of Applied Electromagnetics, Vol. 8, No. 2, pp. 9-15, 2020. (In Persian)
- [4] Zhu, L., Mansour, R. R., Yu, M., "Compact waveguide dual-band filters and diplexers", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 65, No. 5, pp. 1525-1533, 2017.
- [۵] مهدی درویشی بهلولی، سیداسماعیل حسینی، وحیدرضا باقری، حبیب‌اله عبیری، «طراحی و شبیه‌سازی پلارایزر-دیپلکسر موجبری باند Ka با دو پلاریزاسیون دایروی در دو باند فرکانسی با استفاده از ساختار تیغه‌ای»، *مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز*، جلد ۴۸، شماره ۳، صفحات ۱۱۱۷-۱۱۲۹، ۱۳۹۷.
- [۶] پژمان محمدی، علی بنی‌هاشم، «دیپلکسر با رزوناتورهای حلقوی مکمل شکاف‌دار به شکل S خم شده در کاربردهای LTE»، *مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز*، جلد ۴۹، شماره ۲، صفحات ۸۵۹-۸۶۴، ۱۳۹۸.