

(علمی-پژوهشی)

طراحی فیلتر فشرده دو مودی با پاسخ فرکانسی نامتقارن برای کاربرد در مخابرات ماهواره‌ای

زهرا شاطریان^{۱*} و علی کرمی
هرستانی^{۲**}

۱- گروه مهندسی برق، دانشگاه فنی و حرفه‌ای، تهران، ایران، کدپستی: ۱۸۹۱۸۱۶۸۵۱.
۲- پژوهشگاه هوافضا، وزارت علوم، تحقیقات و فناوری، تهران، ایران.

* استادیار (نویسنده پاسخگو)، ایمیل:
z.shaterian@gmail.com

** استادیار

این مقاله بر طراحی فیلترهای میکروویو با پاسخ فرکانسی نامتقارن با یک صفر انتقال در فرکانس‌های پایین یا بالای باند عبور متمرکز است که از نظر اندازه فیزیکی کوچک‌سازی شده‌اند تا الزامات حجمی و جرمی مأموریت‌های فضایی را برآورده سازند. فشرده‌سازی فیلتر ارایه شده در این مقاله با استفاده از حفره‌های تشدید استوانه‌ای دو مودی به دست آمده است. به علاوه، نشان داده خواهد شد که با وجود این که طراحی فیلترها به خصوص فیلترهایی با یک صفر انتقال در پایین باند عبور با استفاده از حفره‌های تشدید با سطح مقطع مستطیلی کاملاً چالش برانگیز است، فیلترهای با کارایی بالا با صفرهای انتقال در پایین یا بالای باند عبور می‌توانند به راحتی با استفاده از حفره‌های استوانه‌ای دو مودی پیاده‌سازی شوند. همچنین، تغییر موقعیت صفر انتقال از پایین به بالای باند عبور با حداقل تغییرات در تنظیمات و ابعاد فیزیکی فیلتر قابل انجام است. بنابراین، در صورت نیاز به تغییر فرکانس سیگنال تداخل کننده از فرکانسی در بالای باند عبور به پایین باند عبور یا بالعکس نیازی به ساخت مجدد فیلتر نمی‌باشد و فقط با چرخش روزنه‌های تزویج و حفره‌های تشدید و با استفاده از پیچ‌های تنظیم می‌توان این تغییر موقعیت صفر انتقال را انجام داد. برای نشان دادن روش طراحی، دو فیلتر با پهنای باند باریک ۳۰ مگاهرتز در فرکانس مرکزی ۱۲ گیگاهرتز-یکی با صفر انتقال در بالای باند عبور در فرکانس ۱۲،۰۴۰ گیگاهرتز و یکی با صفر انتقال در پایین باند عبور در فرکانس ۱۱،۹۶۰ گیگاهرتز- با تلفات بازگشتی بهتر از ۲۰ دسی بل در باند عبور و تلفات انتقال بهتر از ۶۰ دسی بل در صفر انتقال طراحی شده و عملکرد فیلترهای طراحی شده با استفاده از نرم‌افزار شبیه‌سازی الکترومغناطیسی تمام موج ارزیابی و با مقادیر تئوری مقایسه شده‌اند. نتایج شبیه‌سازی به خوبی با نتایج تئوری و الزامات فیلترها مطابقت دارند.

واژه‌های کلیدی: فیلترهای میان‌گذر نامتقارن، تکنولوژی موجبر استوانه‌ای، فیلتر دو مودی

Design of Compact Filters with Asymmetrical Response Based on Dual-Mode Resonators for Satellite Communications

This research is focused on the design of microwave filters with asymmetric frequency response with a single transmission zero below or above the passband. The procedure to design such filters in dual-mode cylindrical cavities is presented. It is shown that while realizing filters, especially with a transmission zero below the passband is quite challenging, high-performance filters with transmission zeros either below or above the passband can be easily implemented in dual-mode cylindrical cavity filters. Furthermore, it has been demonstrated that changing the position of the transmission zero from below to above the passband may be conducted with minimum changes in the configuration and physical dimensions of the filter, thus can be performed only by rotating the irises and cavities and using tuning screws, thus bypassing the need for re-manufacturing the filter. To demonstrate the design procedure, two filters are designed and simulated using full-wave electromagnetic software. The simulation results very well match the prescribed specifications of the filters.

Keywords: Asymmetrical Bandpass Filter, Cylindrical Waveguide Technology, Dual-mode Filter

Z. Shaterian^{1*} and A. Karimi
Horestani^{2***}

1- Department of Electrical Engineering, Technical and Vocational University (TVU), Postal Code: 1891816851, Tehran, IRAN.

2- Aerospace Research Institute, Ministry of Science, Research and Technology, Tehran, IRAN

* Assistant Professor (Corresponding Author): Email:

z.shaterian@gmail.com

** Assistant Professor

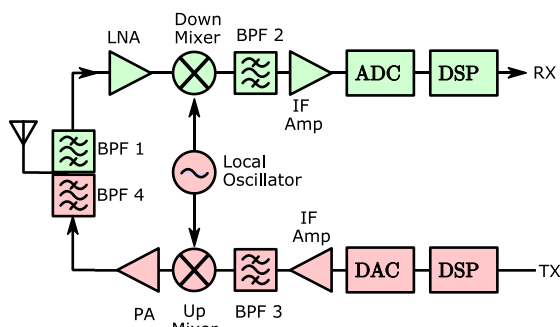
(علمی-پژوهشی)

زهرا شاطریان و علی کریمی هرستانی

۱- مقدمه

به دلیل وجود طیف گسترده‌های از نیازهای ارتباطی و محدودیت طیف الکترومغناطیسی، هر روزه محدودیت‌های سیستم‌های ارتباطی بی‌سیم شدیدتر می‌شوند. همچنین، در حوزه مخابرات فضایی با توجه به افزایش بسیار سریع تعداد ماهواره‌ها در مدارهای مختلف به خصوص مدارهای پایین زمین (لئو)^۱ و محدودیت طیف فرکانسی اختصاص داده شده به آنها، حل مسئله تداخل در ارتباطات بی‌سیم ماهواره‌ای از اهمیت قابل توجهی برخوردار است [۲-۱]. به عنوان مثال، نمودار بلوکی یک سیستم مخابراتی حداقلی متعلق به یک ماهواره با تنها یک مرحله انتقال فرکانس در شکل ۱ نمایش داده شده است. در این نمودار، زنجیره بالایی مربوط به گیرنده (لینک بالا رو مخابراتی) و زنجیره پایینی مربوط به قسمت فرستنده سیستم مخابراتی یعنی لینک پایین رو است که هر دو با یک نوسانساز مشترک و یک دیپلکسر (تشکیل شده از فیلترهای BPF1 و BPF4) کار می‌کنند. فیلتر BPF1 نه تنها وظیفه انتخاب و عبور باند فرکانسی سیگنال دریافت شده از ایستگاه زمینی یا ماهواره دیگری در منظومه را به عهده دارد، بلکه وظیفه دارد سیگنال نشتی از خروجی فرستنده که سیگنالی به نسبت قوی است را نیز به شدت تضعیف نماید تا با سیگنال بسیار ضعیف دریافت شده از آنتن تداخل نداشته باشد. بنابراین، واضح است که این فیلتر نه تنها باید باند عبور مورد نظر را دقیقاً انتخاب نماید بلکه باید دارای صفر انتقالی با تضعیف قابل توجه در فرکانس سیگنال ارسالی باشد. فیلتر BPF2 نیز لازم است نه تنها فرکانس باند میانی IF را عبور دهد بلکه صفر یا صفرهای انتقالی نیز در فرکانس سیگنال‌های تصویرگذاشته باشد. از طرف دیگر، برای کاهش تداخل سیگنال‌های ارسالی در مخابرات ماهواره‌ای قواعد و محدودیت‌هایی توسط انجمن بین‌المللی مخابرات وضع شده است که فرستنده‌ها را موظف می‌کند که تنها در باند فرکانسی اختصاص داده شده به انتشار امواج پرداخته و به طور ویژه توان ارسالی آنها در فرکانس‌های خاصی از حد معینی بالاتر نباشد. بنابراین، فیلترهای استفاده شده در زنجیره فرستنده نیز علاوه بر انتخاب باند عبور مناسب باید دارای صفر یا صفرهای انتقالی در فرکانس‌های لازم باشد. در نتیجه، این سناریو نشان می‌دهد که برای برآورده کردن الزامات مرتبط با طیف فرکانسی و دستیابی به جداسازی^۴ مناسب و جلوگیری از تداخل سیستم‌های بی‌سیم با باندهای فرکانسی مجاور، فیلترهای بیضوی^۵ یا شبه بیضوی با صفر یا صفرهای انتقال نامتقارن مورد نیاز است [۳]. اینگونه فیلترها می‌توانند در

مقایسه با فیلترهای چپشیف معمولی دارای پاسخ تیزتر در باندگذر (باند فرکانسی بین باند عبور و باند توقف) باشند در حالی که تعداد تشدیدکننده استفاده شده در این فیلترها کمتر و در نتیجه وزن و حجم فیلتر نسبت به فیلترهای چپشیف با پاسخ فرکانسی یکسان کمتر است. به طور خلاصه، در بسیاری از کاربردها از جمله در مخابرات ماهواره‌ای، یک سیگنال تداخل قوی در فاصله بسیار کمی از باند عبور و تنها در یک سمت (پایین یا بالای) باند عبور فیلتر وجود دارد. بنابراین، طراحی فیلترهای میان‌گذر با پاسخ نامتقارن و با یک یا چند صفر انتقال فقط در پایین یا بالای باند عبور مطلوب است.



شکل (۱): نمودار بلوکی یک نمونه سیستم مخابراتی دو طرفه.

علیرغم مزایای متعدد فیلترهای مبتنی بر موجبرهای فلزی مانند تلفات بسیار کم و تحمل توان‌های بالا، فرآیند ساخت این فیلترها زمان بر و بسیار گران است. علاوه بر این، برای اعمال هر تغییر هر چند کوچک در پاسخ فرکانسی، نیازمند طی کل فرآیند پیاده‌سازی و ساخت یک فیلتر جدید هستیم. به علاوه، حفره‌های تشدیدکننده در این فناوری‌ها به نسبت حجیم هستند. این امر منجر به حجیم شدن فیلترهای پیاده‌سازی شده در این فناوری‌ها می‌شود که در کاربردهای فضایی یکی از گلوگاه‌های مهم طراحی است. یکی از روش‌های کلاسیک کوچک‌سازی این نوع فیلترها استفاده از موجبرهای پر شده با یک دی‌الکتریک است که طول موجبر را به نسبت ریشه دوم ضریب دی‌الکتریک آن کاهش می‌دهد. اما، یکی از مشکلات استفاده از این روش به خصوص در کشور ما، کمبود دسترسی به نارسانه‌های با ضریب دی‌الکتریک بالا و تلفات کم است که به طور قابل توجهی عملی بودن این روش را محدود می‌کند. در نتیجه، استفاده از موجبرهای یکپارچه بر روی زیرلایه (SIW) به عنوان یک جایگزین سبک، کم حجم، ارزان و با فرآیند ساخت آسان برای ساختارهای موجبر مستطیل معمولی مورد توجه است.

4. Isolation
5. Elliptic
6. Chebyshev

1. Low Earth Orbit (LEO)
2. Image Frequency Signals
3. International Telecommunication Union (ITU)

شده است. ساختار تشدیدکننده‌ها، پیکربندی فیلتر و فلوچارت فرآیند طراحی در بخش دوم ارائه شده است. فیلترها با استفاده از روش تشدیدکننده‌های تزویج شده طراحی می‌شوند که روش محاسبه ماتریس تزویج برای تحقق الزامات فیلتر در بخش سوم و جزئیات ارتباط ابعاد فیزیکی المان‌ها با ماتریس تزویج در بخش چهارم آورده شده است. بخش پنجم به فرآیند پیاده‌سازی اولیه، و روش بهینه‌سازی ابعاد فیزیکی با استفاده از تخمین ماتریس تزویج از روی پارامترهای پراکندگی اختصاص داده شده است. این بخش همچنین به ارائه نتایج طراحی دو فیلتر میان‌گذر ذکر شده می‌پردازد. در نهایت، بخش ششم مقاله به نتیجه‌گیری اختصاص داده شده است.

۲- ساختار فیلتر با استفاده از تشدیدکننده

استوانه‌ای دو مودی و گراف توپولوژی فیلتر

با توجه به مقدمه، در ادامه به ارائه روند طراحی یک فیلتر چپبیشف تعمیم‌یافته^۴ با یک صفر انتقال در پایین باند عبور در فناوری موجبرهای فلزی استوانه‌ای دو مودی می‌پردازیم. همچنین، انعطاف‌پذیری روش طراحی ارائه شده را در دستیابی به فیلتری با همان مشخصات در باند عبور اما با یک صفر انتقال در بالای باند عبور نشان می‌دهیم. جابجا کردن صفر انتقال از بالا به پایین باند عبور (یا برعکس) با کمترین تغییر در ساختار فیلتر ارائه شده، انجام می‌شود. روش طراحی ارائه شده با طراحی دو فیلتر میان‌گذر نمایش داده می‌شود.

مشخصات فیلترها عبارتند از: فرکانس مرکزی $f_0 = 12 \text{ GHz}$ ، پهنای باند $BW = 30 \text{ MHz}$ یعنی باند عبوری از فرکانس ۱۱،۹۸۵ گیگاهرتز تا فرکانس ۱۲،۰۱۵ گیگاهرتز و یک صفر انتقال در پایین باند عبور در فرکانس $f_{TZ} = 11.960 \text{ GHz}$ یا بالای باند عبور در فرکانس $f_{TZ} = 12.040 \text{ GHz}$. الزام تلفات بازگشتی در باند عبور برای اثبات روش طراحی، عدد ۲۰ دسی بل که یک عدد متوسط قابل قبول در بسیاری از کاربردها است در نظر گرفته شده است. اما با توجه به اجتناب ناپذیر بودن برخی خطاهای ساخت و تلفات مواد و همچنین عدم صافی سطوح در حد ایده‌آل لازم است تا در مراحل طراحی حاشیه‌ای برای تاثیر این موارد در نظر گرفته شود. بنابراین، در این طراحی الزام حداقل تلفات بازگشتی ۲۵ دسی بل در نظر گرفته می‌شود تا با وجود خطاهای گفته شده و زبری سطوح، تلفات بازگشتی باند عبور حداقل ۲۰ دسی بل حاصل شود.

نکته مهم دیگر این است که برای پیاده‌سازی صفر(های) انتقال در فرکانس محدود هم تزویج مثبت و هم تزویج منفی بین تشدیدکننده‌ها لازم است. تزویج مثبت به سادگی با استفاده از تزویج سلفی (مثلاً با یک روزه) قابل پیاده‌سازی است. اما، یکی از مشکلات که هم در تشدیدکننده‌های موجبری مستطیلی و هم در تشدیدکننده‌های SIW وجود دارد این است که پیاده‌سازی تزویج منفی (که برای پیاده‌سازی فیلترهای بیضوی یا شبه‌بیضوی لازم است) در این تشدیدکننده‌ها با مشکلات عملی مواجه است. پژوهش‌های اخیر روش‌های متعددی برای حل این مشکل به ویژه در فناوری موجبرهای SIW ارائه نموده است که لیست مبسوطی از این روش‌ها و اشکالات و محدودیت‌های هر کدام در مرجع [۴] قابل مطالعه است. اما این روش‌ها علاوه بر پیچیدگی طراحی دارای یک محدودیت اساسی دیگر هستند. محدودیت مذکور که ناشی از شکل این تشدیدکننده‌ها است، پیاده‌سازی پیکربندی^۱ سه تشدیدکننده متوالی^۲ با ترکیب تزویج مثبت و منفی را مشکل می‌نماید. در نتیجه، پیاده‌سازی فیلترهای با پاسخ فرکانسی نامتقارن (صفر انتقال در یک سمت باند عبور) در این فناوری‌ها مشکل است. با توجه به مشکلات عملی بیان شده فوق، هدف این مقاله نشان دادن مزایای فناوری موجبرهای استوانه‌ای برای طراحی و ساخت فیلترهایی است که نه تنها تلفات بسیار پایین و تحمل توان بالا دارند، بلکه با استفاده از تشدیدکننده‌های دو مودی با مودهای متعام دارای جرم و حجم نسبتاً کمتری هستند. به علاوه نشان داده می‌شود که برخلاف فناوری‌های تشدیدکننده‌های مستطیلی و SIW که به دست آوردن تزویج منفی در آنها با مشکلات عملی مواجه است، به دست آوردن تزویج مثبت و منفی در تشدیدکننده‌های دو مودی استوانه‌ای به سادگی امکان‌پذیر است. همچنین، نشان داده می‌شود که همین سادگی و قابلیت تنظیم مستقل فرکانس تشدید هر مود و میزان تزویج بین مودها، این امکان را فراهم می‌کند که تغییرات جزئی (و حتی تغییرات اساسی مثل جابجا کردن صفر انتقال از بالای باند عبور به پایین باند عبور و یا بالعکس) بدون نیاز به طی کل فرآیند طراحی و ساخت قابل انجام است. نکته مهم دیگر، روش بهینه‌سازی ابعاد فیزیکی فیلتر پیاده‌سازی است که در بخش مربوطه تشریح می‌شود.

در این مقاله، طراحی فیلترهای میان‌گذر با صفر انتقال نامتقارن در فناوری تشدیدکننده‌های استوانه‌ای دو مودی ارائه شده و فرآیند طراحی با طراحی دو فیلتر درجه چهار با یک صفر انتقال در پایین یا بالای باند عبور به عنوان نمونه نمایش داده

(علمی-پژوهشی)

زهرا شاطریان و علی کریمی هرستانی

به پاسخ فرکانسی مورد نظر که در مرحله ۱ محاسبه شده است.
در ادامه هر کدام از مراحل فوق با جزئیات بیشتر ارائه خواهد شد.

۳- طراحی مفهومی و اولیه

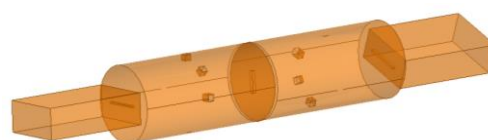
ماتریس تزویجی است که الزامات فیلتر را برآورده سازد. این گام با محاسبه تابع چپیشف تعمیم یافته نامتقارن با یک صفر شروع می شود. این تابع برای ساخت یک فیلتر نمونه پایین گذر انجام می شود که خوانندگان می توانند جزئیات روش متداول این طراحی را که توسط آماری^۳ ارائه شده است در مرجع [۵] مطالعه نمایند. برای این منظور، در این مقاله کدی در محیط برنامه نویسی متلب^۴ توسعه داده شده است که با داشتن مشخصات فیلتر از جمله تلفات بازگشتی باند عبور، پهنای باند نسبی^۵ و محل صفر انتقال مورد نظر، مرتبه فیلتر و پارامترهای پراکندگی^۶ $S'_{21}(\omega')$ و $S'_{11}(\omega')$ مربوط به فیلتر نمونه پایین گذر به دست می آیند. پارامترهای پراکندگی $S'_{21}(\omega)$ و $S'_{11}(\omega)$ برای فیلتر میان گذر مربوطه، از پارامترهای پراکندگی $S'_{21}(\omega')$ و $S'_{11}(\omega')$ بدست می آیند [۳ و ۶]. دقت کنید که در این مقاله سمبل ω برای فرکانس فیلتر میان گذر و سمبل ω' برای فرکانس زاوی های فیلتر نمونه پایین گذر استفاده شده است. همچنین، علامت پرایم (') برای مشخص کردن پارامترهای پراکندگی بدست آمده از تابع چپیشف تعمیم یافته استفاده شده است، در حالی که همان طور که در ادامه می بینیم، S بدون پرایم برای پارامترهای پراکندگی به دست آمده از ماتریس سنتز شده (از طریق ماتریس تزویج یا ساختار فیزیکی شبیه سازی شده فیلتر) استفاده شده است.

مرحله بعدی محاسبه عناصر ماتریس تزویج از روی پارامترهای پراکندگی محاسبه شده در مرحله قبل است که طی فرآیند بهینه سازی ارائه شده توسط مرجع [۸-۶] انجام می شود. برای این منظور، از معادله ماتریسی زیر استفاده می شود [۶]:

$$[\omega U - jR + M][I] = [A][I] = -j[e] \quad (۱)$$

که در آن I بردار جریان های حلقه، U ماتریس یک، R یک ماتریس $n \times n$ با تمام عناصر صفر به جز $R_{11} = R_1$ ، $R_{nn} = R_2$ است که در آن R_1 مقاومت منبع و R_2 مقاومت بار است و بردار تحریک $e^t = [1, 0, 0, \dots]$ و M ماتریس تزویج هستند.

اولین قدم در طراحی فیلترها تصمیم گیری در مورد فناوری مورد استفاده است زیرا ممکن است پیاده سازی یک فیلتر با یک توپولوژی خاص در برخی از فناوری ها امکان پذیر نبوده یا دشوار باشد. با این ملاحظه و با هدف فشردگی سازی حجمی و جرمی فیلتر که در بسیاری از کاربردها به خصوص کاربردهای فضایی از اهمیت ویژه برخوردار است، فناوری موج بر استوانه ای دو مودی در این مقاله انتخاب شده است. تصویری از فیلتر دو مودی مرتبه چهارم طراحی شده در این مقاله در شکل ۲ نشان داده شده است. فیلتر از دو حفره تشکیل شده است که در هر یک از حفره ها دو مود متعامد تحریک می شوند. بنابراین، ساختار فوق یک فیلتر میان گذر مرتبه چهارم را تشکیل می دهد. در این فیلتر هر حفره استوانه ای براساس دو قطبش متعامد TE_{11n} تحریک می شود [۳]. فرکانس رزونانس هر مود و تزویج بین هر جفت مود متعامد درون یک حفره را می توان به ترتیب با پیچ های تنظیم T_i و T_{ij} تنظیم کرد. T_i پیچی است که در جهت قطبش مود i قرار گرفته و T_{ij} پیچی است که در زاویه 45° درجه بین جهت قطبش دو مود متعامد i و j قرار دارد. بنابراین، اگر مود با قطبش عمودی حفره ۱ از طریق یک شکاف افقی یا یک پروب عمودی توسط منبع تحریک شود، مود دوم (یعنی مود با قطبش افقی) تحریک نخواهد شد مگر اینکه تقارن حفره توسط پیچ تزویج T_{12} به هم بخورد. تزویج بین دو مود حفره اول به دو مود متعامد حفره دوم از طریق روزنه صلیبی^۲ حاصل می شود. بنابراین، چهار ضریب تزویج M_{13} ، M_{14} ، M_{23} و M_{24} را می توان با تغییر ابعاد فیزیکی و زاویه چرخش روزنه صلیبی تنظیم کرد.



شکل (۲): نمایش سه بعدی از فیلتر ۴-۱ پیشنهادی.

- فلوچارت کامل مراحل سنتز و پیاده سازی فیلتر مورد نظر در شکل ۳ نمایش داده شده است که شامل چهار بخش کلی است:
- (۱) سنتز ماتریس تزویج فیلتر با پاسخ چپیشف تعمیم یافته،
 - (۲) استخراج نمودارها یا جداول ارتباط دهنده ابعاد فیزیکی فیلتر با مقادیر تزویج مورد نیاز در ماتریس تزویج،
 - (۳) پیاده سازی فیلتر اولیه با استفاده از اطلاعات مراحل ۱ و ۲ و
 - (۴) اجرای حلقه بهینه سازی ابعاد فیزیکی فیلتر تا رسیدن

4. Matlab

5. Fractional Band Width (FBW)

6. Lowpass Prototype

1. Polarization

2. Cruciform iris

3. Amari

تشدیدکننده که پیکربندی آن به صورت یک «چهارتایی متوالی» شکل گرفته است، لزوماً دارای یک پاسخ متقارن است. به عبارتی چنین فیلتری بسته به ماهیت (سلفی یا خازنی بودن) تزویج‌ها و ماهیت تزویج متقابل بین تشدیدکننده ۱ و ۴، یا بدون هیچ صفر انتقالی خواهد بود و یا تنها یک جفت صفر انتقال متقارن در هر دو طرف باند عبور دارد. در مقابل، بسته به ماهیت تزویج متقابل، یک پیکربندی سه‌تایی^۴ می‌تواند یک پاسخ نامتقارن با صفر انتقال در فرکانس‌های پایین یا بالای باند عبور ایجاد کند. با توجه به این نکته مهم و الزام به داشتن پاسخ نامتقارن، گراف تزویج نشان داده شده در شکل ۴ در این مقاله در نظر گرفته شده است که در آن تغییر علامت تزویج متقابل بین تشدیدکننده‌های ۱ و ۳ باعث تغییر موقعیت صفر انتقال از بالا به پایین باند عبور یا برعکس می‌شود. برای اجرای گراف تزویج انتخاب شده در فرآیند بهینه‌سازی، یک ماتریس پیکربندی $[P]$ به این صورت که $P_{ij} = 1$ است اگر $M_{ij} \neq 0$ و $P_{ij} = 0$ اگر $M_{ij} = 0$ ، تعریف می‌شود. ماتریس پیکربندی در نظر گرفته شده در این طراحی با توجه به گراف پیکربندی فیلتر به صورت زیر تعریف شده و در فرآیند بهینه‌سازی مورد استفاده قرار می‌گیرد.

$$P = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (۴)$$

به طور خلاصه، با استفاده از روش توضیح داده شده ماتریس‌های تزویج زیر برای دو فیلتر چبیشف تعمیم‌یافته با مشخصات باند عبور یکسان به دست می‌آید، با این تفاوت که یکی از فیلترها دارای صفر انتقال در پایین باند عبور است و دیگری دارای صفر انتقال در بالای باند عبور می‌باشد. برای فیلتر میان‌گذر با صفر انتقال در پایین باند عبور داریم:

$$M = \begin{bmatrix} -0.0472 & 0.9914 & -0.3131 & 0 \\ 0.9914 & 0.3735 & 0.7255 & 0 \\ -0.3131 & 0.7255 & -0.0848 & 1.0397 \\ 0 & 0 & 1.0397 & -0.0472 \end{bmatrix} \quad (۵)$$

و برای فیلتر میان‌گذر با صفر انتقال در بالای باند عبور داریم:

$$M = \begin{bmatrix} 0.0473 & 0.9911 & 0.3141 & 0 \\ 0.9911 & -0.3746 & 0.7252 & 0 \\ 0.3141 & 0.7252 & 0.0851 & 1.0397 \\ 0 & 0 & 1.0397 & 0.0473 \end{bmatrix} \quad (۶)$$

از معادله فوق پارامترهای پراکندگی به صورت زیر به دست می‌آیند:

$$S_{21}(\omega) = -2j\sqrt{R_1 R_2} [A^{-1}]_{n1} \quad (۲)$$

$$S_{11}(\omega) = 1 + 2jR_1 [A^{-1}]_{11} \quad (۳)$$

بنابراین به طور خلاصه با استفاده از روابط فوق با داشتن ماتریس‌های R و M می‌توان پارامترهای پراکندگی مربوطه به چنین شبکه‌ای را محاسبه نمود. در نتیجه، با استفاده از این معادلات می‌توان از طریق یک الگوریتم بهینه‌سازی دلخواه، ماتریس تزویج M و مقاومت‌های R_1 و R_2 را به گونه‌ای تعیین کرد که پارامترهای پراکندگی $S_{21}(\omega)$ و $S_{11}(\omega)$ از معادلات فوق با پارامترهای پراکندگی مورد انتظار $S'_{21}(\omega)$ و $S'_{11}(\omega)$ محاسبه شده از تابع چبیشف تعمیم یافته مطابقت داشته باشند. به عبارتی به این روش ماتریس تزویجی با پاسخ فرکانسی منطبق بر تابع چبیشف تعمیم‌یافته مورد نظر سنتز می‌شود.

چند نکته مهم در مورد سنتز ماتریس تزویج با روش بهینه‌سازی قابل ذکر است:

۱- در کتب و مقالات مرتبط با طراحی و سنتز، روابطی برای به دست آوردن ماتریس تزویج از روی فیلتر نمونه پایین گذر توسعه داده شده‌اند. اما ذکر این نکته مهم است که به طور کلی، گراف تزویج یک فیلتر با دو مود ممکن است از گراف‌های تزویج استاندارد می‌تواند از نمونه پایین‌گذر به دست آید متفاوت باشد. فرآیند بهینه‌سازی به ما اجازه می‌دهد تا بدون نیاز به عملیات ماتریسی تبدیلات تشابهی، پیکربندی ماتریس تزویج مورد نظرمان را به فرآیند سنتز فیلتر تحمیل کنیم.

۲- این فرآیند را می‌توان برای سنتز فیلترهای با هر دو پاسخ متقارن و نامتقارن استفاده کرد.

۳- اگر با استفاده از روش بهینه‌سازی یک راه حل دقیق یافت نشود، همیشه یافتن یک راه حل تقریبی امکان‌پذیر است.

همان‌طور که در فلوجارت شکل ۳ نیز بیان شده است، مرحله بعدی در فرآیند طراحی، انتخاب پیکربندی فیلتر است. نکته مهم در این خصوص این است که مکان تزویج متقابل^۲ فیلتر در ماتریس تزویج عامل مهمی است که امکان داشتن پاسخ نامتقارن را تعیین می‌کند. به عنوان مثال، همان‌طور که در مرجع [۹] با جزییات توضیح داده شده است، یک فیلتر متشکل از چهار

3. Cascaded Quadraplet

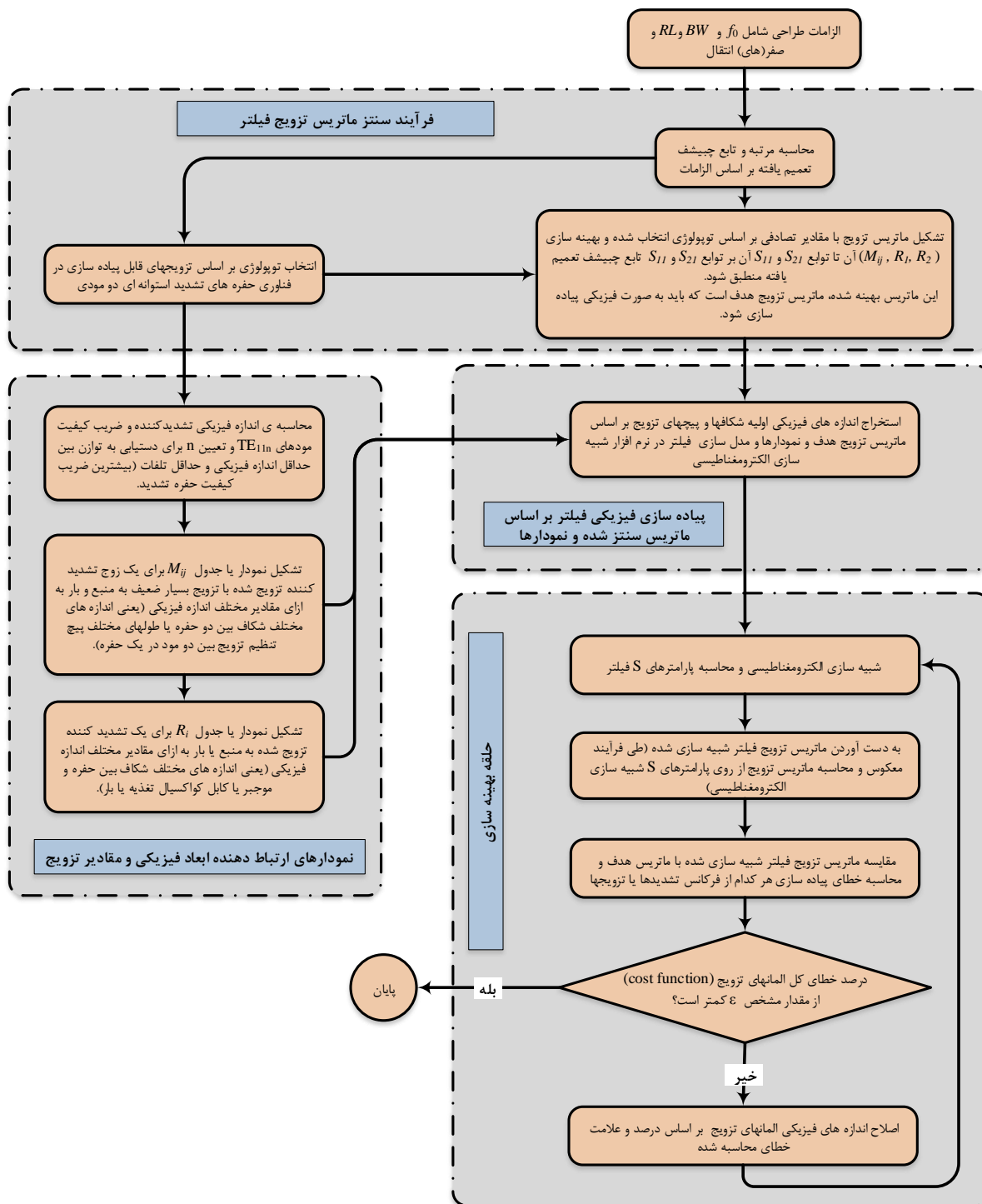
4. Triplet

1. Similarity Transformation

2. Cross Coupling

(علمی-پژوهشی)

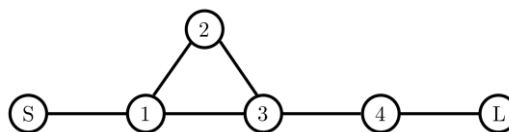
زهرا شاطریان و علی کرمی هرستانی



شکل (۳): معماری ربات پرنده بر پایه تلفن همراه هوشمند.

۴- ارتباط ابعاد فیزیکی و مقادیر ماتریس تزویج و ضریب کیفیت ورودی و خروجی

بعد از اینکه ماتریس تزویج متناسب با پاسخ فرکانسی مطلوب که با پیکربندی فیلتر دو مودی مورد نظر سازگار است به دست آمد، مرحله بعدی انتخاب دقیق ابعاد تشدیدکنندهها برای تشدید در

شکل (۴): گراف (توپولوژی) تزویج فیلتر مرتبه چهار پیشنهادی، شامل سه تایی با تزویج متقابل M_{13} برای ایجاد صفر انتقال.

شکل ۴)، می‌توان از یک شکاف ساده به جای روزنه صلیبی استفاده نمود. برای بررسی امکان جایگزینی شکاف صلیبی با یک شکاف ساده، ضریب تزویج مربوط به شکاف حذف شده (M'_2) در فیلترهای استفاده شده در این تحقیق) صفر در نظر گرفته شده و M'_1 و دو زاویه چرخش θ و φ برای برآورده شدن معادلات فوق محاسبه می‌شوند. در صورتیکه معادلات جدید جواب داشته باشند می‌توان از یک شکاف ساده به جای روزنه صلیبی استفاده نمود و در غیر اینصورت باید از روزنه صلیبی استفاده نمود. در این مقاله با فرض $M'_2 = 0$ معادلات دارای جواب هستند و در نتیجه از یک شکاف ساده به جای روزنه صلیبی استفاده شده است. با حل این معادلات برای بدست آوردن ضرایب تزویج ماتریس CM سنتز شده در بخش قبل، زاویه‌های چرخش و M'_1 برای فیلتر ۱-۴ (فیلتر درجه چهار با یک صفر انتقال) با یک صفر انتقال در پایین باند عبور به ترتیب $\theta = -66.01^\circ$ و $\varphi = 90^\circ$ و $M'_1 = 0.790$ به دست می‌آیند.

۵- پیاده‌سازی فیلتر و بهینه‌سازی فیلتر پیاده‌سازی شده

روش پیاده‌سازی و بهینه‌سازی فیلتر: همان‌طور که در فلوچارت طراحی هم بیان شده است، مرحله بعد طراحی فیلتر محاسبه و تولید نمودارها یا جداولی است که مقادیر ابعاد فیزیکی المان‌های تزویج را به مقادیر ماتریس تزویج مرتبط کند. از آنجا که تولید این نمودارها فرآیندی کاملاً متداول دارد که در مقالات و کتب کلاسیک فیلتر از جمله مراجع [۱ و ۴] به سادگی یافت می‌شود، این مرحله به اختصار توضیح داده شده و نمودارهای ضریب تزویج بر حسب ابعاد فیزیکی پیچ‌های تزویج و شکاف تزویج بین دو حفره، نمودار ضریب کیفیت خارجی بر حسب ابعاد فیزیکی شکاف تزویج بین منبع و تشدیدکننده ۱ و ابعاد فیزیکی شکاف تزویج بین بار و تشدیدکننده ۴ با استفاده از روش‌های متداول تعیین می‌شود. به طور خلاصه، اندازه پیچ تزویج یا شکاف تزویج بین یک جفت تشدیدکننده با تحریک ضعیف تغییر داده شده و نمودار میزان تفکیک فرکانس بر حسب اندازه پیچ یا شکاف ثبت می‌شود. سپس، ضریب تزویج نرمال شده M مربوط به هر اندازه فیزیکی از رابطه زیر محاسبه می‌شود [۶]:

$$M = \frac{1}{FBW} \frac{f_e^2 - f_m^2}{f_e^2 + f_m^2} \quad (۸)$$

که در آن f_m و f_e فرکانس‌های دو تشدید دیده شده در پارامترهای پراکندگی ساختار هستند.

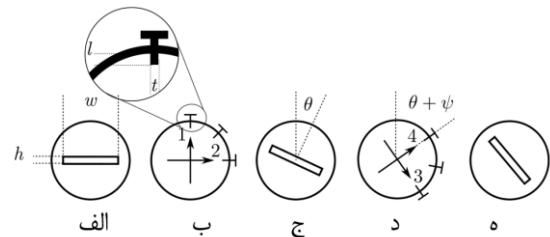
رابطه ضریب کیفیت خارجی Q_{ex} و اندازه فیزیکی شکاف

فرکانس‌های مورد نظر و همچنین تنظیم هر ضریب تزویج با انتخاب اندازه‌های فیزیکی صحیح برای پیچ‌های تزویج و روزنه صلیبی است [۶ و ۱۰]. دقت شود که برای فیلتر با پاسخ فرکانسی نامتقارن عناصر قطری ماتریس تزویج غیر صفر هستند، یا به عبارتی تشدیدکننده‌ها سنکرون نبوده و در فرکانس‌های مختلفی تشدید می‌کنند.

در یک فیلتر با پیکربندی چهارتابی متوالی و تزویج متقابل بین تشدیدکننده‌های ۱ و ۴، برای داشتن پاسخ متقارن روزنه‌های تزویج به صورت متعامد با میدان‌های الکتریکی هر مود قرار می‌گیرند. این در حالی است که برای تحقق پاسخ نامتقارن لازم است تزویج‌های متقابل M_{24} و M_{13} غیر صفر باشند. به این منظور، همان‌طور که در شکل ۵ مشاهده می‌شود، زاویه چرخش θ روزنه نسبت به حفره اول و همچنین زاویه چرخش φ حفره دوم نسبت به روزنه مورد نیاز است. با توجه به این توضیحات، روابط بین عناصر ماتریس تزویج و زاویه‌های θ و φ و ضریب تزویج‌های M'_1 و M'_2 روزنه صلیبی برای فیلتر با دو تشدیدکننده دو مودی به صورت زیر می‌باشند:

$$\begin{aligned} M_{13} &= -M'_1 \sin \varphi \cos \theta - M'_2 \cos \varphi \sin \theta \\ M_{23} &= -M'_1 \sin \varphi \sin \theta + M'_2 \cos \varphi \cos \theta \\ M_{14} &= M'_1 \cos \varphi \cos \theta - M'_2 \sin \varphi \sin \theta \\ M_{24} &= M'_1 \cos \varphi \sin \theta + M'_2 \sin \varphi \cos \theta \end{aligned} \quad (۷)$$

که در آن ضرایب تزویج M'_1 و M'_2 ضرایب تزویج دو شکاف از روزنه صلیبی بین مودهای ۱ و ۴ و مودهای ۲ و ۳ در صورت نچرخیدن روزنه و حفره‌ها است. با حل این چهار معادله زاویه‌های مورد نیاز θ و φ و ضرایب تزویج M'_1 و M'_2 به دست می‌آیند.



شکل ۵): ساختار فیلتر دو مودی درجه چهار طراحی شده. (الف) شکاف تزویج منبع به مود ۱ حفره اول، (ب) قطبش مودهای ۱ و ۲ و پیچ‌های تنظیم فرکانس هر مود و پیچ تنظیم تزویج مودهای ۱ و ۲، (ج) شکاف تزویج بین مودهای حفره اول و دوم، (د) قطبش مودهای ۳ و ۴ و پیچ‌های تنظیم فرکانس هر مود و پیچ تنظیم تزویج مودهای ۳ و ۴ در حفره دوم، (ه) شکاف تزویج مود ۴ به بار.

توجه به این نکته حایز اهمیت است که می‌توان نشان داد که برای پیاده‌سازی پیکربندی مورد نظر در این مقاله، غیر صفر بودن هر دو ضریب تزویج M'_1 و M'_2 الزامی نیست. به طور خاص، در فیلترهای مورد نظر در این مقاله که فقط M_{13} و M_{23} غیر صفر مورد نیاز است و M_{14} و M_{24} صفر هستند (بر اساس گراف

(علمی-پژوهشی)

زهرا شاطریان و علی کریمی هرستانی

است و بین عناصر ماتریس تزویج و ابعاد فیزیکی حفره‌ها، شکاف‌ها و پیچ‌ها تناظر مستقیم یک به یک وجود دارد، در این مقاله برای تسریع بهینه‌سازی فیلتر از روش زیر استفاده شده‌است که به صورت مرحله به مرحله در فلوچارت طراحی نیز بیان شده است:

(۱) شبیه‌سازی الکترومغناطیسی فیلتر طراحی و پیاده‌سازی شده و استخراج پارامترهای S آن،

(۲) استخراج ماتریس تزویج مربوط به پارامترهای S به دست آمده از فیلتر تحقق یافته (که با مقادیر ماتریس تزویج سنتز شده یا به عبارتی ماتریس تزویج هدف متفاوت است)،

(۳) مقایسه ماتریس تزویج فیلتر پیاده‌سازی شده (محاسبه شده در مرحله ۲) با ماتریس تزویج هدف که منابع خطا و مقدار آنها را تعیین می‌کند. به عبارتی با توجه به اینکه هر المان ماتریس تزویج مشخصاً مربوط به یک المان فیزیکی تزویج در فیلتر است، علامت و میزان اختلاف هر المان ماتریس تزویج فیلتر پیاده‌سازی شده با المان معادل ماتریس تزویج هدف نشان می‌دهد که ابعاد المان فیزیکی مربوطه باید به چه میزان و در چه جهتی تغییر داده شود و

(۴) ابعاد فیزیکی هر المان تزویج می‌تواند به صورت دستی یا از طریق یک فرایند بازگشتی خودکار تنظیم شود. در هر مرحله میزان اختلاف ماتریس تزویج محقق شده و ماتریس تزویج هدف محاسبه شود تا جایی که اختلاف به حد قابل قبولی کوچک شود. در این مرحله، فیلتر بهینه شده پاسخ فرکانسی مورد نظر را خواهد داشت و طراحی و پیاده‌سازی فیلتر پایان می‌یابد. در این مقاله ابتدا ابعاد فیزیکی پیچ‌ها و شکاف‌ها به صورت دستی تنظیم شدند تا یک پاسخ فرکانسی به نسبت قابل قبول بدست آید. سپس، ابعاد فیزیکی به عنوان مجموع‌های از مقادیر اولیه پذیرفته شده برای بهینه‌سازی خودکار فیلتر استفاده شد.

پیاده‌سازی فیلتر با یک صفر انتقال در پایین باند عبور:

روش تشریح شده در زیر بخش قبل برای پیاده‌سازی فیلتر میانگذر با یک صفر انتقال در پایین باند عبور مطابق الزامات گفته شده در بخش اول استفاده شد و پس از طراحی و بهینه‌سازی فیلتر طراحی شده شبیه‌سازی تمام موج شد. نتایج شبیه‌سازی الکترومغناطیسی تمام موج پاسخ فرکانسی فیلتر بهینه شده و همچنین پاسخ فرکانسی تئوری فیلتر در شکل ۶ نشان داده شده و با هم مقایسه شده‌اند. مقایسه دو نمودار و همچنین مکان صفر انتقال و سایر مشخصات فیلتر طراحی و شبیه‌سازی شده انطباق خوبی با پاسخ تئوری ایده‌آل و همچنین مشخصات خواسته شده فیلتر دارد. ابعاد فیزیکی فیلتر در جدول ۱ ذکر شده است.

(با پروب) ورودی بر اساس تحلیل تأخیر گروه^۱ ضریب انعکاس در فرکانس تشدید f_0 به صورت زیر است [۶]:

$$Q_{ex} = \frac{\pi f_0 \tau_{max}}{2} \quad (7)$$

که در آن τ_{max} تأخیر گروه ضریب انعکاس است.

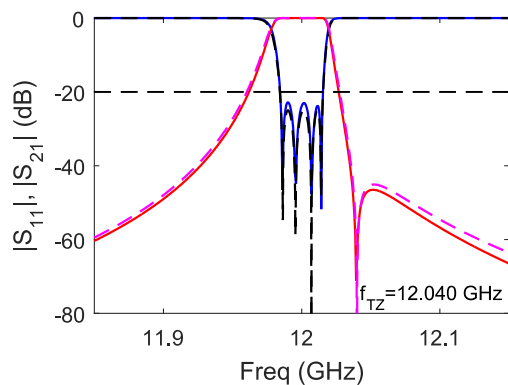
حال طبق فلوچارت طراحی، زمان آن رسیده که کلیه ابعاد فیلتر را بر اساس ماتریس تزویج سنتز شده و نمودارهای به دست آمده برای M و Q_{ex} تعیین نموده و ساختار فیلتر را پیاده‌سازی نماییم. به این منظور، می‌توان با انجام درونیابی براساس مقادیر جدول‌بندی شده یا نمودارهای رسم شده M و Q_{ex} در مقابل ابعاد فیزیکی، ابعاد صحیح مورد نیاز برای تحقق عناصر ماتریس تزویج و ضرایب کیفیت ورودی و خروجی محاسبه شده در بخش‌های قبلی را پیدا کرد. با دنبال کردن روش توضیح داده شده، تمام ابعاد حفره‌های استوانه‌ای دو مودی ۴-۱ با یک صفر انتقال پایین باند عبور محاسبه شده و عملکرد فیلتر از طریق حال طبق فلوچارت طراحی، زمان آن رسیده که کلیه ابعاد فیلتر را بر اساس ماتریس تزویج سنتز شده و نمودارهای به دست آمده برای M و Q_{ex} تعیین نموده و ساختار فیلتر را پیاده‌سازی نماییم. به این منظور، می‌توان با انجام درونیابی براساس مقادیر جدول‌بندی شده یا نمودارهای رسم شده M و Q_{ex} در مقابل ابعاد فیزیکی، ابعاد صحیح مورد نیاز برای تحقق عناصر ماتریس تزویج و ضرایب کیفیت ورودی و خروجی محاسبه شده در بخش‌های قبلی را پیدا کرد. با دنبال کردن روش توضیح داده شده، تمام ابعاد حفره‌های استوانه‌ای دو مودی ۴-۱ با یک صفر انتقال پایین باند عبور محاسبه شده و عملکرد فیلتر از طریق شبیه‌سازی تمام موج فیلتر ارزیابی می‌شود. کاملاً قابل انتظار است که نتایج شبیه‌سازی فیلتر پیاده‌سازی شده با مشخصات مورد نیاز فیلتر مطابقت کامل نداشته باشد، زیرا مقادیر ابعاد فیزیکی بر اساس درونیابی استخراج می‌شوند و مقادیر دقیقی نیستند. همچنین، پیچ‌های تزویج ممکن است نه تنها مقدار تزویج را تغییر دهند بلکه باعث تغییر در فرکانس‌های تشدید رزوناتورهای ۱ تا ۴ شوند. با توجه به اینکه فیلتر بسیار باند باریک است، این اثرات ناخواسته تأثیر نامطلوب قابل توجهی بر روی پاسخ فرکانسی فیلتر دارد. بنابراین، همان‌طور که در فلوچارت طراحی فیلتر نیز بیان شده است، مرحله بعدی که مرحله‌ای بسیار مهم، بهینه‌سازی فیلتر پیاده‌سازی شده است. این مرحله، مرحله‌ای مشکل و زمان‌بر است، زیرا براساس شبیه‌سازی الکترومغناطیسی فیلتر انجام می‌شود که خود نیازمند محاسبات عددی زمان‌بری است.

روش‌های مختلفی برای تنظیم فیلتر پیشنهاد شده است. با این حال، از آنجا که فیلتر بر اساس ماتریس تزویج آن طراحی شده

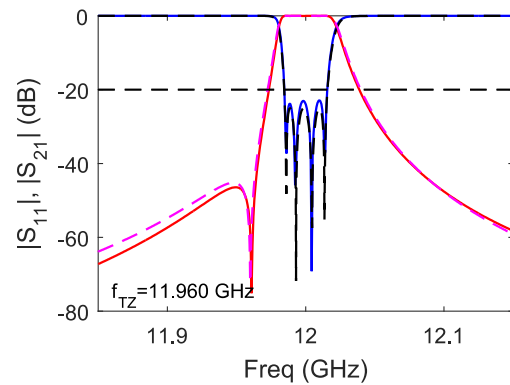
فرکانس مرکزی فیلتر یعنی f_0 است به فرکانسی متقارن (یا نزدیک به آن) در بالای باند عبور یعنی $f_0 + \Delta f_z$ باشد، بسیاری از پارامترهای فیزیکی فیلتر تنها نیازمند تغییرات خیلی کوچکی هستند و تنها تزویج متقابل M_{13} تغییر قابل توجهی دارد. در ضمن، در صورتی که صفر انتقال به فرکانسی کاملاً متقارن نسبت به فرکانس مرکزی منتقل شود، حتی تزویج متقابل نیز تنها از نظر علامت (مثبت یا منفی بودن) تغییر می‌کند و تغییر مقدار مطلق آن جزئی خواهد بود. بنابراین، همان مقادیر طراحی شده قبلی می‌توانند نقطه شروع بسیار مناسبی برای بهینه‌سازی باشند.

می‌توان نشان داد که تغییر در تزویج متقابل M_{13} که تنها علامت آن تغییر می‌کند را می‌توان به راحتی با تغییر علامت زاویه چرخش θ و φ به دست آورد. حتی اندازه شکاف مربوط به M_1 نیز نیازی به تغییر ندارد. هنگامی که این تغییر در فیلتر طراحی شده در بخش قبل یعنی فیلتر با یک صفر انتقال در پایین باند عبور اعمال می‌شود، صفر انتقال به راحتی به بالای باند عبور و به یک فرکانس بسیار نزدیک به 12.040 مگاهرتز منتقل می‌شود. این بار، پاسخ فرکانسی بسیار نزدیک به مشخصات مورد نیاز است. بنابراین، بدون هیچ گونه تنظیم دستی و فقط با بهینه‌سازی بسیار کم در ابعاد فیزیکی، مشخصات مورد نظر برآورده می‌شوند.

پاسخ فرکانسی فیلتر بهینه‌سازی شده دوم که با شبیه‌سازی الکترومغناطیسی تمام موج فیلتر به دست آمده و همچنین پاسخ فرکانسی تئوری فیلتر در شکل ۷ نشان داده شده و با هم مقایسه شده‌اند. مقایسه دو نمودار و همچنین مکان صفر انتقال و سایر مشخصات فیلتر طراحی و شبیه‌سازی شده انطباق خوبی با پاسخ تئوری ایده‌آل و مشخصات خواسته شده فیلتر دارد. ابعاد فیزیکی این فیلتر نیز در جدول ۱ ذکر شده است.



شکل (۷): ضرایب انتقال و بازتاب تئوری و شبیه‌سازی شده فیلتر میان‌گذر طراحی شده با یک صفر انتقال بالای باند عبور.



شکل (۶): ضرایب انتقال و بازتاب تئوری و شبیه‌سازی شده فیلتر میان‌گذر طراحی شده با یک صفر انتقال در پایین باند عبور.

جدول (۱): ابعاد فیزیکی دو فیلتر طراحی شده بر حسب میلی‌متر

Part	Feature	Dimensions of Filter 1 (TZ below passband) in mm	Dimensions of Filter 2 (TZ above passband) in mm
S-1 coupling slot	width	10.79	10.79
S-1 coupling slot	height	0.5	0.5
Inter-cavity slot	width	6.7	6.68
Inter-cavity slot	height	1	1
Inter-cavity slot	θ	-66.01	66.01
Inter-cavity slot	ψ	90	-90
4-L coupling slot	width	10.79	10.79
4-L coupling slot	height	0.5	0.5
M_{12}	Screw thickness	2	2
M_{12}	Screw length	1.76	2.02
M_{34}	Screw thickness	2	2
M_{34}	Screw length	2.02	1.77

پیاده‌سازی فیلتر با یک صفر انتقال در بالای باند عبور:

این زیر بخش به طراحی یک فیلتر با مشخصات مشابه فیلتر قبلی اختصاص داده شده است، با این تفاوت که صفر انتقال از فرکانس $f_{TZ} = 11.960$ گیگاهرتز به فرکانس $f_{TZ} = 12.040$ گیگاهرتز یعنی به بالای باند عبور منتقل شده است. واضح است که کل روش بهینه‌سازی را می‌توان برای رسیدن به پاسخ مطلوب تکرار کرد. به این معنی که روش طراحی فیلتر با صفر انتقال در پایین باند عبور که در زیر بخش قبل به تفصیل بیان شد، روشی کلی است که منحصر به صفر انتقال در پایین باند عبور نمی‌باشد. بنابراین، اگر طراح نیازمند طراحی فیلتری مشابه با فیلتر قبل اما با صفر انتقالی در بالای باند عبور باشد می‌تواند همان روش بیان شده را این بار برای طراحی فیلتر با صفر انتقال در بالای باند عبور استفاده نماید. این فرایند طراحی نیازمند طی کردن کلیه مراحل طراحی از جمله استخراج اندازه‌های فیزیکی متعدد فیلتر از روی نمودارهای تزویج و استفاده از اندازه‌های فیزیکی به عنوان نقاط اولیه بهینه‌سازی است. اما اگر هدف صرفاً انتقال صفر انتقال از فرکانس $f_0 - \Delta f_z$ که در آن Δf_z فاصله صفر انتقال از

(علمی-پژوهشی)

زهرا شاطریان و علی کریمی هرستانی

طول حفره استوانه‌ای نیز به جای $\lambda/2$ برابر یک طول موج یعنی λ یا حتی بیشتر در نظر گرفته می‌شود. به طور خلاصه بسته به میزان فشرده‌سازی مورد نظر و تلفات قابل قبول، اندازه فیزیکی فیلترهای طراحی شده در این مقاله می‌تواند با انتخاب قطر تشدیدکننده از مقادیر گزارش شده کوچکتر شده و یا در جهت کاهش تلفات قطر حفره تشدیدکننده بزرگتر انتخاب شود و نیز موده‌های TE_{112} یا TE_{113} به جای TE_{111} استفاده شود [۱۴].

۵- نتیجه‌گیری

در این پژوهش، روش طراحی فیلترهای مایکروویو فشرده با یک صفر انتقال با استفاده از حفره‌های استوانه‌ای دو مودی ارائه شد. نشان داده شد که برخلاف فیلترهای مبتنی بر حفره‌های مستطیلی که در آنها دستیابی به صفر انتقال زیر باند عبور کار ساده‌ای نیست، فیلترهای فشرده با حجم و جرم کم و صفرهای انتقال در پایین یا بالای باند عبور مورد نیاز در بسیاری کاربردها از جمله مخابرات ماهواره‌ای می‌توانند به راحتی با استفاده از تشدیدکننده‌های استوانه‌ای دو مودی پیاده‌سازی شوند. علاوه‌براین، نشان داده شد که تغییر موقعیت صفر انتقال از پایین به بالای باند عبور می‌تواند بدون نیاز به طراحی و ساخت مجدد فیلتر و فقط با چرخاندن شکاف تزویج و حفره دوم و تنظیمات کوچک توسط پیچ‌های تنظیم صورت گیرد.

در پایان ذکر چند نکته در خصوص اندازه فیزیکی و تلفات فیلترهای طراحی شده قابل ذکر است. از نظر اندازه فیزیکی، هر دو فیلتر دارای شعاع ۱۱٫۶ میلی‌متر و طول تقریبی ۳۱ میلی‌متر (تقریباً طول حدود یک طول موج) هستند که ابعادی بسیار کوچک است. این ابعاد در مقایسه با فیلترهای تک مود پیاده‌سازی شده در فناوری‌های مشابه، یعنی موجبرهای فلزی مستطیلی، مانند فیلتر مرتبه چهار طراحی شده در مرجع [۱۱] که دارای ابعاد تقریبی $8 \times 32 \times 80$ میلی‌متر و فرکانس مرکزی ۱۴ گیگاهرتز است، ابعادی بسیار کوچکتر است و در مقایسه با فشرده‌ترین فیلترهای دو مودی طراحی شده در فناوری موجبرهای فلزی مانند فیلترهای ارائه شده در مراجع [۱۳-۱۲] دارای ابعادی قابل مقایسه است. البته ذکر این نکته مهم است که فشرده‌سازی فیلترها در تعارض با کاهش تلفات باند عبور است. به عنوان مثال، در یک فیلتر که در فناوری موجبرهای مستطیلی با مود TE_{101} پیاده‌سازی می‌شود، ارتفاع موجبر می‌تواند به صورت دلخواه انتخاب شود و از نظر تئوری هیچ محدودیتی در این خصوص وجود ندارد. اما هر چه ارتفاع حفره تشدیدکننده TE_{101} کاهش داده شود، ضریب کیفیت تشدیدکننده کاهش یافته و در نتیجه تلفات باند عبور به شکل قابل توجهی کاهش می‌یابد. به صورت مشابه، در فیلترهای طراحی شده با حفره استوانه‌ای دو مودی، باید بین شعاع و طول حفره با میزان تلفات تعادل برقرار نمود. به همین دلیل در کاربردهایی که کاهش تلفات از اهمیت ویژه‌ای برخوردار است، قطر حفره در حد امکان بزرگتر انتخاب شده و

۶- مراجع

- [1] V. E. Boria and B. Gimeno, "Waveguide filters for satellites," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 8, pp. 60-70, 2007.
- [2] I. C. Hunter, L. Billonet, B. Jarry, and P. Guillon, "Microwave filters-applications and technology," *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, vol. 50, pp. 794-805, 2002.
- [3] P. Jarry and J. Beneat, *Advanced design techniques and realizations of microwave and RF filters*: John Wiley & Sons, 2008.
- [4] X.-P. Chen and K. Wu, "Substrate integrated waveguide cross-coupled filter with negative coupling structure," *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, vol. 56, pp. 142-149, 2008.
- [5] S. Amari, "Synthesis of cross-coupled resonator filters using an analytical gradient-based optimization technique," *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, vol. 48, pp. 1559-1564, 2000.
- [6] R. J. Cameron, C. M. Kudsia, and R. R. Mansour, *Microwave filters for communication systems: fundamentals, design, and applications*: John Wiley & Sons, 2018.
- [7] R. J. Cameron, "General coupling matrix synthesis methods for Chebyshev filtering functions," *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, vol. 47, pp. 433-442, 1999.
- [8] R. J. Cameron, J.-C. Faugère, and F. Seyfert, "Coupling matrix synthesis for a new class of microwave filter configuration," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2005.*, 2005, pp. 119-122.
- [9] R. J. Cameron, "Advanced filter synthesis," *IEEE Microwave magazine*, vol. 12, pp. 42-61, 2011.
- [10] J. B. Thomas, "Cross-coupling in coaxial cavity filters-a tutorial overview," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, pp. 1368-1376, 2003.
- [11] R. J. Cameron, "Advanced coupling matrix synthesis techniques for microwave filters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, pp. 1-10, 2003.
- [12] D. Miek, P. Boe, F. Kamrath, and M. Höft, "Techniques for the generation of multiple additional transmission zeros in H-plane waveguide filters," *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 12, pp. 723-732, 2020.
- [13] S. Bastioli, C. Tomassoni, and R. Sorrentino, "A new class of waveguide dual-mode filters using TM and nonresonating modes," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, pp. 3909-3917, 2010.
- [14] C. Tomassoni, S. Bastioli, and R. Sorrentino, "Generalized TM dual-mode cavity filters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 59, pp. 3338-3346, 2011.