

طراحی، شبیه‌سازی و ساخت فیلتر فشرده و پهن باند ریزموج با استفاده از محفظه تشدید نیم‌شش‌وجهی و فناوری موجبر مجتمع‌شده در زیر لایه

محمدحسن نشاطی و رسول رحمانی

موجبر مجتمع‌شده در زیر لایه SIW^۳ استفاده می‌شود [۱] و [۲]. این نوع خطوط انتقال علاوه بر مزایای موجبرهای فلزی متداول، مزایای دیگری مانند ساخت ارزان و حجم کم را نیز به همراه دارند.

در [۳] یک فیلتر دومدی با استفاده از تشدیدکننده شش‌وجهی طراحی و ساخته شده و با ایجاد تزویج مستقیم بین ورودی و خروجی، یک صفر انتقال اضافی در پاسخ فرکانس نیز اضافه گردیده است. این تزویج یک مسیر انتقال اضافی به فیلتر ایجاد کرده و در نتیجه با دو صفر تابع انتقال، نه تنها حجم کل فیلتر کم شده است، بلکه انتخابگری فرکانسی آن نیز بهبود یافته است. نتایج اندازه‌گیری نشان می‌دهند که فیلتر ساخته‌شده در باند X دارای فرکانس مرکزی ۹٫۹۹ GHz، پهنای باند نسبی ۳٪/۹ با تلفات عبوری ۱٫۶۶ dB است.

چند نمونه فیلتر چندمدی با حفره تشدید شش‌ضلعی در [۴] طراحی و ساخته شده که برای ایجاد صفر انتقال در محل‌های مناسب و مورد نظر، از اختلال آروی اضلاع تشدیدکننده استفاده گردیده است. برای یک نمونه ساخته‌شده، تلفات عبوری اندازه‌گیری شده ۱٫۷ dB در فرکانس مرکزی ۱۰٫۱ GHz و پهنای باند نسبی ۲٪/۲ به دست آمده است.

دو آرایش مختلف از اتصال سه حفره تشدید شش‌وجهی در [۵] ارائه و فیلترهایی درجه سه در باند X طراحی و ساخته شده‌اند. با تغییر عرض پنجره مغناطیسی تزویج بین دو تشدیدکننده مجاور، ضریب تزویج بین آنها کنترل شده است. برای فیلتر نمونه اول فرکانس مرکزی ۱۰ GHz، پهنای باند نسبی ۲٫۹۲٪ و تلفات عبوری و بازگشتی به ترتیب ۲٫۰۱ dB و ۱۵٫۱ dB اندازه‌گیری شده‌اند. برای نمونه دوم فیلتر ساخته‌شده که بین هر سه تشدیدکننده‌ها تزویج مغناطیسی وجود دارد، پهنای باند نسبی فیلتر ۵٪/۸۶، تلفات عبوری ۱٫۸۹ dB و تلفات برگشتی حداقل ۱۴٫۷ dB اندازه‌گیری شده است. به دست آمده است.

با استفاده از فناوری چندلایه SIW در [۶] از حفره‌های تشدید شش‌وجهی برای طراحی ۳ نمونه فیلتر با حجم کم و انتخابگری فرکانسی مناسب استفاده شده است. فیلترهای طرح‌شده دارای فرکانس مرکزی حوالی ۱۰ GHz با پهنای باند نسبی ۶٪ و تلفات عبوری بین ۱٫۸ dB تا ۲٫۱ dB هستند. از مهم‌ترین اشکالات این فیلترها چندلایه بودن آنهاست که مشکلاتی را در ساخت به همراه دارد.

در [۷] با استفاده از فناوری نیم‌مد^۵ SIW که عموماً HMSIW نامیده

چکیده: در این مقاله، یک فیلتر فشرده پهن باند ریزموج باند X با فناوری موجبر مجتمع‌شده در زیر لایه طراحی، شبیه‌سازی و ساخته شده است. ابتدا ساختار تشدیدکننده ریزموج شش‌وجهی و نیم‌شش‌وجهی بررسی و مدهای تشدید، فرکانس تشدید و توزیع میدان داخل این نوع تشدیدکننده‌ها مطالعه گردیده است. سپس طرح یک فیلتر درجه دوی چبیشف باند X با استفاده از ماتریس تزویج بین دو تشدیدکننده نیم‌شش‌وجهی با فرکانس مرکزی ۱۰ GHz و پهنای باند نسبی ۲۰٪ انجام شده است. نمونه اولیه طراحی‌شده بر اساس محاسبات تئوری، با نتایج نرم‌افزار شبیه‌سازی تمام موج بررسی و ابعاد مناسب فیلتر برای پاسخ مورد نظر تنظیم شده‌اند. یک نمونه از فیلتر طراحی‌شده با زیر لایه TLY۰۳۱ ساخته و مشخصات آن با موفقیت اندازه‌گیری شده است. نتایج نشان می‌دهند که مقادیر اندازه‌گیری‌شده با مقادیر شبیه‌سازی تطابق خوبی دارند و فیلتر ساخته‌شده دارای فرکانس مرکزی ۸٫۷ GHz و پهنای باند نسبی ۲۷٫۳٪ با حداکثر تلفات باند عبور ۱٫۲ dB است.

کلیدواژه: فیلتر ریزموج، موجبر مجتمع‌شده در زیر لایه، حفره تشدید شش‌وجهی، حفره تشدید SIW.

۱- مقدمه

فیلترها از رایج‌ترین اجزای سیستم‌های مخابراتی هستند که با استفاده از خطوط انتقال شامل موجبرها، خطوط ریز نوار، خطوط نواری و سایر انواع هدایت‌کننده‌های موج طراحی و ساخته می‌شوند. کاربرد فیلترها در این سیستم‌ها، انتخاب سیگنال مورد نظر و حذف سیگنال‌های اضافی است. استفاده از موجبرهای متداول فلزی مستطیلی و یا دایروی، نسبت به سایر انواع خطوط انتقال دارای مزایای مهمی مانند تلفات کم، ضریب کیفیت بالا و انتقال توان زیاد است، اما به علت این که این موجبرها ساختار سه‌بعدی دارند، سازگاری آنها با مدارهای صفحه‌ای (ریزموج عملی نیست. امروزه در ساخت فیلترهای ریزموج و موج میلی‌متری به علت سازگاری با مدارهای الکترونیکی و مجتمع‌کردن با آنتن‌های ریزنواری آاز

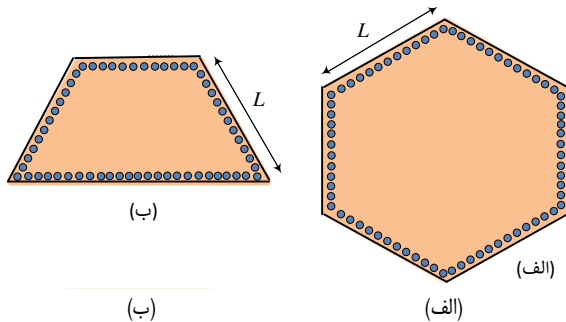
این مقاله در تاریخ ۳۱ شهریور ماه ۱۴۰۰ دریافت و در تاریخ ۶ شهریور ماه ۱۴۰۱ بازنگری شد.

محمدحسن نشاطی (نویسنده مسئول)، گروه مهندسی برق، دانشکده مهندسی، دانشگاه فردوسی، مشهد، ایران، (email: neshat@um.ac.ir).

رسول رحمانی، گروه مهندسی برق، دانشکده مهندسی، دانشگاه فردوسی، مشهد، ایران، (email: rasoul.rahmani@mail.um.ac.ir).

3. Substrate Integrated Waveguide
4. Perturbation
5. Half Mode

1. Planar Circuit
2. Microstrip Antenna



شکل ۲: حفره تشدید شش‌وجهی با فناوری SIW، (الف) شش‌وجهی و (ب) نیم‌شش‌وجهی.

جدول ۱: مدهای اولیه، فرکانس تشدید و ضریب کیفیت شبیه‌سازی محفظه کامل شش‌وجهی.

شماره مُد	نام مُد	فرکانس تشدید (GHz)	ضریب کیفیت
اول	TM _{۱۱}	۱۰٫۰۳	۶۱۸٫۱۶
دوم-فرد	TM _{۱۱}	۱۶	۸۶۶٫۷۰
دوم-زوج	TM _{۱۱}	۱۶	۸۶۶٫۷۰
سوم	TM _{۲۱}	۲۱٫۴	۱۰۶۳٫۶۰

برای این که تلفات ناشی از بین استوانه‌های فلزی ناچیز و قابل صرف نظر باشد، لازم است که (۲) و (۳) برقرار باشند [۱۰]. در این روابط d قطر وایاها و s فاصله بین مرکز دو وایای مجاور است. در طراحی و ساخت فیلتر این مقاله، زیرلایه به کاررفته TLY-۰۳۱ با مشخصات الکتریکی $\epsilon_r = ۲٫۲$ ، $h = ۰٫۷۸۷$ mm و $\tan \delta = ۰٫۰۰۱$ است

$$s < 2d \tag{۲}$$

$$s \leq \frac{\lambda}{۲۰} \tag{۳}$$

۲-۲ تشدیدکننده شش‌وجهی

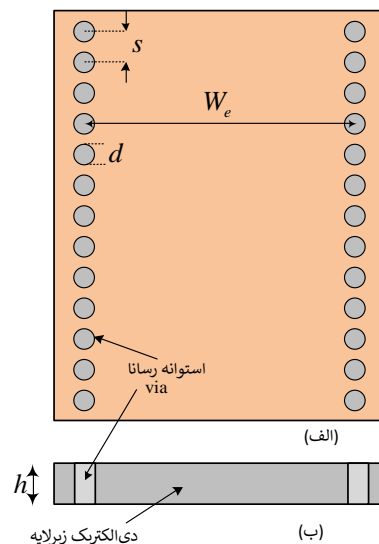
شکل ۲- الف حفره تشدید شش‌وجهی را با فناوری SIW و پارامترهای مهم آن نشان می‌دهد. مشابه تشدیدکننده‌ها با موجبرهای متداول فلزی، این نوع تشدیدکننده‌ها دارای مدهای تشدید مختلفی هستند. فرکانس تشدید مدهای مختلف با تقریب خوب از (۴) محاسبه می‌شود که در آن c سرعت نور در خلأ، χ_{nm} ریشه n ام تابع بسل معمولی مرتبه m و ϵ_r ثابت دی‌الکتریک زیرلایه است [۹] و [۱۱]

$$f_{mno} \approx \frac{\chi_{nm} c}{2\pi L \sqrt{\mu_o \epsilon_r}} \tag{۴}$$

برای تشدیدکننده شش‌ضلعی با طول $L = ۹$ mm و مشخصات وایاها $d = ۱$ mm و $L = ۹$ mm، ساخته شده از زیرلایه TLY-۰۳۱، فرکانس تشدید و ضریب کیفیت بارگذاری نشده شبیه‌سازی شده مدهای مختلف با استفاده از تحلیل مدهای ویژه نرم‌افزار HFSS مطالعه و بررسی گردیده و نتایج در جدول ۱ خلاصه شده است. همچنین توزیع میدان‌های الکتریکی داخل تشدیدکننده در شکل ۳ آمده است.

۲-۳ تشدیدکننده نیم‌شش‌وجهی

به منظور طراحی و ساخت فیلترهای فشرده، می‌توان از تشدیدکننده نیم‌شش‌وجهی استفاده کرد که در شکل ۲- ب نشان داده شده است. این حفره تشدید نیم‌شش‌وجهی با تشدیدکننده HMSIW کاملاً متفاوت است و در هر سه ضلع آن وایاهای رسانا قرار دارند. در حالی که برای نوع



شکل ۱: موجبر SIW، (الف) نمای بالایی و (ب) نمای جانبی.

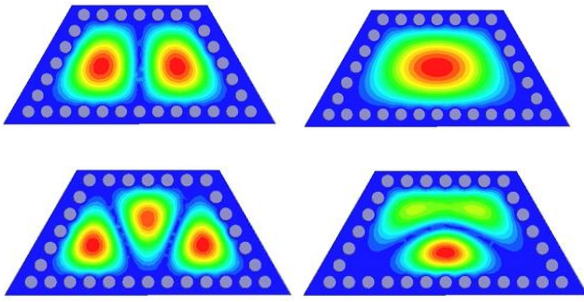
می‌شود، فیلتری دومدی با فرکانس مرکزی ۵٫۸۴ GHz، پهنای باند نسبتاً کم ۱٫۴٪ و حداقل تلفات عبوری ۱٫۵ dB طراحی و ساخته شده است. همچنین در [۸] با استفاده از فناوری HMSIW دو فیلتر پهن باند با فرکانس‌های مرکزی ۱۱٫۰۶ GHz و ۱۲٫۵ GHz ساخته و ارائه شده است. این فیلترها به ترتیب دارای پهنای باند نسبی ۲۹٪ و ۴۷٪ بوده و تلفات عبوری آنها حداقل ۱٫۱ dB است. همچنین در سال‌های اخیر کاربرد این تشدیدکننده‌ها در آنتن‌های مخابراتی نیز مطرح شده است [۹]. در این مقاله ابتدا ساختار تشدیدکننده شش‌وجهی معرفی و مشخصات آن شامل فرکانس تشدید و توزیع میدان مدهای مختلف داخل محفظه و ضریب کیفیت غیر بارگذاری آن ارائه می‌شود. نیز مشخصات تشدیدکننده نیم‌شش‌وجهی معرفی گردیده و برای اولین بار با استفاده از ۲ تشدیدکننده نیم‌شش‌وجهی که از طریق پنجره مغناطیسی با هم تزویج دارند، ماتریس تزویج بین دو تشدیدکننده استخراج می‌شود. همچنین برای تشدیدکننده نیم‌وجهی که در حالت تک‌درگاهی و با خط ریز نوار ۵۰ اهم تحریک شده است، ضریب تزویج بین منبع و تشدیدکننده بررسی می‌شود. با استفاده از این دو تشدیدکننده دارای تزویج، فیلتر میان‌گذر پهن باند چپ‌شیف مرتبه ۲ در باند X طراحی، شبیه‌سازی و یک نمونه ساخته شده از آن ارائه می‌گردد. نتایج اندازه‌گیری نشان می‌دهند که فیلتر ساخته شده دارای فرکانس مرکزی ۸٫۷ GHz، پهنای باند نسبی ۲۷٫۳٪ و حداکثر تلفات عبوری ۲٫۱ dB است.

۲- ساختار SIW و تشدیدکننده شش‌وجهی

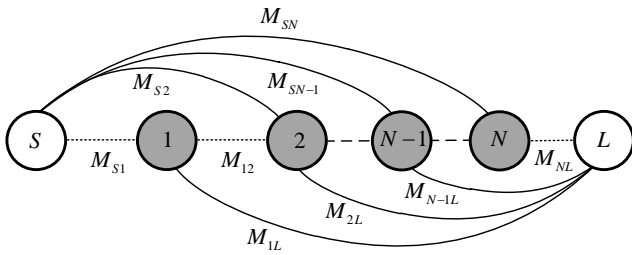
۲-۱ ساختار موجبر SIW

شکل ۱، موجبر SIW را نشان می‌دهد که با استفاده از یک زیرلایه ساخته شده است. صفحات رسانای زیرلایه توسط دو آرایه استوانه فلزی، via ، به هم متصل شده‌اند و دیواره پهن موجبر را تشکیل می‌دهند. همچنین استوانه‌های فلزی دیواره جانبی موجبر را ساخته‌اند. عرض موجبر W است که با توجه به وایاهای به کاررفته در این نوع موجبرها، عرض معادل مؤثر، W_e به کار می‌رود که مقدار آن از (۱) به دست می‌آید. در این شرایط موجبر SIW معادل یک موجبر فلزی مستطیلی با عرض W_e است

$$W_e = W - \frac{d^2}{0.795p} \tag{۱}$$



شکل ۴: توزیع میدان الکتریکی شبیه‌سازی شده مدهای حفره تشدید نیم‌شش‌وجهی SIW.



شکل ۵: طرحواره مداری میان‌گذر شامل N تشدیدکننده متوالی با تزویج متقابل.

جدول ۲: مدهای اولیه، فرکانس تشدید (GHz) ضریب کیفیت کیفیت شبیه‌سازی محفظه نیم‌شش‌وجهی.

شماره مُد	نام مُد	فرکانس تشدید (GHz)	ضریب کیفیت
اول	TM _{۱۱}	۱۶٫۶۹	۷۰۷٫۵۴
دوم	TM _{۲۱}	۲۲٫۰۹	۸۷۵٫۶۵
سوم	TM _{۱۲}	۲۸٫۱۹	۱۰۴۹٫۸۹
چهارم	TM _{۲۲}	۳۰٫۲۴	۱۱۰۹٫۸۳

و فرض می‌گردد که هر تشدیدکننده می‌تواند با سایر تشدیدکننده‌ها تزویج داشته باشد و ضریب تزویج هر یک مستقل از فرکانس است. با نوشتن روابط فازوری ولتاژ و جریان مدار شکل ۵، می‌توان (الف-۵) را نوشت. همین رابطه به صورت ماتریسی نیز به صورت (ب-۵) نوشته می‌شود که در آن ماتریس امپدانس Z در (ج-۵) تعریف شده است

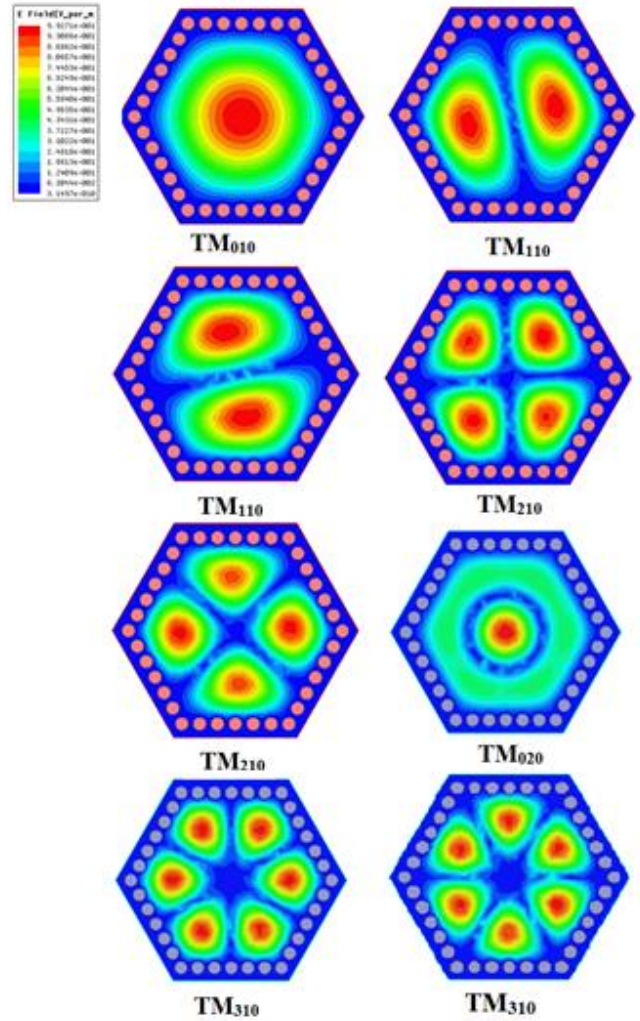
$$\begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ \vdots \\ e_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S + R_{11} & jM_{12} & \cdots & jM_{1N} \\ jM_{21} & S & \cdots & jM_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ jM_{N1} & jM_{N2} & \cdots & S + R_{NN} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_N \end{bmatrix} \quad (\text{الف-۵})$$

$$[e] = [z] \times [i] \quad (\text{ب-۵})$$

$$[e] = ([R] + S[u] + j[M])[i] \quad (\text{ج-۵})$$

در روابط فوق $[R]$ ماتریس $N \times N$ است که همه درایه‌های آن به جز عناصر $R_{11} = R_s$ و $R_{NN} = R_L$ ، صفر هستند. $[u]$ ماتریس یکه، $S = j(\omega - \omega^{-1})$ و $[M]$ ماتریس تزویج $N \times N$ است. ماتریس تزویج بین تشدیدکننده‌ها را می‌توان با (۶) نیز نوشت

$$[M] = \begin{bmatrix} \cdot & M_{1,2} & \cdots & M_{1,N} \\ M_{2,1} & M_{2,2} & \cdots & M_{2,N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ M_{N-1,1} & M_{N-1,2} & \cdots & M_{N-1,N} \\ M_{N,1} & M_{N,2} & \cdots & M_{N,N} \end{bmatrix} \quad (۶)$$



شکل ۳: توزیع میدان الکتریکی شبیه‌سازی شده مدهای حفره تشدید شش‌وجهی SIW.

HMSIW و ایا‌های قاعده دوزنقه حذف و دیواره تشدیدکننده به عنوان رسانای ایده‌آل مغناطیسی^۱ PMC عمل می‌کند. بررسی یک محفظه تشدید نیم‌شش‌وجهی با استفاده از تحلیل مدهای ویژه نرم‌افزار HFSS انجام گردیده و مشخصات چهار مُد ابتدایی آن شامل فرکانس تشدید، ضریب کیفیت و توزیع میدان الکتریکی داخل تشدیدکننده بررسی شده و نتایج این بررسی در جدول ۲ و توزیع میدان مدهای مختلف آن در شکل ۴ رسم شده‌اند. ملاحظه می‌شود که مُد تشدید اول این محفظه معادل مُد دوم محفظه تشدید کامل شش‌وجهی است. در این بررسی محفظه تشدید با همان مشخصات قبل از نیم‌شش‌وجهی به طول ضلع $L = 9\text{mm}$ و زیرلایه $\text{TLY}031$ در نظر گرفته شده است.

۳- طراحی فیلتر پهن باند با ماتریس تزویج

۳-۱ ماتریس تزویج

در سال ۱۹۷۰ میلادی مفهوم ماتریس تزویج بین تشدیدکننده‌ها مطرح گردید [۱۲]. طرحواره مداری نمونه فیلتر میان‌گذر شامل N تشدیدکننده تزویج شده متوالی در شکل ۵ نشان داده شده است. فرکانس مرکزی فیلتر ترازشده 1 rad/s و پهنای باند آن 1 rad/s فرض می‌شود. تزویج بین تشدیدکننده‌های سری با استفاده از ترانس در نظر گرفته شده

۳-۲ محاسبه عناصر ماتریس تزویج

عناصر ماتریس تزویج در (۶) را می‌توان با استفاده از تحلیل تمام موج ۲ تشدیدکننده تزویج شده محاسبه کرد. روابط (۱۰-الف) تا (۱۰-ج) برای محاسبه عناصر قطر اصلی و سایر عناصر M استفاده می‌شوند [۱۲]. در این روابط M_{ii} انحراف فرکانس هر تشدیدکننده از فرکانس مرکزی خود را نشان می‌دهد و M_{ij} نیز ضریب تزویج بین ۲ تشدیدکننده است

$$M_{ii} = \frac{f_o^v - f_i^v}{BW \times f_i} , i = 1, 2, \dots, N \quad (10-الف)$$

$$M_{ij} = \frac{K_{ij}}{FBW} , i, j = 1, 2, \dots, N , i \neq j \quad (10-ب)$$

$$K_{ij} = \frac{f_i^v - f_j^v}{f_i^v + f_j^v} , i, j = 1, 2, \dots, N , i \neq j \quad (10-ج)$$

همچنین ضرایب تزویج منبع و بار برای ماتریس تعمیم‌یافته تزویج M^a از (۱۱-الف) تا (۱۱-ج) با استفاده از تحریک تک‌درگاهی تشدیدکننده محاسبه می‌شوند

$$M_{S,i} = \frac{1}{\sqrt{FBW \times Q_{e,Si}}} , i = 1, 2, \dots, N \quad (11-الف)$$

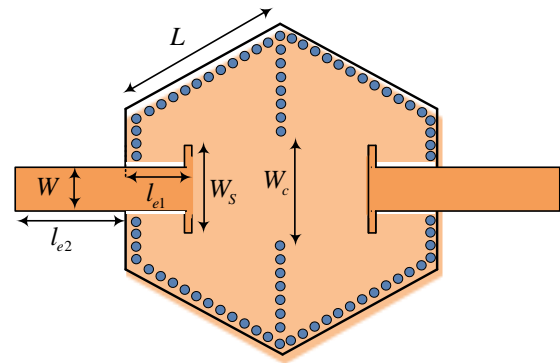
$$M_{L,i} = \frac{1}{\sqrt{FBW \times Q_{e,Li}}} , i = 1, 2, \dots, N \quad (11-ب)$$

$$K_{ij} = \frac{f_i^v - f_j^v}{f_i^v + f_j^v} , i, j = 1, 2, \dots, N , i \neq j \quad (11-ج)$$

که در روابط فوق، $M_{S,i}$ و $M_{L,i}$ به ترتیب ضرایب تزویج متقابل بار و منبع با تشدیدکننده i ام هستند. عموماً خط انتقال ورودی با یکی از تشدیدکننده‌ها و خط انتقال خروجی با تشدیدکننده خروجی تزویج دارد. ضریب کیفیت خارجی است که در ادامه به روش تعیین آن اشاره خواهد شد.

۳-۳ طرح فیلتر درجه دوی چیشف

هدف این مقاله، طرح فیلتر میان‌گذر چیشف باند X با فرکانس مرکزی حوالی ۱۰ GHz و پهنای باند نسبی حداقل ۲۰٪ با استفاده از ماتریس تزویج دو تشدیدکننده نیم‌شش‌وجهی می‌باشد که در شکل ۶ نشان داده شده است [۱۳]. تزویج بین دو محفظه تشدید از طریق پنجره به عرض W_c برقرار و نوع تزویج، مغناطیسی است. زیرلایه استفاده‌شده در طراحی و ساخت فیلتر TLY-031 با ضخامت ۰/۷۸۷ mm و ثابت دی‌الکتریک نسبی ۲/۲ است. فاصله بین وای‌های ساختار حدود ۱/۶ mm در نظر گرفته شده تا نشتی میدان‌های الکترومغناطیسی از بین دو وای قابل ملاحظه نباشد. همچنین قطر وای‌ها ۱ mm در نظر گرفته شده است. دو خط ورودی و خروجی، خطوطی ۵۰ اهمی هستند که عرض آنها برای



شکل ۶: ساختار فیلتر پهن باند مرتبه دو با دو نیم‌شش‌ضلعی.

ماتریس امپدانس (۵-ج) را می‌توان با استفاده از تغییر متغیر با کمک (۷-الف) از حالت پایین‌گذر به میان‌گذر و به فرم (۷-ب) بازنویسی کرد. در (۷-الف)، FBW پهنای باند نسبی فیلتر با (۷-ج) تعریف شده است

$$\Omega = \frac{1}{FBW} \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right) \quad (7-الف)$$

$$[Z] = [R] + S[u] + j\Omega[u] \quad (7-ب)$$

$$FBW = \frac{BW}{\omega_o} \quad (7-ج)$$

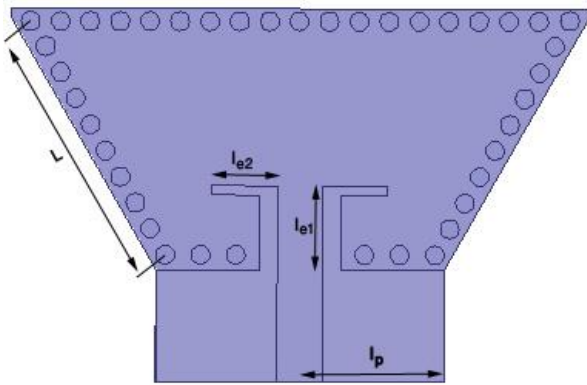
عناصر قطر اصلی ماتریس تزویج نشان‌دهنده انحراف فرکانس تشدید تشدیدکننده‌ها از فرکانس مرکزی فیلتر ω_o هستند. تنها در صورتی این عناصر غیر صفر هستند که تشدیدکننده‌ها، فرکانس تشدید مساوی هم نداشته باشند. با در نظر گرفتن اثر بار و منبع در ماتریس تزویج، ماتریس تزویج تعمیم‌یافته M^a با (۸) به ابعاد $(N+2)(N+2)$ به دست می‌آید. دو سطر و ستون اضافه‌شده مربوط به تزویج بار و منبع با تشدیدکننده‌ها هستند که می‌توانند برای ایجاد صفرهای انتقال استفاده شوند [۱۱]. بین ماتریس تزویج و ضرایب پراکندگی فیلتر، (۹-الف) و (۹-ب) برقرار است [۱۲]. می‌توان از این دو رابطه برای تعیین پاسخ فرکانس فیلتر با داشتن ماتریس تزویج تعمیم‌یافته استفاده کرد

$$S_{11} = 1 - 2[Z]_{1,1}^{-1} \quad (9-الف)$$

$$S_{r1} = 2[Z]_{N+2,1}^{-1} \quad (9-ب)$$

همچنین می‌توان ماتریس تزویج را برای به دست آوردن پاسخ فرکانسی مورد نظر طرح و ترکیب کرد. برای به دست آوردن ماتریس تزویج در [۱۱] روش‌های مناسبی ارائه گردیده‌اند که مهم‌ترین آنها روش تقریبی Levy و روش بهینه‌سازی هوشمند است. پس از به دست آوردن ماتریس تزویج، لازم است که درایه‌های آن را با ساختار فیزیکی مورد نظر مانند موجبرهای فلزی متداول، تشدیدکننده ریز نوار یا تشدیدکننده‌های SIW تحقق داد و فیلتر را ساخت. تزویج بین تشدیدکننده‌ها با یکدیگر و منبع و بار را می‌توان از شبیه‌سازی تمام موج به دست آورد [۱۲].

$$[M]^a = \begin{bmatrix} \cdot & M_{S1} & M_{S2} & \dots & M_{S,N-1} & M_{SN} & M_{SL} \\ M_{1S} & M_{11} & M_{12} & \dots & M_{1,N-1} & M_{1N} & M_{1L} \\ M_{2S} & M_{21} & M_{22} & \dots & M_{2,N-1} & M_{2N} & M_{2L} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ M_{N-1,S} & M_{N-1,1} & M_{N-1,2} & \dots & M_{N-1,N-1} & M_{N-1,N} & M_{N-1,L} \\ M_{NS} & M_{N1} & M_{N2} & \dots & M_{N,N-1} & M_{NN} & M_{NL} \\ M_{LS} & M_{L1} & M_{L2} & \dots & M_{L,N-1} & M_{LN} & \cdot \end{bmatrix} \quad (8)$$



شکل ۸: تحریک تک‌درگاهی تشدیدکننده نیم‌شش‌وجهی به طول ضلع $L = 14.1 \text{ mm}$.

$$[M] = \begin{bmatrix} \cdot & 1,2247 & \cdot & \cdot \\ 1,2247 & \cdot & 1,6583 & \cdot \\ \cdot & 1,6583 & \cdot & 1,2247 \\ \cdot & \cdot & 1,2247 & \cdot \end{bmatrix} \quad (14)$$

۳-۴ طرح و ترکیب فیلتر

گام سوم در طراحی فیلتر، طرح و ترکیب فیلتر پهن باند شکل ۶ و تحقق ماتریس تزویج ۱۴ با استفاده از تشدیدکننده نیم‌شش‌وجهی است. برای تحقق عناصر تزویج بار و منبع، از نتایج شبیه‌سازی تمام موج تحریک تک‌درگاهی تشدیدکننده که در شکل ۸ نشان داده شده است، استفاده می‌شود. این شبیه‌سازی با نرم‌افزار HFSS انجام گردیده و ضریب بازتاب درگاه ورودی مطالعه می‌شود. با این روش و با استفاده از تأخیر گروه S_{11} و تغییرات فاز آن، ضریب کیفیت خارجی از (۱۵-الف) محاسبه می‌شود که f_o فرکانس مرکزی فیلتر و $\Delta f_{\pm 90^\circ}$ اختلاف دو فرکانسی فاز S_{11} با زوایای فاز 90° و -90° است

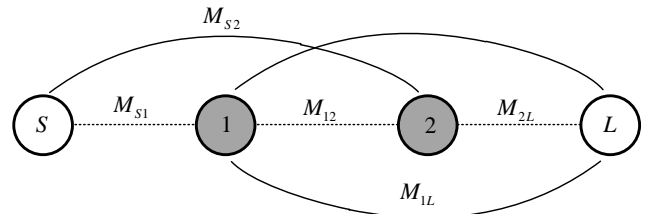
$$Q_e = \frac{f_o}{\Delta f_{\pm 90^\circ}} \quad (15\text{-الف})$$

همچنین رابطه بین ضریب کیفیت خارجی و تأخیر گروه ضریب بازتاب (۱۵-ب) است [۱۰] که در آن $GD_{S_{11}}(\omega_o)$ مقدار تأخیر گروه ضریب بازتاب در فرکانس کار مرکزی فیلتر می‌باشد. لازم به ذکر است که با توجه به تقارن فیلتر، رابطه $M_{S,1} = M_{L,2}$ برقرار است

$$Q_e = \frac{\omega_o}{\varphi} GD_{S_{11}}(\omega_o) \quad (15\text{-ب})$$

شکل ۹ تغییرات فاز و تأخیر گروه شبیه‌سازی تمام موج ضریب بازتاب S_{11} تشدیدکننده شکل ۸ را بر حسب فرکانس نشان می‌دهد. همچنین فرکانس‌های متناظر با زوایای 90° و -90° در این شکل مشخص شده‌اند [۱۲]. علاوه بر آن، تغییرات شبیه‌سازی تمام موج Q_e بر حسب طول خط تحریک داخل تشدیدکننده l_{e1} در شکل ۱۰ رسم گردیده است. بر اساس پهنای باند نسبی مورد نظر، فرکانس مرکزی و (۱۱-الف)، (۱۵-الف) و (۱۵-ب) و نمودارهای شکل‌های ۸ و ۹، طول مناسب خط تحریک ورودی و خروجی فیلتر $l_{e1} = 4.5 \text{ mm}$ انتخاب می‌شود.

برای تحقق عناصر ماتریس تزویج بین ۲ تشدیدکننده، نتایج شبیه‌سازی تحریک دودرگاهی شکل ۱۱ با نرم‌افزار HFSS بررسی می‌گردد. این شکل، ۲ حفره تشدید نیم‌شش‌وجهی را نشان می‌دهد که تزویج بین آنها با ایجاد پنجره‌ای به طول W_c برقرار شده است. با تغییر اندازه پنجره می‌توان تزویج بین دو حفره تشدید را کنترل کرد. برای این که بتوان از



شکل ۷: نمودار تزویج بین دو تشدیدکننده نیم‌شش‌ضلعی، دهنه ورودی و خروجی.

زیرلایه مورد استفاده، محاسبه شده است. شکل ۷ نمودار کلی تزویج بین دو تشدیدکننده، پورت‌های ورودی و خروجی و ضرایب تزویج بین آنها را نشان می‌دهد. همچنین (۱۲) ماتریس تزویج تعمیم‌یافته فیلتر را با در نظر گرفتن تزویج بار و منبع نشان می‌دهد

$$[M]^a = \begin{bmatrix} \cdot & M_{S1} & M_{S2} & M_{SL} \\ M_{1S} & M_{11} & M_{12} & M_{1L} \\ M_{2S} & M_{21} & M_{22} & M_{2L} \\ M_{LS} & M_{L1} & M_{L2} & \cdot \end{bmatrix} \quad (12)$$

اولین گام طرح فیلتر، مشخص کردن ابعاد تشدیدکننده است. با توجه به فرکانس مرکزی کار فیلتر ۱۰ GHz، پهنای باند مورد نیاز و (۴)، طول ضلع محفظه تشدیدکننده شش‌وجهی که فرکانس مد تشدید دوم آن حوالی ۱۰ GHz است، $L = 14.1 \text{ mm}$ انتخاب می‌شود. این فرکانس مربوط به مد اصلی تشدیدکننده نیم‌شش‌وجهی است.

گام دوم طرح فیلتر، محاسبه ماتریس تزویج با استفاده از روش بازگشتی ارائه‌شده در [۱۲] است. یک شبکه دو درگاهی هم‌پاسخ و بدون اتلاف را می‌توان با چندجمله‌ای‌های مشخصه $F(s)$ ، $E(s)$ و $P(s)$ توصیف کرد. این چندجمله‌ای‌ها با پارامترهای پراکندگی شبکه دارای روابط (۱۳-الف) تا (۱۳-د) هستند

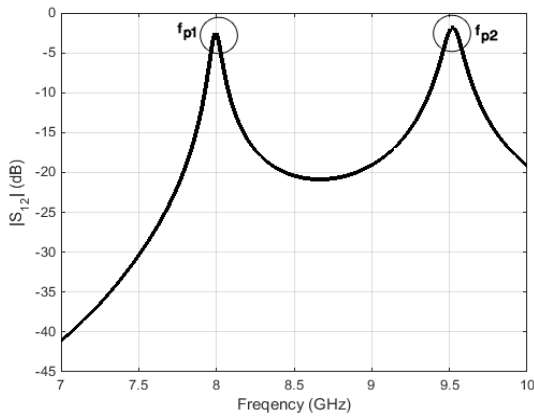
$$S_{11}(s) = \frac{1}{\varepsilon_R} \frac{F(s)}{E(s)} \quad (13\text{-الف})$$

$$S_{21}(s) = \frac{1}{\varepsilon} \frac{P(s)}{E(s)} \quad (13\text{-ب})$$

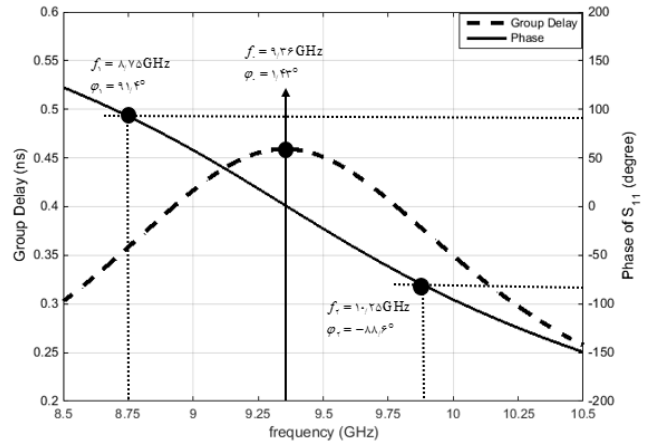
$$\varepsilon_R = \begin{cases} \varepsilon(\varepsilon^2 - 1)^{-0.5} & \text{Fully canonical} \\ 1 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (13\text{-ج})$$

$$\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{1 - 10^{-R_L/10}}} \left| \frac{P(s)}{E(s)} \right| \quad (13\text{-د})$$

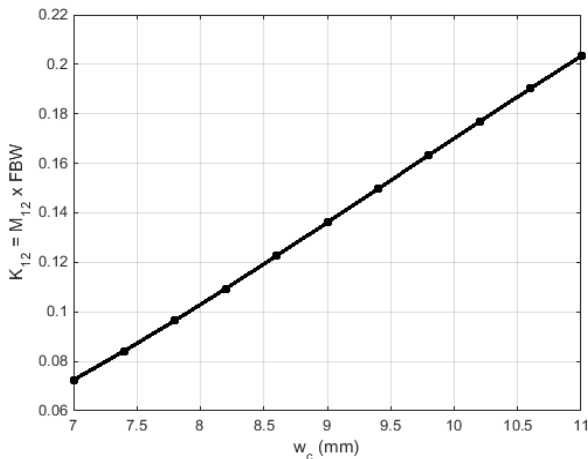
در روابط فوق، R_L تلفات بازگشتی بر حسب دسی‌بل و s فرکانس مختلط است. ریشه‌های چندجمله‌ای $P(s)$ و $F(s)$ به ترتیب صفرهای انتقال و صفرهای انعکاس می‌باشند. ریشه‌های چندجمله‌ای $E(s)$ نیز قطب‌های شبکه دودرگاهی هستند. ε ثابت، ریبیل فیلتر چپ‌بند و مقدار آن به تلفات بازگشتی بستگی دارد. ε_R نیز عددی حقیقی است که معمولاً ۱ در نظر گرفته می‌شود؛ به جز در مواردی که مرتبه فیلتر با تعداد صفرهای انتقال مورد نظر یکسان باشد. بعد از به دست آوردن چندجمله‌ای‌ها، ماتریس ادمیتانس متناظر محاسبه شده و با استفاده از آن، ماتریس تزویج به دست می‌آید [۱۲] و [۱۴]. کدهای لازم Matlab توسط مؤلفین برای انواع فیلترها با درجات متفاوت نوشته شده که تبدیل مشخصات فیلتر به ماتریس تزویج را انجام می‌دهد [۱۳]. رابطه (۱۴) ماتریس تزویج فیلتر مرتبه دو را با پهنای باند نسبی ۲۰٪ و تلفات بازگشتی ۲۰ dB نشان می‌دهد



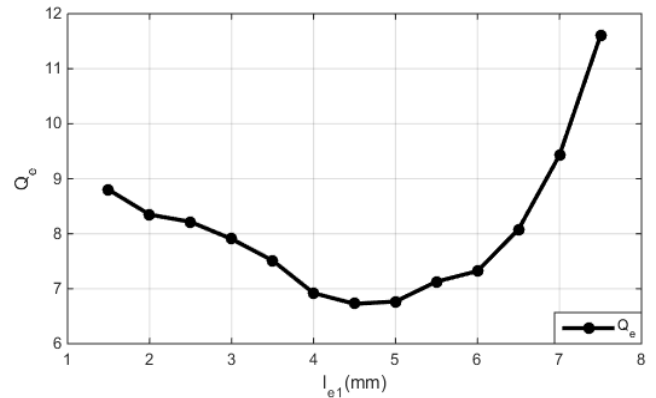
شکل ۱۲: تغییرات ضریب انتقال S_{12} تحریک دودرگاهی تشدیدکننده نیم‌شش‌وجهی شکل ۱۱.



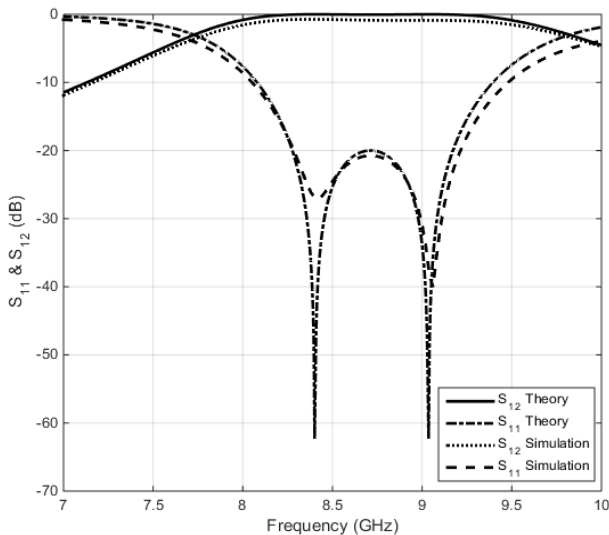
شکل ۹: تغییرات فاز و تأخیر گروه شبیه‌سازی ضریب بازتاب تحریک تک‌درگاهی تشدیدکننده نیم‌شش‌وجهی.



شکل ۱۳: تغییرات ضریب تزویج بین دو تشدیدکننده و تحریک دودرگاهی تشدیدکننده نیم‌شش‌وجهی شکل ۱۱.



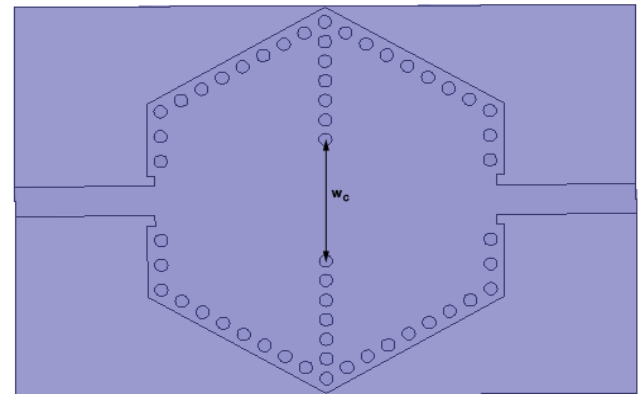
شکل ۱۰: تغییرات Q_e بر حسب طول خط تحریک ضریب بازتاب تمام موج و تحریک تک‌درگاهی تشدیدکننده نیم‌شش‌وجهی به طول $L = 14.1 \text{ mm}$ ضلع $L = 14.1 \text{ mm}$.



شکل ۱۴: تغییرات پارامترهای S_{11} و S_{12} فیلتر طراحی‌شده بر حسب فرکانس، تئوری و شبیه‌سازی.

۳-۵ شبیه‌سازی تمام موج فیلتر طراحی شده

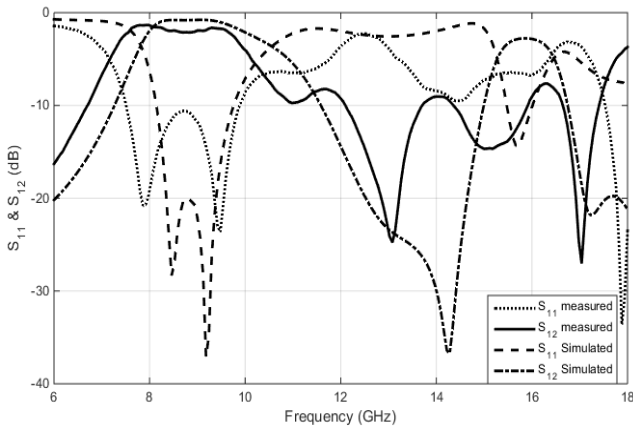
پارامترهای طراحی شده فیلتر بر اساس ماتریس تزویج در بخش قبل استفاده شده و ساختار فیلتر مورد نظر با نرم‌افزار HFSS مدل‌سازی گردیده است. پارامترهای پراکندگی حاصل از تئوری و شبیه‌سازی فیلتر طرح‌شده در شکل ۱۴ نشان داده شده‌اند. مشاهده می‌شود که تطبیق



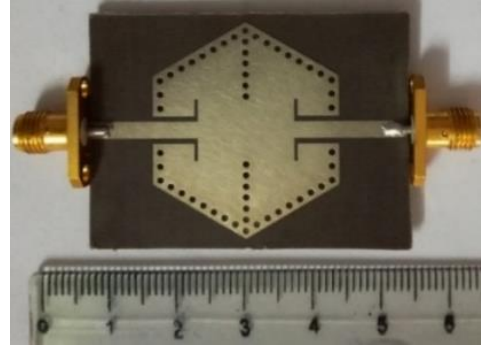
شکل ۱۱: تحریک دودرگاهی تشدیدکننده نیم‌شش‌وجهی به طول ضلع $L = 14.1 \text{ mm}$.

اثرات پورت‌ها در تزویج بین ۲ حفره تشدید صرف نظر کرد، تحریک ضعیفی در درگاه‌های ورودی و خروجی اعمال گردیده و به این علت، طول خط تحریک داخل تشدیدکننده کوتاه انتخاب شده است [۱۳].

شکل ۱۲ نمونه تغییرات ضریب انتقال بین دو درگاه، S_{12} بر حسب فرکانس را به ازای طول پنجره 10.2 mm نشان می‌دهد که در آن دو فرکانس تشدید مجزای f_{p1} و f_{p2} مشاهده می‌شود. همچنین تغییرات ضریب تزویج K_{12} بر حسب طول پنجره تزویج در شکل ۱۳ رسم شده است. با توجه به ضریب M_{12} ماتریس تزویج (۱۴)، پهنای باند نسبی مورد نیاز و شکل ۱۳، طول پنجره تزویج $W_c = 9.8 \text{ mm}$ به دست می‌آید.



شکل ۱۵: تصویر فیلتر ساخته شده [۱۳].



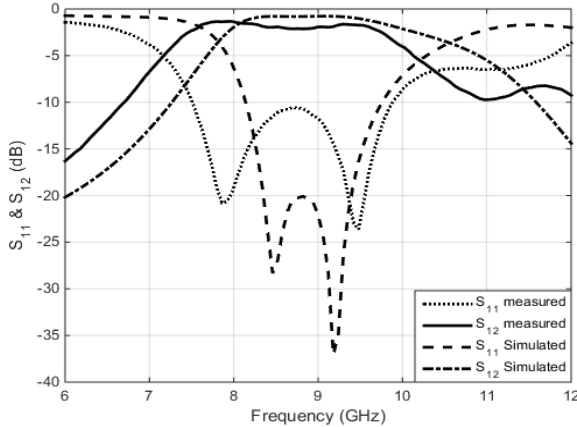
جدول ۳: پارامترهای هندسی فیلتر طرح شده پس از تنظیم نهایی.

پارامتر	میلی‌متر
طول ضلع تشدیدکننده	L ۱۴٫۱
عرض خط تغذیه	W ۲٫۴
طول پنجره تزویج	W_c ۹٫۸
عرض خط داخل تشدیدکننده	W_g ۴
طول خط تغذیه داخل تشدیدکننده	l_{e1} ۶
طول خط تغذیه فیلتر	l_{et} ۴٫۵

جدول ۴: مشخصات دقیق شبیه‌سازی و اندازه‌گیری فیلتر ساخته شده.

مشخصات	واحد	شبیه‌سازی	اندازه‌گیری
فرکانس مرکزی	GHz	۸٫۸	۸٫۷
پهنای باند	GHz	۱٫۸	۲٫۳۸
پهنای باند نسبی	%	۲۰٫۶	۲۷٫۳
حداکثر تلفات عبوری	dB	۱٫۱	۲٫۱

(الف)



(ب)

شکل ۱۶: نتایج اندازه‌گیری و شبیه‌سازی پارامترهای S_{11} و S_{12} بر حسب فرکانس، (الف) در محدوده پهنای باند وسیع و (ب) حوالی باند عبور.

فیلتر طراحی شده و مقادیر شبیه‌سازی و اندازه‌گیری مشخصات مهم فیلتر را به صورت خلاصه نشان می‌دهد.

شکل ۱۶-الف نشان می‌دهد که مد دیگری از تشدیدکننده نیز در فرکانس ۱۵٫۷ GHz تحریک شده است. برای این مد، تلفات عبوری حدود ۳ dB است و تلفات بازگشتی زیادی نیز وجود دارد. ابعاد محفظه‌های تشدید به گونه‌ای انتخاب شده که فرکانس مرکزی کار فیلتر حدود ۱۰ GHz باشد؛ اما نتایج شبیه‌سازی و اندازه‌گیری نشان می‌دهند که پاسخ فرکانس فیلتر به فرکانس‌های پایین‌تر انتقال یافته و فرکانس مرکزی ۸٫۷ GHz است. این انتقال فرکانسی به دلیل ایجاد پنجره تزویج بین دو محفظه تشدید و همچنین اضافه‌شدن درگاه‌های ورودی و خروجی ساختار است که باعث می‌شوند در مجموع، حجم محفظه تشدید افزایش یافته و در نتیجه فرکانس تشدید مد در حال کار، کاهش یابد. با کاهش مقدار کمی از طول ضلع تشدیدکننده شش‌وجهی، می‌توان به فرکانس مورد نظر دست یافت. مقایسه فیلتر ساخته شده با فیلترهای مشابه در مقالات چاپ شده در سال‌های اخیر در جدول ۵ خلاصه گردیده است. این جدول نشان می‌دهد که فیلتر طراحی شده برای شرایط تک‌مد و یک‌لایه بیشترین پهنای باند، ۲۷٫۳٪ و همچنین تلفات عبوری کمی را بین فیلترهای مطرح شده در سال‌های اخیر دارد.

۴- نتیجه‌گیری

در این مقاله، یک فیلتر میان‌گذر پهن باند ریزموج باند X با فناوری موجیر مجتمع شده در زیرلایه طراحی، شبیه‌سازی و ساخته شده است. در ابتدا تشدیدکننده شش‌وجهی و نیم‌شش‌وجهی معرفی و مدهای تشدید،

مناسبتی بین نتایج برقرار است. فرکانس کار مرکزی فیلتر ۸٫۸ GHz و پهنای باند فیلتر برای ضریب بازتاب $S_{11} = -10$ dB در محدوده فرکانسی ۸٫۰۵ GHz تا ۹٫۴۵ GHz می‌باشد که نشان‌دهنده پهنای باند نسبی $FBW = 20\%$ است و تطابق مناسبی با مقدار مورد نظر ۲۰٪ دارد. نیز فیلتر طراحی شده دارای تلفات عبوری شبیه‌سازی حداکثر ۱٫۱ dB است. این تلفات مربوط به عایق تشدیدکننده می‌باشد که در شبیه‌سازی، تانژانت تلفات عایق زیرلایه $\tan \delta = 0.001$ در نظر گرفته شده است.

مطالعات شبیه‌سازی تمام موج با نرم‌افزار HFSS نشان می‌دهند که l_{e1} تأثیر مهمی بر پاسخ فرکانس فیلتر دارد. با افزایش طول خط تغذیه، تزویج بهتری بین میدان‌های تشدیدکننده و میدان خط تغذیه برقرار می‌شود. مطالعات شبیه‌سازی نشان می‌دهند که با افزایش این پارامتر به ۶ mm یک صفر در فرکانس‌های بالا و خارج از باند عبور فیلتر نیز به پاسخ فرکانس اضافه گردیده و شیب مشخصات در این ناحیه بیشتر خواهد شد. پارامترهای نهایی تنظیم شده فیلتر در جدول ۳ خلاصه گردیده است.

۶-۳ ساخت فیلتر و نتایج اندازه‌گیری

شکل ۱۵ نمونه ساخته شده از فیلتر طراحی شده را نشان می‌دهد. نتایج اندازه‌گیری پهن باند پارامترهای پراکندگی در شکل ۱۶-الف و شکل دقیق‌تر پاسخ فرکانس در باند عبور در شکل ۱۶-ب نشان داده شده‌اند. از این شکل‌ها می‌توان نتیجه گرفت که فرکانس کار مرکزی فیلتر ۸٫۷ GHz و محدوده باند عبور فیلتر از فرکانس ۷٫۵۱ GHz تا ۹٫۹ GHz با پهنای باند نسبی ۲۷٫۳٪ است. در پهنای باند این فیلتر حداقل تلفات عبوری ۰٫۲ dB و حداکثر آن ۲٫۱ dB است. جدول ۴ مشخصات کامل

جدول ۵: مقایسه مشخصات اندازه‌گیری شده فیلتر ساخته‌شده با مقادیر مشخصات فیلترهای ارائه‌شده در سال‌های اخیر.

Ref.	درجه فیلتر	نوع فیلتر	فرکانس مرکزی (GHz)	تلفات بازگشتی (dB)	تلفات عبوری (dB)	ابعاد فیلتر		پهنای باند نسبی (%)	صرفه‌های خارج باند	
						ابعاد عرضی	ضخامت		پایین‌تر	بالا‌تر
[۴]	۶	تک‌مد	۱۰٫۶۱	۱۰	۱٫۷۵	$۱۳٫۱ \times ۱۲٫۷۵ \lambda_0^2$	$۰٫۲۵ \lambda_0$	۱۵٫۱	۱	۰
A و [۵]	۳	تک‌مد	۱۰	۱۵٫۱	۲٫۰۱	$۱۴٫۸ \times ۸٫۲ \lambda_0^2$	$۰٫۲۵ \lambda_0$	۲۹٫۲	۰	۰
B و [۵]	۳	تک‌مد	۱۰	۱۴٫۷	۱٫۸۹	$۷٫۸۱ \times ۷٫۷۵ \lambda_0^2$	$۰٫۲۵ \lambda_0$	۵٫۸۶	۱	۰
A و [۶]	۳	چندلایه	۹٫۹	۱۵٫۱	۲٫۰۱	$۷٫۲۶ \times ۳٫۸ \lambda_0^2$	$۰٫۲۶ \lambda_0$	۶	۱	۱
B و [۶]	۳	چندلایه	۱۰٫۲	۱۷	۱٫۸	$۷٫۴۸ \times ۳٫۹ \lambda_0^2$	$۰٫۲۷ \lambda_0$	۶	۱	۰
C و [۶]	۴	چندلایه، سه‌مد	۱۰٫۱۲	۱۴	۱٫۹۹	$۷٫۴۲ \times ۳٫۹ \lambda_0^2$	$۰٫۲۷ \lambda_0$	۶	۱	۱
[۷]	۳	دوم‌مد	۶٫۰۲	۲۰	۰٫۷	$۶٫۱۶ \times ۶٫۱۶ \lambda_0^2$	$۰٫۳۱ \lambda_0$	۹٫۹	۰	۳
HMSIW و [۷]	۲	دوم‌مد	۵٫۸۴	۲۰	۱٫۵	$۵٫۹۸ \times ۵٫۹۸ \lambda_0^2$	$۰٫۳ \lambda_0$	۴٫۱	۰	۱
HMSIW و [۸]	۲	دوم‌مد	۱۱٫۰۶	۱۰	۱٫۰	$۱٫۶۷ \times ۱٫۰۵ \lambda_0^2$	$۰٫۲۹ \lambda_0$	۲۹	۰	۰
[۱۵]	۲	دوم‌مد	۱۲٫۵	۱۰	۱٫۱	$۳٫۱۷ \times ۱٫۱۵ \lambda_0^2$	$۰٫۲۳ \lambda_0$	۴۷	۰	۰
[۱۶]	۳	چندلایه	۵٫۸	۱۱	۱٫۱	$۳٫۸ \times ۳٫۸ \lambda_0^2$	$۰٫۱۲ \lambda_0$	۱۲	۰	۰
این مقاله	۲	تک‌مد	۸٫۷	۲۰	۲٫۱	$۱٫۵۶ \times ۱٫۲۲ \lambda_0^2$	$۰٫۲۳ \lambda_0$	۲۷٫۳	۰	۱

and System Technology, pp. 221-224, Chengdu, China, 24-25, Oct. 2013.

- [7] M. Rezaee and A. R. Attari, "Realization of new single-layer triple-mode substrate integrated waveguide and dual-mode half-mode substrate-integrated waveguide filters using a circular shape perturbation," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 7, no. 14, pp. 1120-1127, Nov. 2013.
- [8] T. Khorand and M. S. Bayati, "Novel half-mode substrate integrated waveguide bandpass filters using semi-hexagonal resonators," *International J. of Electronics and Communications*, vol. 92, pp. 52-58, Oct. 2018.
- [9] A. Vahid Sarani, M. H. Neshati, and M. Fazaelifar, "Development of a wideband hexagonal SIW cavity-backed slot antenna array," *International J. of Electronics and Communication*, vol. 92, pp. 52-58, Sept. 2021.
- [10] S. A. Razavi and M. H. Neshati, "Development of a linearly polarized cavity-backed antenna using HMSIW technique," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 1309-1310, 2012.
- [11] H. Dashti and M. H. Neshati, "Development of low-profile patch and semi-circular SIW cavity hybrid antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 26, no. 9, pp. 4481-4488, Sept. 2014.
- [12] R. J. Cameron, C. M. Kudsia, and R. R. Mansour, *Microwave Filters for Communication Systems: Fundamentals, Design, and Applications*, Hoboken, NJ: Wiley-Inter-Science, 2007.

[۱۳] ر. رحمانی، طراحی، شبیه‌سازی و ساخت فیلترهای پهن باند مایکروویو با استفاده از محفظه تشدید شش‌ضلعی با فناوری موجبر مجتمع‌شده در زیرلایه، پایان‌نامه کارشناسی ارشد، دانشگاه فردوسی، مشهد، ایران، شهریور ۱۳۹۶.

- [14] J. S. Hong, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, Hoboken, NJ: Wiley, 2011.
- [15] Y. L. Zhang, W. Hong, K. Wu, J. X. Chen, and Z. C. Hao, "Development of compact bandpass filters with SIW triangular cavities," in *IEEE Asia-Pacific Microwave Conf. Proceedings*, 4 pp., Suzhou, China, 4-7 Dec. 2005.
- [16] C. Lugo and J. Papapolymerou, "Planar realization of a triple-mode bandpass filter using a multilayer configuration," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, no. 2, pp. 296-301, Feb. 2007.

محمدحسن نشاطی دوره کارشناسی و کارشناسی ارشد مهندسی برق- الکترونیک خود را از دانشگاه صنعتی اصفهان و دانشگاه صنعتی امیرکبیر به ترتیب در سال‌های ۱۳۶۴ و ۱۳۶۸ اخذ نموده است. همچنین نامبرده در سال ۱۳۸۰ موفق به دریافت مدرک دکتری خود از دانشگاه منچستر انگلستان (UMIST) در رشته مخابرات- گرایش میدان شده است. ایشان پس از ۱۸ سال خدمت در دانشگاه سیستان و بلوچستان، در سال ۱۳۸۷ به دانشگاه فردوسی مشهد منتقل و به عنوان دانشیار گروه مهندسی برق در این دانشگاه مشغول به فعالیت است. زمینه‌های تحقیقاتی وی شامل تئوری الکترومغناطیس، تحلیل و

فرکانس تشدید و توزیع میدان داخل آنها از طریق شبیه‌سازی تمام موج با نرم افزار HFSS مطالعه و بررسی شده است. سپس طرح فیلتر میان‌گذر درجه دوی چبیشف باند X پهنای باند نسبی ۲۰٪ و ریبیل کمتر از ۰٫۵ dB با استفاده از ماتریس تزویج بین دو تشدیدکننده نیم‌شش‌وجهی انجام شده است. برای تعیین عناصر ماتریس تزویج، یک تشدیدکننده نیم‌شش‌وجهی با یک درگاه ورودی تحریک شده و با بررسی ضریب انعکاس ورودی، ضریب تزویج منبع و بار با تشدیدکننده مشخص گردیده است. همچنین با تزویج دو تشدیدکننده نیم‌شش‌وجهی از طریق یک پنجره مغناطیسی، سایر عناصر ماتریس تزویج با بررسی ضریب انتقال بین دو درگاه مشخص شده است. سپس برای تحقق ماتریس تزویج ساختار فیلتر برای پاسخ فرکانسی مورد نظر، ابعاد تشدیدکننده، پنجره بین دو تشدیدکننده و خطوط انتقال ورودی و خروجی ساختار محاسبه گردیده است. فیلتر طرح‌شده از طریق شبیه‌سازی تمام موج بررسی و ابعاد آن برای بهترین پاسخ تنظیم شده است. یک نمونه از فیلتر طرح‌شده ساخته و با موفقیت آزمایش گردیده است. نتایج اندازه‌گیری شده با مقادیر شبیه‌سازی تطابق خوبی داشته و فیلتر ساخته‌شده دارای فرکانس مرکزی ۸٫۷ GHz و پهنای باند نسبی ۲۷٫۳٪ با حداکثر تلفات باند عبور ۲٫۱ dB است.

مراجع

- [1] D. Deslandes and K. Wu, "Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 11, no. 2, pp. 68-70, Feb. 2001.
- [2] M. Bozzi, A. Georgiadis, and K. Wu, "Review of substrate-integrated waveguide circuits and antennas," *IET Microwave Antennas and Propagation*, vol. 5, no. 8, pp. 909-920, Jun. 2011.
- [3] J. Chen, B. Wu, L. Jiang, and C. Liang, "A compact hexagonal dual-band substrate integrated waveguide filter based on extracted-pole technique," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 53, no. 3, pp. 562-565, Jan. 2011.
- [4] Z. Xu, G. Zhang, H. Xia, and M. Xu, "Novel hexagonal dual-mode substrate integrated waveguide filter with source-load coupling," *The Scientific World J.*, vol. 2014, Article ID: 915740, 5 pp., Apr. 2014.
- [5] Z. Q. Xu, Y. Shi, P. Wang, J. X. Liao, and X. B. Wei, "Substrate integrated waveguide (SIW) filter with hexagonal resonator," *J. of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 26, no. 11-12, pp. 1521-1527, Aug. 2012.
- [6] W. Bo, Z. Xu, L. Hao, X. Meijuan, and J. Liao, "Substrate integrated waveguide cross-coupling filter with multilayer hexagonal cavity," in *Proc. Int. Workshop on Microwave and Millimeter Wave Circuits*

رسول رحمانی در سال ۱۳۹۳ مدرک دوره کارشناسی مهندسی فناوری اطلاعات و ارتباطات خود را از مؤسسه آموزش عالی بهار مشهد دریافت نموده است. ایشان ورودی مهر ماه سال ۱۳۹۳ در دوره کارشناسی ارشد مخابرات گرایش میدان بوده و در سال ۱۳۹۶ موفق به اخذ مدرک کارشناسی ارشد در این رشته از دانشگاه فردوسی مشهد شده است. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان شامل طراحی انواع مختلف فیلترهای میکروویو، کاربرد فناوری موجبرهای مجتمه شده در زیر لایه در طراحی موجبرها و آنتن‌ها، تحلیل و طراحی مدارهای الکترونیکی است.

طراحی انواع مختلف آنتن‌های میکروویو با استفاده از فناوری موجبر مجتمع شده در زیر لایه و همچنین طراحی مدارهای فعال و غیرفعال میکروویو است.