نشریه علمی «علوم و فناوری‌های پدافند نوین»
سال سیزدهم، شماره ۱، بهار ۱۴۰۱؛ ص ۴۴- ۳۵

علمی- پژوهشی

طراحی و شبیه‌سازی فیلتر میان‌گذر متوازن فشرده مبتنی بر ساختار موج‌بر مجتمع شده در زیرلایه با حذف بالای مود مشترک

جواد رنجبر[۱*]، اسماعیل زارع زاده[۲]، علی نصراللهی[۳]، جعفر خلیل پور[۴]

۱ و ۲- مربی،۴- دانشیار دانشگاه پدافند هوایی خاتم الانبیاء (ص)، ۳- دانشجوی کارشناسی دانشگاه آزاد اسلامی واحد علوم تحقیقات

(دریافت: ۱۴۰۱/۰۷/ ۲۵، پذیرش:۲۷ /۱۴۰۱/۰۳)

چکیده

هدف این مقاله ارائه نوعی فیلتر میان‌گذر متوازن با استفاده از رزوناتورهای مجتمع شده در زیرلایه یک‌چهارم مود QM-SIW و یک‌هشتم مود EM-SIW در جهت کاهش ابعاد فیزیکی است. روند طراحی مرحله به مرحله فیلتر متوازن با مشخصات مورد نظر ارائه شده و سپس فیلتر میان‌گذر با پاسخ مرتبه شش نوع چبی شف با انتخاب درست محل تغذیه و تزویج رزوناتورهای یک‌چهارم و یک‌هشتم مود تحقق یافته است. در کنار دستیابی به پاسخ فیلتری مطلوب تفاضلی، میزان حذف مود مشترک بالای ۶۰dB در باند فرکانسی مورد نظر با پهنای باند نسبی حدود ۱۵ درصد و فرکانس مرکزی ۳/۱GHz به‌دست آمده است. همچنین ابعاد رزوناتورهای مورد استفاده در طراحی‌های بالا تقریباً یک‌چهارم و یک‌هشتم مورد متداول مستطیلی است که در مقایسه با سایر نمونه‌های توسعه داده شده، ابعاد فیلتر به مراتب کوچک‌تر شده است. با استفاده از رزوناتورهای PBG سه سلولی، محدودیت پهنای باند عدم عبور مود مشترک از بین رفته و میزان حذف مود مشترک بیرون باند به بالای ۳۵dB و داخل باند بالای ۸۰dB به‌دست آمده است. طرح پیشنهادی ساخته شده و با نتایج گرفته شده از شبیه‌سازی مقایسه شده‌اند که نشان از مطابقت خوب نتایج گرفته شده دارد.

کلیدواژه‌ها: فیلتر متوازن میان‌گذر، حذف مود مشترک، رزوناتور یک‌چهارم مود، موج‌بر مجتمع شده در زیرلایه

Designing and Simulation of a Compact Balanced Bandpass Filter Based on a Substrate Integrated Waveguide Structure with High Common Mode Rejection

J. Ranjbar*, E. Zarezade, A. Nasrallahi, J. Khalilpour
Khatam al-Anbia University
(Received: 17/ 10/2021; Accepted: 17/06/2022)

Abstract

The objective of this paper is to present a balanced bandpass filter whose physical dimensions are reduced using a quarter mode substrate integrated waveguide (QM-SIW) and an eighth mode (EM-SIW) resonators. The step-by-step design process of a balanced filter with the desired specifications is presented and then the balanced filter is realized with six degree Chebyshev response by choosing the right tapping feed points and combining the quarter and eighth mode resonators. In addition to achieving the desired differential filter response, the rejection rate of common mode is above 60dB in the desired frequency band with the FBW of 15% and the central frequency of 3.1GHz. Also, the dimensions of the resonators used in the mentioned design are about one quarter and one eighth of a common rectangular one, which is much smaller than the other developed counterparts. By using three-cell PBG resonators, the bandwidth limitation of the common mode rejection is relaxed such that the common mode rejection is above 35dB outside the pass band and is above 80dB inside the pass band. The proposed design has been fabricated and the results have shown good agreement when compared with the simulation results.

Keywords: Balanced Bandpass Filter, Common Mode Rejection, Quarter Mode Resonator, Substrate Integrated Waveguide

*Corresponding Author E-mail: jranjbar@yahoo.com

۱. مقدمه

در سامانه‌های مدرن الکترونیکی مخابراتی، با افزایش نرخ داده در مدارها، دو مسئله حیاتی ظاهر می‌شود: هم شنوایی و تداخل الکترومغناطیسی. اولین مشکل با کوپلینگ سیگنال‌های مختلف خطوط انتقال مجاور به هم در داخل سامانه به وجود می‌آید و به نوعی منجر به اضافه کردن نویز به سیگنال اصلی و مختل کردن بخشی از آن یا کل آن خواهد شد. این نویز ناخواسته می‌تواند آشکارسازی سیگنال را در قسمت گیرنده به‌طور قابل توجهی تحت تأثیر قرار دهد. مشکل دوم وقتی ناشی می‌شود که یک منبع انرژی خارجی در حال انتشار توان در محیط مربوطه است که کوپلینگ مستقیمی بر کانال انتقال داده یا موج الکترومغناطیسی دارد. در بحث جنگ الکترونیک و به خصوص در رادارهای فرکانس بالا، این عامل تداخل ناشی از سیگنال‌های مزاحم به‌منظور ایجاد نویز و از کار انداختن سامانه وجود دارد. استفاده از مدارات متوازن بخش قابل توجهی از مشکلات بالا را حل می‌کند.

در میان مدارهای مختلف متوازن، فیلتر میان‌گذر متوازن نقش اساسی در شکل‌گیری یک سامانه ارتباطی مدرن با عملکرد تفاضلی دارد. فیلتر متوازن طراحی شده باید پاسخ فرکانسی مطلوب در مود تفاضلی را به نمایش بگذارد و همچنین در صورت امکان بدون وابستگی به پاسخ تفاضلی باید قادر به حذف مود مشترک باشد. علاوه بر این، فیلتر متوازن مناسب طراحی‌شده باید دارای حذف سیگنال خارج از باند مطلوب، شیب تیزی[1] بالا و میزان تلفات عبوری پایین باشد.

ساختار موجبر مجتمع شده در زیرلایه در مقایسه با فناوری میکروستریپ یا موجبر راست‌گوشه از نظر تلفات، ضریب کیفیت، قابلیت حمل توان، یکپارچه سازی و ساخت ارجحیت بالایی دارد. تاکنون چندین روش برای طراحی فیلتر متوازن SIW گزارش شده است. یک نوع روش پیاده‌سازی مبتنی بر رزوناتورهای SIW متوالی و سری با هم است که در تک مود TE102 [۱]، دو مود TE102 و TE201 [۲] کار می‌کنند. این نوع فیلترها ابعاد فیزیکی بالایی جهت پیاده‌سازی دارند. در مرجع [۳]، دو نمونه فشرده به‌طور جداگانه با استفاده از ساختار HMSIW[2] و HMSIW[3] تاشده برای دستیابی به فیلترهای میان‌گذر متوازن ارائه شده است. در مرجع [۴]، فیلتر متوازن پیشنهاد شده یک نوع ساختار دو حفره رزونانسی است که این ساختار را قادر می‌سازد که مانند رزوناتورهای ایزوله شده تحت سیگنال‌های مود تفاضلی کار کنند. با ایجاد یک روزنه در صفحه زمین مشترک میانی دو حفره رزونانسی که به‌صورت عمودی روی هم قرار گرفته‌اند، می‌توان سیگنال‌های مود مشترک را در فیلتر متوازن به نحو مطلوبی حذف کرد [۵]. در این ساختار دلیل حذف مد مشترک به خاطر شکل‌گیری دیوار مغناطیسی کامل تحت عملکرد مود مشترک است. همچنین، استفاده از خاصیت تقارن عمودی و افقی SIW برای دستیابی به یک نوع از فیلترهای متوازن مورد مطالعه قرار گرفته است [۶] که هم روش طراحی نسبتاً ساده و هم عملکرد فوق‌العاده‌ای را نشان می‌دهد ولی ابعاد به مراتب بزرگ‌تری از خود نشان می‌دهد. فیلتر متوازن SIW با استفاده از شکاف‌های عرضی تعبیه شده روی فلز بالای SIW می‌تواند ابعاد فیزیکی را بیشتر کاهش دهد و ساختار در کنار یک‌لایه بودن میزان تلف عبوری کمی را نشان می‌دهد ولی پهنای باند مود مشترک خارج باند خوبی ندارد [۷].

در این مقاله، در بخش اول در ابتدا به نکات مقدماتی در رابطه با مزایای مدارهای تفاضلی و نیاز به حذف مود مشترک، مودهای انتشاری و پارامترهای S مود ترکیبی پرداخته خواهد شد. در بخش بعد مراحل طراحی فیلترهای میان‌گذر متوازن مبتنی بر رزوناتورهای تزویج با استفاده از ماتریس کوپلینگ، گام به گام بررسی و ارائه خواهد شد. سپس سازوکار کار رزونانورهای QMSIW[4] و EMSIW[5] جهت پیاده‌سازی ساختار فشرده فیلتر معرفی خواهد شد و در ادامه، طراحی و شبیه‌سازی فیلتر میان‌گذر متوازن با فرکانس کار و پهنای باند نسبی مورد نظر نشان داده می‌شود. این فیلتر با پاسخ چبی شف مرتبه شش با استفاده از رزوناتورهای QMSIW و EMSIW به‌منظور بهبود بیشتر شیب تیزی و میزان حذف مود مشترک بیشتر در باند عبور مورد بررسی قرار می‌گیرد. همچنین در ادامه با استفاده از ساختارهای متناوب PBG[6]، پهنای باند عدم عبور مود مشترک فیلتر ارائه شده افزایش داده می‌شود. امکان‌پذیری طرح فیلتری فوق نیز با داده‌های اندازه‌گیری و ساخت تأیید شده است. سرانجام در بخش آخر، نتیجه‌گیری کلی از کار ارائه می‌شود.

۲. کاربردها و مبانی مدارها و فیلترهای تفاضلی

۲-۱. کاربردهای رایج

در میان مدارهای مختلف RF و مایکروویو، تقویت کننده‌های کم نویز (LNA)، تقویت کننده‌های قدرت (PA)، میکسرها و اسیلاتورهای کنترل شده ولتاژ (VCO) با موفقیت توسعه یافته‌اند تا در مود تفاضلی[7] کار کنند، اما کارهای بسیار کمی برای ایجاد فیلترهای متوازن با مود تفاضلی انجام شده است. در صورت عدم استفاده از فیلتر متوازن برای اتصال فیلتر به آنتن دوقطبی یا تقویت کننده متوازن، قطعاً یک بالون برای تبدیل سیگنال متوازن به سیگنال نامتوازن یا برعکس مورد نیاز است در حالی که برای ایجاد یک سامانه کاملاً متوازن، به یک فیلتر متوازن با مود تفاضلی احتیاج دارید تا استفاده از هر گونه بالون را از بین ببرد.

[1] Roll-off
[2] Half Mode Substrate Integrated Waveguide
[3] Folded Half Mode Substrate Integrated Waveguide
[4] Quarter Mode Substrate Integrated Waveguide
[5] Eight Mode Substrate Integrated Waveguide
[6] Photonic Band Gap
[7] Diffrential Mode

این فیلتر متوازن به ویژگی‌هایی مانند ابعاد کوچک، افت عبوری[1] کم و تأخیر گروه[2] صاف و یکنواخت نیاز دارد.

با توسعه فناوری ارتباطات بی‌سیم، مدارهای فرکانس رادیویی و حتی مدارهای موج میلی‌متری تحت یکپارچه‌سازی‌های سیستماتیک کاملاً پیچیده می‌شوند، به‌طوری که با یکپارچه‌سازی در یک فضای محدود، عملکردها و عملیات بیشتری به وقوع می‌پیوندد و اثرات متقابل الکترومغناطیسی بالایی میان گره‌های داخل مدار و همچنین تداخل امواج از زیرلایه و فضای آزاد وجود دارد. هنگامی که با فناوری تک انتها مقایسه می‌شود، فناوری مدار متوازن / تفاضلی از مزایای حذف مود مشترک و مصونیت نسبتاً زیاد در برابر نویز محیط بهره می‌برد که در سامانه‌های ارتباطی مدرن از اهمیت بیشتری برخوردار شده است [۸]. برای کاربردهای RF و مایکروویو، هنگامی که سیگنال‌های سینوسی در مدارهای متوازن / تفاضلی منتقل می‌شوند، عبارت‌های DC و فرکانس پایین برای مود تفاضلی مجاز به عبور نیستند و برای مود مشترک، پاسخ فیلتر باید به‌صورت تمام باندن‌گذر باشد.

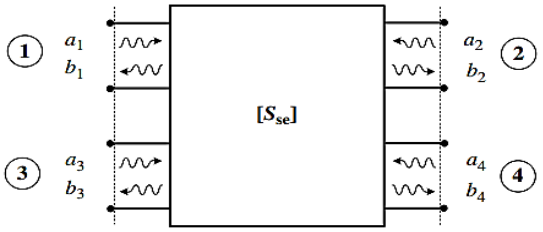
۲-۲. مودهای انتشاری

خطوط انتقال متوازن سه سیمه از دو مود انتشار اساسی پشتیبانی می‌کنند: مود متوازن و مود نامتوازن. مود متوازن یا تفاضلی یک مود اساسی است که مود فرد نامیده می‌شود و در آن خط به‌طور تفاضلی تغذیه می‌شود. مود نامتوازن که مود مشترک نیز نامیده می‌شود، مود اصطلاحاً زوج نامیده می‌شود. در مود مشترک[3]، سیگنال‌های برابر (در اندازه و فاز) در هر دو خط جداگانه منتشر می‌شوند. برای ساختار متوازن، تمام این مودها مودهای شبه TEM هستند [۹]، به شرطی که فاصله بین صفحه زمین و خطوط (ضخامت زیرلایه) در مقایسه با طول‌موج بسیار کم باشد.

خطوط میکرواستریپ تفاضلی از دو مود شبه TEM یعنی مودهای زوج و فرد پشتیبانی می‌کنند. این مودها ممکن است به‌طور هم‌زمان در خط تفاضلی وجود داشته باشند، به این معنی که این خطوط امواج مود زوج و فرد ترکیبی را منتشر می‌کنند. موج حاصل از این رو یک برهم‌نهی از مودهای زوج و فرد است که هر دو به‌طور کلی با دامنه‌های مختلف می‌توانند درنظر گرفته شوند [۱۰ و ۱۱].

۲-۳. پارامترهای پراکندگی مود ترکیبی

یک شبکه مایکروویو تفاضلی متشکل از تعداد N زوج پورت تک انتها یا N/2 پورت ترکیبی است. با توجه به اینکه پارامترهای S تک انتها برای یک شبکه متقارن می‌تواند برای توصیف شبکه استفاده شود، آن‌ها اطلاعاتی در مورد خصوصیات انتشار مودهای تفاضلی و مشترک ارائه نمی‌دهند. از انتشار هم‌زمان مود تفاضلی و مشترک به عنوان انتشار مود ترکیبی یاد می‌شود [۱۲]. پارامترهای مود ترکیبی برای توصیف مدار تفاضلی مایکروویو مناسب هستند. نمودار مفهومی از پارامترهای S تک انتها که ماتریس پراکندگی را برای ساختار چهار پورت ارائه می‌دهد، در شکل (۱) نشان داده شده است.



شکل ۱. مدار چهار پورت تک انتها با ماتریس پراکندگی S_{se}

در این حالت ماتریس مود ترکیبی را می‌توان به‌صورت زیر بیان کرد [۱۲]:

$$S_{mm} = \begin{pmatrix} S^{dd} & S^{dc} \\ S^{cd} & S^{cc} \end{pmatrix} \quad (۱)$$

رابطه بین پارامترهای S تک انتها و پارامترهای S مود ترکیبی در رابطه (۲) آورده شده است [۱۲]. بنابراین با استفاده از روابط (۲)، پارامترهای S مودهای زوج و فرد به راحتی با اندازه‌گیری پارامترهای S شبکه تک انتها به‌دست می‌آید.

$$S^{dd} = 1/2 \begin{bmatrix} S_{11} - S_{13} - S_{31} + S_{33} & S_{12} - S_{14} - S_{32} + S_{34} \\ S_{21} - S_{23} - S_{41} + S_{43} & S_{22} - S_{24} - S_{42} + S_{44} \end{bmatrix}$$

$$S^{cc} = 1/2 \begin{bmatrix} S_{11} + S_{13} + S_{31} + S_{33} & S_{12} + S_{14} + S_{32} + S_{34} \\ S_{21} + S_{23} + S_{41} + S_{43} & S_{22} + S_{24} + S_{42} + S_{44} \end{bmatrix} \quad (۲)$$

$$S^{dc} = 1/2 \begin{bmatrix} S_{11} + S_{13} - S_{31} - S_{33} & S_{12} + S_{14} - S_{32} - S_{34} \\ S_{21} + S_{23} - S_{41} - S_{43} & S_{22} + S_{24} - S_{42} - S_{44} \end{bmatrix}$$

$$S^{cd} = 1/2 \begin{bmatrix} S_{11} - S_{13} + S_{31} - S_{33} & S_{12} - S_{14} + S_{32} - S_{34} \\ S_{21} - S_{23} + S_{41} - S_{43} & S_{22} - S_{24} + S_{42} - S_{44} \end{bmatrix}$$

۳. روند طراحی فیلتر

فیلترهای مختلف با پاسخ‌های دلخواه با استفاده از شبکه‌های رزوناتور تزویج سری نرمالیزه پایین‌گذر با روش ماتریس کوپلینگ قابل‌دستیابی هستند. فیلترهای میان‌گذر متوازن در مود عملکردی تفاضلی، شبیه فیلتر تک انتها می‌تواند طراحی شود. به‌منظور ارائه روند طراحی، مرحله به مرحله آن بیان می‌شود.

[1] Insertion Loss
[2] Group Delay
[3] Common Mode

گام اول: تعیین مشخصات اولیه فیلتر

در ابتدا مشخصات فیلتر از جمله فرکانس مرکزی، نوع پاسخ فیلتر، پهنای باند نسبی، درجه فیلتر و دیگر خواسته‌های لازم کاربردی مورد نظر انتخاب می‌شود.

گام دوم: محاسبه ماتریس کوپلینگ

در این گام ماتریس کوپلینگ فیلتر به‌دست آورده می‌شود. به‌منظور شرح فرآیند دستیابی به این ماتریس n رزوناتور با خازن‌های 1F در هر یک از نودهای ۱ تا n با خروجی‌های مقاومتی یک اهم در نودهای صفر و n+1 درنظر گرفته می‌شود [۱۳]. مابین هر یک از نودهای متوالی حدود n+1 کوپلینگ وجود دارد که با معکوس کننده ادمیتانس J_{ij} نشان داده می‌شود. مدار نمونه اولیه را می‌توان با ماتریس ادمیتانس زیر نشان داد [۱۳]:

$$Y = \begin{pmatrix} 1 & jJ_{0,1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ jJ_{0,1} & j\omega & jJ_{1,2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & jJ_{1,2} & j\omega & jJ_{2,3} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & jJ_{2,3} & j\omega & jJ_{1,2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & jJ_{1,2} & j\omega & jJ_{0,1} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & jJ_{0,1} & 1 \end{pmatrix} = G + j(\omega C + J), \quad (۳)$$

که منابع جریان را به ولتاژهای گره‌های ۰–۵ مرتبط می‌کند. Gماتریس کندوکتانس، ω فرکانس زاویه‌ای، C ماتریس ظرفیت و J ماتریس کوپلینگ است. بدیهی است که مشخصات این فیلتر نمونه اولیه کاملاً توسط ماتریس کوپلینگ تعیین می‌شود.

علاوه بر نرمالیزه سازی خروجی ها و خازن‌ها، نرمالیزه کردن فرکانس نیز لازم است، به‌طوری که باند عبور فیلتر به‌صورت $1 \leq \omega \leq -1$ تعریف شود. با این نرمالیزه کردن می‌توان عناصر J برای پاسخ چبی شف با حداقل تلف برگشتی برابر با RL دسی‌بل به‌صورت زیر محاسبه کرد [۱۳ و ۱۴]:

$$\gamma = sinh\left\{\frac{1}{2n} ln\left[coth\frac{-\ln(1-10^{\frac{-RL}{10}}}{4}\right]\right\} \quad (۴)$$

$$J_{0,1} = \sqrt{\frac{\gamma}{2sin\frac{\pi}{2n}}} \quad (۵)$$

$$J_{k,k+1} = \sqrt{\frac{\gamma^2+(sin\, k\pi/n)^2}{2(cos\frac{\pi}{n}-cos\frac{2k\pi}{n})}}, \quad 1 \leq k \leq n/2 \quad (۶)$$

$$J_{n-k,n+1-k} = J_{k,k+1} \quad (۷)$$

گام سوم: تعیین ضرایب کیفیت و تزویج متقابل

پارامترهای طراحی را با استفاده از مقادیر و درایه‌های ماتریس کوپلینگ محاسبه می شود. این پارامترها ضرایب کیفیت خارجی ورودی و خروجی Q_e و ضرایب تزویج متقابل $K_{i,j}$ بین تشدید کننده‌های مجاور هم هستند:

$$k_{ij} = FBW \times M_{ij} \quad (۸)$$

$$Q_e = \frac{1}{FBW \times M_{s1}^2} \qquad FBW = \frac{BW}{f_0} \quad (۹)$$

که در آن، $M_{i,j}$ همان مقادیر ضرایب کوپلینگ $J_{i+1,j+1}$ محاسبه شده در گام دوم، Q_e ضریب کیفیت خارجی، FBW پهنای باند نسبی، BW پهنای باند مطلق و f_0 فرکانس مرکزی باند عبور است.

گام چهارم: انتخاب ساختار تشدید کننده و توپولوژی تزویج رزوناتورها

در این گام ساختار تشدید را انتخاب می‌شود. داشتن ایده‌ای روشن از عملکرد تشدید کننده بسیار مهم است. چون در حال کار با سیگنال‌های تفاضلی هستید، تشدید کننده‌های متقارن باید قادر به ایجاد کردن مدار باز مجازی و اتصال کوتاه در خط تقارن باشند. مقادیر پارامترهای رزوناتور انتخاب شده برای به دست آوردن ابعاد فشرده و همچنین شرایط تشدید و رزونانس ساختار در فرکانس مرکزی فیلتر مورد نیاز است. در این گام همچنین طرح تزویج لازم برای دستیابی به پاسخ فیلتر و انتخاب مدار متوازن جهت حذف مود مشترک انجام می‌شود. البته این طرح در ابتدا می‌تواند با اتصال رزوناتورها به‌صورت ساده بر اساس پاسخ تفاضلی یک‌طرفه و با پورت‌های تک انتها درنظر گرفته شود و سپس با ایجاد تقارن در مدار و اضافه کردن مدار متوازن، حذف مود مشترک به‌صورت متوازن پیاده‌سازی شود.

گام پنجم: تعیین نقطه تغذیه ورودی و خروجی

شبکه تفاضلی دو پورت توسط یک خط تغذیه ورودی و یک تشدید کننده واحد برای استخراج ضریب کیفیت خارجی ورودی تحت عملکرد مود تفاضلی شبیه‌سازی می‌شود. یکی از راه‌حل‌ها به‌منظور دستیابی به این ضریب کیفیت استفاده از رابطه (۱۰) است که f_{res} فرکانس مرکزی است و Δf_{3dB} پهنای باند ۳ دسی‌بل است.

$$Q_e = \frac{f_{res}}{\Delta f_{3dB}} \quad (۱۰)$$

برای این مرحله مشخص شده است که ضریب کیفیت خارجی ورودی به موقعیت ضربه Lt منبع بستگی دارد. از آنجا که در بیشتر موارد ضریب کیفیت خارجی خروجی همان مقدار ضریب کیفیت خارجی ورودی است، پورت خروجی همان موقعیت ضربه منبع Lt را دارد.

گام ششم: تعیین میزان تزویج میان رزوناتورها

ضرایب تزویج متقابل را با شبیه سازی تحت عملکرد مود تفاضلی یک شبکه دو پورت استخراج می‌شود. این شبکه از یک جفت رزوناتور تزویج شده تشکیل شده است که در همان فرکانس با پورت‌های ورودی و خروجی تغذیه شده‌اند. ضرایب تزویج متقابل در جایی محاسبه می‌شوند که فرکانس قله فوقانی f2 و فرکانس

قله پایین f1 از منحنی صاف $|S_{DD21}|$ با پاسخ پیک دوتایی طبق رابطه زیر حاصل شود:

$$k_{ij} = \frac{f_1^2 - f_2^2}{f_1^2 + f_2^2} \quad (۱۱)$$

با این روش می‌توان ابعاد شکاف لازم برای تزویج دو رزوناتور را برای دستیابی به ضریب تزویج متقابل مورد نظر به‌دست آورد.

گام هفتم: شبیه‌سازی اولیه وبهینه سازی ساختار یکپارچه فیلتر

کل ساختار فیلتر با اعمال رزوناتورها و میزان تزویج ورودی و خروجی و متقابل به‌دست آمده در گام‌های قبل، با استفاده از دو پورت تفاضلی یا چهار پورت تک انتها شبیه‌سازی می‌شود. تلفات بازگشتی و عبوری شبیه سازی شده در هر دو مود تفاضلی و مشترک با استفاده از تبدیل مود ترکیبی و همچنین بهره گرفتن از پورت‌های مشترک و تفاضلی به‌دست می‌آید. این نتایج شامل SCC_{11}، SCC_{21}، SDD_{11} و SDD_{21} خواهد بود.

۴. طراحی و شبیه‌سازی فیلتر میان‌گذر با استفاده از ساختارهای رزونانسی QMSIW و EMSIW

۴-۱. رزوناتورهای QMSIW و EMSIW

توزیع میدان الکتریکی در رزوناتور مربعی SIW، رزوناتور QMSIW و رزوناتور EMSIW که در مود غالب TE_{101} تشدید می‌شود، به ترتیب در شکل (۲) نشان داده شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود، صفحات متقارن (به‌عنوان مثال، A-A'، B-B'، C-C' و D-D') از رزوناتور مربعی SIW می‌توانند به‌عنوان دیواره‌های مغناطیسی کامل درنظر گرفته شوند. رزوناتور QMSIW با دونیم شدن رزوناتور مربعی SIW در امتداد صفحات متقارن C-C' و D-D' همان‌طور که در شکل (۲-ب) نشان داده شده است، تحقق می‌یابد. رزوناتور EMSIW با تقسیم کردن بیشتر حفره QMSIW در امتداد O-B حاصل می شود (شکل ۲-ج). فرکانس تشدید رزوناتورهای QMSIW و EMSIW را می‌توان با استفاده از رابطه زیر تعیین کرد:

$$f_{TE101}^{QMSIW} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\mu_r \varepsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{\pi}{a_{eff}^{QMSIW}}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{a_{eff}^{QMSIW}}\right)^2} \quad (۱۲)$$

$$f_{TE101}^{EMSIW} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\mu_r \varepsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{\pi}{a_{eff}^{EMSIW}}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{a_{eff}^{EMSIW}}\right)^2} \quad (۱۳)$$

$$a_{eff}^{QMSIW} = a_{eff}^{SIW} + \Delta\omega^{QMSIW}$$

$$a_{eff}^{EMSIW} = a_{eff}^{SIW} + \Delta\omega^{EMSIW}$$

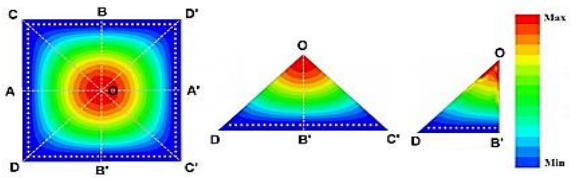
در رابطه های بالا که μ_r و ε_r نفوذپذیری نسبی الکتریکی و مغناطیسی زیرلایه رزوناتور، c سرعت نور در فضای آزاد و $a_{eff\ SIW}$ عرض معادل رزوناتور مربعی پایه SIW مربوطه است. Δw^{QMSIW} و Δw^{EMSI} به ترتیب عرض های اضافی برای ساختارهای QMSIW و EMSIW هستند [۱۵]. بدیهی است که عرض های اضافی باعث می‌شود که فرکانس‌های تشدید کننده رزوناتورهای QMSIW و EMSIW در مقایسه با رزوناتور SIW مربوطه به دلیل میدان‌های حاشیه‌ای دیواره‌های مغناطیسی معادل کمی پایین‌تر شوند؛ بنابراین، می توان اندازه کلی حفره های QMSIW و EMSIW را با یک ضریب بیش از ۳/۴ و ۷/۸ نسبت به رزوناتور SIW معمولی کاهش داد، در حالی که فرکانس تشدید تقریباً بدون تغییر است.

۴-۲. طراحی و شبیه‌سازی فیلتر میان‌گذر متوازن

۱- برای طراحی فیلتر میان‌گذر مشخصات فرکانس مرکزی ۳/۱ GHz پهنای باند نسبی ۴۸۰ MHz و N=۶ (درجه فیلتر) و در باند عبور (فیلتر نوع چبی شف) انتخاب می‌شود.

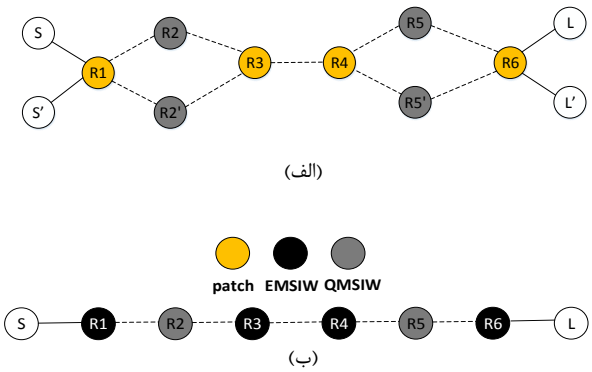
۲- توپولوژی شماتیک فیلتر میان‌گذر متوازن چبی شف درجه شش در شکل (۳) نشان داده شده است. ماتریس کوپلینگ کلی برای توپولوژی تزویج در شکل (۳-ب)، با توان بازگشتی بیشتر از ۲۰ دسی‌بل در باند عبور، به‌صورت زیر قابل محاسبه است:

$$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0.84 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.84 & 0 & 0.61 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.61 & 0 & 0.58 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.58 & 0 & 0.61 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.61 & 0 & 0.84 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.84 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$



(الف) (ب) (ج)

شکل ۲. توزیع اندازه میدان الکتریکی: (الف) رزونانور SIW مربعی، (ب) رزوناتور QMSIW و (ج) رزوناتور EMSIW



شکل ۳. طرح‌های تزویج: (الف) فیلتر مرتبه شش متوازن و (ب) تقسیم شدن معادل آن تحت عملکرد DM

۳- ضرایب تزویج متقابل داخلی بین مودهای عملکردی در هر رزوناتور و همچنین ضریب کیفیت خارجی در این مرحله به‌دست می‌آید. برای فیلتر با فرکانس مرکزی f_0 = ۳/۱ گیگاهرتز و پهنای باند مطلق BW=۴۸۰ مگاهرتز مشخصه‌های طراحی را به شرح جدول (۱) به‌دست آورده می‌شود.

جدول ۱. ضرایب کیفیت ورودی و خروجی و تزویج داخلی

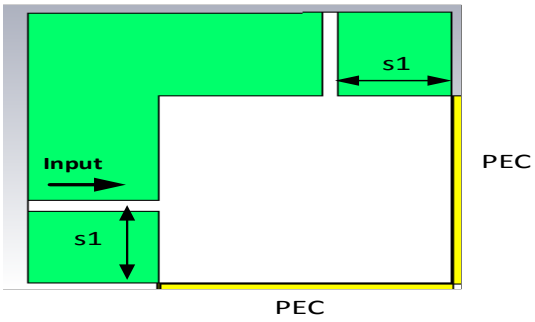
QE external1	K12	K23	K34
۶/۴۳	۰/۱۳	۰/۰۹۵	۰/۰۹
M_{S1}	M_{12}	M_{23}	M_{34}
۱	۰/۸۴	۰/۶۱	۰/۵۸

۴- توپولوژی تزویج فیلتر میان‌گذر متوازن چبی شف درجه شش در شکل (۳-الف) نشان داده شده است. در این نوع فیلتر هم زیرلایه RO4003 با ضخامت ۱/۶ میلی‌متر برای رزوناتورهای QMSIW و EMSIW برای طراحی استفاده شده است. توپولوژی تقسیمی همان‌طور که در شکل (۳-ب) نشان داده شده است تحت عملکرد مود تفاضلی به‌دست می‌آید که یک شبکه ۲ پورت معادل است. چهار رزوناتور EMSIW و دو رزوناتور QMSIW به‌صورت سری در طراحی ما به‌صورت پیوسته و متوالی قرار گرفته‌اند تا پاسخ چبی شف مرتبه شش را تحقق بخشند.

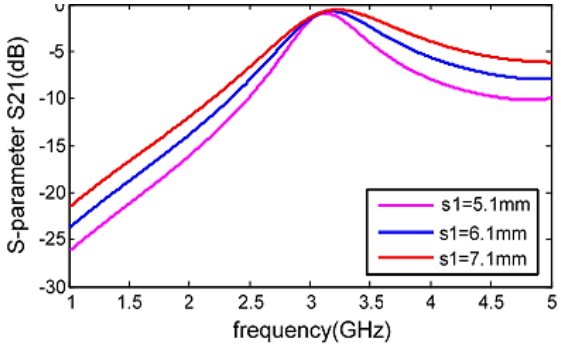
تحت عملکرد مود تفاضلی (DM)، سیگنال‌های تفاضلی اعمال شده به پورت‌های متوازن، ساختار از طریق یک هادی الکتریکی کامل (PEC) در امتداد صفحه متقارن به دو قسمت مساوی تقسیم می‌کنند. در نتیجه، هر یک از پچ‌های مثلثی به دو رزوناتور EMSIW یکسان تقسیم می‌شود. در همین حال، پچ مثلثی در فرکانس تشدید EMSIW معادل تحت عملکرد مود مشترک (CM) تحریک نمی‌شود و می‌توان به میزان حذف مود مشترک بالاتری به دلیل درجه بالای فیلتر دست یافت.

۵- در این مرحله نقطه ضربه لازم برای تحریک رزوناتور با توجه به ضریب کیفیت خارجی به‌دست می‌آید. ضریب کیفیت خارجی در مرحله قبل به‌دست آمده است. برای تأمین مقدار مورد نظر طراحی، ضریب کیفیت خارجی از مدل نشان داده شده در شکل (۴) استخراج می‌شود. با توجه به نمودار شکل (۵) و استفاده از رابطه (۱۰) برای دستیابی به Qe=۶/۴۳ مقدار s1=۵/۶mm انتخاب می‌شود.

۶- برای استخراج ضریب تزویج داخلی بین رزوناتور EMSIW اول و رزوناتور QMSIW دوم از پاسخ انتقال موج ساختار تزویج شده در شکل (۶) استفاده می‌شود. پاسخ این ساختار تحت تحریک مستقیم نقطه تغذیه شبیه‌سازی شده و به ازای مقادیر مختلف شکاف G1 طبق شکل (۷) به‌دست آمده است. با توجه به شکل (۷) و رابطه (۱۱) می‌توان گفت در این مرحله برای دستیابی برای ضرایب کوپلینگ داخلی طراحی شده در مرحله سوم K12=۰/۱۳ مقادیر شکاف G1= ۱/۲mm انتخاب می‌شود.

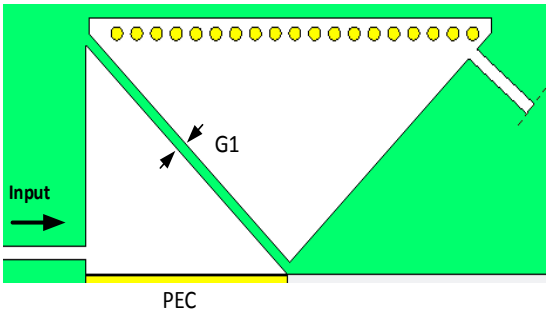


شکل ۴. شماتیک مورد نظر برای استخراج ضریب کیفیت خارجی

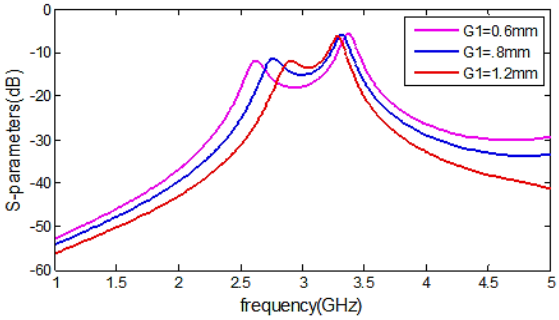


شکل ۵. نتایج شبیه‌سازی | S21 | برای تعیین نقطه ضربه منبع

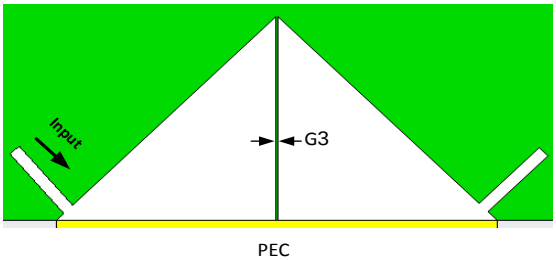
برای استخراج ضریب تزویج داخلی بین رزوناتور QMSIW دوم و رزوناتور EMSIW سوم، باز هم از ساختار تزویج شکل (۶) بهره گرفته می‌شود. در نتیجه برای دستیابی به ضریب کوپلینگ داخلی K23= ۰/۰۹۵، مقدار شکاف با توجه نتایج شکل (۷) و رابطه (۱۱) برابر G2= ۱/۱mm به‌دست می‌آید. به‌منظور تعیین ضریب تزویج داخلی بین رزوناتور EMSIW سوم و EMSIW چهارم از شبیه‌سازی‌های تمام موج برای یافتن دو فرکانس مشخصه (fp1، fp2) استفاده می‌شود که این فرکانس‌های تشدید شده تحت تزویج خارجی در پاسخ انتقال موج ساختار تزویج شده در شکل (۸) است. پاسخ این ساختار تحت تحریک مستقیم نقطه تغذیه ورودی شبیه‌سازی شده و به ازای مقادیر مختلف شکاف G1 طبق شکل (۹) به‌دست آمده است. مقدار شکاف با توجه شکل (۹) و رابطه (۱۱) برابر G3= ۱/۰۵mm به‌دست می‌آید.



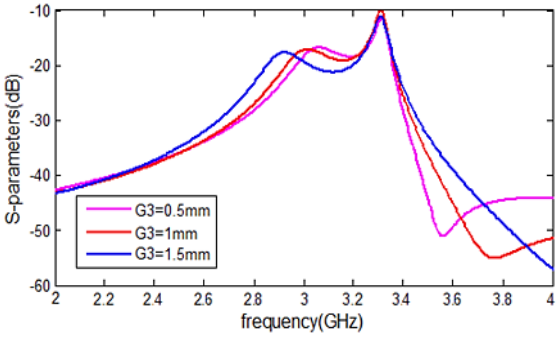
شکل ۶. شماتیک تزویج مورد نیاز برای استخراج ضریب تزویج داخلی K12 و K23



شکل ۷. نتایج شبیه‌سازی | S21 | برای تعیین میزان شکاف G1



شکل ۸. شماتیک تزویج برای استخراج ضریب تزویج داخلی K34

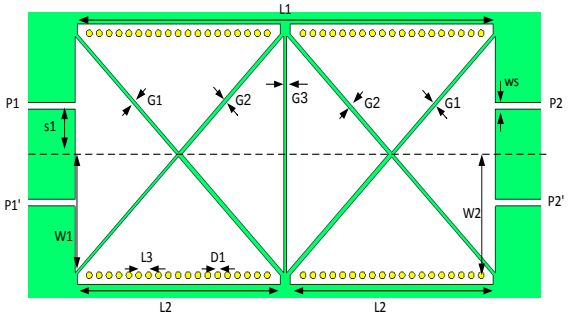


شکل ۹. نتایج شبیه‌سازی | S21 | برای تعیین اندازه شکاف G3

۸- ساختار شماتیک فیلتر میان‌گذر درجه شش چبی شف، در شکل (۱۰) نشان داده شده است. ابعاد فیلتر نیز در جدول (۲) نمایش داده شده است. به‌منظور بررسی دقیق‌تر، توزیع میدان الکتریکی شبیه‌سازی شده در داخل فیلتر در فرکانس کار مرکزی تحت مود DM و CM، به ترتیب در شکل (۱۱-الف و ۱۱-ب) نشان داده شده است. در این شکل هم همان‌طور که مشاهده می‌شود تحت مود DM میدان‌های الکتریکی کاملاً بین پورت‌های ۱/۱" و ۲/۲" برقرار است در حالی که این توزیع میدان به دلیل عدم عبور مود CM بین پورت‌های ۱/۱" و ۲/۲" دیده نمی‌شود.

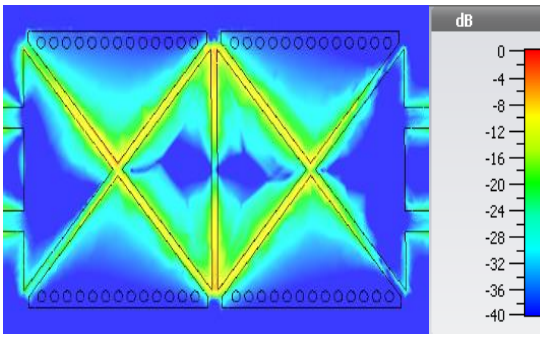
جدول ۲. پارامترهای فیزیکی ساختار فیلتر

L1	L2	S1	ws
۷۲/۸mm	۳۵ mm	۵/۸۸mm	۳/۲ mm
W2	**L3**	**D1**	**G1**
۱۸/۴۱mm	۲/۵mm	۱/۶mm	۱/۲۹mm
G2	**G3**	**W1**	
۱/۲۱mm	۱/۱۵mm	۱۷/۵mm	

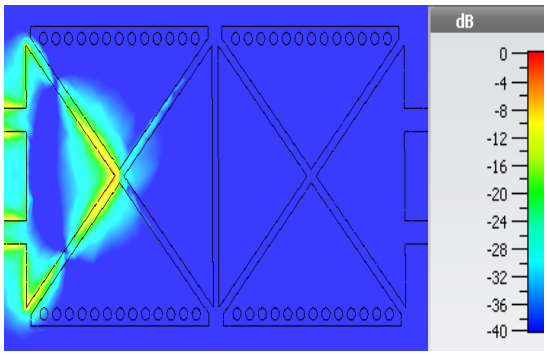


شکل ۱۰. نمایی از شماتیک فیلتر میان‌گذر متوازن چبی شف درجه شش

نتایج پارامترهای پراکندگی شبیه‌سازی شده در شکل (۱۲) نشان داده شده است. باند عبور DM در فرکانس مرکزی ۳/۰۹ گیگاهرتز با پهنای باند ۳ dB برابر با ۴۴۰ مگاهرتز به‌دست آمده است. کمترین تلفات عبوری اندازه‌گیری شده در باند عبور فیلتر میان‌گذر درجه شش ۲/۲ دسی‌بل است، در حالی که تلفات بازگشتی بهتر از ۱۸ دسی‌بل در باند عبور است. میزان حذف CM اندازه‌گیری شده ۶۰ دسی‌بل در باند عبور DM و ۴۰ دسی‌بل تا ۴/۵ گیگاهرتز است. نوار عدم عبور بالایی برای مود تفاضلی فیلتر متوازن تا فرکانس $2/1f_0$ با میزان ($Sdd_{21} > -20$ dB) امتداد دارد.

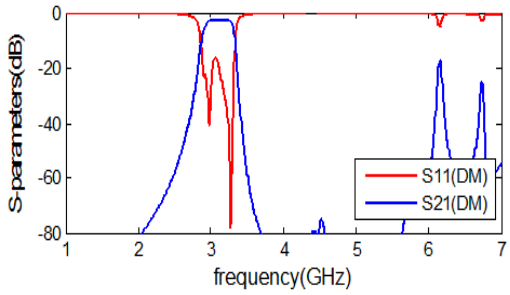


(الف)

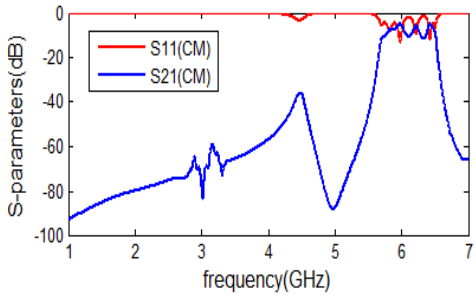


(ب)

شکل ۱۱. توزیع اندازه میدان الکتریکی در فیلتر میان‌گذر متوازن در فرکانس کار مرکزی تحت عملکرد: (الف) مود DM و (ب) مود CM=



(الف)



(ب)

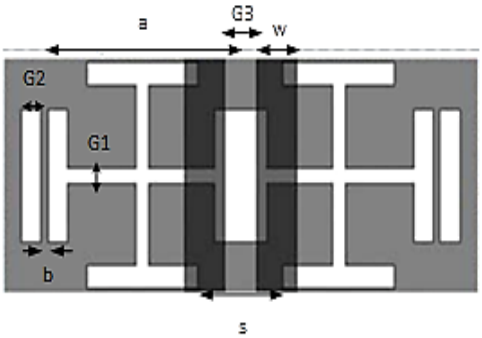
شکل ۱۲. پاسخ فرکانسی شبیه‌سازی شده فیلتر میان‌گذر متوازن چبی شف درجه شش: (الف) مود تفاضلی و (ب) مود مشترک

۴-۳. بهبود پهنای باند عدم عبور CM با استفاده از PBG

UC-PBG[1] یک آرایه دوبعدی از شکل های فلزی مکمل به هم است که مانند یک شبکه LC موازی رفتار می‌کند، در نتیجه یک مسیر امپدانس بالا برای جریان‌های عبور از ساختار ارائه می‌دهد. ظرفیت و سلف آن به ترتیب از شکاف نازک بین تکه های فلزی مجاور و شاخه‌های باریک متصل کننده هر واحد سلول فراهم می‌شود. از صفحه‌های زمین UC-PBG در هر دو بخش پسیو و اکتیو برای حذف انتقال مؤلفه‌های زائد ذاتی فیلترهای مایکروویو، نشت LO در میکسرها، انتقال هارمونیک در تقویت کننده‌های قدرت و غیره استفاده شده است [۱۶].

در اینجا، ما تلاش خود را بر روی بهبود یکپارچگی سیگنال برای نوع خاصی از خطوط اتصال یعنی خطوط تفاضلی، با استفاده از یک ساختار UC-PBG متمرکز می‌کنیم. تجزیه و تحلیل دقیق پاشندگی صفحه زمین UC-PBG با شکاف‌های مرکزی تناوبی برای کاربرد حذف مود مشترک در بخش زیر ارائه شده و با نتایج به‌دست آمده فیلتر ارائه شده در بخش قبل تأیید شده است تا ضمن ارائه یک پهنای باند گسترده حذف مود مشترک، نشانگر یکپارچگی عالی سیگنال تفاضلی باشد.

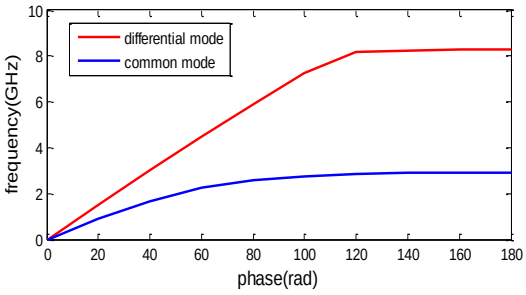
شکل (۱۳) نمای ساختار PBG مورد استفاده برای به‌دست آوردن نمودارهای پراکندگی مد نظر را نشان می‌دهد. عملکرد و انتشار مود زوج و فرد به ترتیب با استفاده از صفحه تقارن مغناطیسی کامل (PMC) و هادی الکتریکی کامل (PEC) اعمال می‌شود. در جدول (۳) نیز پارامترهای فیزیکی پیاده‌سازی تک سلول PBG ارائه شده است. نمودارهای مربوط به پاشندگی برای مودهای زوج و فرد در شکل (۱۴) نشان داده است.



شکل ۱۳. طرح شماتیک صفحه UC-PBG با خطوط سیگنال تفاضلی

جدول ۳. پارامترهای فیزیکی پیاده‌سازی تک سلول PBG

a	G1	G2	G3
۸/۹mm	۰/۷mm	۰/۸mm	۲/۵mm
w	**b**	**s**	
۳/۲mm	۱/۵mm	۳/۶mm	

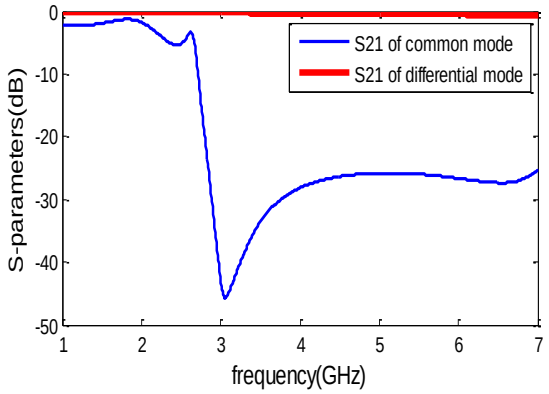


شکل ۱۴. نمودار پاشندگی خط انتقال تفاضلی با صفحه زمین PBG

همان‌طور که در شکل (۱۴) نشان داده شده است، در فرکانس‌های پایین، سیگنال‌های زوج و فرد پاشندگی خطی مربوط به خود را دارند. با افزایش فرکانس، اثر موج کند ساختار تناوبی برای هر دو مود انتشار به نمایش درمی‌آید. همان‌طور که از نمودار مشاهده می‌شود صفحه زمین پیشنهادی UC-PBG به ترتیب باندهای توقف بالاتر از ۲/۸ و ۸/۱ گیگاهرتز را به ترتیب برای مود زوج و فرد تولید می‌کند.

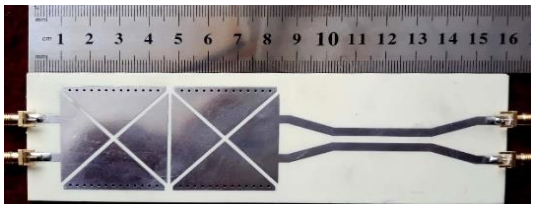
برای بررسی حذف مود مشترک، سه واحد سلول در امتداد خطوط میکرواستریپ به‌صورت متوالی قرار داده می‌شوند. خطوط میکرواستریپ برای تأمین امپدانس مشخصه نزدیک به ۵۰ اهم با عرض نوار میکرواستریپ ۳/۲ mm و فاصله ۲/۵ mm از هم طراحی شده است. همان‌طور که در شکل (۱۵) نشان داده شده است. میزان سطح حذف در پهنای باند حذف مود مشترک در باند ۲/۸۵ تا ۷ گیگاهرتز زیر ۲۵ دسی‌بل است. میزان تلفات عبوری سیگنال مود فرد بالاتر از ۰/۵ دسی‌بل از DC تا ۷ گیگاهرتز است؛ بنابراین با استفاده از سه واحد سلول، میزان حذف مود مشترک ۲۵ دسی‌بل می‌تواند از حدود ۲/۸ تا ۷ گیگاهرتز حفظ شود.

[1] Uniplanar Compact Photonic-BandGap

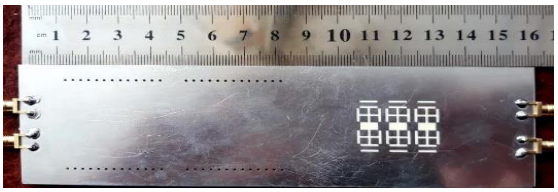


شکل ۱۵. پارامترهای پراکندگی خط انتقال شبیه‌سازی شده برای خطوط میکروستریپ همراه با صفحه زمین PBG سه سلولی

با توجه بررسی و شبیه‌سازی ساختار PBG ارائه شده در بخش قبل و بهینه‌سازی آن برای حذف مود مشترک در باند ۲/۸ گیگاهرتز تا ۸ گیگاهرتز، این ساختار را با فیلتر درجه شش چبی شف پیشنهادی در بخش قبل ادغام می‌شود. شکل و ساختار ساخته شده در شکل (۱۶) و پاسخ مود مشترک و تفاضلی اندازه‌گیری و شبیه‌سازی در شکل (۱۷) نمایش داده شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود میزان حذف مود مشترک در ناحیه فرکانسی ۲/۸ تا ۷ گیگاهرتز به میزان حدود ۲۵ دسی‌بل نسبت به ساختار فیلتر بدون PBG بهبود یافته است. در جدول (۴) مقایسه نتایج به‌دست آمده برای چندین ساختار فیلتر متوازن ارائه شده است. در مقایسه با سایر فیلترهای متوازن مجتمع شده در زیرلایه، با استفاده از طرح ارائه شده می‌توان به حذف بهتر مود مشترک در باند دست یافت، در حالی که در مقایسه با سایر فیلترهای میان‌گذر متوازن SIW، اندازه کوچک‌تر مورد نیاز است. همچنین ساختار فیلتر درجه شش ارائه شده در این پروژه، میزان شیب roll-off حدود دو برابر نسبت به نوع درجه سه به نمایش می‌گذارد.

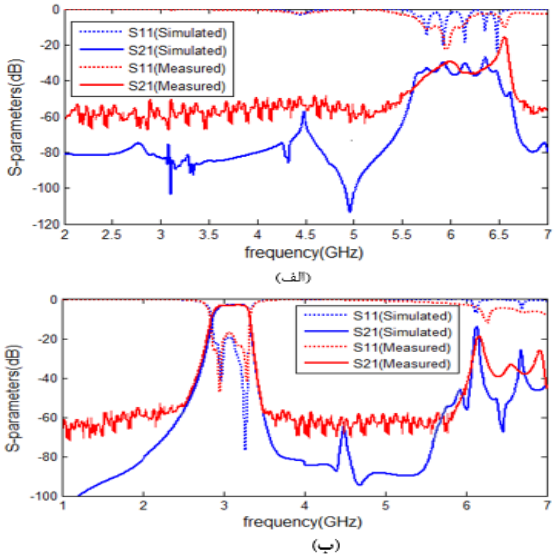


(الف)



(ب)

شکل ۱۶. تصویر ساختار فیلتر میان‌گذر متوازن ادغام شده با ساختار PBG: (الف) نمای بالا و (ب) نمای پایین



شکل ۱۷. پارامترهای پراکندگی فیلتر درجه شش چبی شف ادغام شده با ساختار PBG: (الف) مود مشترک و (ب) مود تفاضلی

جدول ۴. مقایسه با برخی از فیلترهای میان‌گذر متوازن siw

مرجع	درجه فیلتر	f_0 (GHz)	FBW_3dB %	IL (dB)	$S_{cc21}@f_0$ (dB)	باندگذر- S_{dd21} (dB)	باندگذر- S_{cc21} (dB)	$(\lambda_g \times \lambda_g)$
[1]	۴	۱۳/۴۵	۳/۵	۲/۱۵	< -۲۰	۱/۴۴f0 ،<-۲۰	۱/۴f0 ،<-۲۰	۲/۰۷×۱/۳
[6]	۶	۱۰/۱	۴/۴۵	۲/۶۵	< -۶۰	۱/۴۷f0 ،<-۲۰	۱/۹۸f0 ،<-۴۰	۱/۹×۱
[2]	۴	۱۰	۳	۱/۴	< -۴۷	۱/۵f0 ،<-۳۰	NA	۲/۲۲×۱/۷۹
[3]	۳	۵/۳	۱۷	۲/۳	< -۴۰	NA	NA	۱/۴×۱/۱۳
[7]	۳	۵/۳	۱۶	۱	< -۵۰	۱/۷f0 ،<-۲۰	۱/۴f0 ،<-۳	۱/۲×۰/۸۳
[16]	۳	۳/۱	۱۶	۱/۳	< -۵۵	۲f0 ،<-۱۰	۲f0 ،<-۵	۰/۷۱×۰/۷۱
This work	۶	۳/۱	۱۵	۲/۶	< -۵۵	۲f0 ،<-۲۰	۲/۱f0 ،<-۲۰	۰/۷×۱/۸۴

۵. نتیجه‌گیری

مراحل روش طراحی فیلترهای میان‌گذر متوازن با استفاده از رزوناتورهای تزویج با استفاده از ماتریس کوپلینگ، گام به گام بررسی و ارائه شد. در این مقاله، یک فیلتر تفاضلی میان گذر مرتبه شش چبی شف بر اساس رزوناتورهای EMSIW و QMSIW و با بهره‌گیری از ساختارهای متناوب PBG طراحی و شبیه‌سازی شد که نکات مثبت این فیلتر ارائه شده بر پایه ساختار مجتمع شده در زیرلایه، حذف بالای CM، میزان حذف بالای باندن‌گذر مودهای تفاضلی و مشترک و همچنین ابعاد فیزیکی به مراتب پایین‌تر جهت پیاده‌سازی در مقایسه با سایر فیلترهای متوازن ارائه شده در مقالات است. فیلتر درجه شش میزان roll-off حدود دو برابر نسبت نوع درجه ۳ از خود نشان می‌دهد. در این مقاله با استفاده از سه سلول PBG محدودیت پهنای باند مود مشترک فیلتر ارائه شده بهبود یافته و در شبیه‌سازی به حدود بالای ۳۵ دسی‌بل رسیده است. نمونه اولیه طرح پیشنهادی ساخته شده با نتایج شبیه‌سازی شده مطابقت خوبی دارد. فیلتر پیشنهادی دارای اندازه ابعاد کمتر، میزان تلفات عبوری مناسب و شیب تیزی بالایی است که نشان می‌دهد روش و توپولوژی پیشنهادی کاندید مناسبی برای طراحی فشرده فیلترهای متوازن است. این روش ممکن است در طراحی سامانه‌ها و مدارات تفاضلی کم هزینه با عملکرد بالاتر از ۵ گیگابیت بر ثانیه مفید باشد که به حذف مود مشترک پهن باند نیاز دارند.

۶. مراجع

[1] Xu, X.; Wang, J.; Zhu, L. "A New Approach to Design Differential-Mode Bandpass Filters on SIW Structure"; IEEE Microw. Compon. Lett. Dec. 2013, 23, 635–637.

[2] Chu, H.; Li, P.; Chen, J. X.; "Balanced Substrate Integrated Waveguide Bandpass Filter with High Selectivity and Common-Mode Suppression"; IET Microw. Antennas Propag.Jan. 2015, 9, 133–141.

[3] Ho, M. H.; Li, C. S. "Novel Balanced Bandpass Filters Using Substrate Integrated Half-Mode Waveguide"; IEEE Microw. Compon. Lett, Feb. 2013, 23, 78–80.

[4] Chen, M. Y.; Hong, W.; Ho, M. H. "Balanced BPF Design Using Thesubstrate Integrated Waveguide"; Asia–Pacific Microw. Conf. (APMC), 2012, 25–27.

[5] Chen, J.; Chen, J. X.; Chu, H.; Bao, Z. H. "A Novel X-Band Differential Bandpass Filter Based on Oversized Substrate Integrated Waveguide Cavity"; Cross Strait Quad-Regional Radio Sci. and Wireless Tech. Conf. 2013, 62–65.

[6] Chu, P.; Hong, W.; Wang, K. "Balanced Substrate Integrated Waveguide Filter"; IEEE Trans. Microw. Theory Tech. 2014, 62, 4, 824–831.

[7] Shen Z.; Xu, K; Mbongo G. M.; Shi, J.; Yang, Y. "Compact Balanced Substrate Integrated Waveguide Filter with Low Insertion Loss"; IEEE Access, 2019, 7, 126111-5.

[8] Eisenstant, W. R.; Stengel, B.; Thompson, B. M. "Microwave Differential Circuit Design Using Mixed- Mode S Parameters"; ArtechHouse, Boston, MA, 2006.

[9] Edwards, T.; Steer, C. "Foundations of Interconnect and Microstrip Design"; John Wiley & Sons, Ltd, Chichester, 3rd Ed. 2000.

[10] Mongia, R.; Bahl, I.; Bhartia, P. "RF and Microwave Coupled Line Circuits"; Artech House, Boston, 1999.

[11] Freeman, J. C. "Fundamentals of Microwave Transmission Lines"; John Wiley & Sons, Inc., New York, 1996.

[12] Bockelman, D. E.; Eisenstadt, W. R. "Combined Differential and Commonmode Scattering Parameters: Theory and Simulation"; IEEE Trans. Microw. Theory Tech. Jul. 1995, 43, 1530–1539.

[13] Bell, H. C. "The Coupling Matrix in Low-pass Prototype Filters"; IEEE Microwave Magazine, 2007, 8, 70-76.

[14] Bell, H. C. "Canonical Lowpass Prototype Network for Symmetric Coupled-Resonator Bandpass Filters"; Electron. Lett. June 1974, 10, 265–266.

[15] Lai, Q.; Fumeaux, C.; Hong, W.; Vahldieck, R. "Characterization of the Propagation Properties of the Half-Mode Substrate Integrated Waveguide"; IEEE Trans. Microw. Theory Tech. Aug. 2009, 57, 1996–2004.

[16] Karmakar, N. C.; Mollah, M. N. "Potential Application of PBG Engineered Structures in Microwave Engineering: Part I"; Microw. J. Jul. 2004, 47, 22–44.