Archive of SID

نشریه علمی «رادار»
سال هفتم، شماره ۲، فصل پاییز و زمستان ۱۳۹۸؛ ص ۵۷-۴۷

ارائه یک دیپلکسر مایکروویوی بسیار کوچک با استفاده از موجبرهای مجتمع شده در زیر لایه مبتنی‌بر ساختارهای چپ‌گرد–راست‌گرد

مصطفی دانائیان[1*]

۱- استادیار، گروه مهندسی برق، دانشگاه ولی‌عصر(عج) رفسنجان، رفسنجان، ایران

(دریافت: ۹۸/۱۰/۱۶؛ پذیرش: ۹۹/۰۳/۰۸)

چکیده

در این مقاله، یک دیپلکسر مایکروویوی با ابعاد بسیار کوچک با استفاده از ساختارهای موجبری مجتمع شده در زیر لایه و بر پایه ساختارهای فراماده برای کاربردهای WLAN و WiMAX ارائه شده است. دیپلکسر پیشنهادی با ترکیب دو فیلتر میان‌گذر که در باندهای فرکانسی مربوط به فرستندگی و گیرندگی آنتن کار می‌کنند، طراحی شده است. اساس کار دیپلکسر پیشنهادی بر پایه روش مد میرا شونده بنا نهاده شده است. به منظور کاهش ابعاد ساختار پیشنهادی، در طراحی فیلترهای استفاده شده در دیپلکسر، از موجبرهای مجتمع شده در زیر لایه نصف شده استفاده شده است. برای کاهش بیشتر ابعاد دیپلکسر طراحی شده، از ساختارهای چپ‌گرد-راستگرد استفاده شده است. زمانی که موجبر زیر فرکانس قطع خود کار می‌کند، ε ساختار منفی می‌شود بنابراین ثابت انتشار (k) در فرکانس‌های زیر فرکانس قطع موجبر یک عدد موهومی خواهد شد که در این صورت از انتشار موج جلوگیری می‌شود. از این‌رو، به این حالت مد میرا شونده یا مد محو شونده گفته می‌شود. از آن‌جایی که مکمل حلقه‌های تشدیدی شکاف‌دار فرکتال اساساً مانند یک دوقطبی الکتریکی عمل می‌کنند، بنابراین، قادر خواهند بود در یک محدوده فرکانسی محدود ε منفی تولید نمایند. حال چنان‌چه از FCSRRها در ساختارهای موجبری مجتمع‌شده در زیر لایه و در زیر فرکانس قطع آن‌ها استفاده شود، FCSRRها توانایی آن را دارند که در یک محدوده فرکانسی محدود علامت ε اصلی ساختار را معکوس کنند. بر همین اساس با حک کردن FCSRRها روی سطح موجبر، ε منفی اصلی ساختار در زیر فرکانس قطع موجبر به ε مثبت تبدیل خواهد شد. بنابراین، انتشار موج جلو رونده خواهیم داشت. بر همین اساس و بر پایه روش مد میرا شونده، یک دیپلکسر مایکروویوی در فرکانس‌های ۲/۴ GHz و ۳/۵ GHz طراحی شده است. ابعاد دیپلکسر پیشنهاد شده برابر $0.09\lambda_g \times 0.30\lambda_g$ است. دیپلکسر پیشنهادی دارای خصوصیاتی هم‌چون ابعاد بسیار کوچک، تلفات بسیار کم، ایزولاسیون مناسب و طراحی آسان می‌باشد.

واژگان کلیدی

دیپلکسر مایکروویوی، موجبرهای مجتمع شده در زیرلایه، ساختارهای فراماده، مکمل رینگ‌های رزونانسی شکاف‌دار

۱. مقدمه

نیاز روزافزون انتقال اطلاعات در باند وسیع فرکانسی و لزوم طراحی و ساخت زیرسامانه‌های مخابراتی و دستگاه‌های مورد استفاده در فرکانس‌های مایکروویو، باعث می‌شوند شناخت صحیح، تجزیه‌وتحلیل و ساخت دقیق زیرسامانه‌ها از اهمیت بسیاری برخوردار باشند. کوپلرها، فیلترها، دیپلکسرها و تقسیم‌کننده‌های توان از پرکاربردترین ادوات غیرفعال موجود در جعبه‌ابزار طراحان مدارات مایکروویو می‌باشند. با گسترش دامنه کاربردهای ادوات مایکروویو و افزایش روزافزون کاربران، نیاز به سیستم‌های با ابعاد کوچک‌تر نیز در حال افزایش است. از سوی دیگر تجهیزات و ادوات به‌کار رفته در جنگ الکترونیک همواره نیازمند پهنای باند زیادی بوده‌اند. لذا تلاش‌های بسیاری جهت کوچک‌سازی ابعاد و افزایش پهنای باند ادوات مایکروویو صورت پذیرفته است. از طرف دیگر موجبر مجتمع زیرلایه (SIW) یک نوع جدید از ساختارهای هدایت‌کننده موج است که می‌تواند در مدارهای مجتمع مایکروویو و موج میلی‌متری به‌کاربرده شود که تا حدودی هم مزایای موجبر مستطیلی را دارد و هم بسیاری از معایب آن را ندارد. ضریب کیفیت بالا، ساخت آسان و کم‌هزینه، حجم، وزن و سطح مقطع کم، قابلیت تولید انبوه، قابلیت ارتباط با مدارهای صفحه‌ای و غیر صفحه‌ای ازجمله مزایای آن است. به‌همین دلیل در سال‌های اخیر با استقبال گسترده‌ای مواجه شده است و برای طراحی مدارها و عنصرها در باندهای مایکروویو و موج میلی‌متری مانند فیلترها، کوپلرها، دیپلکسرها و غیره

* رایانامه نویسنده مسئول: danaeian@vru.ac.ir

www.SID.ir

Archive of SID

مناسب خواهد بود [۶-۱].

از مدارات پرکاربرد در رادارها و سامانه‌های مایکروویوی دیپلکسر است. دیپلکسر یک المان غیرفعال مایکروویوی است که در سامانه‌های فرستنده-گیرنده مورد استفاده قرار می‌گیرد و با قراردادن آن در پشت آنتن، می‌توان فرستنده و گیرنده را به یک آنتن متصل‌کرد. بنابراین با استفاده از دیپلکسر می‌توان از یک آنتن هم به‌عنوان آنتن فرستنده و هم به‌عنوان آنتن گیرنده استفاده کرد. دیپلکسر باید در حالت فرستندگی، گیرنده را از سوختن ناشی از توان بالای فرستنده محافظت کند و در حالت گیرندگی سیگنال القاشده روی آنتن را به گیرنده منتقل کند [۱۶-۷].

از طرف دیگر، فراماده یا به عبارت دقیق‌تر ساختارهای چپ‌گرد-راست‌گرد امروزه در اکثر زمینه‌ها و مسائل الکترومغناطیس کاربرد فراوان دارد. از آن جمله می‌توان به فوتونیک، آنتن، مایکروویو و ... اشاره کرد. به‌دلیل خواص قابل‌کنترل و یکتای الکترومغناطیسی ساختارهای چپ‌گرد-راست‌گرد مثل کوچک کردن ابعاد مدارات مایکروویوی، که ناشی از سایز الکتریکی کوچک المان‌های این ساختارها است، عملکرد بهتری را به‌ویژه در فرکانس‌های بالا از خود نشان می‌دهند. طبیعت ساختارهای چپ‌گرد-راست‌گرد فرکانس گزینی است. به‌همین دلیل کاربرد آن‌ها در طراحی فیلترها و دیپلکسرهای فشرده بیشتر به‌چشم می‌خورد. برجسته‌ترین ویژگی خطوط انتقال چپ‌گرد-راست‌گرد، قابل‌کنترل بودن مشخصه‌های الکتریکی مانند دیاگرام پراکندگی و امپدانس مشخصه است. با این شرایط طراحی قطعات و بلوک‌هایی با عملکرد بهتر در مقایسه با ساختارهای قدیمی امکان‌پذیر است [۲۲-۱۷].

در این مقاله، یک دیپلکسر مایکروویوی با ابعاد فشرده و با پاسخ فرکانسی بسیار مناسب با استفاده از موجبرهای مجتمع شده در زیر لایه مبتنی‌بر ساختارهای چپگرد-راستگرد طراحی، شبیه‌سازی، ساخته و اندازه‌گیری شده است. دیپلکسر پیشنهادی با ترکیب دو فیلتر میان‌گذر که در باندهای فرکانسی مربوط به فرستندگی و گیرندگی آنتن کار می‌کنند، طراحی شده است. اساس کار دیپلکسر پیشنهادی بر پایه روش مد میرا شونده بنا نهاده شده است [۱۹-۱۷]. برای کوچک‌سازی ابعاد در طراحی دیپلکسر پیشنهادی، از موجبرهای مجتمع شده در زیر لایه نصف شده استفاده شده است. از این‌رو، ابعاد دیپلکسر پیشنهادی نصف شده است. علاوه‌بر این با استفاده از روش مد میرا شونده نیز ابعاد بیشتر کاهش می‌یابند [۱۹-۱۷]. لذا یک دیپلکسر با ابعاد بسیار کوچک در فرکانس‌های ۲/۴ GHz و ۳/۵ GHz طراحی شده است که برای کاربردهای WLAN و WiMAX ارائه شده است. دیپلکسر پیشنهاد شده در این مقاله دارای مزیت‌هایی مانند ابعاد بسیار کوچک، فرکانس‌گزینی بالا، ضریب کیفیت بالا و تلفات کم است.

۲. ساختارهای چپ‌گرد-راست‌گرد

به ساختارهایی که دارای ε و μ منفی هستند چپ‌گرد[1] (LH) و به ساختارهایی که دارای ε و μ مثبت هستند راست‌گرد[2] (RH)گفته می‌شود [۲۲-۲۰]. ساختار چپ‌گرد-راست‌گرد یک ساختار الکترومغناطیسی مصنوعی و همگن است که دارای خواص فیزیکی غیرعادی می‌باشد. از دید مداری، مدل مداری ساختار راست‌گرد شامل یک خازن در شاخه موازی و یک سلف در شاخه سری می‌باشد در حالی‌که مدل مداری ساختار چپ‌گرد شامل یک خازن در شاخه سری و یک سلف در شاخه موازی می‌باشد [۲۲-۲۰]. ساختارهای چپ‌گرد برخلاف ساختارهای راست‌گرد دارای سرعت فاز و ثابت انتشار منفی می‌باشند، ولی سرعت گروه در این مواد مانند ساختارهای راست‌گرد مثبت است [۲۲-۲۰]. بر همین اساس در ساختارهای راست‌گرد انتشار موج جلو رونده و در ساختارهای چپ‌گرد انتشار موج عقب رونده داریم. ذکر این نکته حائز اهمیت است که ساختارهای چپ‌گرد خالص وجود خارجی ندارند. زیرا با افزایش فرکانس مقادیر عناصر پارازیتیک در ساختار افزایش پیدا می‌کنند و این عناصر پارازیتیک خاصیت راست‌گرد از خود نشان می‌دهند. از این‌رو یک ساختار چپ‌گرد خالص نمی‌توان داشت و با ترکیبی از ساختارهای چپ‌گرد و راست‌گرد روبرو هستیم که به آن‌ها ساختارهای چپگرد-راست‌گرد یا CRLH می‌گویند [۲۲-۲۰]. به‌طور کلی خطوط انتقال چپ‌گرد و یا حالت عملی‌تر آن‌ها یعنی ساختارهای چپ‌گرد-راست‌گرد به روش‌های متفاوتی قابل پیاده‌سازی می‌باشند که مهم‌ترین آنها روش مبتنی‌بر ساختارهای تشدیدی و ساختارهای غیرتشدیدی هستند که به عنوان نمونه می‌توان به ساختارهای خازن اینتردیجیتال/استاب، استفاده از حلقه‌های تشدیدی شکاف‌دار[3] و مکمل آن‌ها[4] و همچنین استفاده از المان‌های فشرده SMD[5] اشاره کرد [۲۲-۲۰]. از بین روش‌های ارائه‌شده، روش پیاده‌سازی مبتنی‌بر ساختارهای تشدیدی عملکرد بهتری در زمینه طراحی فیلترها و دیپلکسرهای مایکروویوی از خود نشان می‌دهند. علاوه بر این، با هر دو فناوری ریزنواری[6] و CPW[7] سازگار می‌باشند [۲۲-۲۰]. در روش پیاده‌سازی مبتنی بر ساختارهای تشدیدی، سلول واحدها یا روی

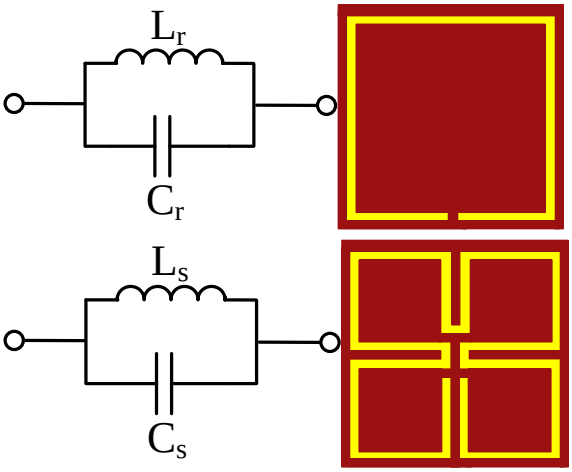
[1] Left Handed (LH)
[2] Right Handed (RH)
[3] Split Ring Resonator (SRR)
[4] Complementary Split Ring Resonators (CSRR)
[5] Surface Mount Device (SMD)
[6] Micrpstrip
[7] Coplanar Waveguide (CPW)

www.SID.ir

Archive of SID

صفحه زمین حک می‌شوند یا در کنار خط انتقال ریزنواری قرار داده می‌شوند [۲۲-۲۰].

مکمل حلقه‌های تشدیدی شکاف‌دار (CSRR) یک ساختار تشدیدی است که مانند یک تشدیدکننده LC موازی عمل می‌کند و می‌تواند با یک شار الکتریکی خارجی تحریک شود. به عبارت دیگر CSRRها مانند یک دوقطبی الکتریکی عمل می‌کنند، بر همین اساس CSRRها زمانی که توسط یک میدان الکتریکی خارجی متغیر با زمان در جهت محور z تحریک شوند، در نزدیکی فرکانس تشدید خود یک ε منفی تولید می‌کنند. به عبارت دیگر، می‌توانند به عنوان یک دو قطبی الکتریکی تشدیدی در نظر گرفته شوند و با یک میدان الکتریکی خارجی و محوری تحریک می‌گردند. بنابراین، CSRRها قادر خواهند بود در یک محدوه فرکانسی محدود ε منفی تولید نمایند. در این قسمت یک سلول واحد جدید برای طراحی فیلترهای استفاده شده در ساختار دیپلکسر پیشنهادی ارائه‌شده است. شکل سلول واحد ارائه‌شده با استفاده از روش فرکتال به‌دست آمده است که این سلول واحد را FCSRR نام‌گذاری کردیم. در شکل (۱) ساختار CSRR، FCSRR و مدار معادل آن‌ها نشان داده شده است [۲۲-۲۰]. همان‌طور که در شکل (۱) مشاهده می‌شود، با استفاده از شکاف‌های فرکتال، ظرفیت سلفی و خازنی سلول واحد ارائه شده FCSRRها در مقایسه با CSRRها با ابعاد یکسان افزایش یافته است. بنابراین، طول الکتریکی FCSRR ها نسبت به CSRRها با ابعاد مشابه کوچک‌تر است. بر همین اساس ابعاد ساختارهایی که از FCSRRها استفاده می‌کنند به مراتب از ساختارهایی که از CSRRها استفاده می‌کنند کوچک‌تر خواهد بود.



شکل (۱): ساختار CSRR، FCSRR و مدار معادل آن‌ها

با توجه به مدل مداری FCSRRها، فرکانس تشدید از رابطه زیر قابل محاسبه می‌باشد [۲۲-۲۰]:

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}} \qquad (۱)$$

که با تغییر ابعاد FCSRRها می‌توان به راحتی فرکانس تشدید آن‌ها را تغییر داد.

۳. طراحی دیپلکسر مایکروویوی پیشنهادی با ابعاد کوچک با استفاده از موجبرهای مجتمع شده در زیرلایه

۳-۱. ساختارهای موجبری مجتمع شده در زیر لایه

امروزه موجبرهای مستطیلی و قطعات ساخته شده با آن‌ها به خصوص در فرکانس‌های بالا، به خاطر خواص منحصر بفردی که دارند مورد توجه بسیاری از مهندسان مایکروویو قرار گرفته‌اند [۶-۱]. ساختارهای موجبری فاکتور ضریب کیفیت (Q) بالایی از خود نشان می‌دهند. بر همین اساس در طراحی ادوات مایکروویوی با استفاده از ساختارهای موجبری، می‌توان پارامترهای پراکندگی[1] کم تلف با توانایی جابه‌جایی توان بالا را داشته باشیم. از این‌رو ادوات مایکروویوی طراحی شده با استفاده از ساختارهای موجبری مانند فیلترها و دیپلکسرها دارای نرخ تغییرات تلفات زیاد از باند عبور به باند قطع می‌باشند که منجر به تیز شدن لبه‌های پایینی و بالایی فیلترها و دیپلکسرهای طراحی شده با ساختارهای موجبری می‌شود. موجبرها توانایی فراهم آوردن ε منفی زمانی که زیر فرکانس قطع مد غالب TE خود کار می‌کنند را دارا می‌باشند. بنابراین، موجبرهای مستطیلی زیر فرکانس قطع خود یعنی زیر فرکانس قطع مد TE، ε منفی تولید می‌کنند [۶-۱]. اما موجبرهای مستطیلی سنتی، حجیم، جاگیر و سنگین هستند و از همه مهم‌تر با فناوری مجتمع‌سازی مدارها بر روی یک زیر لایه (فناوری MMIC) سازگاری ندارند. علاوه‌بر این، اتصال موجبرهای مستطیلی به سایر خطوط انتقال نیز بسیار دشوار است و مجتمع‌سازی موجبرهای مستطیلی متداول با ساختارهای صفحه‌ای، فضای زیادی را می‌طلبد. به‌همین دلیل ما به‌ساختاری که عملکرد مشابه‌ای داشته باشد در عین حال این مشکلات را هم نداشته باشد، نیازمندیم. بنابراین ساختارهای مجتمع شده در زیرلایه (SIW) راه‌کاری بسیار مناسب برای حل این مشکل و جایگزینی خوب برای موجبر مستطیلی در فرکانس‌های بالا می‌باشد [۶-۱]. در نتیجه موجبر مجتمع شده در زیرلایه کاندیدای مناسبی برای تولید انبوه با هزینه کم در فرکانس‌های مایکروویو و موج میلی‌متری برای دهه بعد می‌باشد. موجبر مجتمع شده در زیر لایه بر مبنای زیر لایه عایقی با

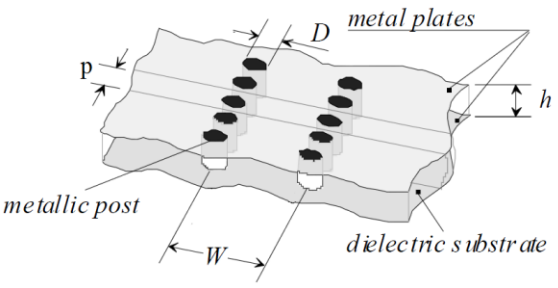
[1] S-Parameters

www.SID.ir

Archive of SID

صفحات فلزی در بالا و پایین آن و حفره‌های متالیزه شده، پیشنهاد دهنده یک ساختار فشرده، کم تلف، دارای قابلیت انعطاف و کم‌هزینه برای مجتمع‌سازی مدارهای غیرفعال، فعال و عناصر تشعشعی بر روی یک زیر لایه است [۶-۱].

در اساس ایده مدارهای مجتمع‌شده در زیرلایه، تحقق ساختارهای غیرمسطح موجبری به‌وسیله زیرلایه‌های عایقی است. این کار با ایجاد کانال‌های موجبری مصنوعی در زیرلایه‌ها انجام می‌گیرد. روش متداول برای ایجاد کانال‌های موجبری در یک زیر لایه، بهره‌گیری از دیواره‌های فلزی تعبیه‌شده در درون آن است که معمولاً هر یک از این دیواره‌ها شامل ردیفی از حفره‌های فلزی (via های متالیزه شده) هستند. بنابراین موجبر مجتمع شده در زیر لایه به‌وسیله قرار دادن دو ردیف از حفره‌های متالیزه شده در زیر لایه ساخته می‌شود. شکل(۲) ساختار SIW را نشان می‌دهد که در آن دیواره‌های فلزی جانبی موجبر مستطیلی با دو ردیف از استوانه‌های فلزی (viaهای متالیزه شده) جایگزین شده‌اند [۶-۱].



شکل (۲): ساختار موجبر مجتمع شده در زیرلایه [۲].

بر همین اساس، ساختار SIW یک موجبر مسطح می‌باشد که از نظر مشخصات تلف، رفتاری به مراتب بهتر از دیگر خطوط انتقال مسطح به‌ویژه خط ریزنواری دارد. از این‌رو ساخت ادوات با ضریب کیفیت بالا مانند فیلترها، دیپلکسرها، مشددها و ... را در فرکانس‌های بالا و موج میلی‌متری با استفاده از روش‌های کم هزینه متداول، ممکن می‌سازد. این مساله به نوبه خود پیچیدگی و هزینه اتصالات میانی مابین مدارهای غیرمسطح با ضریب کیفیت بالا و ساختارهای مسطح را به حداقل می‌رساند. بنابراین ساختارهای SIW، یک روش جذاب برای طراحی کم هزینه و اجزاء موجبری بسیار یک‌پارچه و جامع را فراهم می‌آورند. به‌همین دلیل در این مقاله برای طراحی دیپلکسر پیشنهادی، از موجبرهای مجتمع شده در زیر لایه استفاده شده است [۶-۱].

۳-۲. موجبرهای مجتمع شده در زیر لایه ترکیب شده با ساختارهای چپ‌گرد-راست‌گرد

ثابت انتشار برای موجبر مستطیلی یا موجبرهای مجتمع شده در زیر لایه که مدهای TE و TM را پشتیبانی می‌کنند با استفاده از رابطه زیر به‌دست می‌آید [۲]:

$$k = \omega\sqrt{\mu_r \varepsilon_{eff}}\,, \qquad \varepsilon_{eff} = \varepsilon_r\left(1-\frac{\omega_0^2}{\omega^2}\right) \qquad (۲)$$

که ε_r , μ_r به‌ترتیب ضریب نفوذپذیری مغناطیسی نسبی و ضریب گذردهی الکتریکی نسبی زیرلایه پرکننده داخل موجبر می‌باشند. مد غالب موجبر مد TE_{10} است که فرکانس قطع آن ω_0 در نظر گرفته شده است.

حال زمانی که موجبر زیر فرکانس قطع خودکار می‌کند یعنی زمانی که $\omega_0 > \omega$ است، ε_{eff} منفی می‌شود. ازاین‌رو، k یک عدد موهومی خواهد شد. بنابراین، به مد به‌دست‌آمده، مد میرا شونده یا مد محو شونده گفته می‌شود. بنابراین، چون فرکانس کاری کمتر از فرکانس قطع موجبر است در این صورت مد غالب موجبر تحریک نخواهد شد ازاین‌رو، اصلاً انتشاری نخواهیم داشت. بنابراین در این حالت ناحیه‌ای داریم که در آن $\mu > 0$ و $\varepsilon < 0$ است. این حالت از دیدگاه کاربردهای موجبری یک حالت بی‌فایده و کم‌اهمیت است ولی از دیدگاه فراماده‌ای و بر پایه سناریوی ساختارهای چپ‌گرد-راست‌گرد، یک خاصیت بسیار ویژه، مهم و کاربردی خواهد بود که توجه زیادی را به خود جلب نموده است [۱۹-۱۷]. زیرا به‌طور خودکار یک ساختار چپ‌گرد- راست‌گرد یکنواخت با ε منفی به‌دست می‌آید، بدون آن‌که هیچ ساختار تشدیدی را تعریف کنیم یا هیچ تلفات اضافی را برای فرکانس‌های کمتر از فرکانس قطع موجبر متحمل شویم. بنابراین، موجبرها در زیر فرکانس قطع، ε منفی تولید می‌کنند ولی μ منفی برای تحقق خط انتقال چپ‌گرد-راست‌گرد موجود نیست تا یک انتشار موج عقب رونده داشته باشیم. ازاین‌رو ما فقط نیازمند این هستیم که یک μ منفی به‌منظور شبیه‌سازی یک ساختار چپ‌گرد-راست‌گرد در فرمت موجبری تولید نماییم یا به نحوی ε منفی داخل موجبر در زیر فرکانس قطع را مثبت کنیم تا یک انتشار موج جلو رونده داشته باشیم. این قضیه بسیار جالب است که با بارگذاری کردن یک ساختار با ε منفی داخل موجبر (البته زیر فرکانس قطع موجبر)، می‌توان پارامترهای ماده اصلی را به نحوی دست‌کاری کرد که نتیجه آن داشتن یک باند عبور جلو رونده در زیر فرکانس قطع موجبر باشد که این قضیه برای استفاده در کاربردهای واقعی بسیار مناسب و جذاب است [۱۹-۱۷].

اما از آن‌جایی که موجبرهای مستطیلی سنتی، حجیم، جاگیر و سنگین هستند از این‌رو حک کردن شکاف‌ها روی آن‌ها خیلی قابل تحقق نیست. به‌همین دلیل از ساختارهای SIW استفاده شده است که ساختارهای جدید اما مشابه ساختارهای

www.SID.ir

Archive of SID

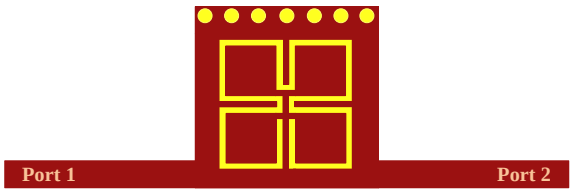
هدایت‌کننده موج می‌باشند که با استفاده زیر لایه‌های مسطح به همراه آرایه‌های خطی متناوب از viaهای فلزی تحقق می‌یابند. ازاین‌رو، ساختارهای SIW در کاربردهای موجبری مبتنی بر ساختارهای چپ‌گرد-راست‌گرد مورد استفاده قرار گرفته‌اند. دقیقاً مانند موجبرهای مستطیلی، مد غالب ساختارهای SIW هم‌چنان مد TE_{10} است که به‌همین دلیل دارای مشخصه‌ی فرکانس قطع می‌باشند. از این‌رو، با وارد کردن سلول‌های چپ‌گرد-راست‌گرد به SIW (زیرا حک کردن سلول‌های چپ‌گرد-راست‌گرد روی آن‌ها خیلی راحتر از حک کردن این سلول‌ها روی موجبرهای مستطیلی فلزی متداول است)، می‌توانیم به‌راحتی به انتشار موج جلو رونده و عقب رونده دست‌یابیم. بنابراین با استفاده از این توپولوژی‌ها می‌توان به ساختارهای مایکروویوی با تلفات کم، فشرده و با ابعاد کوچک، پاسخ فرکانسی متقارن و هم‌چنین دارای قابلیت مجتمع‌سازی بر روی یک زیر لایه دست یافت [۱۹-۱۷].

ساختار SIW نصف مد یا HMSIW که نصفی از توزیع میدان را از مد غالب TE_{10} در خود نگه می‌دارد نیز مشابه ساختار SIW است با این تفاوت که سایز را نسبت به حالت SIW کاهش می‌دهد که این کاهش سایز تقریباً برابر نصف است بدون آن‌که به کارایی خدشه‌ای وارد شود. هر دو ساختار پیشنهاد شده را می‌توان با استفاده از فنّاوری PCB[1] ساخت که دارای توانایی بسیاری از قبیل کاهش هزینه، مجتمع‌سازی آسان با دیگر مدارات و ... است [۱۹-۱۷].

همان‌طورکه در قسمت قبل بیان شد، از آن‌جایی که FCSRR ها زمانی که توسط یک میدان الکتریکی خارجی متغیر با زمان در جهت محور z تحریک شوند، در نزدیکی فرکانس تشدید خود یک ε منفی تولید می‌کنند. بنابراین، با توجه به آن‌که در ساختارهای موجبری و در زیر فرکانس قطع موجبرها ε_r اصلی ساختار منفی است (براساس رابطه‌ی K)، ازاین‌رو با حک کردن FCSRR ها روی سطح موجبر برای فرکانس‌های کمتر از ω_0، ε_{eff} حاصله مثبت می‌شود. بنابراین در این حالت انتشار موج خواهیم داشت که یک انتشار موج جلو رونده خواهد بود. به عبارت دیگر FCSRR ها توانایی آن را دارند که علامت ε اصلی یک ماده را معکوس کنند [۱۹-۱۷]. ازاین‌رو ε منفی اصلی ماده در زیر فرکانس قطع موجبر با بارگذاری کردن FCSRR ها روی سطح موجبر به ε مثبت تبدیل خواهد شد. در اینجا ذکر این نکته حائز اهمیت است که با اضافه نمودن FCSRRها به ساختار، ε مثبت و انتشار موج جلو رونده داریم ولی درهرصورت چون یک ساختار فرامادّه به‌کار رفته است تا پارامترهای مؤثر ماده مهندسی شوند و انتشار موج به‌راحتی صورت پذیرد، همین خود یک کاربرد از ساختارهای چپ‌گرد-راست‌گرد است که با فنّاوری‌های سنتی به‌آسانی دست‌یافتنی نیست [۱۹-۱۷].

لذا دو دلیل برای آن‌که اساساً چرا ساختارهای موجبری را برای به‌کار بردن فرامواد انتخاب شده‌اند می‌توان برشمرد. دلیل اول این است که موجبرها، فاکتور ضریب کیفیت (Q) بالایی از خود نشان می‌دهند که این امکان را می‌دهد که با استفاده از آن‌ها در طراحی، مؤلفه‌های کم تلف با توانایی جابه‌جایی توان بالا داشته باشیم. دلیل دوم هم این است که موجبرها زمانی که زیر فرکانس قطع مد غالب TE خودکار می‌کنند ε منفی تولید می‌کنند. که از دید فرامادّه‌ای یک خاصیت بسیار جذاب محسوب می‌شود. بیان این نکته حائز اهمیت است که با افزودن FCSRR ها به موجبرهای مجتمع شده در زیر لایه مد غالب موجبر تغییر نمی‌کند و تأثیری در مد غالب ندارند [۱۹-۱۷].

در شکل (۳)، ساختار فیلتر باند باریک پیشنهادی بر پایه موجبر مجتمع شده در زیر لایه نصف مد بارگذاری شده با سلول واحد FCSRR نشان داده شده است.



شکل (۳): پیکره‌بندی فیلتر باند باریک پیشنهادی

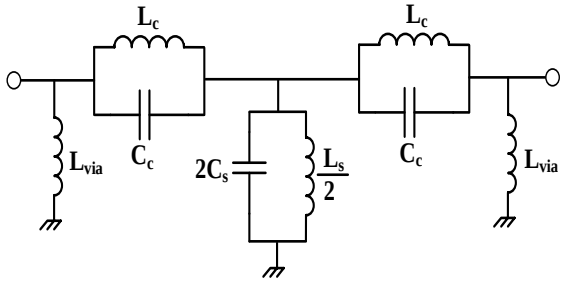
در شکل (۴) مدار معادل کلی ساختار برای فیلتر پیشنهادی شکل (۳) نشان داده شده است. این مدل مداری به منظور تایید و تصدیق روش طراحی فیلتر پیشنهادی استخراج شده است. از تلفات مواد در مدل‌ها صرف‌نظر شده است. چنان‌چه در شکل (۴- الف) مشاهده می‌شود، ساختار HMSIW می‌تواند به‌عنوان یک خط انتقال دوسیمه معمولی که توسط صفحه فلزی و صفحه زمین شکل‌گرفته است، در نظر گرفته شود؛ که این خط با تعداد نامتناهی از بازوهای اتصال کوتاه شده (viaهای متالیزه شده)، بارگذاری شده است. با نگاه‌کردن از مرکز موجبر، مشاهده می‌شود که بازوهای اتصال کوتاه شده به‌عنوان یک سلف (اندوکتانس) پس از یک تکه از خط انتقال ظاهر می‌شوند و ازاین‌رو توسط یک L_{via} در مدار معادل، مدل می‌شوند. این قسمت یک پاسخ بالاگذر را به‌دنبال خواهد داشت [۷]. مکمل حلقه‌های تشدیدی شکاف‌دار فرکتال یعنی FCSRR، به‌وسیله تانک رزونانسی موازی مدل

[1] Printed Circuit Board

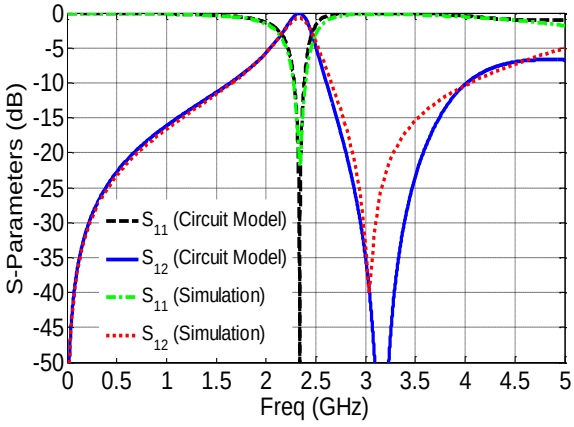
www.SID.ir

Archive of SID

می‌شوند که به‌وسیله خازن C_s و سلف L_s شکل‌گرفته‌اند. در این مدل L_c از اتصال سلفی به‌واسطه شکاف حلقه خارجی میان خط انتقال موجبری و حلقه‌های تشدیدی شکاف‌دار فرکتال حکایت می‌کند. خازن تزویج که توسط شکاف تزویج میان خط انتقال موجبری و FCSRR تحقق می‌یابد به‌وسیله C_c وارد مدار معادل می‌شود [۷]. بیان این نکته حائز اهمیت است که مدل مداری ارائه شده حقیقتاً به‌منظور ساده کردن تفسیرها و تحلیل‌ها مورد استفاده قرار گرفته است. در شکل (۴- ب) نتایج شبیه‌سازی‌شده برای مدل مداری ارائه شده‌ی شکل (۴- الف) با نتایج شبیه‌سازی تمام موج فیلتر پیشنهادی، مقایسه شده است. مقادیر به‌دست‌آمده برای سلف‌ها و خازن‌ها در جدول زیر آورده شده‌اند. با توجه به نتایج به‌دست آمده در شکل (۴- ب) مشاهده می‌شود که مدل ارائه شده به خوبی رفتار فیلتر پیشنهادی را مدل می‌کند.



(الف)



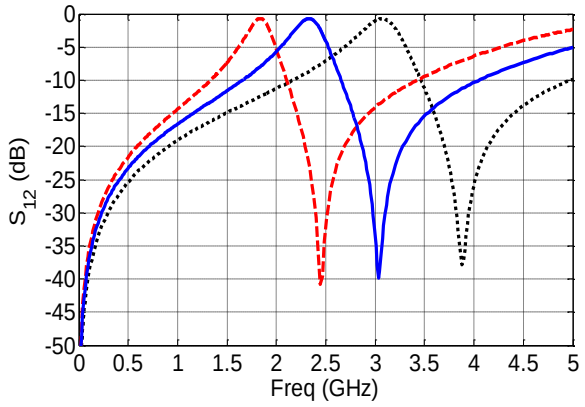
(ب)

شکل (۴): الف) مدار معادل فیلتر میان‌گذر پیشنهادی یک طبقه
ب) مقایسه نتایج شبیه‌سازی و نتایج مدار معادل

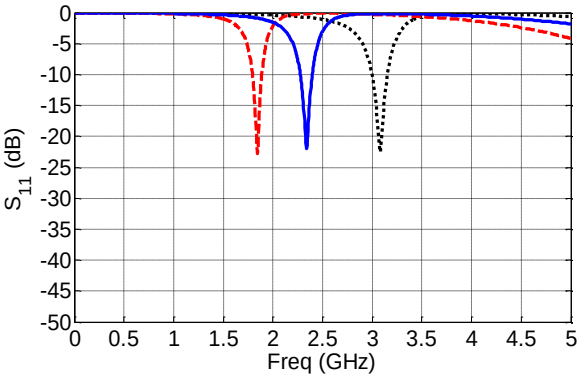
جدول (۱): مقادیر سلف و خازن مدار معادل

L_{via}=2.7 nH	C_c=1.95 pF	L_c=1.3 nH	C_r=3.3 pF	L_r=3.3 nH

در شکل (۵) نحوه تغییر فرکانس مرکزی فیلتر پیشنهادی با تغییر ابعاد FCSRR مورد بررسی قرارگرفته است. همان‌طور که در این شکل‌ها نشان داده شده است به‌راحتی می‌توان فرکانس مرکزی فیلتر را تغییر داد. در شکل (۶) دیاگرام‌های ثابت انتشار و ثابت تضعیف فیلتر باند باریک پیشنهادی نشان داده شده‌اند. این شکل بیان‌گر این است که باند عبور جلو رونده در زیر فرکانس قطع در نزدیکی فرکانس ۲/۴ GHz رخ داده است زیرا شیب نمودار β یک شیب زیاد شونده و مثبت است. هم‌چنین نمودار مربوط به ثابت تلفات نیز نشان‌دهنده این است که دو باند عبور در رنج فرکانسی نشان داده شده وجود دارد که یکی مربوط به باند عبور در اثر انتشار موج جلو رونده در زیر فرکانس قطع موجبر است که ناشی از واردکردن FCSRR است و دیگری باند عبور بالاگذر ذاتی و اصلی مربوط به خود موجبر با ابعاد داده شده است. برای این ساختار، فرکانس قطع موجبر در نزدیکی فرکانس ۵ GHz است.



(الف)

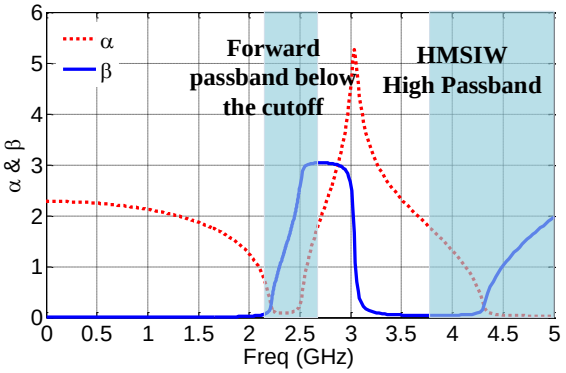


(ب)

شکل (۵): پاسخ فرکانسی‌های فیلتر باند باریک پیشنهادی با تغییر ابعاد سلول واحد FCSRR، الف) S_{12} و ب) S_{11}

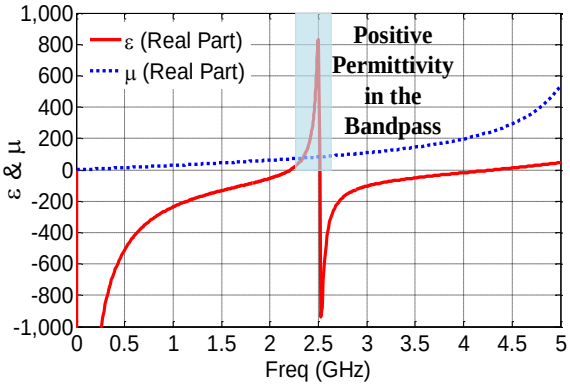
www.SID.ir

Archive of SID



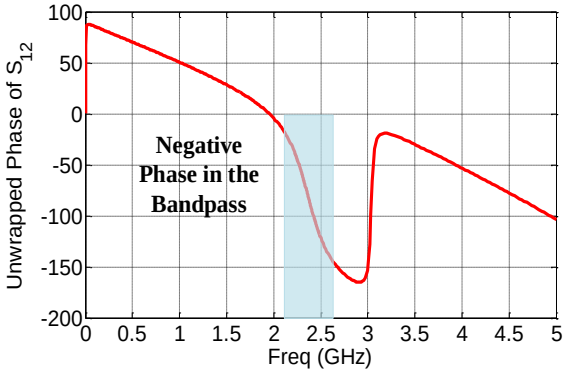
شکل (۶): دیاگرام‌های ثابت انتشار و ثابت تضعیف فیلتر باند باریک پیشنهادی

از طرفی نمودار ضریب گذردهی الکتریکی (ε) و ضریب نفوذپذیری مغناطیسی (μ) فیلتر باند باریک پیشنهادی در شکل (۷) نمایش داده شده است. در حقیقت شکل (۷) این فرضیه را که ε مثبت داخل باند عبور به‌دست می‌آید تائید می‌کند.



شکل (۷): نمودار ضریب گذردهی الکتریکی (ε) و ضریب نفوذپذیری مغناطیسی (μ) فیلتر باند باریک پیشنهادی

همان‌طور که در شکل قابل مشاهده است، با بارگذاری کردن یک ساختار با ε منفی داخل موجبر، در زیر فرکانس قطع موجبر می‌توان پارامترهای ماده اصلی را به‌نحوی دست‌کاری کرد که نتیجه‌ی آن داشتن یک باند عبور جلو رونده در زیر فرکانس قطع موجبر باشد که این قضیه برای استفاده در کاربردهای واقعی بسیار مناسب و جذاب است. همان‌طورکه در بخش قبل بیان شد، یک موجبر با صفحات موازی بارگذاری شده با FCSRR، یک محیط با ε منفی را فراهم می‌آورد. با توجه به رابطه K، ازآن‌جایی‌که ε_r اصلی ساختار منفی است و چون موجبر در زیر فرکانس‌قطع خود کار می‌کند ازاین‌رو ε_{eff} حاصله، برای فرکانس‌های کمتر از ω_0 مثبت می‌شود و انتشار موج خواهیم داشت. این قضیه بدین‌صورت نیز قابل‌بیان است که FCSRR توانایی آن را دارد که علامت ε اصلی یک ماده را معکوس کند. از این‌رو ε منفی اصلی ماده در زیر فرکانس قطع موجبر با حک کردن FCSRR ها روی سطح موجبر به ε مثبت تبدیل خواهد شد. در شکل (۸) فاز unwrap برای فیلتر پیشنهادی و به‌منظور تائید روش طراحی فیلتر رسم شده است. همان‌طور که در این شکل نیز مشاهده می‌شود، فاز فیلتر طراحی شده در نزدیکی فرکانس عبور، منفی است که بیان‌گر جلورونده بودن انتشار موج در فیلتر پیشنهادی است.



شکل (۸): نمودار فاز فیلتر باند باریک پیشنهادی

۳-۳. موجبرهای مجتمع شده در زیر لایه ترکیب‌شده با ساختارهای چپ‌گرد-راست‌گرد

به طور کلی دیپلکسرهای فرکانسی، شبکه‌هایی هستند که عمل جداسازی سیگنال‌های با فرکانس‌های مختلف را انجام می‌دهند [۷-۱۶]. دیپلکسرهای باند وسیع که چندین کانال مجاور را می‌پوشانند، از اجزای کلیدی دسته‌بندی سیگنال در گیرنده‌ها در محیط جنگ الکترونیک هستند. در دیپلکسرها جدایی کانال فرستنده و گیرنده بر اساس فضای فرکانسی است که با قرار دادن فیلترهای مناسب در هر کانال به‌دست می‌آید [۷-۱۶]. بنابراین، دیپلکسرها معمولا از ترکیب دو فیلتر میان‌گذر در باندهای فرکانسی مربوط به فرستندگی و گیرندگی آنتن تحقق می‌یابند. از این‌رو برای طراحی دیپلکسر ابتدا باید فیلترهای مربوطه طراحی شوند. از طرفی در مسیر آنتن تا گیرنده، کمتر بودن تلفات مسیر و دیپلکسر باعث بهبود عدد نویز سامانه خواهد شد. بنابراین، در مسیر آنتن تا LNA[1] ورودی برای بهبود عدد نویز سعی می‌شود کمترین تلفات، حاصل شود. برای ساخت فیلترها و دیپلکسرها می‌توان از عناصر فشرده، مدارهای میکرواستریپ یا ساختارهای کواکسیالی استفاده نمود [۷-۱۶]. اما برای بهبود بازده سامانه ازنظر توان و کاهش تلفات حرارتی مسیر خروجی تقویت‌کننده توان تا آنتن، لازم است محیط انتقال موجبری باشد. با کاهش طول‌موج در فرکانس‌های بالا، دقت

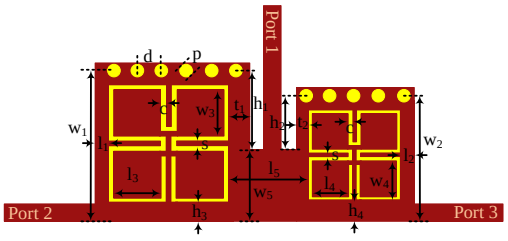
[1] Low Noise Amplifier (LNA)

www.SID.ir

Archive of SID

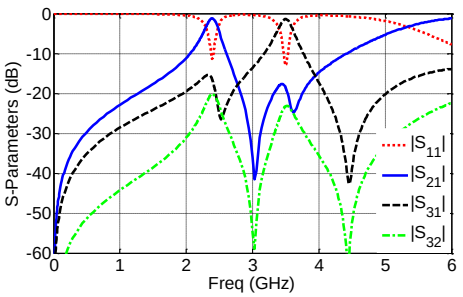
ساخت در ادوات موجبری حائز اهمیت می‌شود. این مسئله به‌خصوص باعث افزایش قیمت این‌گونه محصولات خواهد شد. در باند Ku افت عبوری ناشی از به‌کارگیری عناصر فشرده مایکروویو در فیلترها و دیپلکسرها قابل‌قبول نیست ازاین‌رو استفاده از عناصر فشرده سلفی و خازنی در فیلترها و دیپلکسرهای باند میلی‌متری امکان‌پذیر نیست [۱۶-۷]. از طرفی فیلترهای میکرواستریپی هم تلفات فراوانی را ایجاد می‌کنند و توانایی انتقال توان‌های بالا را ندارند. در عوض، فیلترهای موجبری علاوه بر تلفات کم، توانایی انتقال توان‌های بالا را دارند. به‌همین دلیل استفاده از ادوات موجبری برای داشتن تلفات کم و توانایی انتقال توان‌های بالا به‌خصوص در باند میلی‌متری، لازم است [۱۶-۷]. لذا دیپلکسر موردنظر باید از نوع موجبری طراحی و ساخته شود. با توجه به این‌که ساخت فیلترهای موجبری پیچیده‌تر از فیلترهای مایکرواستریپی است و با فنّاوری MMIC هم سازگاری ندارند بنابراین، ساختارهای مجتمع‌شده در زیر لایه را برای ساخت دیپلکسرهای موجبری انتخاب نموده‌ایم.

دیپلکسر طراحی‌شده در شکل (۹) نشان داده شده است. دیپلکسر پیشنهادی با استفاده از سری کردن دو فیلتر طراحی شده در شکل (۳) با ابعاد متفاوت طراحی شده است.



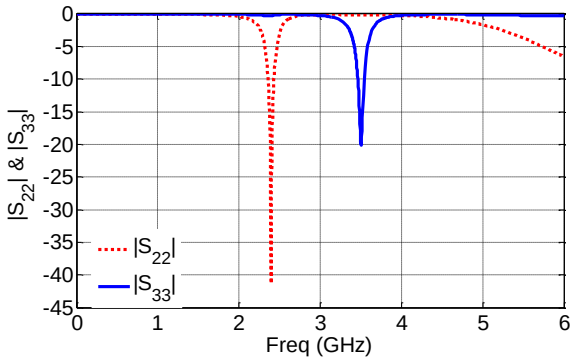
شکل (۹): پیکربندی دیپلکسر پیشنهادی

پاسخ فرکانسی شبیه‌سازی‌شده دیپلکسر پیشنهادی در شکل (۱۰) نشان داده شده است. این دیپلکسر در باندهای ۲/۴ GHz که مربوط به WLAN بوده و ۳/۵ GHz که مربوط به WiMAX هستند طراحی شده است.



شکل (۱۰): پاسخ فرکانسی شبیه‌سازی‌شده دیپلکسر پیشنهادی

در شکل (۱۱) میزان S_{22} و S_{33} برای دیپلکسر طراحی‌شده رسم شده است. همان‌طور که در این شکل‌ها مشاهده می‌شود توان برگشتی به هر یک از دهانه‌های ورودی ناچیز بوده و در حدود ۲۰ dB است.



شکل (۱۱): پاسخ فرکانسی S_{22} و S_{33} شبیه‌سازی‌شده دیپلکسر پیشنهادی

در شکل (۱۲) نیز نمودار تأخیر گروه برای دیپلکسر پیشنهادی نشان داده شده است. همان‌طور که در این شکل مشاهده می‌شود، تأخیر گروه از ۱/۶ ns کمتر بوده و هم‌چنین بیشترین تغییرات تأخیر گروه برای دیپلکسر پیشنهادی در دو باند عبور کمتر از ۰/۲ ns است.

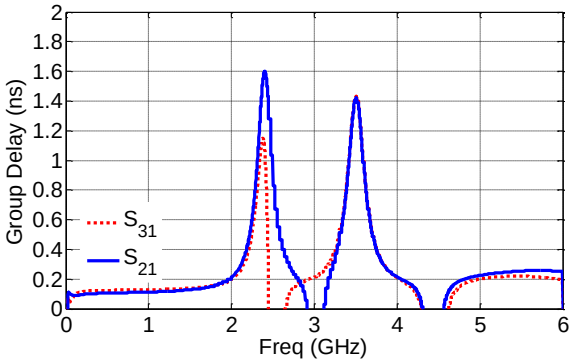
ذکر این نکته حائز اهمیت است که فرکانس مرکزی و پهنای باند در هر باند عبور دیپلکسر طراحی شده را به‌راحتی و به صورت جداگانه می‌توان با تغییر ابعاد مکمل حلقه‌های تشدیدی شکاف‌دار فرکتال و فاصله FCSRRها تا دهانه‌های خروجی تنظیم نمود. ابعاد قسمت‌های مختلف دیپلکسر طراحی شده در جدول (۲) آورده شده است.

جدول (۲): ابعاد قسمت‌های مختلف دیپلکسر طراحی شده

l_1=1.8 mm	l_2=1.9 mm	l_3=2.1 mm	l_4=1.5 mm	l_5=6.8 mm
W_1=6.2 mm	W_2=4.8 mm	W_3=2.1 mm	W_4=1.5 mm	W_5=1 mm
h_1=5.2 mm	h_2=3.8 mm	h_3=1.2 mm	h_4=0.5 mm	t_1=0.4 mm
t_2=0.7 mm	s= 0.2 mm	c= 0.2 mm	p= 0.8 mm	d= 1.5 mm

www.SID.ir

Archive of SID



شکل (۱۲): تأخیر گروه شبیه‌سازی‌شده دیپلکسر پیشنهادی

مراحل طراحی و فرآیند بهینه‌سازی ابعاد برای دیپلکسر پیشنهادی عبارتند از:

۱- فرکانس قطع مد غالب TE_{10} برای ساختار دیپلکسر پیشنهادی با پارامترهای w_1، d و p تنظیم می‌شود.

۲- فرکانس مرکزی برای کانال اول دیپلکسر پیشنهادی با پارامترهای w_3، l_3، c و s تنظیم می‌شود.

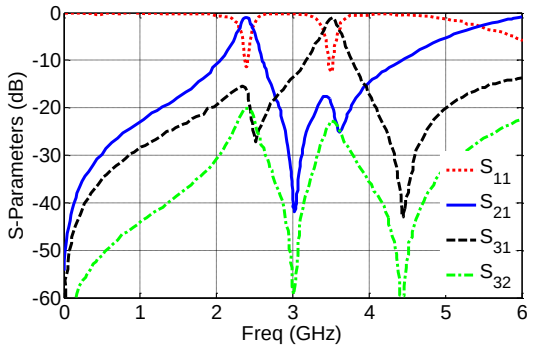
۳- فرکانس مرکزی برای کانال دوم دیپلکسر پیشنهادی با پارامترهای w_4، l_4، c و s تنظیم می‌شود.

۴- پهنای‌باند برای کانال اول دیپلکسر پیشنهادی با پارامترهای l_1 و h_3 تنظیم می‌شود.

۴. نتایج شبیه‌سازی و اندازه‌گیری دیپلکسر طراحی شده

در این مقاله یک دیپلکسر مایکروویوی فشرده بر پایه نظری فرامواد و با استفاده از ساختارهای موجبری مجتمع شده در زیر لایه طراحی، شبیه‌سازی، ساخته و اندازه‌گیری شده است. پاسخ‌های فرکانسی دیپلکسر طراحی شده با استفاده از نرم‌افزار شبیه‌ساز الکترومغناطیسی ADS[1] به‌دست آمده‌اند. دیپلکسر پیشنهادی، دارای ابعادی به میزان $۱۹/۷ \times ۶/۲\ mm^2$ است که معادل $۰/۳۰\ \lambda_g \times ۰/۰۹\ \lambda_g$ است که λ_g طول موج هدایت شده[2] در فرکانس مرکزی دیپلکسر در باند عبور اول می‌باشد. در طراحی ساختارهای پیشنهادی از زیر لایه RO4003C با ثابت دی الکتریک ۳/۵۵ و ضخامت ۰/۵۸ mm استفاده شده است. عرض خط انتقال هم به‌منظور تطبیق ۵۰ Ω در دهانه‌های ورودی و خروجی برابر ۱/۱۳ mm در نظر گرفته شده است. همان‌طور که در پاسخ‌های فرکانسی شبیه‌سازی شده مربوط به دیپلکسر پیشنهادی مشاهده می‌شود، میزان تلفات انتقال S_{12} (باند عبور اول) کمتر از ۱/۲ dB و میزان تلفات انتقال S_{13} (باند عبور دوم) کمتر از ۱/۴ dB است که بیان‌کننده توانایی بالای این دیپلکسر در عبور سیگنال و انتقال توان با حداقل تلفات می‌باشد. همچنین میزان S_{11} برای باند عبور اول برابر ۱۲ dB و برای باند عبور دوم برابر ۱۴ dB است که این پارامتر نیز بیان‌گر میزان کم توان برگشتی به دهانه‌های ورودی و تلفات کم دیپلکسر طراحی شده است. میزان ایزولاسیون بین درگاهی‌های ۲ و ۳ نیز بیشتر از ۲۰dB است که بیان‌گر میزان توان انتقالی ناچیز از درگاهی ۲ به درگاهی ۳ در دیپلکسر طراحی شده است. علاوه‌بر این، به‌منظور داشتن شبیه‌سازی‌های نزدیک به حالت عملی، تلفات دی‌الکتریک و تلفات اهمی لایه فلزی نیز در محاسبات وارد شده‌اند که میزان رسانایی برای مس را $\sigma = ۵/۸\times۱۰^{۷}$ S/m و تانژانت تلفات را برای زیر لایه برابر $\tan\delta = ۰/۰۰۲۷$ برای شبیه‌سازی‌ها در نظر گرفته شده است.

به منظور اعتبار بخشی به روش طراحی، دیپلکسر طراحی‌شده ساخته و اندازه‌گیری شده است. عکس ساخت فیلتر پیشنهادی در شکل (۱۳) نشان داده شده است. در شکل (۱۴) نتایج پارامترهای S اندازه‌گیری شده دیپلکسر پیشنهادی نشان داده‌شده است. بر اساس نتایج به‌دست آمده، دیده می‌شود که نتایج اندازه‌گیری با نتایج شبیه‌سازی سازگاری بسیار خوبی دارند. اختلاف ناچیز موجود میان نتایج اندازه‌گیری شده و نتایج شبیه‌سازی، به‌دلیل تلفات کانکتورها و تلفات در فرآیند اندازه‌گیری است. اندازه‌گیری با استفاده از تحلیل‌گر شبکه[3] Rohde & Schwarz, zvk صورت گرفته است.



شکل (۱۴): پاسخ فرکانسی اندازه‌گیری‌شده دیپلکسر پیشنهادی

[1] Advanced Design System (ADS)
[2] Guided Wavelength
[3] Vector Network Analyzer(VNA)

www.SID.ir

Archive of SID

همان‌طور که در شکل (۱۴) مشاهده می‌شود، میزان S_{12} اندازه‌گیری شده برای باند عبور اول کمتر از ۱/۳۵ dB و میزان S_{13} اندازه‌گیری شده برای باند عبور دوم کمتر از ۱/۵۰ dB است. هم‌چنین میزان S_{11} برای باند عبور اول کمتر از ۱۲ dB و برای باند عبور دوم کمتر از ۱۴ dB است. از طرف دیگر ایزولاسیون اندازه‌گیری شده میان هر یک از کانال‌ها بسیار خوب و بیشتر از ۲۰ dB است. پهنای باند کانال اول تقریبا ۱۴۰ MHz که معادل پهنای باند کسری[1] ۵/۹ ٪ است و پهنای باند کانال دوم نزدیک به ۱۵۰ MHz که معادل پهنای باند کسری ۴/۳٪ می‌باشد.

در نهایت در جدول (۳- پیوست)، دیپلکسر پیشنهادی با چند دیپلکسر دیگر مقایسه شده است. همان‌طور که دیده می‌شود ابعاد دیپلکسر طراحی شده در مقایسه با سایر دیپلکسرها بسیارکوچکتر می‌باشد. به‌علاوه، دیپلکسر طراحی شده دارای تلفات بازگشتی و تلفات انتقال بسیار خوب می‌باشد. هم‌چنین قابلیت مجتمع‌سازی بر روی یک زیر لایه را دارا می‌باشد. با توجه به جدول (۳- پیوست)، ابعاد دیپلکسر پیشنهادی نسبت به مراجع شماره ۱۵ و ۱۶ به ترتیب ۷۴٪ و ۵۳٪ کاهش سایز داشته است.

۵. نتیجه‌گیری

در این مقاله، یک دیپلکسر با ابعاد بسیار کوچک با استفاده موجبرهای مجتمع شده در زیر لایه مبتنی بر ساختارهای چپ‌گرد-راست‌گرد پیشنهاد شده است. هر چند در زمینه کوچک‌کردن ابعاد ساختارهای مایکروویوی مبتنی بر ساختارهای موجبری مجتمع شده در زیر لایه کارهای خوبی صورت گرفته است ولی با این‌حال هنوز این نیاز که می‌توان با ارائه سلول‌های واحد جدید به ساختارهایی با ابعاد کوچک‌تر دست یافت، حس می‌شود. از این‌رو یکی از اهداف اصلی این مقاله ارائه دیپلکسر مایکروویوی است که علاوه بر این‌که دارای مشخصات خوبی می‌باشد دارای ابعاد بسیار کوچکی نیز باشد. فیلترهای میان‌گذر ارائه شده برای پیاده‌سازی دیپلکسر با استفاده از ساختارهای موجبری مجتمع شده در زیر لایه برپایه ساختارهای چپ‌گرد-راستگرد، در مقایسه با فیلترهای مبتنی بر ساختارهای موجبری مجتمع شده در زیر لایه بدون ساختارهای چپ‌گرد-راستگرد، دارای ابعاد بسیار کوچک‌تری هستند. علاوه‌بر این، به‌منظور کاهش بیشتر ابعاد ساختار دیپلکسر پیشنهادی، از موجبرهای مجتمع شده در زیر لایه نصف شده (HMSIW) استفاده شده است. به منظور اعتبار بخشی به روش طراحی دیپلکسر، ساختار دیپلکسر پیشنهادی ساخته و اندازه‌گیری شده است. با توجه به نتایج به‌دست‌آمده به وضوح دیده می‌شود که نتایج اندازه‌گیری با نتایج شبیه‌سازی سازگاری خیلی خوبی دارند. با توجه به نتایج به‌دست آمده، دیپلکسر طراحی شده با استفاده از FCSRR ها و بر پایه روش مد میراشونده، دارای مزیت‌هایی هم‌چون تلفات کم، قابلیت کنترل‌پذیری فرکانس مرکزی و پهنای باند، لبه‌های بسیار تیز، قابلیت مجتمع‌سازی بر روی یک زیر لایه و ابعاد بسیار کوچک‌تر هستند. از طرفی میزان تضعیف آنها در خارج از باند زیاد بوده و با هر دو فناوری مایکرواستریپ و CPW سازگار می‌باشند.

[1] Fractional Bandwidth (FBW)

۶. مراجع

[1] K. Wu, "Integration and Interconnect Techniques of Planar and Nonplanar Structures for Microwave and Millimeter-Wave Circuits Current Status and Future Trend," Proc Asia–Pacific Microwave Conf 2001, Taipei, Taiwan, pp. 411–416, December 2001.

[2] D. Deslandes and K. Wu, "Integrated Microstrip and Rectangular Waveguide in Planar Form," IEEE Microwave Wireless Component Letter 11, pp. 68–70, 2001.

[3] D. Deslandes and K. Wu, "Single-Substrate Integration Technique of Planar Circuits and Waveguide Filters," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 51, pp. 593-596, 2003.

[4] K. Wu, D. Deslandes, and Y. Cassivi, "The Substrate Integrated Circuits– a New Concept for High-Frequency Electronics and Optoelectronics," in Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Service, 2003. TELSIKS 2003. 6th International Conference on, pp. P-III-P-Xvol1, 2003.

[5] M. Bozzi, L. Perregrini, K. Wu, and P .Arcioni, "Current and Future Research Trends in Substrate Integrated Waveguide Technology," Radioengineering, vol. 18, pp. 201-209, 2009.

[6] D. Deslandes and W. Ke, "Accurate Modeling, Wave Mechanisms, and Design Considerations of a Substrate Integrated Waveguide," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 54, pp. 2516-2526, 2006.

[7] D. Yuandan and T. Itoh, "Substrate Integrated Waveguide Loaded by Complementary Split-Ring Resonators for Miniaturized Diplexer Design," IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 21, no. 1, pp. 10–12, Jan. 2011.

[8] S. Sirci, J. D. Martinez, J. Vague, and V. E. Boria, "Substrate Integrated Waveguide Diplexer Based on Circular Triplet Combline Filters," IEEE Microwave and Wireless Components Letters 25, no. 7, pp. 430-432, 2015.

[9] G.-L. Alejandro, S.-P. Magdalena, and S. H. Yeung, "SIW Compact Diplexer," In 2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS2014), IEEE, pp. 1-4, 2014.

[10] Z. Cheng, C. Fumeaux, and C. Chew Lim, "Substrate Integrated Waveguide Diplexers with Improved Y Junctions," Microwave and Optical

www.SID.ir

Archive of SID

[17] Y. Dong, T. Yang, and T. Itoh, "Substrate Integrated Waveguide Loaded By Complementary Split-Ring Resonators And Its Applications To Miniaturized Waveguide Filters," IEEE Trans Microwave Theory Tech., vol. 57, pp. 2211–2223, 2009.

[18] L. Wu, X. Zhou, W. Yin, L. Zhou, and J. Mao, "A Substrate Integrated Evanescent-Mode Waveguide Filter With Non-Resonating Node in Low-Temperature Co-Fired Ceramic," IEEE Trans Microwave Theory Tech., vol. 58, pp. 2654–2662, 2010.

[19] M. Danaeian, K. Afrooz, and A. Hakimi, "Miniaturization of Substrate Integrated Waveguide Filters Using Novel Compact Metamaterial Unit-Cells Based On SIR Technique," AEU-International Journal of Electronics and Communications, vol. 84, pp. 62-73, 2018.

[20] R. Marques, M. Ferran, and M. Sorolla, "Metamaterials with Negative Parameters: Theory, Design and Microwave Applications," vol. 183, John Wiley & Sons, 2011.

[21] F. Martin, "Artificial Transmission Lines for RF and Microwave Applications," John Wiley & Sons, 2015.

[22] C. Caloz and T. Itoh, "Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Application," Wiley Inter science, 2006.

Technology Letters, vol. 58, no. 6, pp. 1384-1388, 2016.

[11] M. Rezaee and A. R. Attari, "A Compact Substrate Integrated Waveguide Diplexer Using Dual Mode Resonator as a Junction for System in Package Applications," Electromagnetics, vol. 37, no. 2, pp. 92-105, 2017.

[12] H. Zhang, W. Kang, and W. Wu. "Design of a Miniaturized X-Band Diplexer Based on Novel One-Third-Mode Substrate Integrated Resonator Filters," Frequenz, vol. 72, no. 1-2, pp. 57-61, 2017.

[13] S. Y. Zheng, Z. L. Su, Y. M. Pan, Z. Qamar, and D. Ho, "New Dual-/Tri-Band Bandpass Filters and Diplexer With Large Frequency Ratio," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques 66, no. 6, pp. 2978-2992, 2018.

[14] K. Zhou, C.-X. Zhou, and W. Wu, "Compact SIW Diplexer with Flexibly Allocated Bandwidths Using Common Dual-Mode Cavities," IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 28, no. 4 pp. 317-319, 2018.

[15] M. Danaeian, K. Afrooz, and A. Hakimi, "Miniaturized Substrate Integrated Waveguide Diplexer Using Open Complementary Split Ring Resonators," Radioengineering, vol. 26, no. 1, p. 31, 2017.

[16] S. Karamzadeh, "Miniaturized half mode SIW diplexer loaded by FCSRR," International Journal of RF and Microwave Computer Aided Engineering, vol. 28, no. 9, e21446, 2018.

جدول (۳- پیوست): مقایسه عملکرد دیپلکسر پیشنهادی با سایر دیپلکسرها

Reference number	Insertion Loss ($\|S_{21}\|$ or $\|S_{31}\|$) Channel 1	Insertion Loss ($\|S_{21}\|$ or $\|S_{31}\|$) Channel 2	Suppression ($\|S_{21}\|$ or $\|S_{31}\|$) Channel 1	Suppression ($\|S_{21}\|$ or $\|S_{31}\|$) Channel 2	Size ($\lambda_g \times \lambda_g$)	Isolation ($\|S_{32}\|$)
[7]	1.6 dB	2.3 dB	43 dB @ 4.66GHz	28 dB @ 5.80GHz	0.27×0.217	32 dB
[8]	1.6 dB	2.1 dB	42 dB @ 9.5GHz	37 dB @ 10.5GHz	2.04×0.65	35 dB
[10] (Diplexer 1)	1.92 dB	2.14 dB	33 dB @ 7.4GHz	42 dB @ 8.2GHz	3.06×1.38	–
[10] (Diplexer 2)	1.83 dB	2.13 dB	34 dB @ 7.4GHz	43 dB @ 8.2GHz	2.96×1.38	–
[11]	3.4 dB	2.8 dB	9 dB @ 5.75GHz	17.5 dB @ 6.16GHz	2.33 λ^2_g	52 dB
[12]	2.1 dB	1.4 dB	35 dB @ 10GHz	32 dB @ 11.5GHz	2.75×1.18	34 dB
[13]	0.94 dB	1.32 dB	20 dB @ 2.35GHz	18 dB @ 29.87GHz	0.46×0.34	22 dB
[14]	1.34 dB	1.41 dB	19 dB @ 12GHz	17 dB @ 14GHz	1.99×1.39	27 dB
[15] (Diplexer 1)	1.6 dB	3.2 dB	24 dB @ 4.33GHz	23 dB @ 5.99GHz	0.28×0.26	30 dB
[15] (Diplexer 2)	1.8 dB	2.3 dB	22 dB @ 4.78GHz	52 dB @ 5.77GHz	0.41×0.24	26 dB
[16]	1.65 dB	1.72 dB	37 dB @ 2.21GHz	39 dB @ 2.93GHz	0.30×0.19	35 dB
This work	**1.35 dB**	**1.5 dB**	**12 dB @ 2.4GHz**	**14 dB @ 3.5GHz**	**0.30×0.09**	**21 dB**

www.SID.ir

Archive of SID

Journal of "Radar"
Vol. 7, No. 2, 2020 (Serial No. 22)

Miniaturized Half-Mode Substrate Integrated Waveguide Diplexer based on FCSRR Unit-Cell

M. Danaeian *

* Vali-e-Asr university of Rafsanjan, Rafsanjan, Iran

(Received: 06/01/2020, Accepted: 28/05/2020)

Abstract

In this paper a miniaturized diplexer for WLAN and WiMAX applications is presented, based on half-mode substrate integrated waveguide (HMSIW) technology by loading a novel metamaterial unit-cell. The proposed metamaterial unit-cells are called fractal open complementary split-ring resonators (FCSRRs). The proposed FCSRRs behave as electric dipoles if appropriately stimulated, and are able to generate a forward-wave passband region below the cutoff frequency of the waveguide structure. The electrical size of the proposed FCSRRs unit-cell is smaller than the conventional CSRRs unit-cell. Therefore, the FCSRR unit-cell is a good candidate to miniaturize the SIW structure. The proposed diplexer has been designed by cascading two bandpass filters with different center frequencies. The HMSIW bandpass filters are implemented by etching two FCSRR unit-cells with different sizes. The design procedure is based on the theory of evanescent mode propagation in which the FCSRR unit-cells behave as electric dipoles. A forward-wave passband below the intrinsic cutoff frequency of the HMSIW structure has been achieved by loading the FCSRR unit-cells on the metal surface of the HMSIW structure. This proposed diplexer displays high selectivity and compact size by using sub-wavelength resonators. The designed diplexer has been fabricated and experimental verifications have been provided. The measured results are in a good agreement with the simulated ones. The total size of the proposed diplexer is about $0.30\ \lambda_g \times 0.09\ \lambda_g$. The proposed diplexer shows significant advantages in terms of size reduction, low loss, high selectivity, high Q-factor, easy bandpass frequency shifting, easy fabrication and easy integration with other planar microwave circuits.

Keywords: half-mode substrate integrated waveguide (HMSIW), electric dipoles, evanescent-mode, fractal complementary split-ring resonators (FCSRRs), bandpass filter, microwave diplexer, miniaturization

* Corresponding author E-mail: danaeian@vru.ac.ir

www.SID.ir