

طراحی و شبیه‌سازی اتصال چرخان موجبری بر مبنای فناوری موجبر شکافی برای کاربردهای باند ۶۰ GHz

مرضیه نصری^۱، داود ظریفی^{۲*}

۱- کارشناس ارشد مخابرات دانشگاه کاشان، ۲- استادیار دانشکده برق و کامپیوتر دانشگاه کاشان

(دریافت: ۱۳۹۹/۱۰/۲۱، پذیرش: ۱۳۹۹/۱۲/۰۴)

چکیده

این مقاله به طراحی و شبیه‌سازی یک اتصال چرخان موجبری با استفاده از فناوری موجبر شکافی برای کاربردهای موج میلی‌متری می‌پردازد. ساختار اتصال چرخان از دو مبدل مود TE_{10} به TM_{01} و یک قسمت چرخان بین دو موجبر دایروی تشکیل می‌شود. در موجبر دایروی، مود TM_{01} که دارای تقارن چرخشی است تحریک شده است. مهمترین مزیت استفاده از فناوری موجبر شکافی، قابلیت آن برای کاهش پیچیدگی و هزینه ساخت به خصوص در فرکانس‌های موج میلی‌متری است؛ زیرا نیازی به اتصال بین قسمت‌های ثابت و متحرک ساختار اتصال چرخان نیست. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد که در زوایای چرخش مختلف در محدوده فرکانسی ۵۸/۵ GHz تا ۶۱ GHz، تلفات عبوری و بازگشتی بهتر از ۰/۴ dB و ۱۰ dB می‌باشد.

کلید واژه‌ها: اتصال چرخان موجبری، فناوری موجبر شکافی، باند ۶۰ GHz

۱- مقدمه

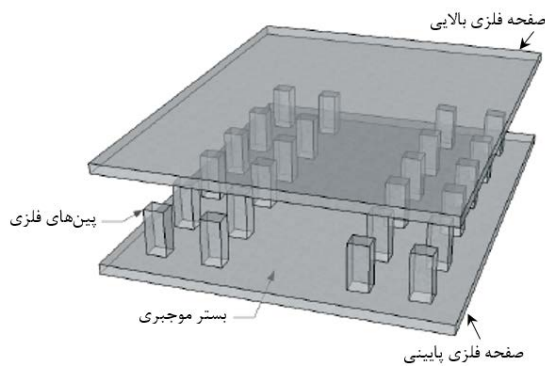
دایروی به موجبر مستطیلی و قسمت بلبرینگ است. در برخی از ساختارها از اتصالات هم‌محور برای تبدیل موجبر مستطیلی به دایروی استفاده می‌شود که طبیعتاً سطح توان قابل تحمل ساختار را کاهش می‌دهد.

اخیراً با گسترش مخابرات، استفاده از فرکانس‌های موج میلی‌متری به ویژه باند ۶۰ GHz مورد توجه قرار گرفته است. مزایای بالقوه این باند فرکانسی سبب شده تا در کاربردهای مختلفی مانند ارتباطات کوتاه‌برد، خودروهای بدون راننده، نسل جدید تلفن‌های همراه و غیره به کار گرفته شود [۹]. پیاده‌سازی ادوات میکروویوی در فرکانس‌های بالا با استفاده از فناوری‌هایی مانند میکرواستریپ و موجبرهای متداول با مشکلاتی همراه است. افزایش تلفات زیرلایه در مدارات میکرواستریپ و همچنین نیاز به اتصال دقیق بین بخش‌های مختلف در موجبرهای فلزی متداول از جمله مشکلات مهمی است که باعث افزایش هزینه و پیچیدگی ساخت می‌شوند. در سال ۲۰۰۹، فناوری جدیدی به نام موجبر شکافی ارائه شد که مشکلات فناوری‌های قبلی را مرتفع کرد [۱۰ و ۱۱]. در سال‌های بعد، انواع آنتن‌ها و ادوات میکروویوی مانند فیلتر، کوپلر، تقسیم‌کننده توان و ... بر اساس این فناوری پیاده‌سازی شده و در کاربردهای متنوع موج میلی‌متری مورد استفاده قرار گرفته‌اند [۱۷-۱۲].

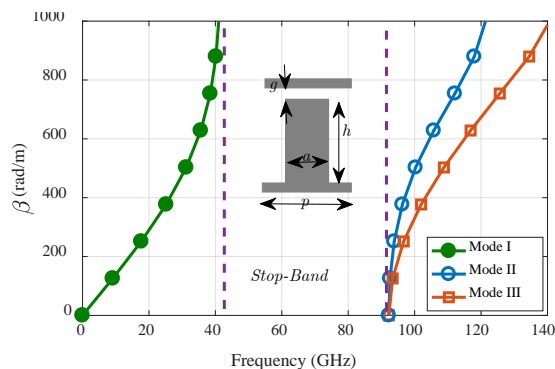
استفاده از امواج میلی‌متری در سامانه‌های ردیابی ماهواره‌ها، رادارهای جستجوگر و بسیاری از کاربردهای دیگر مستلزم در اختیار داشتن اتصالات چرخان موجبری به‌منظور چرخش مکانیکی پرتو تشعشعی آنتن‌های با بهره زیاد می‌باشد [۱۸].

سامانه‌های راداری شناسایی به آنتن‌هایی با قابلیت جستجو در دو راستای ارتفاع و افق نیاز دارند. این جستجو معمولاً به دو صورت مکانیکی و الکترونیکی قابل انجام است. هدایت پرتو به‌صورت الکترونیکی فقط در آنتن‌های آرایه‌ای با تغییر فاز تحریک هر عنصر امکان‌پذیر است، که در بسیاری از کاربردها از نظر هزینه مقرون به‌صرفه نیست [۱]. در کاربردهایی که آنتن‌ها به‌صورت مکانیکی هدایت می‌شوند، آنتن متصل به فرستنده/گیرنده ثابت باید بتواند با حفظ اتصال، در جهات مورد نظر بچرخد. اتصال‌های چرخان موجبری ادواتی هستند که امکان این چرخش را با وجود ثابت بودن فرستنده/گیرنده فراهم می‌کنند. به‌طور کلی، از نظر ساختاری این اتصالات دارای دو بخش ثابت و گردان هستند. بخش گردان به آنتن جهت اسکن و بخش ثابت به فرستنده/گیرنده متصل می‌شود و دو بخش توسط یک دریچه قابل چرخش (بلبرینگ) به یکدیگر متصل می‌شوند. تاکنون انواع مختلفی از اتصالات موجبری مانند چندکاناله، نوع هم‌محور و ... در [۸-۲] ارائه شده است. در اتصال‌های چرخان، معمولاً از موجبرهای دایروی به‌عنوان موجبر اصلی در بدنه چرخش استفاده می‌شود، زیرا دایروی بودن آن امکان چرخش ۳۶۰° را بهتر و راحت‌تر فراهم می‌کند؛ اما دهانه‌های خروجی آن عمدتاً موجبرهای مستطیلی هستند تا بتوانند به سادگی به آنتن و فرستنده/گیرنده متصل شوند. بنابراین مهمترین قسمت‌های طراحی در اتصال‌های چرخان، طراحی مناسب مبدل موجبر

است، دیواره‌های کناری موجبر با پین‌های فلزی متناوب و فاصله‌هایی جایگزین می‌شوند. از این‌رو، برخلاف موجبرهای فلزی متداول، نیازی به تماس فیزیکی بین دیواره‌های کناری و بالایی موجبر وجود ندارد. بنابراین، پیچیدگی و هزینه ساخت به خصوص در فرکانس‌های موج میلی‌متری که طول موج بسیار کوچک است، کاهش می‌یابد. این ویژگی به‌عنوان ویژگی اساسی و کاربردی فناوری موجبر شکافی در ساخت آنتن‌ها و ادوات مختلف موج میلی‌متری شناخته می‌شود.



شکل (۲): ساختار یک موجبر شکافی groove.

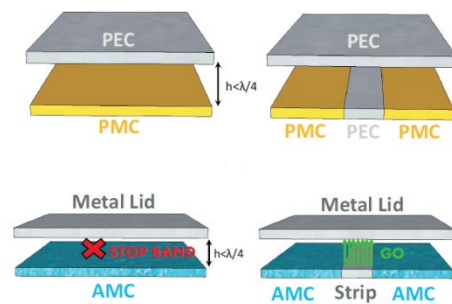


شکل (۳): نمودار پاشندگی ساختار متناوب از پین‌های

فلزی. ابعاد برحسب میلی‌متر عبارتند از: $a = 0.5$, $h = 1$, $p = 1$ و $g = 0.2$.

نمودار پاشندگی ساختار متناوب پین‌های فلزی را می‌توان با استفاده از نرم‌افزار CST MWS و با استفاده از روش حل Eigenmode محاسبه نمود. تأثیر مولفه‌های مختلف ساختار مانند ارتفاع و ابعاد عرضی پین‌ها، دوره تناوب آن‌ها و فاصله‌هایی، در مرجع [۱۲] بررسی شده است. با کمک راهنمای طراحی، مقادیر مناسب دوره تناوب پین‌ها، فاصله‌هایی و ابعاد سلول واحد برای دستیابی به باند توقف از حدود ۴۰ GHz تا ۹۰ GHz مطابق شکل (۳) به‌دست آمده است. همچنین به‌منظور بررسی عملکرد دیواره‌های مسیر موجبری در جلوگیری از نشت موج، توزیع میدان الکتریکی ساختار در فرکانس ۶۰ GHz در شکل (۴) نشان داده شده است. مشاهده می‌شود که موج الکترومغناطیسی پس از عبور از یک و دو ردیف پین به‌ترتیب تا حدود ۱۵ dB و ۳۰ dB

سال‌های گذشته نمونه‌هایی از این نوع اتصال‌ها بر مبنای ساختارهای موجبری متداول پیشنهاد شده است [۲۰ و ۱۹]. در این مقاله، از مفاهیم و ویژگی‌های فناوری موجبر شکافی که امکان دستیابی به موجبرهایی با عدم نیاز به اتصال فیزیکی دیواره‌ها را فراهم می‌کند، برای طراحی یک اتصال چرخان باند ۶۰ GHz می‌شود. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد که ساختار پیشنهادی در محدوده فرکانسی ۵۸/۵ GHz تا ۶۱ GHz دارای ضریب انعکاس کمتر از -۱۰ dB بوده و از نشت موج در حین چرخش هم جلوگیری شده است.



شکل (۱): اساس فناوری موجبر شکافی.

۲- فناوری موجبر شکافی

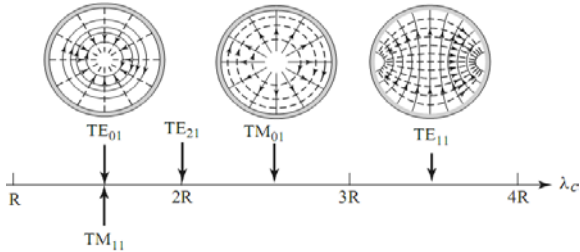
به‌طور کلی، مفهوم موجبر شکافی بر اساس کنترل امواج الکترومغناطیسی در جهت‌های مطلوب و جلوگیری از انتشار آن در جهت‌های نامطلوب با استفاده از اصول شرایط مرزی و سطوح هادی کامل الکتریکی^۱ و هادی کامل مغناطیسی^۲ بیان می‌شود. مطابق شکل (۱)، این موجبر شامل دو صفحه موازی از جنس PEC و PMC است. اگر فاصله دو صفحه کمتر از ربع طول موج فرکانس کاری انتخاب شود، آنگاه طبق معادلات ماکسول و شرایط مرزی که دو صفحه PEC/PMC به موج اعمال می‌کنند، هیچ موجی نمی‌تواند در فاصله بین دو صفحه منتشر شود. در واقع، همه مدهای موجبر دو صفحه موازی، در یک باند فرکانسی مشخص، در حالت قطع قرار می‌گیرند [۱۰]. در عمل برای تحقق PMC، می‌توان از سطوح امپدانس بالا استفاده کرد که می‌تواند به‌عنوان ساختاری متشکل از پین‌های فلزی متناوب در نظر گرفته شود. با تغییر ابعاد پین‌ها و دوره تناوب آن‌ها، می‌توان باند قطع ساختار را بر محدوده فرکانسی مورد نظر منطبق کرد.

برای استفاده از این مفهوم در قالب موجبر، کافی است مسیری در میان پین‌های فلزی ایجاد کرد. بسته به این‌که این مسیر موجبری، بستر توخالی یا دندانه شکل باشد، انواع مختلف موجبرهای شکافی شکل می‌گیرند [۱۱]. با توجه به ساختار نمونه‌ای از این نوع موجبرها که در شکل (۲) نشان داده شده

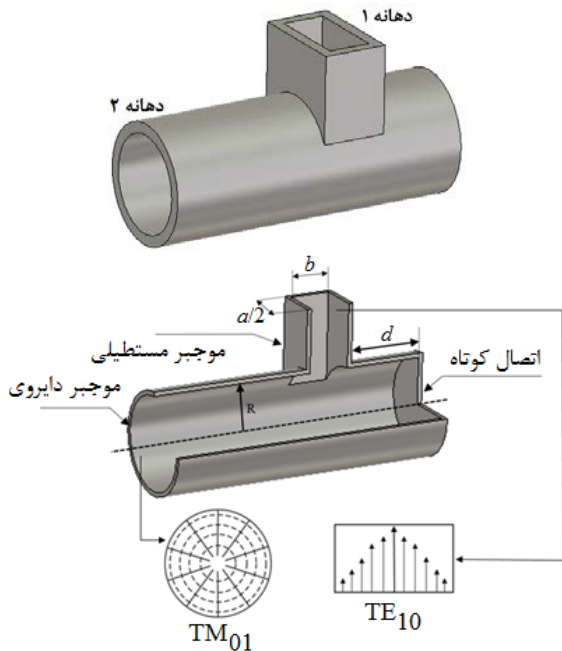
^۱ Perfect Electric Conductor

^۲ Perfect Magnetic Conductor

با توجه به طول موج ۵ mm در فرکانس مرکزی ۶۰ GHz، شعاع موجبر دایروی باید در محدوده ۱/۹۲ mm تا ۲/۴۳ mm انتخاب شود که در اینجا $R = ۲/۲$ mm فرض می‌شود.



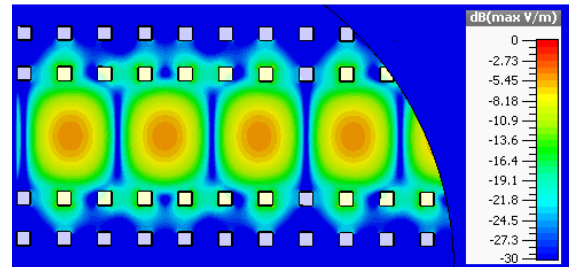
شکل (۵): پنج مود ابتدایی موجبر دایروی با طول موج‌های قطع (λ_c) $۳/۴۱R$ ، $۲/۶۱R$ ، $۲/۰۵R$ و $۱/۶۱R$ خطوط ممتدو خط‌چین، به ترتیب نشان‌دهنده خطوط میدان الکتریکی و مغناطیسی است.



شکل (۶): ساختار یک مبدل موجبر مستطیلی به موجبر دایروی.

اکنون با توجه به توزیع میدان الکتریکی دو مود TE_{11} و TM_{01} که در شکل (۵) نشان داده شده است، با انتخاب مناسب صحیح روش تحریک، می‌توان فقط مود TM_{01} را در داخل موجبر دایروی ایجاد کرد. نمونه‌های مختلفی از مبدل‌های مود TE_{10} موجبر مستطیلی به مود TM_{01} موجبر دایروی در مراجع پیشنهاد شده است [۲۲-۲۴]. در شکل (۶) یک ساختار ساده از مبدل‌های موجبر مستطیلی به دایروی نشان داده شده است. این ساختار شامل موجبرهای دایروی و مستطیلی است که انتهای موجبر دایروی اتصال کوتاه شده و دو موجبر عمود به یکدیگر قرار گرفته‌اند [۲۴]. اساس کار مبدل به این صورت است که با تحریک مود TM_{01} در موجبر دایروی، زمانی که موج به انتهای اتصال کوتاه می‌رسد منعکس شده و موج ایستا تشکیل می‌شود. در نهایت، با اضافه کردن موجبر مستطیلی به موجبر دایروی و

تضعیف می‌شود. بنابراین با در نظر گرفتن دو ردیف پین در دیواره‌های مسیر موجبری می‌توان نشت موج را کنترل کرد.



شکل (۴): توزیع میدان الکتریکی در فرکانس ۶۰ GHz.

۳- طراحی ساختار اتصال چرخان موجبری

۳-۱- مبدل مود موجبر مستطیلی به دایروی

طول موج قطع (λ_c) پنج مود اول یک موجبر دایروی به شعاع R در شکل (۵) مشخص شده است [۲۱]. مود غالب موجبر دایروی (TE_{11}) مودی نامتقارن است و در نتیجه برای استفاده در اتصالات چرخان با پلاریزاسیون خطی مناسب نیست. در این حالت، با چرخش دهانه خروجی و قرارگیری در زوایای مختلف نسبت به محور موجبر دایروی، امکان انتقال کامل موج به دهانه خروجی فراهم نیست و فقط در زوایای خاصی که دهانه موجبر مستطیلی هم جهت با پلاریزاسیون موج باشد امکان انتقال کامل موج به خروجی وجود دارد. برای حل این مشکل، بایستی از مودهای متقارن موجبر دایروی استفاده کنیم. همان‌طور که در شکل (۵) مشاهده می‌شود، اولین مودهای دارای تقارن چرخشی، مودهای TE_{01} و TM_{01} هستند، که فرکانس قطع مود TE_{01} بزرگ‌تر از فرکانس قطع مود TM_{01} می‌باشد. با انتخاب مقدار مناسب برای شعاع موجبر دایروی، می‌توان امکان ایجاد مودهای خاصی را فراهم نمود. با توجه به طول موج قطع مود TM_{01} که برابر است با $۲/۶۱R$ و همچنین طول موج قطع مود بعدی آن که مود TE_{21} با طول موج قطع $۲/۰۵R$ می‌باشد، برای این که هم فرکانس قطع مود TM_{01} قبل از باند کاری مورد نظر قرار بگیرد و هم مودهای مرتبه بالاتر ایجاد نشوند، باید مطابق رابطه (۱) باشد:

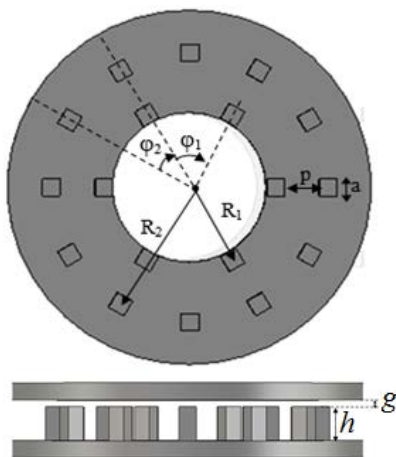
$$\lambda_c^{TE_{21}} < \lambda < \lambda_c^{TM_{01}} \quad (1)$$

در این حالت، امکان انتشار مودهای TE_{11} و TM_{01} وجود دارد، اما مودهای بعدی مانند TE_{21} ، TE_{01} و TM_{11} در حالت قطع می‌باشند و اجازه انتشار ندارند. بنابراین شعاع موجبر دایروی به صورت رابطه (۲) تعیین می‌شود:

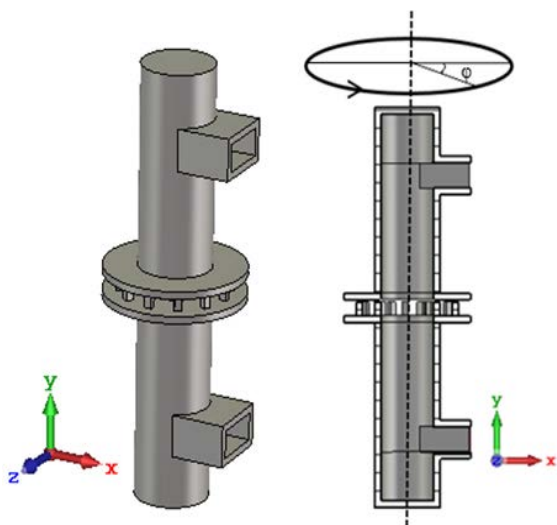
$$\frac{\lambda}{2.61} < R < \frac{\lambda}{2.05} \quad (2)$$

جلوگیری می‌شود. این روش مشکلاتی مانند فرسودگی در اثر اصطکاک، پهنای باند کم و خصوصاً پیچیده شدن ساخت فرکانس‌های بالا را دارد. بدین منظور، در اینجا روشی مبتنی بر فناوری موجبر شکافی پیشنهاد می‌شود که از نظر ساخت نیز در فرکانس‌های بالا به صرفه و راحت‌تر است.

شکل (۸) ساختار اتصال پیشنهادی را نشان می‌دهد. در این ساختار، بین‌های فلزی به صورت شعاعی اطراف دهانه موجبر دایروی قرار می‌گیرند تا از نشت موج جلوگیری کنند. در فاصله مشخصی از بین‌ها (فاصله هوایی) موجبر دایروی بالایی قرار می‌گیرد. که قابلیت چرخش ۳۶۰ را دارد. در بخش (۲) مشاهده می‌شود که، دو ردیف متوالی از بین‌ها، تضعیف بیشتر از ۳۰ dB برای جلوگیری از نشت موج به بیرون را فراهم می‌کنند. همانطور که در شکل (۸) مشخص است، محل قرارگیری و تعداد بین‌ها در دو ردیف با در نظر گرفتن مولفه‌های هندسی توسط نرم‌افزار بهینه‌سازی می‌شود.

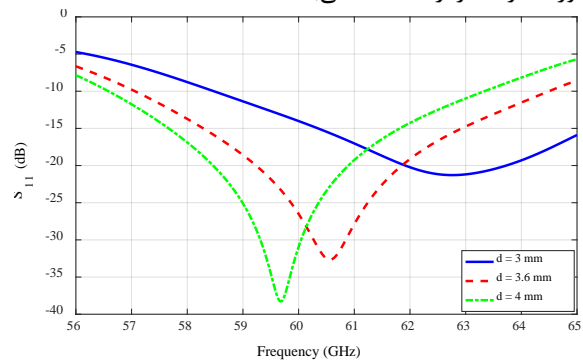


شکل (۸): قسمت اتصال موجبرهای ثابت و چرخان. ابعاد بهینه بر حسب میلی‌متر عبارت‌اند از: $R_2 = 3/95$, $R_1 = 2/45$, $a = 0/5$, $p = 1$, $h = 1$ و $g = 0/2$, $\phi_1 = 30^\circ$, $\phi_2 = 60^\circ$

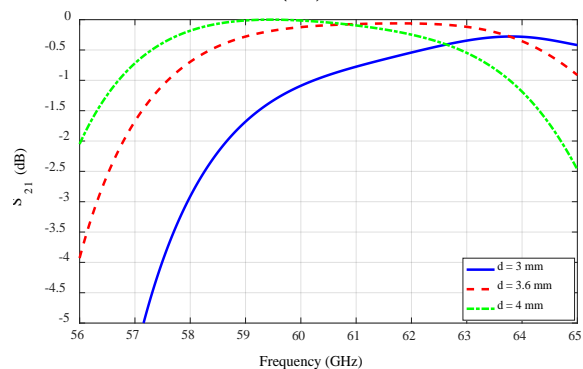


شکل (۹): ساختار اتصال چرخان پیشنهادی.

برهم‌نهی دو موج رفت و برگشت، در موجبر مستطیلی مود TE_{10} شکل می‌گیرد. توجه داریم که امیدانس این دو مود متفاوت بوده و امکان انعکاس موج وجود دارد؛ اما می‌توان برای دستیابی به تبدیلی با عملکرد بهتر، فاصله بین انتهای اتصال کوتاه شده تا موجبر مستطیلی را بهینه‌سازی کرد. نتایج شبیه‌سازی مبدل طراحی شده برای تبدیل مود TE_{10} موجبر مستطیلی استاندارد باند ۶۰ GHz (WR-15) به ابعاد $3/8 \text{ mm} \times 1/9 \text{ mm}$ به مود TM_{01} موجبر دایروی با شعاع $R = 2/2 \text{ mm}$ و مقادیر مختلف d در شکل (۷) نشان داده شده است. با انتخاب مقدار بهینه $3/6 \text{ mm}$ برای مولفه d ، مبدل پیشنهادی در محدوده فرکانسی ۵۸/۳ GHz تا ۶۴ GHz عملکرد قابل قبولی دارد، به طوری که تلفات عبوری کمتر از ۰/۵ dB است و انتقال موج از موجبر مستطیلی به دایروی در مدهای مورد نظر انجام می‌شود. همچنین ضریب انعکاس ورودی ساختار مبدل، در بازه فرکانسی مورد نظر کمتر از ۱۲ dB می‌باشد.



(الف)



(ب)

شکل (۷): ضرایب انتقال و انعکاس مبدل مود TE_{10} موجبر مستطیلی به مود TM_{01} موجبر دایروی به ازای مقادیر مختلف d .

۲-۳- طراحی اتصال بین موجبرهای ثابت و چرخان

در اتصالات موجبری چرخان، قسمت اتصال دو موجبر ثابت و چرخان بایستی طوری طراحی شود که ضمن فراهم کردن امکان چرخش با سرعت‌های مطلوب، اجازه نشت موج در مرز بین دو بخش ثابت و گردان را ندهد. در این ساختارها معمولاً دو قسمت موجبری با مسیرهای ربع موج اتصال کوتاه به یکدیگر متصل می‌شوند و از نشت موج از فضای بین دو موجبر به بیرون

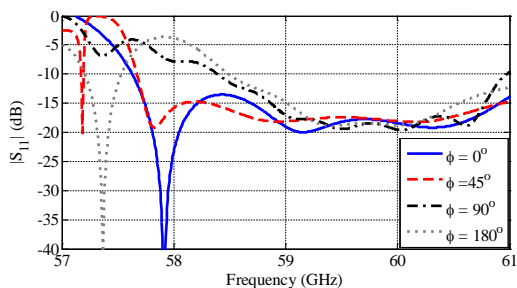
۴- نتایج شبیه‌سازی اتصال چرخان موجبری

ساختار نهایی اتصال چرخان پیشنهادی متشکل از مبدل‌های موجبر مستطیلی به دایروی و اتصال بین قسمت ثابت و چرخان در شکل (۹) نشان داده شده است. قسمت پایین ساختار، ثابت بوده و قسمت بالایی می‌تواند آزادانه حول محور مرکزی موجبر بچرخد. نتایج شبیه‌سازی ضرایب انعکاس (S_{11}) و انتقال (S_{21}) این ساختار به ازای زوایای چرخش ۰، ۴۵، ۹۰ و ۱۸۰ درجه در شکل (۱۰) نمایش داده شده است. با توجه به تعاریف تلفات بازگشتی و عبوری به‌صورت زیر مشاهده می‌شود:

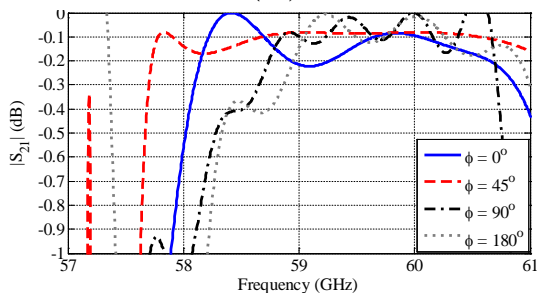
$$\begin{cases} \text{Return Loss} = -20 \log |S_{11}| \\ \text{Insertion Loss} = -20 \log |S_{21}| \end{cases} \quad (3)$$

که اتصال چرخان پیشنهادی در محدوده فرکانسی ۵۸/۵ GHz تا ۶۱ GHz دارای تلفات بازگشتی و عبوری به‌ترتیب بهتر از ۱۰ dB و ۰/۴ dB است. مهمترین مزیت این ساختار، جلوگیری از نشت موج در نقطه اتصال موجبرهای دایروی و چرخان با وجود فاصله هوایی بین موجبرهاست. این ویژگی موجب تسهیل ساخت و مونتاژ مکانیکی اتصال چرخان فرکانس‌های بالا می‌شود.

در عمل ممکن است با چرخش موجبر بالایی، فاصله هوایی بین آن و پین‌ها اندکی تغییر کند. از آن‌جا که اندازه فاصله هوایی در پهنای باند توقف ساختار موجبر شکافی مؤثر است، با استفاده از شبیه‌سازی می‌توان تأثیر این تغییرات را بررسی نمود. البته باید این نکته ذکر شود که پهنای باند مورد نظر برای اتصال چرخان پیشنهادی در حد چند گیگاهرتز و با مرکزیت فرکانس ۶۰ GHz می‌باشد و باند توقف ساختار موجبر شکافی از حدود ۴۰ GHz تا ۸۰ GHz است. بنابراین تغییر فاصله هوایی نباید تأثیر قابل توجهی در عملکرد اتصال چرخان داشته باشد. برای تأیید این مطلب، در شکل (۱۱) نتایج شبیه‌سازی اتصال چرخان به ازای زاویه چرخش صفر درجه و تغییرات ۵۰٪ در فاصله هوایی ارائه شده است. مشخص است که حتی با کاهش یا افزایش ۵۰٪ فاصله هوایی از مقدار اولیه ۰/۲ mm، مشخصات اتصال چرخان همچنان قابل قبول است.

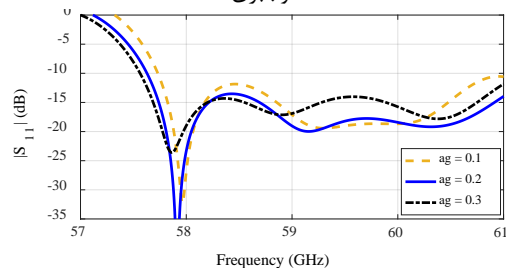


(الف)

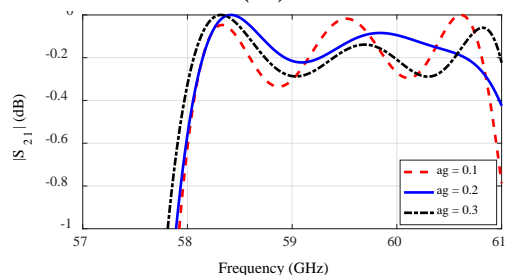


(ب)

شکل (۱۰): نتایج شبیه‌سازی ضرایب انتقال و انعکاس اتصال چرخان موجبری.

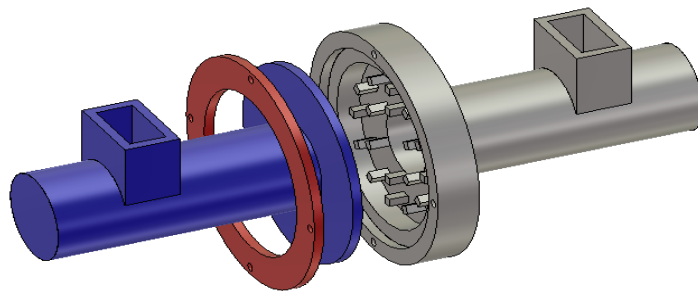


(الف)



(ب)

شکل (۱۱): نتایج شبیه‌سازی ضرایب انتقال و انعکاس اتصال چرخان به ازای مقادیر مختلف فاصله هوایی.



شکل (۱۲): ساختار کامل اتصال چرخان.

- [8]. M. T. Azim, J. Park and S. O. Park, "Contactless Linear Rotary Joint at Ku-Band," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 29, no. 6, pp. 373-375, June 2019.
- [9]. P. Smulders, "Exploiting the 60 GHz band for local wireless multimedia access: Prospects and future directions," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 40, no. 1, pp. 140-147, Jan. 2002.
- [10]. P.-S. Kildal, E. Alfonso, A. Valero-Nogueira, and E. Rajo-Iglesias, "Local metamaterial-based waveguides in gaps between parallel metal plates," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 8, no. 4, pp. 84-87, Apr. 2009.
- [11]. P.-S. Kildal, "Three metamaterial-based gap waveguides between parallel metal plates for mm/submm waves," in *Proc. 3rd Eur. Conf. Antennas Propag., Berlin, Germany*, pp. 28-32, Mar. 2009.
- [12]. A. U. Zaman and P.-S. Kildal, "Gap waveguides," in *Handbook of Antenna Technologies*, Z. N. Chen, D. Liu, H. Nakano, X. Qing, and T. Zwick, Eds. Singapore: Springer, 2016, pp. 3273-3347.
- [13]. D. Sun and J. Xu, "A Novel Iris Waveguide Bandpass Filter Using Air Gapped Waveguide Technology," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 26, no. 7, pp. 475-477, July 2016.
- [14]. D. Zarifi, A. Farahbakhsh, A. U. Zaman, and P. S. Kildal, "Design and fabrication of a high-gain 60-GHz corrugated slot antenna array with ridge gap waveguide distribution layer," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 64, no. 7, pp. 2905-2913, Jul. 2016.
- [15]. M. Rezaee and A. U. Zaman, "Realisation of carved and iris groove gap waveguide filter and E-plane diplexer for V-band radio link application," *IET Microwave Antenna and Propagation*, vol. 11, no. 5, pp. 2109-2115, Oct. 2017.
- [16]. D. Zarifi, A. Farahbakhsh and A. U. Zaman, "Design and Fabrication of Wideband Millimeter-wave Directional Couplers with Different Coupling Factors Based on Gap Waveguide Technology," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 88822-88829, 2019.
- [17]. A. Karimi Nobandegani and S. E. Hosseini, "Design and Simulation of a Ku-Band Array Antenna Feed Network Based on Novel Ridge-Gap Waveguide Technology," *Journal of Radar*, vol. 6, no. 2, pp. 1-6, 2019 (in Persian).
- [18]. General Electric Co., "60 GHz Antenna System Analysis for Intersatellite Links Phase B Final and Summary Report," *NASA CR-175267*, pp. 2, 127, September 1984.
- [19]. T. H. Chang, and B. R. Yu, "High-power millimeter-wave rotary joint," *Rev. Sci. Instrum.*, vol. 80, 034701, March 2009.
- [20]. H. B. Sequeira and P. M. Malouf, "V-band rotary joint with low loss over wide bandwidth," *2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, Honolulu, HI, 2017, pp. 1200-1202.
- [21]. D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2012.
- [22]. P. A. Rizzi, *Microwave Engineering, Passive Circuits*, Prentice Hall, USA, 1988.
- [23]. A. Tribak, J. Zbitou, A. M. Sanchez, and N. A. Touhami, "Ultra-Broadband High Efficiency Mode Converter," *Progress In Electromagnetics Research C*, vol. 36, pp. 145-158, 2013.
- [24]. X. H. Zhao, C. W. Yuan, Q. Zhang, and L. S. Zhao, "Design and experiment study of compact circular-rectangular waveguide mode converter," *Rev. Sci. Instrum.*, vol. 87, pp. 0747071-0747073, 2016.

در اتصال‌های چرخان موجبری متداول، از یک بلبرینگ ساده برای حرکت قسمت چرخان استفاده می‌شود. چالش اساسی در این ساختارها مکانیکی نیست؛ بلکه مسئله اصلی جلوگیری از نشت موج است. همانطور که مشاهده شد، فناوری موجبر شکافی می‌تواند مسئله نشت موج را حل کند. نمونه‌ای از طراحی‌های مختلفی که برای چرخش یکی از موجبرها می‌توان به کار رود، در شکل (۱۲) نشان داده شده است. علاوه بر نکات مطرح شده، توجه به این نکته نیز حائز اهمیت است که ساخت قطعات فلزی موج میلی‌متری طراحی شده بر مبنای فناوری موجبر شکافی، با استفاده از دستگاه‌های تراش رایانه‌ای موجود در ایران با دقتی در حد $50 \mu\text{m}$ و هزینه معقول قابل انجام است. مهمترین نکته‌ای که باید در طراحی‌ها مورد توجه قرار گیرد این است که ابعاد پین‌ها و فاصله بین آن‌ها کمتر از 0.4 mm نباشد تا سبب افزایش قابل توجه هزینه‌های ساخت نشود.

۵- نتیجه‌گیری

در این مقاله، یک اتصال چرخان برای باند ۶۰ GHz پیشنهاد شد که برای کاربردهای موج میلی‌متری قابل استفاده است. نتایج شبیه‌سازی شده نشان می‌دهد که ساختار مورد نظر در زوایای مختلف در محدوده فرکانسی ۵۸/۵ GHz تا ۶۱ GHz، دارای تلفات عبوری کمتر از ۰/۴ dB و تلفات بازگشتی بهتر از ۱۰ dB می‌باشد. این روش برای طراحی اتصال‌های چرخان در سایر فرکانس‌های باند موج میلی‌متری نیز قابل استفاده است.

۶- مراجع

- [1]. W. L. Stutzman, G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, 3rd ed., Wiley, 2012.
- [2]. D. G. de Mesquita and A. G. Bailey, "A symmetrically excited microwave rotary joint," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. MTT-18, no. 9, pp. 654-656, Sep. 1970.
- [3]. S. Ghosh and L. C. Da Silva, "Waveguide rotary joint and mode transducer structure therefor," U.S. Patent 5 442 329, Aug. 15, 1995.
- [4]. S. Chakrabarty, V. K. Singh, and S. B. Sharma, "Dual frequency coaxial rotary joint with multi-stepped transition," *Int. J. Microw. Wireless Technol.*, vol. 2, no. 2, pp. 219-224, Jul. 2010.
- [5]. A. Morini, "Design of a dual-band rotary joint operating in X- and Ka-bands," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 59, no. 6, pp. 1461-1467, Jun. 2011.
- [6]. H. Torpi and S. M. Bostan, "Ku band rotary joint design for SNG vehicles," *Radioengineering*, vol. 24, no. 4, pp. 912-916, Dec. 2015.
- [7]. Y. J. Cheng and Z. J. Xuan, "12-GHz rotary joint with substrate integrated waveguide feeder," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 64, no. 5, pp. 1508-1514, May 2016.