

طراحی و شبیه سازی آنتن نشتی مبتنی بر موجبر مجتمع شده در زیرلایه برای رادار خودرو باند ۲۴ و ۷۷ گیگاهرتز

جمال کزازی^{۱*}، بنیامین یوسف پور^۲، محمود کمره ای^۳

۱. دانشجوی دکترای، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشکده فنی، دانشگاه تهران، تهران، ایران.

۲. کارشناسی ارشد، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشکده فنی، دانشگاه تهران، تهران، ایران.

۳. استاد تمام مهندسی برق مخابرات، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشکده فنی، دانشگاه تهران، تهران، ایران.

تاریخ دریافت:

۵ آذر ماه ۱۴۰۴

تاریخ پذیرش:

۲۴ تیر ماه ۱۴۰۵

چکیده

در این مقاله، دو آنتن مبتنی بر موجبر مجتمع شده در زیرلایه (SIW) به منظور استفاده در رادار خودرو، طراحی و بهینه سازی می شود. در مرحله اولیه، طراحی آنتنی با شکاف U شکل در صفحه زمین انجام شده است. جهت افزایش پهنای باند این آنتن، بین های اتصال کوتاه بین محفظه تشدید و خط تغذیه ریزنوار به آنتن اضافه شده است. در قدم بعدی، شکاف U شکل اولیه با دو شکاف L شکل متقارن جایگزین می شود که باعث تشدید آنتن در دو فرکانس می شود. در ادامه، با بهینه سازی محل قرارگیری بین های اتصال کوتاه، ابعاد شکاف ها و عرض گذار، توزیع جریان های سطحی در صفحه هادی بالایی بهبود می یابد و تمرکز جریان ها در لبه ها افزایش پیدا می کند. این اقدامات که با انتشار همزمان دو مود مختلف در محفظه تشدید همراه است، منجر به تشعشع بهتر و همچنین ترکیب فرکانس های تشدید و دستیابی به پهنای باند گسترده ۳/۵۶ گیگاهرتز در بازه ۲۵/۴۷ تا ۲۹/۰۲ گیگاهرتز (۱۳٪) در آنتن اول و گستره عملکرد از ۷۲ تا ۷۸/۵ گیگاهرتز در آنتن دوم شده است. نتایج شبیه سازی ها نشان می دهد که بهره آنتن در فرکانس های تشدید ۲۸/۵ و ۲۶/۱۵ گیگاهرتز به ترتیب برابر با ۶/۵۴ دسی بل و ۵/۰۶ دسی بل است. علاوه بر این، راندمان آنتن در کل پهنای باند فرکانسی اول به طور میانگین حدود ۸۶/۶ درصد برآورد می شود که نشان دهنده عملکردی بهینه برای کاربردهای فناوری رادار خودرو و مخابرات نسل پنجم است.

واژه های کلیدی: انتشار چند موده، آنتن پهن باند، آنتن نشتی، رادار خودرو، موجبر مجتمع شده در زیر لایه.

Design and Simulation of a Leaky-Wave Antenna Based on a Substrate-Integrated Waveguide for Automotive Radar in the 24 GHz and 77 GHz Bands

Jamal Kazazi^{1*}, Benyamin Yosefpour², Mahmoud Kamareh³

1. Ph.D. Student, Faculty of Electrical and Computer Engineering, University of Tehran, Tehran, Iran.

2. M.Sc., Faculty of Electrical and Computer Engineering, University of Tehran, Tehran, Iran.

3. Prof., Faculty of Electrical and Computer Engineering, University of Tehran, Tehran, Iran.

Abstract

In this paper, two substrate-integrated waveguide (SIW)-based antennas are designed and optimized for automotive radar applications. In the initial stage, an antenna with a U-shaped slot in the ground plane is proposed. To enhance the bandwidth of this antenna, shorting pins are introduced between the resonant cavity and the microstrip feed line. In the next step, the original U-shaped slot is replaced with two symmetric L-shaped slots, which enable dual-frequency resonance. Subsequently, by optimizing the placement of the shorting pins, the dimensions of the slots, and the width of the transition, the surface current distribution on the top conductor is improved, leading to stronger current concentration along the edges. These modifications, accompanied by the simultaneous excitation of two different modes in the resonant cavity, result in improved radiation performance as well as the merging of resonant frequencies, thereby achieving a wide bandwidth of 3.56 GHz in the range of 25.47–29.02 GHz (13%) for the first antenna, and an operational range of 72–78.5 GHz for the second antenna. Simulation results indicate that the antenna gains at the resonant frequencies of 26.15 GHz and 28.5 GHz are 6.54 dB and 5.06 dB, respectively. Moreover, the antenna efficiency across the entire first frequency band is estimated to be approximately 86.6% on average, demonstrating optimized performance for automotive radar and fifth-generation (5G) communication technologies.

Key words: Automotive radar, Leaky-wave antenna, Multi-mode radiation, Substrate-integrated waveguide (SIW), Wideband antenna.

آنتن‌ها در میان پژوهشگران، نقطه ضعف اصلی آنها طرح‌پذیری روی موجبرهای مستطیلی است. این موجبرها نه تنها حجیم هستند، بلکه انعطاف‌پذیری لازم برای بهینه‌سازی و اصلاح را نیز ندارند. در نتیجه، مهندسان علاقه‌ی فزاینده‌ای به استفاده از طرح‌های مایکرواستریپ از خود نشان داده‌اند [۱۲]. در سال ۲۰۰۱، کی. وو، موجبر مجتمع‌شده در زیرلایه SIW را به عنوان جایگزینی مناسب برای حل مشکلات مرتبط با موجبرهای سنتی پیشنهاد کرد [۱۳]. این طراحی نوآورانه، امکان اتصال عملی بین آنتن و مدارهای مایکروویو مختلف را فراهم می‌کند و همچنین تغذیه آنتن، توزیع توان و سایر عملکردهایی که پیش از این محدود به موجبرهای متداول بودند را تسهیل می‌نماید. SIW از یک بستر متداول در بردهای مدار چاپی مانند FR4 تشکیل شده است که سطح فوقانی و تحتانی آن با صفحات مسی پوشانده شده‌اند. این صفحات مسی به عنوان صفحات هادی کامل فوقانی و تحتانی موجبر عمل می‌کنند. همچنین، از ویاهای هادی کوچک برای صفحات جانبی استفاده می‌شود که صفحات فوقانی و تحتانی را به یکدیگر متصل می‌کنند. با تنظیم دقیق قطر و فاصله‌ی این ویاهای در فرکانس‌های عملیاتی مختلف، انتشار موج به‌طور مؤثری درون موجبر محدود می‌شود و از نشت آن به خارج از مرزهای موجبر جلوگیری می‌گردد. ساختارهای SIW دارای ویژگی‌های مطلوبی از جمله تلفات کم و ضریب کیفیت بالا هستند. علاوه بر این، مزایایی همچون مقرون‌به‌صرفه بودن و امکان ایجاد دیواره‌های جانبی مدوله شده را ارائه می‌دهند که به راحتی با چیدمان مناسب ویاهای آنها قابل دستیابی است [۱۴]. به دلیل این مزایا، ساختارهای SIW محبوبیت قابل توجهی در زمینه آنتن‌های نشتی پیدا کرده‌اند [۱۵] و [۱۶].

۳- مبانی نظری

همانطور که گفته شد، ساختار SIW دارای ویژگی‌های مشابهی با موجبر مستطیلی است؛ بنابراین هر موجبر SIW را می‌توان با یک موجبر مستطیلی پرشده با عایق با همان ارتفاع ولی با عرض متفاوت مدل کرد. در این صورت تمام مشخصات ساختار SIW از قبیل فرکانس قطع، طول موج هدایتی، مشخصات پاشندگی (α و β) و غیره، مانند موجبر معادل مستطیلی پرشده با دی‌الکتریک آن است. شکل ۱-الف، نمایشی از موجبر SIW با حفره‌های متالیزه به قطر d و فاصله s با یکدیگر است. عرض این موجبر، یعنی فاصله مرکز تا مرکز دو ردیف حفره‌دار، با W نشان داده شده است. به همین ترتیب شکل ۱-ب) موجبر مستطیلی معادل آن را نمایش می‌دهد که دارای عرض W_{eff} است. روابط مختلفی برای ارتباط بین W و W_{eff} وجود دارد که به اختصار به دو مورد از آنها اشاره خواهد شد. مرجع [۱۷] به بررسی ساختار SIW پرداخته و ماتریس ادمیتانس ساختار و متعاقباً ثابت فاز آن را بدست آورده است. نتیجه کار به برای عرض موجبر مستطیلی معادل رابطه (۱) قابل بررسی است. شرط صحت این تقریب این است که فاصله بین حفره‌های متالیزه به اندازه کافی کوچک باشد.

$$W_{eff} = W - \frac{d^2}{0.95 \times s} \quad (۱)$$

نویسندگان برای تأیید دقت این روش، چندین موجبر SIW را ساخته‌اند. سپس ثابت انتشار با اندازه‌گیری اختلاف فاز دو موجبر با طول‌های متفاوت استخراج شده است. مقایسه منحنی‌های پراکندگی SIW با منحنی‌های

با پیشرفت فناوری‌های نوین در صنعت خودروسازی، سامانه‌های کمک‌بار راننده پیشرفته (ADAS)^۱ به عنوان یکی از ارکان اصلی افزایش ایمنی و کاهش تصادفات جاده‌ای مطرح شده‌اند. در این میان، رادارهای خودرو به دلیل دقت بالا، عملکرد قابل اطمینان در شرایط جوی مختلف و قابلیت تشخیص فاصله و سرعت اجسام متحرک، جایگاه ویژه‌ای در این سامانه‌ها پیدا کرده‌اند [۱]. بر اساس گزارش سازمان جهانی بهداشت، سالانه حدود ۱/۳ میلیون نفر در اثر تصادفات جاده‌ای جان خود را از دست می‌دهند [۲]. مطالعات نشان می‌دهند که استفاده از رادار در خودروها می‌تواند تا ۴۰٪ از تصادفات ناشی از خطای انسانی را کاهش دهد [۳]. این سامانه‌ها با ارائه هشدارهای به‌موقع و مداخله خودکار در شرایط اضطراری، نقش حیاتی در افزایش ایمنی جاده‌ها ایفا می‌کنند. رادارهای خودرو با استفاده از امواج الکترومغناطیسی در محدوده‌های فرکانسی مختلف، فاصله، سرعت و زاویه نسبی خودرو نسبت به سایر وسایل نقلیه یا موانع را اندازه‌گیری می‌کنند. این سامانه‌ها معمولاً بر اساس اصل داپلر و زمان رسیدن سیگنال بازگشتی عمل کرده و داده‌های پردازش‌شده را به واحد کنترل الکترونیکی خودرو ارسال می‌نمایند تا در صورت لزوم اقدامات ایمنی مانند ترمز اضطراری خودکار یا هشدار برخورد انجام شود [۴]. رادارهای خودرو عموماً در دو باند فرکانسی ۲۱ تا ۲۸ گیگاهرتز و باند ۷۷ تا ۸۱ گیگاهرتز طراحی می‌شود. باند ۷۷ گیگاهرتز دارای دقت بالا و وضوح مناسب برای سامانه‌های بلندبرد است [۷]. از طرف دیگر با پیشرفت‌های امیدوارکننده‌ای که در حوزه مدارهای موج میلی‌متری و تراشه‌های یکپارچه صورت گرفته است، امکان تحقق ارتباطات بی‌سیم با سرعت بالا و در فرکانس‌های بالاتر از ۶ گیگاهرتز فراهم شده است. در سال‌های اخیر، اتحادیه بین‌المللی مخابرات چندین محدوده فرکانسی را برای ارتباطات بی‌سیم نسل پنجم تعیین کرده است. این محدوده‌ها شامل ۲۴/۲۵ تا ۲۷/۵ گیگاهرتز نیز می‌شوند [۷]. این پیشرفت‌ها امکان ارائه خدمات با پهنای باند بالا و زمان تأخیر پایین را در فرکانس‌های بالاتر فراهم می‌کند که برای پاسخگویی به نیازهای آینده در حوزه‌های مختلف از جمله اینترنت اشیا، خودروهای خودران و کاربردهای صنعتی بسیار حیاتی است. این تغییرات، نه تنها به توسعه فناوری نسل پنجم کمک می‌کند، بلکه زیرساخت‌های لازم برای پیشرفت‌های بیشتر در ارتباطات بی‌سیم و خدمات جدیدی که بر این بسترها ایجاد خواهند شد را فراهم می‌سازد.

در این مقاله هدف طراحی آنتنی برای کار در محدوده ۲۴ تا ۲۹ گیگاهرتز است که برای هر دو کاربرد قابل استفاده باشد. شایان ذکر است که مقالات بسیاری در حوزه طراحی مدارهای همزمان رادار و موبایل ارائه شده است که در صورت توسعه چنین آنتن‌هایی می‌تواند به طور همزمان مورد استفاده قرار گیرد [۷]. همچنین به منظور صحت‌سنجی طراحی انجام شده، از شکل نهایی آنتن طراحی شده در باند ۲۴ گیگاهرتز یک آنتن در باند ۷۷ گیگاهرتز نیز طراحی می‌گردد.

۲- آنتن نشتی در موجبر مجتمع‌شده در زیر لایه^۲

در سال‌های اخیر، تحقیقات گسترده‌ای روی آنتن‌های نشتی^۳ انجام شده است؛ این امر ناشی از مزایای این آنتن‌ها از جمله ساختار ساده، طراحی آسان و روش‌های ساخت کارآمد است [۸]–[۱۲]. با وجود محبوبیت این

³ Leaky-Wave Antenna

¹ Advanced Driver Assistant Systems

² Substrate Integrated Waveguide

حتی وجود ندارد. ایجاد جریان‌های سطحی به صورت طولی که شکاف‌ها را قطع می‌کند، ناشی از مؤلفه‌های عرضی میدان مغناطیسی مود TM است. بنابراین، تنها مود TE امکان انتشار دارد و مود TM امکان انتشار در ساختارهای SIW را ندارد. در ادامه با استفاده از روش اشاره شده در مرجع [۱۷] می‌توان عرض معادل موجبر SIW را بدست آورد. به این صورت، فرکانس‌های قطع مود TE_{10} و TE_{20} به ترتیب مطابق رابطه (۵) و (۶) تعیین می‌شود.

$$f_{c(TE_{10})} = \frac{C_0}{2\sqrt{\epsilon_r}} \times (W - \frac{d^2}{0.95 \times s})^{-1} \quad (5)$$

$$f_{c(TE_{20})} = \frac{C_0}{2\sqrt{\epsilon_r}} \times (W - \frac{d^2}{1.1 \times s} - \frac{d^3}{6.6 \times s^2})^{-1} \quad (6)$$

در این رابطه C_0 سرعت نور در فضای آزاد است. لازم به ذکر است که معادلات (۵) و (۶) به ضخامت موجبر وابسته نیستند. ضخامت تنها بر ضریب کیفیت تأثیر می‌گذارد. دقت معادله (۵) در محدوده $\pm 0.5\%$ و دقت معادله (۶) در حدود $\pm 9\%$ است. همچنین معادلات (۱) و (۲) در صورتی معتبر است که دو شرط (۷) و (۸) در آن صدق کند [۱۸]:

$$s < \frac{\lambda_0 \sqrt{\epsilon_r}}{2} \quad (7)$$

$$s < 4 \times d \quad (8)$$

۳-۱- طول و عرض معادل محفظه SIW

در فرکانس‌های باند میکروویو و باند موج میلیمتری، امکان تحقق عناصر فشرده نظیر سلف و خازن دشوار است؛ لذا برای این منظور از عناصر غیرفشرده استفاده می‌شود. برای تحقق این امر می‌توان یک محفظه مستطیلی استفاده کرد. محفظه را می‌توان یک موجبر SIW در نظر گرفت که بجای دو طرف، از سه طرف احاطه شده است و ویژگی‌های جالبی را از خود نشان می‌دهد. هدف اصلی استفاده از حفره‌های متالیزه برای محدود نگه داشتن انرژی در بین دو هادی و همچنین کاهش مؤثر پراش لبه‌ای انتشار امواج صفحه‌ای در طول زیرلایه است. در همین حال، آرایه‌ای از حفره‌های متالیزه، باعث بهبود برخی از مشخصات تشعشی آنتن از قبیل بهره و راندمان آنتن خواهد شد. فرکانس تشدید یک محفظه SIW مطابق روابط (۹)، (۱۰) و (۱۱) بدست خواهد آمد [۱۹].

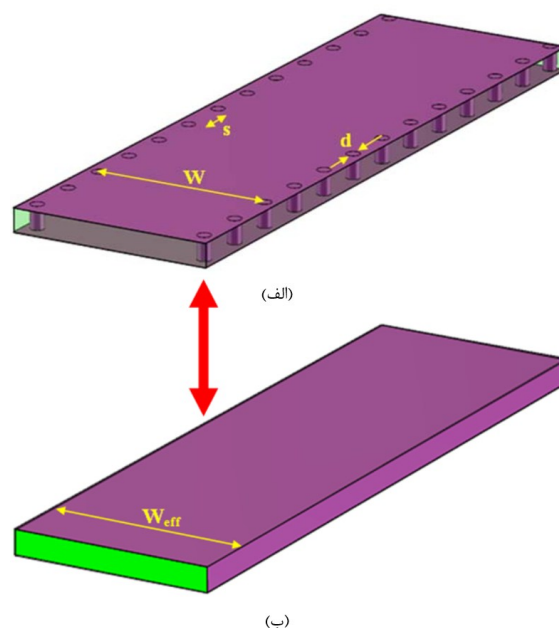
$$f_{mnp} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} \quad (9)$$

$$\times \sqrt{\left(\frac{m\pi}{L_{RWG}}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{W_{RWG}}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{h}\right)^2} \quad (10)$$

$$L_{RWG} = L_{SIW} - \frac{1.08d_{via}^2}{s_{via}} + \frac{0.1d_{via}^2}{L_{SIW}} \quad (11)$$

$$W_{RWG} = W_{SIW} - \frac{1.08d_{via}^2}{s_{via}} + \frac{0.1d_{via}^2}{W_{SIW}} \quad (11)$$

که در این رابطه، (m, n, p) اندیس‌های مود TE_{mnp} ، ϵ_0 و μ_0 به ترتیب ضریب گذردی و ضریب نفوذپذیری خلأ، L_{RWG} و W_{RWG} و h نیز به ترتیب طول، عرض و ارتفاع معادل محفظه است. معمولاً به دلیل ارتفاع کم محفظه تشدید SIW، اندیس p معمولاً صفر در نظر گرفته می‌شود و میدان‌های الکترومغناطیسی در راستای ارتفاع h تغییراتی را از خود نشان نمی‌دهند. به همین دلیل در محفظه SIW تنها مودهای TE_{mn0} قابلیت انتشار پیدا می‌کنند که برای سادگی به صورت TE_{mn} نمایش داده می‌شود.



شکل ۱ - (الف) ساختار موجبر مجتمع شده در زیرلایه با عرض W (ب) ساختار موجبر مستطیلی پر شده با عایق با عرض W_{eq}

موجبر مستطیلی معادل که با همان ماده دی‌الکتریک پر شده است، منجر به استخراج چنین رابطه‌ای شده است. بنابراین SIW معادل یک موجبر مستطیلی است و می‌توان آن را تنها با استفاده از عرض مؤثر SIW، به عنوان یک موجبر مستطیلی تحلیل کرد. مرجع [۱۸] بیان می‌کند که در رابطه (۱) دقت لازم برای محاسبه عرض معادل موجبر در نظر گرفته نشده است؛ چراکه تأثیر نسبت d/W لحاظ نشده است. بررسی‌ها نشان می‌دهد که با افزایش d خطای ناچیزی اعمال خواهد شد؛ برای همین بهتر است که تأثیر d نسبت به عرض W در نظر گرفته شود که نتیجه آن رابطه (۲) خواهد بود:

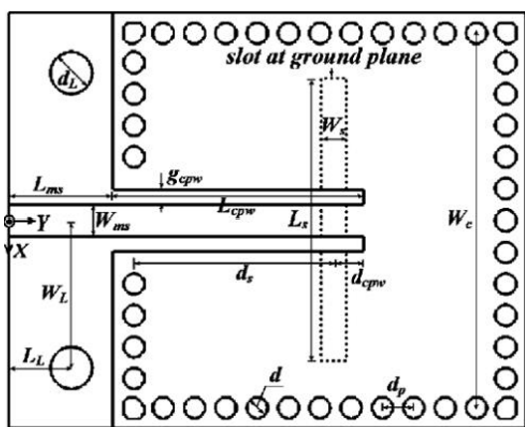
$$W_{eff} = W - (1.08 \times \frac{d^2}{s}) + (0.1 \times \frac{d^2}{W}) \quad (2)$$

برای طراحی مناسب ساختار SIW باید انتخاب s و d (فاصله بین حفره‌ها و قطر آن‌ها) طبق ضوابط و معیارهای مشخصی انجام شود تا از نشت موج میان حفره‌های متالیزه که در نتیجه انتخاب نادرست s و d ایجاد می‌شود و در نتیجه باعث پاشندگی می‌شود، جلوگیری شود. هر چه این مقادیر بهتر و مناسب‌تر اختیار شوند مطابق روابط (۳) و (۴)، مشخصات موجبر SIW به موجبر مستطیلی معادلش نزدیک‌تر خواهد شد که برای داشتن یک ساختار بدون پاشندگی، مناسب است.

$$\frac{s}{d} \leq 2 \quad (3)$$

$$\frac{d}{W} < 1.5 \quad (4)$$

نکته قابل توجه در آنتن‌های مبتنی بر SIW، توزیع جریان روی حفره‌های متالیزه آن است. در یک موجبر هادی، جریان سطحی می‌تواند در هر جهتی منتشر شود؛ اما در موجبرهای SIW با آنتن‌های مبتنی بر آن، جریان روی حفره‌های متالیزه تنها به صورت عمودی حرکت می‌کند. علت این محدودیت، فاصله بین حفره‌های متالیزه است به طوری که اگر این فواصل به عنوان یک شکاف در نظر گرفته شود، زمانی که جریان سطحی این شکاف‌ها را قطع کند، بخش زیادی از توان به صورت تشعشع تلف می‌شود. اما اگر جریان هم‌جهت یا به صورت عمودی باشد، تلفات به حداقل می‌رسد یا



شکل ۲ - ساختار آنتن شکافدار با محفظه تشدید SIW

شود. بنابراین، روابط ساده‌ای که برای محاسبات اولیه استفاده می‌شوند، ممکن است نتوانند به‌طور کامل شرایط واقعی را مدل‌سازی کنند. در این راستا، طراحی دقیق‌تر معمولاً نیازمند انجام مراحل شبیه‌سازی و بهینه‌سازی است تا عملکرد آنتن به‌طور مؤثر و مطلوب در فرکانس‌های مختلف بهینه شود. این فرآیند به طراح کمک می‌کند تا تأثیرات مختلف مانند اثرات لبه‌ها و تغییرات توزیع جریان را بهتر در نظر بگیرد.

۳-۲- پیشینه تحقیق

مرجع [۲۳] برای اولین بار تحت عنوان آنتن شکافدار با محفظه تشدید SIW پیشنهاد داده است. مطابق شکل ۲ کل آنتن شامل محفظه پشتی و عنصر تغذیه، به‌طور کامل بر روی یک زیرلایه با استفاده از فناوری SIW ساخته شده است. نمونه‌ای با پهنای باند ۱/۷ درصد ارائه شده است که دارای بهره ۵/۴ دسی‌بل و سطح تابش متقاطع^۱ حداکثر (۱۹-) دسی‌بل با ضخامت کلی کمتر از $\lambda_0/50$ است. آنتن پیشنهادی عملکرد تابشی مطلوب آنتن‌های محفظه پشتی مرسوم را حفظ کرده است و مزایای آنتن‌های صفحه‌ای معمولی، از جمله ارتفاع کم، وزن سبک، ساخت آسان با هزینه پایین و ادغام راحت با مدارهای صفحه‌ای را نیز دارد. یک شکاف باریک در صفحه زمین بی‌نیامت، معادل یک دوقطبی الکتریکی در فضای آزاد عمل می‌کند. بر اساس اصل باینیت^۲، توزیع میدان الکتریکی آنتن شکافدار مکمل توزیع میدان الکتریکی آنتن دوقطبی است. در این حالت، قطبش میدان آنتن شکافدار نسبت به آنتن دوقطبی ۹۰ درجه چرخیده و جای صفحات E و H نیز جابه‌جا می‌شود. بنابراین، یک شکاف افقی، میدان با قطبش عمودی و یک شکاف عمودی، میدان با قطبش افقی ایجاد می‌کند. یکی از نقاط ضعف آشکار آنتن‌های شکافدار، تابش دوطرفه آن‌هاست؛ زیرا شیار حک‌شده بر روی صفحه فلزی می‌تواند به‌راحتی به هر دو سمت تابش کند که این پدیده می‌تواند کارایی و بهره آنتن را تحت تأثیر قرار دهد. در کاربردهای عملی، از بازتاب‌دهنده فلزی یا محفظه کم‌عمق برای حذف تابش پشت استفاده می‌شود یا می‌توان برای حذف تشعشع در جهت معکوس و افزایش سمت‌گرایی و بهره آنتن، از محفظه‌های تشدید استفاده کرد. فاصله بهینه بین شکاف و بازتاب‌دهنده یا کف محفظه تشدید تقریباً یک‌چهارم طول موج است [۲۳].

ضریب انعکاس این آنتن، باریک‌باند بودن آن را تأیید می‌کند. این ویژگی به دلیل حجم و ارتفاع کم زیرلایه، خاصیت ذاتی این آنتن به شمار می‌رود. همچنین در این مقاله نشان داده شده است که پهنای باند امپدانس

در مرجع [۲۰] بیان شده است که برای بدست آوردن مقادیر دقیق‌تر L_{RWG} و W_{RWG} می‌توان از روابط (۱۲) تا (۱۵) نیز استفاده نمود که برای جلوگیری از تکرار فقط روابط W_{RWG} ذکر شده است که می‌توان با جایگزینی L_{RWG} به روابط مربوطه برای طول معادل نیز دست یافت.

$$W_{RWG} = W_{SIW} \left(\zeta_1 + \frac{\zeta_2}{\frac{p_{via}}{d_{via}} + \frac{\zeta_1 + \zeta_2 - \zeta_3}{\zeta_3 - \zeta_1}} \right) \quad (12)$$

$$\zeta_1 = 1.0198 + \frac{0.3465}{\frac{W_{SIW}}{p_{via}} - 1.0684} \quad (13)$$

$$\zeta_2 = -0.1183 - \frac{1.2729}{\frac{W_{SIW}}{p_{via}} - 1.2010} \quad (14)$$

$$\zeta_3 = 1.0082 - \frac{0.9163}{\frac{W_{SIW}}{p_{via}} + 0.2152} \quad (15)$$

اگرچه جزئیات نحوه استنتاج این روابط در مرجع [۲۰] توضیح داده شده است؛ با این حال، این روابط بر اساس تقریب‌ها و تحلیل‌های تجربی به دست آمده‌اند و اثبات ریاضی دقیق آن‌ها در متن اصلی مرجع به صورت کامل ارائه نشده است. مرجع [۲۱] طول و عرض یک محفظه مبتنی بر SIW را مطابق روابط (۱۶) و (۱۷) بدست آورده که توسط معادله فرکانس تشدید محفظه مستطیلی در مرجع [۲۲] بدست آمده است. لازم به ذکر است این معادلات به صورت تقریبی بدست آمده و صرفاً برای دانستن یک نقطه شروع برای طراحی به کار می‌روند.

$$L_{SIW} \approx \frac{580.95}{\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\frac{1}{4f_H^2 - f_L^2}} \quad (16)$$

$$W_{SIW} \approx \frac{580.95}{\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\frac{1}{4f_L^2 - f_H^2}} \quad (17)$$

f_L و f_H به ترتیب فرکانس قطع بالا و پایین است که می‌توان بعد از در نظر گرفتن فرکانس کاری مورد نظر، طول و عرض محفظه SIW را بدست آورد. هدف این مقاله طراحی آنتنی با محفظه تشدید SIW است که این حفره‌های متالیزه دو صفحه‌های را به یکدیگر متصل می‌نمایند. این صفحات -یعنی صفحه پیچ- دارای ابعادی است که برای طراحی آن‌ها از روابط (۱۸) تا (۲۱) کمک گرفته می‌شود [۲۲]:

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_{r+1}}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2\sqrt{1 + 12\frac{h}{W_{patch}}}} \quad (18)$$

$$W_{patch} (= W_{gnd}) = \frac{c}{2f_r \sqrt{\frac{\epsilon_{r+1}}{2}}} \quad (19)$$

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3) \left(\frac{W_{patch}}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{eff} - 0.258) \left(\frac{W_{patch}}{h} + 0.8 \right)} \quad (20)$$

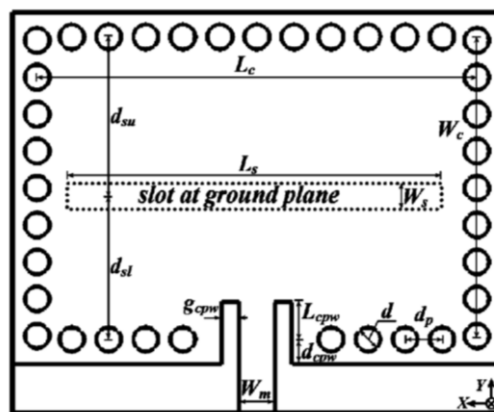
$$L_{patch} (= L_{gnd} - L_{feed}) = \frac{c}{f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}} - 2\Delta L \quad (21)$$

که در آن W_{patch} عرض آنتن پیچ، L_{patch} طول آنتن پیچ و f_r فرکانس مرکزی است. در طراحی صفحه پیچ در مقالات مختلف و این مقاله، ممکن است شکافی روی صفحه زمین آنتن وجود داشته باشد که این شکاف می‌تواند تأثیر زیادی بر توزیع جریان سطحی آنتن بگذارد و موجب تغییراتی در میدان‌ها

² Bobinet's Principle

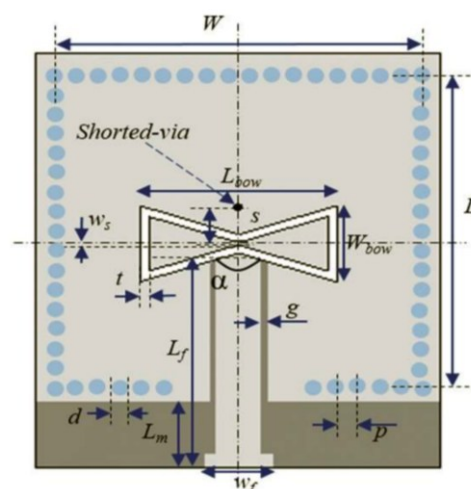
¹ Cross Polarized

شکافدار محفظه تشدید SIW که پیش‌تر ارائه شده بود [۲۴]، پهنای باند آنتن پیشنهادی از ۱/۷٪ به ۶/۳٪ افزایش یافته و بهره و بازده تشعشعی آن نیز به ترتیب به ۶ دسی‌بل و ۹۰٪ بهبود یافته است. این در حالی است که اندازه محفظه SIW آن حدود ۳۰٪ کاهش یافته است. این آنتن، دارای سطح قطبش متقاطع پایین است و همچنان، مزایای اندازه کوچک، هزینه ساخت پایین، و یکپارچگی آسان با مدارهای صفحه‌ای را حفظ می‌کند [۲۴]. آنتن شکافدار با محفظه تشدید SIW که ساختار آن در شکل ۳ نشان داده شده است، شباهت زیادی به آنتن معرفی شده در [۲۳] دارد. با این حال، برخی از ابعاد آن، از جمله اندازه محفظه، اندازه شکاف‌ها و طول خط تغذیه، دستخوش تغییراتی شده‌اند. لازم به ذکر است که محفظه معرفی شده در [۲۳] مربعی شکل بوده، در حالی که در اینجا محفظه به شکل مستطیلی است [۲۴]. در مطالعه‌ای دیگر، یک آنتن با محفظه تشدید SIW دارای شکاف پایبونی پیشنهاد شده است. همچنین یک رویکرد جدید برای افزایش پهنای باند با استفاده از یک حفره متالیزه اتصال کوتاه، معرفی شده است [۲۵]. با این حال، بیشتر آنتن‌ها پهنای باند عملیاتی محدودی دارند که آن‌ها را برای بسیاری از کاربردهای عملی نامناسب می‌سازد. برای حل این مشکل، تکنیک‌های متعددی توسط پژوهشگران برای افزایش پهنای باند در آنتن‌های صفحه‌ای با محفظه تشدید SIW پیشنهاد شده است. این تکنیک‌ها شامل تحریک همزمان مودهای نزدیک به هم، تحریک شکاف‌ها در محدوده فرکانسی مورد نیاز و به‌کارگیری دو شکاف تشدیدگر برای ایجاد تشدیدهای متعدد است. با تنظیم دقیق این تشدیدها، ویژگی پهنای باند وسیع با بهره یکپارچه در تمامی باند فرکانسی، حاصل می‌شود [۲۵]. برای کاهش اثر تابش ناخواسته خط تغذیه ریزنوار با اتلاف بالا، آنتن به‌طور غیرمستقیم و با استفاده از یک پین اتصال کوتاه اضافی بین محفظه و خط تغذیه ریزنوار تحریک می‌شود. با این حال، این تکنیک‌ها ممکن است نیاز به تغییر اندازه فیزیکی شکاف یا آنتن داشته باشند. این اتصال کوتاه درست بالای مرکز شکاف پایبونی که بر روی محفظه SIW حک شده است، قرار دارد. با تنظیم مکان اتصال کوتاه، پهنای باندهای جداگانه در تشدیدهای بالا و پایین با هم ادغام شده و منجر به افزایش پهنای باند می‌شود. این روش می‌تواند برای بهبود پهنای باند امپدانس هر نوع آنتن صفحه‌ای با محفظه تشدید SIW، بدون افزایش اندازه اصلی آن، مناسب باشد. برای اعتبارسنجی نتایج شبیه‌سازی، یک آنتن ساخته شده و به صورت تجربی آزمایش گردیده است. طرح کلی در شکل ۴ نشان داده شده است [۲۵]. مفهوم اتصال کوتاه باعث می‌شود تا پهنای باند محدود آنتن‌های پیشنهادی، بهبود یابد. با تنظیم محل قرارگیری اتصال کوتاه (که درست بالای مرکز شکاف تابشی قرار دارد)، پهنای باند جداگانه تشدیدهای مرتبه پایین و بالا تنظیم شده است و به زیر معیار (۱۰-) دسی‌بل می‌رسد. این امر منجر به افزایش پهنای باند می‌شود. در نهایت، آنتن پیشنهادی قادر است در پهنای باند امپدانس ۱۵/۷۱ درصدی و در محدوده فرکانسی ۱۲/۰۲ تا ۱۴/۰۷ گیگاهرتز عمل کند. همچنین آنتن دارای بهره‌ای بیش از ۴ دسی‌بل و تغییراتی کمتر از ۰/۵ دسی‌بل است و مشخصات تشعشعی مطلوبی را حفظ می‌کند [۲۵]. در پژوهش دیگری، محققان یک آنتن پچ ریزنوار مبتنی بر SIW و با تغذیه درونی طراحی کرده‌اند که در باند فرکانسی ۲۸ گیگاهرتز برای سیستم‌های ارتباطات بی‌سیم 5G عمل می‌کند. این آنتن پچ مستطیلی با آرایه‌ای از حفره‌های متالیزه است که در سه سمت خود حفاری شده است. این آرایه یک دیواره هادی کامل الکتریکی (PEC) را تشکیل می‌دهند و



شکل ۳ - ساختار آنتن شکافدار با محفظه تشدید کوچک شده با کاربرد در پهنای باند بالا [۲۴].

این آنتن، ارتباط مستقیمی با ارتفاع محفظه تشدیدگر دارد؛ به‌طوری که با افزایش ضخامت زیرلایه، پهنای باند بهبود می‌یابد. گرچه عرض شکاف نیز می‌تواند بر بهبود پهنای باند تأثیر بگذارد، اما تأثیر آن کمتر از ارتفاع زیرلایه است. فرکانس کاری آنتن ابتدا توسط ابعاد محفظه تشدید تعیین می‌شود، اما تنظیم دقیق آن از طریق طول شکاف امکان‌پذیر است. بررسی‌ها نشان می‌دهد که بین طول شکاف و فرکانس کاری رابطه معکوس وجود دارد. برای دستیابی



شکل ۴ - نمایش ساختار کلی آنتن پیشنهادی در [۲۵].

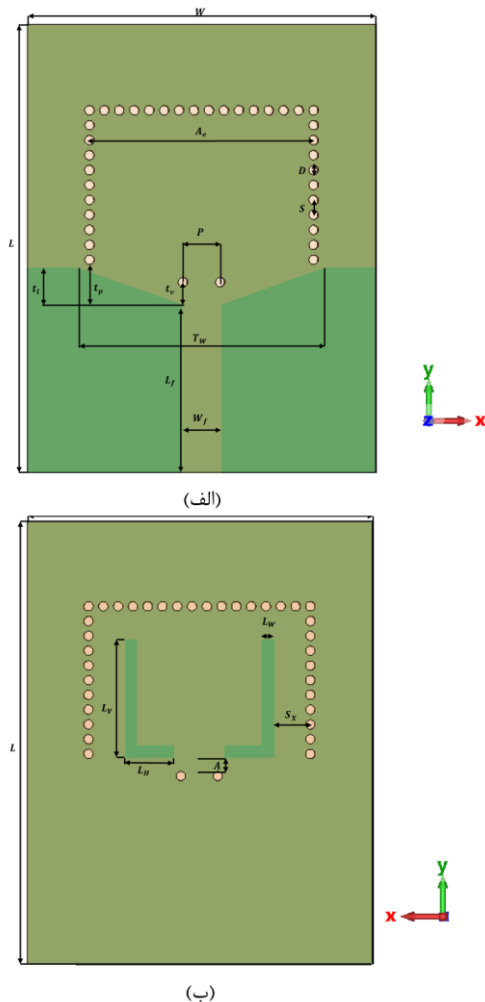
به عملکرد تابشی مطلوب، بهتر است طول شکاف برابر نصف طول موج انتخاب شود. پس از تعیین طول شکاف و ابعاد محفظه، می‌توان با تغییر طول خط تغذیه، امپدانس ورودی را تنظیم کرد. همچنین تغییر طول خط تغذیه تأثیر قابل توجهی بر تطبیق امپدانس دارد، اما تغییرات زیادی در فرکانس کاری ایجاد نمی‌کند [۲۳]. در مقاله [۲۴]، یک روش بهبود پهنای باند برای آنتن شکافدار با محفظه تشدید SIW، ارائه شده است. بهبود پهنای باند با تحریک همزمان دو مود در محفظه پشت آنتن شکافدار و ترکیب آن‌ها در محدوده فرکانسی مورد نیاز، حاصل می‌شود. این دو مود که میدان‌های غالب آن‌ها در دو نیمه‌ی مجزای ساختار قرار دارند، حاصل ترکیب تشدید دو مد TE_{110} و TE_{120} هستند. این روش طراحی از طریق آزمایش‌ها تایید شده اما روش محاسبات عددی برای آن ذکر نشده است. در مقایسه با آنتن‌های

¹ Perfect Electric Conductor

جدول ۱ - مقادیر و پارامترهای تعریف شده برای طرح نهایی به همراه اندازه آن‌ها بر حسب میلی‌متر در باند ۲۴ تا ۳۰ گیگاهرتز

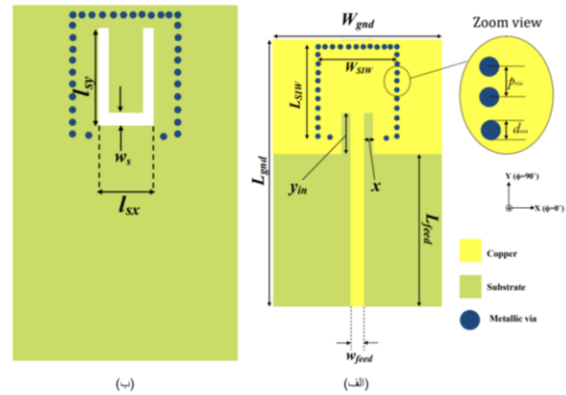
متغیرها	ابعاد	متغیرها	ابعاد	متغیرها	ابعاد
L	۱۸	W_f	۱/۹	T_W	۱۰
W	۱۴	L_f	۶/۷	S_x	۱/۲۸۵
A_e	۸/۹۷	L_V	۴/۸	t_l	۱/۲۳
D	۰/۳۹	L_H	۲/۱	t_p	۱/۵۵
S	۰/۶	L_W	۰/۵	t_v	۱/۱۰۵
A	۰/۴				

این رویکرد تجربی امکان بهینه‌سازی عملکرد آنتن را از طریق تنظیم دقیق شکل و ابعاد شکاف‌ها فراهم می‌کند [۲۱]. برای کاهش اثر تابش ناخواسته خط تغذیه ریزنوار، - که می‌تواند منجر به اتلاف بالا شود - از تحریک غیرمستقیم استفاده شده است. این تحریک با قرار دادن پین‌های اتصال کوتاه اضافی در نزدیکی شکاف میان محفظه و خط تغذیه ریزنوار انجام می‌گیرد. این تکنیک ممکن است نیازمند تغییر اندازه فیزیکی شکاف‌ها یا خود آنتن باشد.



شکل ۶ - ساختار نهایی پیشنهادی با شکاف L شکل در صفحه زمین. (الف) نمای بالایی. (ب) نمای پایینی.

سمت چهارم به عنوان دیوار هادی کامل مغناطیسی^۱ (PMC) بدون هیچ‌گونه حفره متالیزه عمل می‌کند. سمت چهارم عملاً فاقد دیوار فیزیکی است، اما به دلیل نحوه توزیع میدان‌ها، به شکل یک دیوار PMC عمل می‌کند که مانع فرار میدان مغناطیسی می‌شود و شرایطی ایده‌آل برای تابش امواج الکترومغناطیسی فراهم می‌آورد.



شکل ۵ - ساختار آنتن شکاف‌دار با محفظه تشدید SIW پیشنهادی. (الف) نمای بالایی. (ب) نمای پایینی [۲۰]

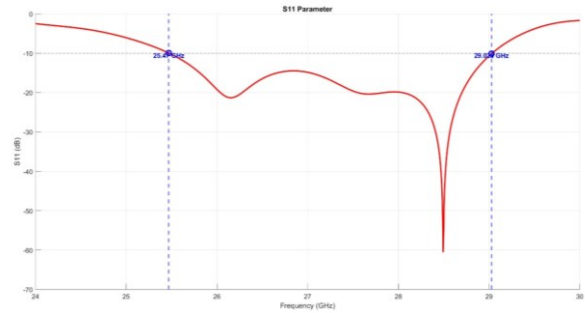
شکافی به شکل U است مطابق شکل (۵)، برای مختل کردن توزیع میدان در محفظه استفاده می‌شود و در عمل دستیابی به پاسخ پهن‌بند را ممکن می‌کند [۲۰]. نمونه ساخته شده از آنتن SIW پیشنهادی، ضریب انعکاسی کمتر از (-۱۰) دسی‌بل در بازه فرکانسی تا ۳۰ گیگاهرتز (۱۴/۵۱ درصد) نشان می‌دهد که با نتایج شبیه‌سازی شده تطابق خوبی دارد. در مقایسه با آنتن‌های مرسوم که فاقد محفظه و شکاف هستند، این آنتن سطوح بهره و راندمان بهتری را دارد. بیشینه بهره و راندمان تشعشی این آنتن به ترتیب ۷/۶۵ دسی‌بل و ۹۱/۲۹٪ اندازه‌گیری شده است. همچنین در محدوده فرکانس کاری، تغییرات کم در بیشینه بهره (۲۶/± دسی‌بل) و راندمان تشعشع (۰۹/±٪) مشاهده شده است. تطابق خوب ویژگی‌ها همراه با سطح مناسبی از بهره، راندمان تشعشی و الگوهای تشعشی مناسب، این آنتن پیشنهادی را می‌تواند برای کاربردهای 5G و سایر کاربردهای بی‌سیم مورد استفاده قرار گیرد [۲۰].

۴- شبیه‌سازی و نتایج

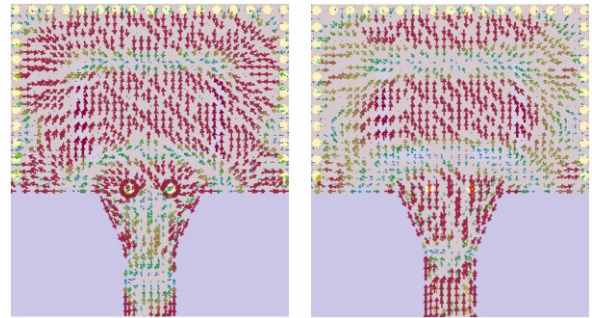
در ابتدا آنتن ارائه شده در مرجع [۲۰] بررسی و پیاده‌سازی شد. در قدم بعدی به منظور بهبود تطبیق آنتن، بجای اتصال مستقیم خط تغذیه با پچ، از یک خط شبیدار استفاده شد که منجر به بهبود پهنای باند تا ۹۰۰ مگاهرتز شد. در ادامه، همان‌طور که در شکل ۶ نشان داده شده است، دو شکاف L شکل در صفحه زمین محفظه SIW طراحی شده‌اند. هدف از به کارگیری این شکاف‌ها، بهبود عملکرد آنتن در حضور پین‌های اتصال کوتاه است. شکل این شکاف‌ها که از شکل U الهام گرفته است، برای دستیابی به تطبیق بهتر امپدانس و بهبود ویژگی‌های تشعشی انتخاب شده است. در بسیاری از طراحی‌های مبتنی بر شکاف‌های آنتن، تحلیل‌های نظری دقیق در دسترس نیست و طراحی اغلب به صورت تجربی یا بر پایه رفتار مودهای انتشاری امواج در محفظه انجام می‌شود.

¹ Perfect Magnetic Conductor

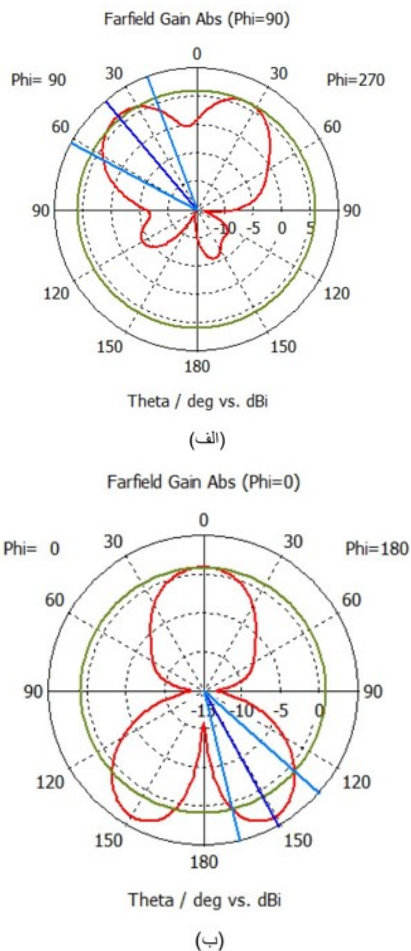
از ۳/۶۱ به ۱۰ میلی‌متر در محل اتصال به SIW، می‌توان مود بالا را به سمت پایین حرکت داد. این موضوع در طراحی نهایی و در تحلیل و بررسی پارامترهای آنتن به‌طور کامل مورد توجه قرار گرفته است. همچنین برای بهینه‌سازی طراحی آنتن، افزایش طول عمودی شکاف (LV) از ۳/۵۶ به ۴/۸ نیز ضروری است. با این تغییرات، همان‌طور که در شکل ۸ مشاهده می‌شود، فرکانس تشدید اول با فرکانس تشدید دوم ترکیب خواهد شد و در نتیجه، آنتنی با پهنای باند گسترده‌تری حدود ۳/۵۶ گیگاهرتز (۱۳٪) حاصل می‌گردد. این رویکرد امکان استفاده در طیف وسیع‌تری از فرکانس‌ها را فراهم می‌سازد. افزایش عرض گذار ریزنوار به SIW یا به عبارتی دیگر افزایش T_W موجب هدایت جریان‌های سطحی به سمت لبه‌های ساختار آنتن این امر باعث افزایش شتاب بارها و بهبود تابش و پهنای باند آنتن می‌گردد. از طرفی افزایش شدت میدان در لبه‌ها و نزدیکی شکاف‌ها، به ویژه در طراحی بهینه شده، تأییدکننده بهبود تابش آنتن است. این مقایسه به وضوح تأثیر مثبت افزایش T_W بر عملکرد آنتن را نشان می‌دهد. الگوی تشعشعی آنتن طراحی شده در دو صفحه XZ و YZ برای الگوی تشعشعی آنتن طراحی شده در دو صفحه مطابق شکل ۹ و ۱۰ است. همچنین نمودار بازدهی آنتن در این باند در شکل ۱۱ آمده است که به نسبت بازدهی ارائه شده در [۲۱] وضعیت مناسب‌تری دارد. به‌طورمثال در تمامی باند بازدهی حد ۸۰ یا بیشتر از آن دارد در حالی که آنتن ارائه شده در [۲۱] در برخی از زیربازه‌ها بازدهی ۶۰-۷۰ درصد دارد.



شکل ۸ - ضریب بازگشت آنتن نهایی طراحی شده در باند ۲۴ تا ۳۰ گیگاهرتز.



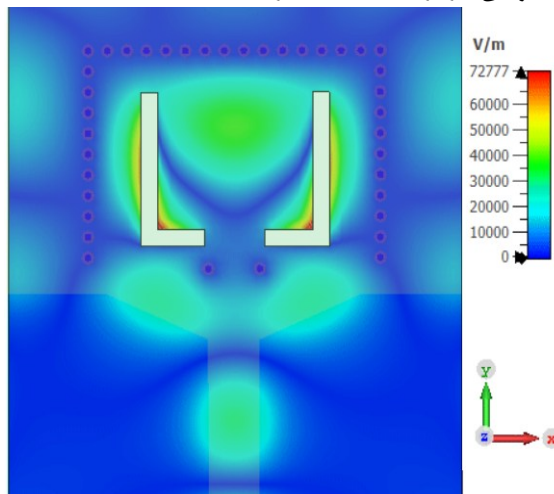
شکل ۷ - توزیع جریان در صفحه هادی بالا در فرکانس ۳۰/۵ GHz. (الف) بدون پین‌های اتصال کوتاه. (ب) با پین‌های اتصال کوتاه.



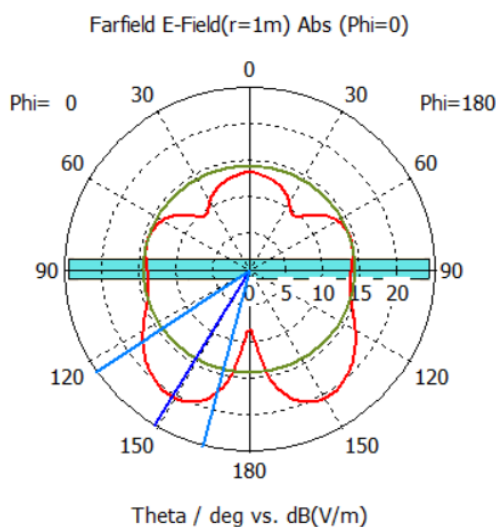
شکل ۹ - الگوی تشعشعی در فرکانس تشدید ۲۶/۱۵ گیگاهرتز. (الف) در صفحه YZ. (ب) در صفحه XZ.

همچنین تنظیم دقیق فرکانس‌های تشدید محفظه آنتن، امکان دستیابی به پهنای باند وسیع با بهره‌یکنواخت در سراسر باند عملیاتی را فراهم می‌سازد [۲۵]. در این طراحی، همان‌طور که پیشتر اشاره شد با اضافه کردن دو پین اتصال کوتاه، نیاز به تغییر ابعاد شکاف‌های آنتن وجود دارد. همچنین، با بهره‌گیری از دو شکاف تشدیدگر که یکی از راه‌های افزایش پهنای باند است، شکاف U شکل به دو شکاف L شکل قرینه تغییر داده شده است. طرح اولیه در مقاله [۲۱] ارائه شده بود اما اولاً در رابطه با برخی از مشخصه‌ها صحبتی نشده بود و امکان بدست آوردن نتایج اعلامی از طریق شبیه‌سازی نبود و در ثانی؛ نیاز به بهینه‌سازی مفصل‌تری به منظور کشف ارتباط مشخصات آنتن با ابعاد مجهول این ساختار وجود داشت. به عنوان نمونه پس از بررسی و بهینه‌سازی مشخص شد که تنظیم مکان اتصال کوتاه و ابعاد شکاف‌ها باعث ادغام پهنای باندهای جداگانه در تشدیدهای پایین و بالا و در نهایت، منجر به افزایش پهنای باند می‌شود. این روش می‌تواند بدون افزایش اندازه کلی آنتن، به‌طور مؤثری پهنای باند امپدانسی آنتن‌های صفحه‌ای با محفظه تشدید SIW را بهبود بخشد. پین‌های اتصال کوتاه که در پایین شکاف L شکل و در نزدیکی تغذیه قرار دارند، در نهایت به منظور بهبود پهنای باند اعمال شده‌اند. پین‌های اتصال کوتاه بین صفحه هادی بالایی و زیرلایه خاصیت القائی ایجاد کرده و در فرکانس‌های بالا باعث افزایش توزیع جریان در هادی بالایی می‌شوند [۲۶]. این پین‌ها همچنین به کاهش امواج سطحی کمک می‌کنند که بهبود عملکرد آنتن در این فرکانس‌ها را به دنبال دارد. شکل ۷ نمایشی از توزیع جریان در صفحه هادی بالایی را در دو حالت با و بدون پین‌های اتصال کوتاه نمایش می‌دهد. در طراحی نهایی، هدف اصلی دستیابی به پهنای باند بالا است، بنابراین تلاش می‌شود تا فرکانس تشدید دوم به سمت فرکانس‌های پایین‌تر جابجا شود. با افزایش عرض گذار (T_W)

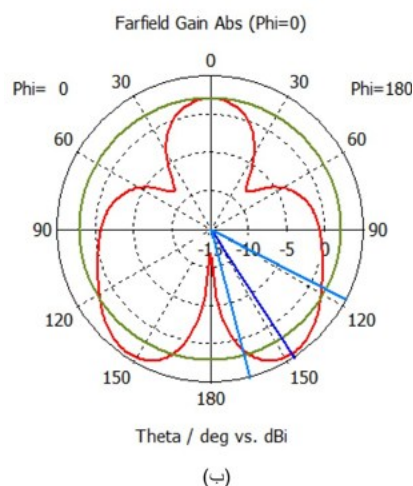
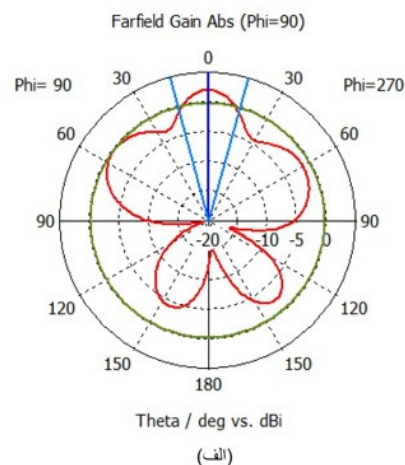
تأثیر مثبت افزایش TW بر عملکرد آنتن را نشان می‌دهد. الگوی تشعشعی آنتن طراحی شده در دو صفحه XZ و YZ برای الگوی تشعشعی آنتن طراحی شده در دو صفحه XZ و YZ برای فرکانس‌های تشدید ۲۶/۱۵ و ۲۸/۵ گیگاهرتز، به ترتیب مطابق شکل ۹ و ۱۰ است. همچنین نمودار بازدهی آنتن در این باند در شکل ۱۱ آمده است که به نسبت بازدهی ارائه شده در [۲۱] وضعیت مناسب‌تری دارد. به طور مثال در تمامی باند بازدهی حد ۸۰ یا بیشتر از آن دارد در حالی که آنتن ارائه شده در [۲۱] در برخی از زیربازه‌ها بازدهی ۶۰-۷۰ درصد دارد. در رابطه با الگوی تشعشعی، آنتن طراحی شده بیشتر برای کاربردهای چندجهته مناسب است، به ویژه برای شبکه‌های G5 که از ویژگی‌های اصلی این شبکه‌ها نیاز به پوشش وسیع و انتقال داده در جهات مختلف با سرعت بالا دارند. همچنین کاربرد همزمان رادار و موبایل نیز که نیاز به دو بیم جداگانه دارد، برای این آنتن مناسب است. همچنین آنتن‌هایی از این قبیل با شکاف در صفحه زمین، معمولاً تابش‌های متنوع و پراکنده‌ای دارند که می‌توانند در جهات مختلف انرژی را توزیع کند. همچنین آنتن‌هایی که بلند فرکانسی وسیع دارند، معمولاً به منظور پوشش‌دهی در طیف‌های مختلف و قابلیت اتصال با انواع مختلف دستگاه‌ها طراحی می‌شوند. این ویژگی معمولاً در آنتن‌هایی که برای کاربردهای چندجهته به کار می‌روند، دیده می‌شود؛ چراکه این نوع آنتن‌ها باید توانایی کار در باندهای مختلف را داشته باشند.



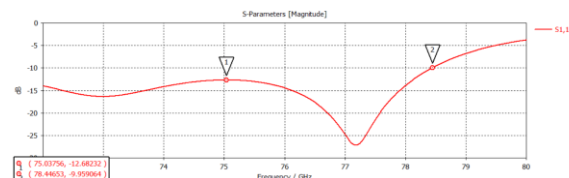
شکل ۱۳ - توزیع میدان الکتریکی روی آنتن در ۷۷ گیگاهرتز



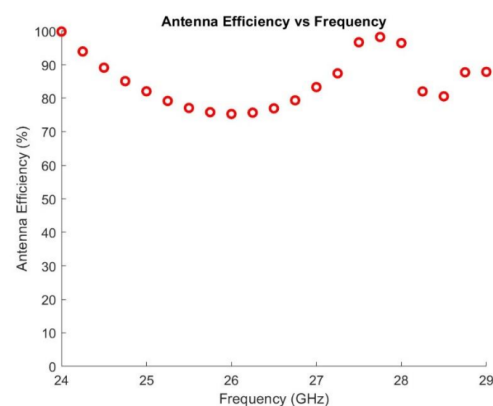
شکل ۱۴ - الگوی تشعشعی آنتن طراحی شده در ۷۷ گیگاهرتز



شکل ۱۰ - الگوی تشعشعی در فرکانس تشدید ۲۸/۵ گیگاهرتز. (الف) در صفحه YZ. (ب) در صفحه XZ.



شکل ۱۲ - نمودار پارامتر پراکندگی S11 آنتن در باند ۷۷ گیگاهرتز



شکل ۱۱ - نمودار بازدهی آنتن در باند ۲۴ تا ۲۹ گیگاهرتز

این امر باعث افزایش شتاب بارها و بهبود تابش و پهنای باند آنتن می‌گردد. از طرفی افزایش شدت میدان در لبه‌ها و نزدیکی شکاف‌ها، به ویژه در طراحی بهینه شده، تأییدکننده بهبود تابش آنتن است. این مقایسه به وضوح

جدول ۳ - مقایسه آنتن طراحی شده با مراجع

مراجع	فرکانس GHZ	ایده	بهره پیشینه dBi
[20]	۲۶/۲ - ۳۰/۳	شکل U	۷/۶
[21]	۲۹ تا ۳۵/۱	شکل L	۷/۵
[27]	۷۶/۷۶ - ۷۹	شیار طویل	۴/۳
This Work	۲۵/۴ - ۲۹/۱	شکل L	۷/۳
This Work	۷۸/۵ - ۷۲	شکل L	۷

مراجع

- [1] M. Skolnik, "Radar Handbook, 3rd ed.," McGraw-Hill, 2008.
- [2] WHO, "Global Status Report on Road Safety," 2023.
- [3] NHTSA, "The Impact of ADAS on Crash Prevention," U.S. Dept. Transp., 2022.
- [4] A. Steinhauser et al., "Automotive radar for autonomous vehicles: A review of signal processing techniques," *IEEE Signal Process. Mag.*, vol. 36, no. 5, pp. 111-125, 2019.
- [5] J. Hasch et al., "Millimeter-wave technology for automotive radar sensors," *Proc. IEEE*, vol. 100, no. 11, pp. 2372-2389, 2012.
- [6] Marcus, M.J., "5G and" IMT for 2020 and beyond"[Spectrum Policy and Regulatory Issues]. *IEEE Wireless Communications*, 2015. 22(4): p. 2-3.
- [7] L. Zheng, M. Lops, Y. C. Eldar and X. Wang, "Radar and Communication Coexistence: An Overview: A Review of Recent Methods," in *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 36, no. 5, pp. 85-99, Sept. 2019, doi: 10.1109/MSP.2019.2907329.
- [8] J. Ghalibafan, S. M. Hashemi, "Leaky-Wave Centerline Longitudinal Slot Antenna Fed by Transversely Magnetized Ferrite," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 52, no. 1, pp. 1-4, 2016.
- [9] A. R. Mallahzadeh, M. H. Amini, and S. Mohammad-alinezhad, "Leaky-wave long slot antenna design using ridged waveguide," *6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, Prague, pp. 1-3, Mar. 2012.
- [10] Tornero, J.L. Gómez. "Computation of modal coupling effects in meandered long-slot leaky-wave antennas," *2016 IEEE/ACIS International Conference on Wireless Information Technology and Systems (ICWITS) and Applied Computational Electromagnetics (ACES)*, pp. 1-2. IEEE, 2016.
- [11] L. Chang, Z. Zhang, Y. Li, S. Wang, and Z. Feng, "Air-filled long slot leaky-wave antenna based on folded half-mode waveguide using silicon bulk micromachining technology for the millimeter-wave band," *IEEE Trans. Antennas Propagation*, vol. 65, no. 7, pp. 3409-3418, Jul. 2017.
- [12] A. Kiani, F. Geran, S.M. Hashemi, et al. "Mathematical Analysis of a Modified Closed-Form Formula for Design a Uniform Leaky-Wave Antenna with Ultra-Low SLL," *Sci. Rep.* 9, 9372, 2019. <https://doi.org/10.1038/s41598-019-44967-w>
- [13] K. Wu, "Integration and interconnect techniques of planar and nonplanar structures for microwave and millimeter-wave circuits current status and future trend," *Microwave Conference (APMC 2001)*, pp. 411-416, 2001.
- [14] Y. J. Cheng, W. Hong, K. Wu, and Y. Fan, "Millimeter-wave substrate integrated waveguide long slot leaky-wave antennas and twodimensional multibeam applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 59, no. 1, pp. 40-47, Jan. 2011.

بهره شبیه سازی شده در فرکانس ۲۶/۱۵ گیگاهرتز، حدود ۷/۳ دسی بل و برای فرکانس ۲۸/۵ گیگاهرتز، برابر با ۵/۰۶ دسی بل است. همچنین راندمان آنتن طراحی شده نیز در کل پهنای باند فرکانسی میانگینی در حدود ۸۷ درصد دارد. در این باطراحی نسبی آنچه در [۲۱] صورت گرفته بود، طراحی اصلی در باند ۷۷ گیگاهرتز صورت می گیرد. در ادامه به منظور استفاده از این طرح و دانش فنی به دست آمده، آنتن مشابهی در باند ۷۷ گیگاهرتز ارائه شد. آنتن جدید بر روی زیرلایه دی الکتریک RT/Duroid-5880 طراحی شده است که دارای ضریب دی الکتریک نسبی $\epsilon_r = 2.2$ و تانژانت تلفات 0.0009 است. ضخامت زیرلایه در این طراحی ۰/۷۸۷ میلیمتر در نظر گرفته شده است.

جدول ۲ - مقایسه آنتن طراحی شده با مراجع

مراجع	فرکانس GHZ	ایده	بهره پیشینه dBi
[20]	۲۶/۲ - ۳۰/۳	شکل U	۷/۶
[21]	۲۹ تا ۳۵/۱	شکل L	۷/۵
[27]	۷۶/۷۶ - ۷۹	شیار طویل	۴/۳
This Work	۲۵/۴ - ۲۹/۱	شکل L	۷/۳
This Work	۷۸/۵ - ۷۲	شکل L	۷

شبیه سازی این آنتن نیز در نرم افزار CST و با فرکانس مرکزی ۷۷ گیگاهرتز صورت گرفته است. در شکل ۱۲ پاسخ فرکانسی آنتن مورد نظر دیده می شود. همچنین در شکل ۱۳ توزیع میدان الکتریکی روی آنتن و در نهایت در شکل ۱۴ الگوی تشعشعی آنتن در باند ۷۷ گیگاهرتز نمایش داده شده است که به نظر می رسد این شیوه طراحی در باندهای بالاتر نیز قابل استفاده است. همانطور که در شکل ها مشخص است، پهنای باند آنتن از ۷۲ تا ۷۸/۵ گیگاهرتز و بهره آن حدود ۷ دسیبل با دو بیم با سطح گلبرگ فرعی حدود ۶ دسیبل است. اندازه های لازم برای آنتنی مشابه شکل ۶ و در باند ۷۷ گیگاهرتز در جدول ۲ آمده است. همچنین در جدول ۲ مشخصات آنتن های طراحی شده با مراجع آورده شده است.

۵- نتیجه گیری

در این مقاله بعد از ارائه مفاهیم نظری آنتن های مبتنی بر SIW، دو آنتن پهن باند به منظور استفاده در کاربردهای مخابرات نسل پنجم و رادارهای خودرو در باند ۲۵ تا ۲۹ گیگاهرتز و ۷۲ تا ۷۸/۵ گیگاهرتز طراحی شد. اساس کار این آنتن، تشدید دو مود مختلف محفظه تشدید است. به منظور افزایش پهنای باند آن، شکاف هایی L شکل بر روی آن تعبیه شده است. ابتدا به منظور فهم ارتباط بین ابعاد مختلف در شکل آنتن با مشخصات آنتن، آنتن موجود در مراجع باز طراحی و بهینه شد که در این خصوص پهنای باند بیش از ۳/۵ گیگاهرتز و بهره ۷/۴ دسی بل و بازدهی متوسط ۸۷ درصد در این طراحی در باند ۲۵ تا ۲۹ بدست آمد. در ادامه با این دانش فنی به دست آمده، طراحی آنتن با پهنای باند حدود ۷ گیگاهرتز و بهره ۷ دسی بل در باند ۷۷ انجام شد. از این آنتن ها می توان در کاربردهایی که نیازمند دو بیم است استفاده کرد. همچنین از آن به عنوان سلول واحد در طراحی آرایه های فازی نیز بهره برد که دو بیم در دو راستای مختلف قابل تنظیم ایجاد نمود.

- [15] D. Zheng, Y. Lyu and K. Wu, "Longitudinally Slotted SIW Leaky Wave Antenna for Low Cross- Polarization Millimeter-Wave Applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2019. Available: 10.1109/tap.2019.2940469 [Accessed 15 November 2019].
- [16] X. Ding, Y. Wu, F. Jin, Z. Wang, and B. Wang, "A SIW Leaky-Wave Beam Scanning Array", *2019 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting*, 2019.
- [17] Y. Cassiviet al., "Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide," *IEEE Microwave and Wireless components letters*, 2002. 12(9): p. 333-335.
- [18] F. Xu, and K. Wu, "Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide," *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, 2005. 53(1): p. 66-73.
- [19] M.H. Awida, S.H. Suleiman, and A.E. Fathy, "Substrate-integrated cavity-backed patch arrays: A low-cost approach for bandwidth enhancement," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2011. 59(4): p. 1155-1163.
- [20] A. KUMAR., M. Kumar, and A.K. Singh, "Substrate Integrated Waveguide Cavity Backed Wideband Slot Antenna for 5G Applications," *Radioengineering*, 2021.
- [21] L. Kumar, V. Nath, and B. Reddy, "A wideband substrate integrated waveguide (SIW) antenna using shorted vias for 5G communications," *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, 2023. 171: p. 154879.
- [22] D.M. Pozar, "Microwave engineering. Revised edition," *Addison-Wesley, Inc*, 1990. 503.
- [23] G.Q. Luo, et al., "Planar slot antenna backed by substrate integrated waveguide cavity," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2008. 7: p. 236-239.
- [24] G.Q. Luo, et al., "Bandwidth-enhanced low-profile cavity-backed slot antenna by using hybrid SIW cavity modes," *IEEE transactions on Antennas and Propagation*, 2012. 60(4): p. 1698-1704.
- [25] A. Kumar, and S. Raghavan, "Bandwidth enhancement of substrate integrated waveguide cavity-backed bow-tie-complementary-ring-slot antenna using a shorted-via," *Defence Science Journal*, 2018. 68(2): p. 197-202.
- [26] D. Uzer, and S. Gültekin, "An investigation of shorting pin effects on circular disc microstrip antennas," *International Journal of Applied Mathematics, Electronics and Computers*, 2015. 3(3): p. 218-222.
- [27] J. Kazazi, A. Rahmani and M. Kamarei, "Design and Simulation of Long Slot SIW Leaky Wave Antenna for Automotive Radar Application," *2024 32nd International Conference on Electrical Engineering (ICEE)*, Tehran, Iran, 2024, pp. 1-5, doi: 10.1109/ICEE63041.2024.10668020.