

طراحی و شبیه‌سازی پلاریزر-دیپلکسر موجبری باند Ka با دو پلاریزاسیون دایروی در دو باند فرکانسی با استفاده از ساختار تیغه‌ای

مهدی درویشی‌بهلولی^۱، دانشجوی کارشناسی‌ارشد؛ سید اسماعیل حسینی^۲، استادیار؛ وحیدرضا باقری^۳، دانشجوی دکتری؛ حبیب‌اله عبیری^۴، استاد

۱- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه شیراز - شیراز - ایران - mahdi.darvishi@shirazu.ac.ir

۲- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه شیراز - شیراز - ایران - se.hosseini@shirazu.ac.ir

۳- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه شیراز - شیراز - ایران - vahidreza.bagheri@shirazu.ac.ir

۴- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه شیراز - شیراز - ایران - abiri@shirazu.ac.ir

چکیده: در این مقاله، یک پلاریزر-دیپلکسر موجبری از نوع پلاریزر تیغه در باند Ka برای تولید/تفکیک پلاریزاسیون‌های دایروی راست‌گرد و چپ‌گرد در دو باند فرکانسی برای کاربردهایی مانند سیستم‌های فضایی، اندازه‌گیری و . . . معرفی، طراحی و شبیه‌سازی می‌شود. ویژگی منحصربه‌فرد ساختار طراحی‌شده امکان ارسال توان‌های بالا به دلیل استفاده از ساختار موجبری با دو پلاریزاسیون در دو باند فرکانسی است. این ساختار دارای یک ساختار پله‌ای است که موجبر را به دو قسمت تقسیم می‌کند و هر قسمت جداگانه تغذیه می‌شود که یک قسمت پلاریزاسیون دایروی راست‌گرد در یک باند فرکانسی و قسمت دیگر پلاریزاسیون دایروی چپ‌گرد در باند فرکانسی دیگری را تأمین می‌کنند. نخست ساختار تیغه در دو محدوده فرکانسی ۲۰-۲۱ GHz و ۳۰-۳۱ GHz به‌عنوان دو لینک ارسال و دریافت با ارضای شرایط ایجاد و دریافت پلاریزاسیون دایروی قابل‌قبول طراحی و شبیه‌سازی می‌شود. سپس ساختار دیپلکسری که شامل قسمت جداکننده و فیلترها در دو باند مذکور می‌باشند، با بررسی انواع فیلترهای موجبری و انتخاب فیلتر مناسب میان‌گذر طراحی می‌شود. نتایج شبیه‌سازی پلاریزر-دیپلکسر، افت بازگشتی و تلف عبوری بسیار خوب برای هر دو نوع پلاریزاسیون در دو باند مذکور را نشان می‌دهد. با این طراحی S₁₁ کمتر از -۱۵ dB در هر دو باند فرکانسی به‌دست‌آمده است. مقدار ایزولاسیون میان همه دهانه‌های ورودی کمتر از -۴۰ dB است.

واژه‌های کلیدی: پلاریزر، پلاریزاسیون دایروی راست‌گرد و چپ‌گرد، پلاریزر تیغه‌ای، دیپلکسر.

Design and Simulation of a Ka Dual-Band Dual-Circular Polarization Septum-based Waveguide Polarizer-diplexer

M. Darvishi Bahloli¹, MSc Student; S. E. Hosseini², Assistant Professor; V. Bagheri³, PhD Student; H. Abiri⁴, Professor

1- Department of Electrical and Computer Engineering, University of Shiraz, Shiraz, Iran, Email: mahdi.darvishi@shirazu.ac.ir

2- Department of Electrical and Computer Engineering, University of Shiraz, Shiraz, Iran, Email: se.hosseini@shirazu.ac.ir

3- Department of Electrical and Computer Engineering, University of Shiraz, Shiraz, Iran, Email: vahidreza.bagheri@shirazu.ac.ir

4- Department of Electrical and Computer Engineering, University of Shiraz, Shiraz, Iran, Email: abiri@shirazu.ac.ir

Abstract: In this paper, a Ka dual-band dual-circular polarization septum polarizer-diplexer is proposed, designed and simulated for spatial systems and other applications. This waveguide-based structure is designed for 20-21 GHz and 30-31 GHz frequency ranges to generate/separate right and left hand circular polarizations. The polarizer has a septum structure that divides the waveguide in to two sections, one provides right hand circular polarization (RHCP) and the other provides left hand circular polarization (LHCP). Each section is connected directly to a waveguide-based diplexer, so the entire structure can transmit/receive both circular polarizations in dual-band. The septum polarizer, T-section, filters, etc., are designed and simulated. The designed septum-based waveguide polarizer-diplexer shows good return loss, insertion loss and isolation in the 20-21 GHz and 30-31 GHz frequency ranges.

Keywords: Polarizer, RHCP and LHCP, septum polarizer, diplexer.

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۶/۰۷/۰۴

تاریخ اصلاح مقاله: ۱۳۹۶/۱۰/۲۸

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۶/۱۲/۰۱

نام نویسنده مسئول: سید اسماعیل حسینی

نشانی نویسنده مسئول: ایران - شیراز - ابتدای خیابان زند - دانشکده مهندسی شماره ۱ - دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر.

۱- مقدمه

تقاضای بازار برای ارتباطات موبایلی با پهنای باند بالا در سال‌های اخیر بسیار افزایش یافته است. نرخ انتقال داده بالا و ارتباط دوطرفه، به‌سرعت در حال تبدیل شدن به کاربرد اصلی پایانه‌هایی با روزه‌های کوچک سیستم‌های ماهواره‌ای به‌ویژه در باند Ka شده است. باندهای فرکانسی بالا (Ka و Ku) به‌طور هم‌زمان به ما قابلیت برقراری لینک با نرخ انتقال داده بالا و همچنین کوچک‌بودن تجهیزات را می‌دهد [۱]. در همین حال به‌دلیل توسعه و پیشرفت ارتباطات فضایی و تکنولوژی اندازه‌گیری از راه دور فقط استفاده از یک نمونه پلاریزاسیون نمی‌تواند نیازهای فضایی (ماهواره‌ای) و سنسورهای کنترل از راه دور که برای ردیابی و اندازه‌گیری هدف استفاده می‌شوند را برطرف نماید. به‌همین دلیل میل به استفاده از پلاریزاسیون دایروی وجود دارد. در ارتباطات راداری استفاده از آنتن‌های دارای پلاریزاسیون دایروی می‌تواند تداخل ناشی از باران و ابر را جبران نماید [۲] و تلفات ناشی از پلاریزاسیون را به حداقل برساند.

آنتن‌ها یکی از مهم‌ترین اجزای سیستم‌های مخابراتی نظامی و تجاری هستند [۳، ۴]. ساخت یک آنتن مرجع که هم‌زمان نیاز ما به پلاریزاسیون‌های دایروی راست‌گرد و چپ‌گرد و همچنین خطی را برطرف نماید، بسیار حائز اهمیت است. در مقالات بسیاری به نحوه تولید پلاریزاسیون دایروی و همچنین نحوه جداسازی دو فرکانس مختلف با استفاده از روش‌های گوناگون اشاره شده است.

در [۵] آنتن موجبری روزه‌ای برای دو باند و با دو پلاریزاسیون به‌صورت آرایه‌ای در باند Ka ارائه شده است. 10×9 روزه شیب‌دار بر روی قسمت کوچک‌تر موجبر مستطیلی به‌وجود آمده که در فرکانس ۳۵ گیگاهرتز با پلاریزاسیون افقی تشعشع می‌کند و 10×8 روزه طولی بر روی پهنای موجبر در فرکانس ۳۰ گیگاهرتز با پلاریزاسیون عمودی تشعشع می‌کند.

در سال ۱۹۹۶ پروژه‌ای برای ناسا تحت عنوان آنتن شیپوری چندفرکانسی برای دو قسمت از باند X و یک قسمت از باند Ka تعریف شد. این آنتن شیپوری چند فرکانسی در دو محدوده فرکانسی GHz $31.8-32.3$ در باند Ka و GHz $7.145-7.235$ در باند X برای زمین^۱ و در محدوده فرکانسی GHz $7.145-7.235$ در باند X برای ارتباط با ماهواره^۲ طراحی شد. این آنتن برای پلاریزاسیون دایروی و برای توان بسیار بالا (بیش از ۲۰ کیلووات) طراحی و ساخته شد [۶].

همچنین به‌طور مشابه در [۷] یک تغذیه چهار پورته برای یک بازگرداننده موج^۳ طراحی شده است. استفاده از چوک^۴ در دهانه آنتن به‌علت کاهش پلاریزاسیون متقاطع^۵ مشهود است. بعد از آنتن شیپوری با استفاده از دیپلکسر عملیات جداسازی دو فرکانس بالا و پایین انجام می‌گیرد و در مرحله نهایی از یک ساختار تیغه برای جداکردن پلاریزاسیون‌های راست‌گرد و چپ‌گرد در گیرندگی و تولید آن‌ها در فرستندگی استفاده شده است. استفاده از دی‌الکتریک در

درون دهانه آنتن باعث کوچک‌ترشدن ساختار شده است. این ساختار برای کار در فرکانس‌های ۴ و ۶ گیگاهرتز طراحی شده است.

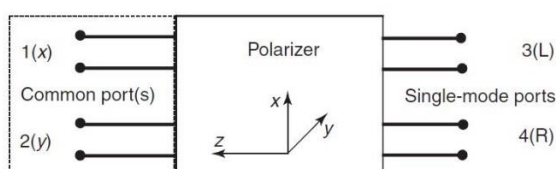
در باند Ka آقای سیمون منر^۶ و همکارانش در مقاله خود [۸] دست به ابتکار جالبی زده و به طراحی آرایه آنتنی میکرواستریپی برای دو باند و با پلاریزاسیون دایروی برای کاربردهای ماهواره‌ای پرداخته است، در فرکانس ۳۰-۳۱ GHz به فراسو با پلاریزاسیون راست‌گرد و در فرکانس ۲۰-۲۱ GHz به فروسو با پلاریزاسیون چپ‌گرد می‌پردازد. مهم‌ترین مشکل ساختار پیشنهادشده توسط آقای منر و همکارانش تحمل توان کم به‌دلیل استفاده از آنتن میکرواستریپی است.

با توجه به ماهیت تحقیق، انواع پلاریزرها و دیپلکسرها و همچنین کاربردهای فضایی و غیرفضایی این باند فرکانسی باید بررسی شوند. در این مقاله طراحی، شبیه‌سازی تغذیه دوباندی در دو بازه فرکانسی ۲۰-۲۱GHz و ۳۰-۳۱GHz و با دو پلاریزاسیون دایروی چپ‌گرد و راست‌گرد ارائه می‌شود.

در بخش دوم ابتدا پس از معرفی انواع پلاریزرها به ارائه طراحی نوع خاصی از پلاریزرهای موجبری تیغه‌ای که در پهنای باند بزرگی با نسبت محوری^۷ مناسب در باند فرکانسی Ka کاربرد دارند، پرداخته خواهد شد. در بخش سوم ساختار جداکننده فرکانس با نام دیپلکسر معرفی و در زیر بخش‌های آن دو فیلتر میان‌گذر^۸ در بازه‌های فرکانسی ۲۰-۲۱GHz و ۳۰-۳۱GHz و یک فیلتر پایین‌گذر^۹ با فرکانس قطع بالای ۲۱GHz و یک ساختار سه دهانه‌ای اتصال‌دهنده، طراحی و شبیه‌سازی می‌شود. نتایج شبیه‌سازی با استفاده از دو نرم‌افزار کاربردی در تحلیل مسائل الکترومغناطیسی به نام‌های CST و HFSS و همچنین استفاده از نرم‌افزار محاسباتی MATLAB در بخش چهارم ارائه شده است.

۲- پلاریزر

منظور از پلاریزر در اینجا قطعه‌ای است که پلاریزاسیون خطی در امواج الکترومغناطیسی را به پلاریزاسیون دایروی تبدیل می‌کند. پلاریزرهای موجبری گاهی شبیه به ساختارهای OMT^{۱۰} به‌صورت سه دهانه‌ای و گاهی به شکل یک سیستم ۴ دهانه‌ای ارائه می‌شوند.

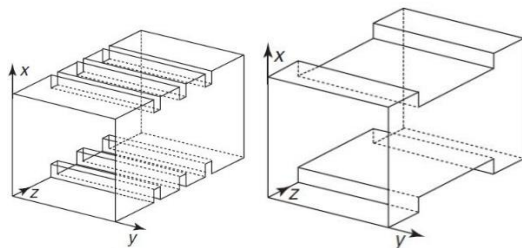


شکل ۱: شماتیک پلاریزر [۹].

همان‌طور که در شکل ۱ دیده می‌شود ساختار دارای دو دهانه تک‌مدی (۳ و ۴) و دو دهانه (۱ و ۲) مشترک است. پلاریزاسیون دایروی ایجاد شده موج انتشاری در فضای آزاد قطعاً به‌شکل پلاریزاسیون بیضوی درمی‌آید. پلاریزاسیون بیضوی از دو بردار عمود برهم و غیر هم‌اندازه تشکیل شده است. خواص زیر در مورد

پلاریزرهای موجبری از جمله اجزای کلیدی در تغذیه آنتن‌ها برای تبدیل پلاریزاسیون خطی به دایروی هستند [۹]. از دیدگاه عملی پلاریزرهای موجبری نیز به دو گروه پلاریزر^{۱۵} DPCP و پلاریزر تیغه‌ای تقسیم می‌شوند.

DPCP خود به دو گروه تقسیم می‌شود. یکی دو سیگنال با پلاریزاسیون دایروی را در دو پلاریزاسیون خطی عمود بر هم به همراه یک موجبر مشترک منتشر می‌کند که معروف به DPS^{۱۶} هستند و دیگری OMT است که دو پلاریزاسیون خطی را به دو موجبر مجزا تقسیم می‌کند.



شکل ۲: نمونه‌هایی از DPS

۲-۱-۱- پلاریزر تیغه‌ای

درواقع تیغه به‌عنوان یک OMT بسیار کوچک‌شده باقابلیت تولید و استخراج دو پلاریزاسیون عمود برهم یا دو پلاریزاسیون دایروی یا دو پلاریزاسیون خطی کج‌شده عمل می‌کنند.

استفاده از آنتن‌های با دوپلاریزاسیون در سیستم‌های ارتباطی باعث امکان استفاده از دو پلاریزاسیون در یک فرکانس و در نتیجه افزایش ظرفیت سیستم می‌شود.

علاوه بر آن محبوبیت پلاریزر تیغه را می‌توان در ترکیبی از خواص قابل‌توجه مانند پیچیدگی کم، سهولت ساخت، حجم کم، وزن کم و کارایی در پهنای باند فرکانسی بالا، یافت [۹].

این تیغه در میانه موجبر قرار می‌گیرد و با شکل‌های متفاوتی قابلیت طراحی دارد. استفاده از ساختار پله‌ای یکی از شکل‌های قرارداد این تیغه در میانه موجبر است. با استفاده از این ساختار می‌توان پلاریزاسیون دایروی به‌صورت هم‌زمان چپ‌گرد و راست‌گرد را در کاربرد گیرندگی به‌طور هم‌زمان از هم جدا و در کاربرد فرستندگی تولید نمود. در این بین ابعاد (طول و ارتفاع و ضخامت) ساختار پله‌ای نقش اساسی را در به‌وجودآمدن چنین خاصیتی بازی می‌کنند.

از ساده‌ترین راه‌های تولید پلاریزاسیون دایروی، ایجاد یک تیغه دی‌الکتریک در میانه موجبر دایروی است. با قرارداد این تیغه در میانه موجبر می‌توان بین دو مد عمود برهم اختلاف‌فاز ۹۰ درجه‌ای ایجاد و پلاریزاسیون دایروی را به‌وجود آورد. گفتنی است ضخامت و ضریب گذردی الکتريکی دی‌الکتریک مورد استفاده تأثیر زیادی در به‌وجودآمدن پلاریزاسیون دایروی دارند [۱۰].

در میان انواع مختلفی از پلاریزرهای موجبری با ساختار تیغه‌ای، پلاریزر پله‌ای از محبوب‌ترین و جذاب‌ترین آن‌هاست. دلیل محبوبیت

پلاریزاسیون دایروی مهم هستند، اول هر پلاریزاسیون را می‌توان از ترکیب دو پلاریزاسیون دایروی راست‌گرد و چپ‌گرد به دست آورد. دوم اینکه پلاریزاسیون دایروی چه راست‌گرد و چه چپ‌گرد هردو به‌راحتی می‌توانند در موجبر دایروی و مربعی با ترکیب دو مد اساسی TE_{11v} و TE_{11h} در موجبر دایروی و TE₁₀ و TE₀₁ در موجبر مربعی با اندازه یکسان و اختلاف فاز ۹۰ درجه‌ای به‌دست آیند. پس با توجه به شکل ۱ ماتریس پراکندگی^{۱۱} برای پلاریزر ایده‌آل به‌صورت زیر تعریف می‌شود:

$$S = 2^{-\frac{1}{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & e^{j\frac{\pi}{2}} \\ 0 & 0 & e^{j\frac{\pi}{2}} & 1 \\ 1 & e^{j\frac{\pi}{2}} & 0 & 0 \\ e^{j\frac{\pi}{2}} & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

دیده می‌شود که در تمامی دهانه‌ها به‌دلیل صفر بودن قطر اصلی ماتریس S انطباق وجود دارد. از ستون سوم چنین برمی‌آید که توانی که به دهانه سوم می‌رسد، نصف توان ارسالی از دهانه یک و نیمی از دهانه دو است که هریک باهم اختلاف‌فازی معادل ۹۰ درجه دارند.

در دهانه ۴ نیز این اتفاق می‌افتد با این تفاوت که توان ارسالی از دهانه یک این بار ۹۰ درجه عقب‌تر از توان رسیده از دهانه دوم است. حال اگر در خروجی، فقط LHCP^{۱۲} بخواهد وجود داشته باشد که فازور^{۱۳} ورودی دهانه یک به‌شکل $2^{-\frac{1}{2}}$ و فازور دهانه دو با ۹۰ درجه اختلاف‌فاز به‌شکل $2^{-\frac{1}{2}} e^{-j\frac{\pi}{2}}$ است. پس باید ماتریس پراکندگی، در این ورودی تعریف‌شده، ضرب شود.

$$S = 2^{-\frac{1}{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & e^{j\frac{\pi}{2}} \\ 0 & 0 & e^{j\frac{\pi}{2}} & 1 \\ 1 & e^{j\frac{\pi}{2}} & 0 & 0 \\ e^{j\frac{\pi}{2}} & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} 2^{-\frac{1}{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j\frac{\pi}{2}} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

در ادامه برای دستیابی به پلاریزاسیون دایروی راست‌گرد ورودی‌ها عکس حالت قبل است بنابراین:

$$S = 2^{-\frac{1}{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & e^{j\frac{\pi}{2}} \\ 0 & 0 & e^{j\frac{\pi}{2}} & 1 \\ 1 & e^{j\frac{\pi}{2}} & 0 & 0 \\ e^{j\frac{\pi}{2}} & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} 2^{-\frac{1}{2}} \begin{bmatrix} e^{-j\frac{\pi}{2}} \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

۲-۱- انواع پلاریزر

پلاریزرهای میکروویو به دودسته بزرگ ساختارهای نواری معلق^{۱۴} و ساختارهای موجبری تقسیم می‌شوند که در اینجا تمرکز بر ساختارهای موجبری است.

هم‌زمان وارد ساختار شده‌اند، پاسخ نهایی جمع خطوط میدان در مرحله سوم است.

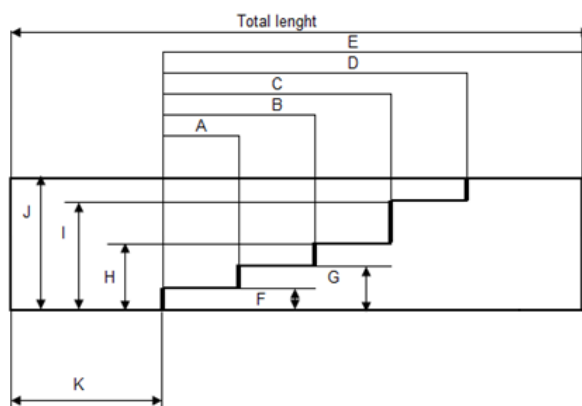
همان‌گونه که در شکل قابل مشاهده است خطوط میدان در دهانه سمت راست مخالف هم بوده و یکدیگر را از بین می‌برند ولی در دهانه سمت چپ این خطوط باهم هم‌سو هستند. لذا در نهایت موج ورودی به دهانه فقط به یکی از ورودی‌ها می‌رسد. این رفتار با توجه به هم‌پاسخ‌بودن ساختار در حالت فرستندگی نیز اتفاق می‌افتد، یعنی آنگاه که فقط یک ورودی تحریک شود در خروجی پلاریزاسیون دایروی مثلاً راست‌گرد و آنگاه که ورودی دیگر تحریک شود در خروجی پلاریزاسیون دایروی چپ‌گرد خواهد بود.

۲-۲- طراحی پلاریزر تیغه

گام اول انتخاب تعداد پله‌های پلاریزر است. پهنای باند این مبدل امیدانس با تعداد پله‌های به‌کاررفته متناسب است. برای مثال استفاده از دو پله در ساختار، برای کاربردهای باریک باند کاربرد دارد. ارتفاع پله‌ها به‌صورت مستقیم انتخاب می‌شوند. نباید ارتفاع اولین پله آن‌قدر بزرگ باشد که باعث تحریک مدهای بالاتر شود. هم‌زمان انتخاب بهینه ارتفاع پله‌ها برای حداکثرشدن تطبیق الزامی است [۲۳، ۲۲، ۱۶].

در مرحله بعد، شیفت فاز اتفاق افتاده در هر پله را باید محاسبه نمود. از آنجا که شیفت فاز موردنظر ۹۰ درجه است، باقی‌مانده این شیفت باید بین تعداد پله‌ها تقسیم شود [۲۳، ۱۶]. با توجه به مراجع [۱۶، ۲۲، ۲۳] ساختار پیشنهادی برای تأمین انتظارات ما به‌صورت شکل ۴ است و ابعاد نمایش داده‌شده در جدول ۱ با استفاده از شبیه‌سازی و بهینه‌سازی در نرم‌افزار CST به‌دست آمده است.

تحریک به دو صورت موج‌بر مستطیلی و استفاده از پروب جریان و کابل هم‌محور^{۱۷} امکان‌پذیر است. برای تحقق پروب جریان از اتصال‌دهنده SMA استفاده می‌شود. استفاده از کابل هم‌محور به‌مراتب در مرحله ساخت ساده‌تر است. از مشکلات استفاده از کابل هم‌محور می‌توان به محدودیت در توان و همچنین داشتن تلفات اشاره نمود [۲۴]. در این مقاله ورودی ساختار، موج‌بری طراحی شده است.



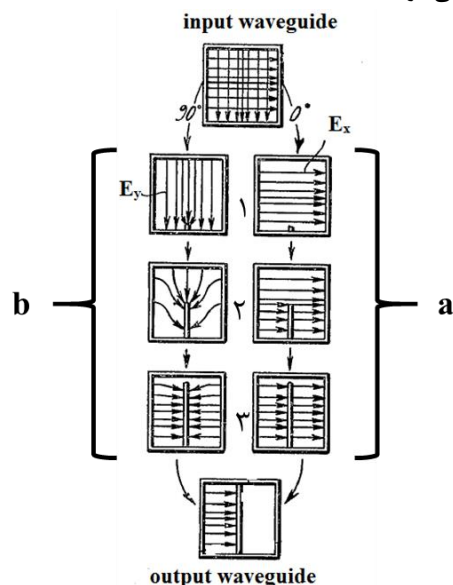
شکل ۴: شکل کلی ساختار پله‌ای

در جدول ۱ ابعاد ساختار پله‌ای طراحی شده آمده است.

این نمونه از پلاریزر ساخت راحت و همچنین پهنای باند بالای آن است. استفاده از تیغه فلزی برای موج‌بر مستطیلی [۱۶-۱۱] و موج‌بر دایروی [۱۷-۱۹] و همچنین استفاده از تیغه تی‌شکل [۲۰] از روش‌های معمول دیگر برای تولید پلاریزاسیون دایروی هستند.

گفتنی است در صورت تحریک یک دهانه پلاریزاسیون دایروی (مثلاً راست‌گرد) و با تحریک دهانه دیگر که معمولاً به‌صورت متقارن قرار می‌گیرد، پلاریزاسیون دایروی چپ‌گرد و همچنین در صورت تحریک هر دو دهانه به‌صورت هم‌زمان پلاریزاسیون خطی تولید می‌شود. تحریک هم‌فاز و یا غیر هم‌فاز دو دهانه ورودی، تعیین‌کننده نوع عمودی یا افقی‌بودن پلاریزاسیون خطی است.

به جهت انتشار پلاریزاسیون دایروی از دهانه خروجی، این دهانه باید به شکل مربع در طراحی با موج‌بر مستطیلی و یا دایره در طراحی با موج‌بر دایروی باشد. دلیل این امر را باید در برابر بودن هر دو مؤلفه عمودی و افقی در پلاریزاسیون دایروی جست‌وجو کرد. نحوه ایجاد پلاریزاسیون دایروی توسط ساختار پله‌ای در موج‌بر مستطیلی در شکل ۳ دیده می‌شود.



شکل ۳: نحوه تجزیه موج با پلاریزاسیون دایروی [۲۱].

در شکل ۳ در قسمت a خطوط میدان E_x و در قسمت b خطوط میدان E_y به تفکیک نمایش داده شده است. فرض بر این است که یک موج با پلاریزاسیون دایروی که دارای E_x و E_y یکسانی است به سر دهانه خروجی پلاریزر رسیده، پس در این حالت سیستم در حالت گیرندگی قرار دارد، لذا انتظار است (برای مثال) در صورت راست‌گرد بودن موج دریافتی فقط به یک دهانه ورودی سیگنال برسد. در مرحله دو به‌مرور هریک از میدان‌های E_x و E_y ناپیوستگی ساختار پله‌ای میان موج‌بر را می‌بینند و با بلندتر شدن ساختار پله‌ای، هریک از میدان‌ها به‌طور مجزا به دهانه‌های ورودی می‌رسند. مرحله سوم نشان دهنده خطوط میدان هر یک از ورودی‌هاست. حال با توجه به شکل در مرحله سوم و همچنین با عنایت به اینکه هر دو میدان E_x و E_y به‌طور

جدول ۱: ابعاد ساختار پله‌ای (به mm)

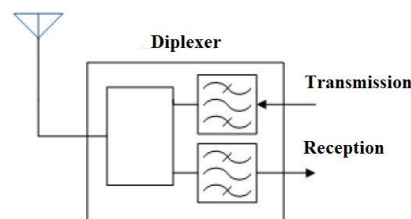
I	۵/۸۳	E	۲۵/۸۳	A	۳/۷۱
J	۸/۶۳۶	F	۲	B	۷/۷۹
K	۱۵/۲۹	G	۲/۹۸	C	۱۱
Thickness	۱	H	۴/۱۳	D	۱۲/۲۸

۳- دیپلکسر

طراحی ادوات غیرفعال^{۱۸} برای کاربردهای ماهواره‌ای به دلیل وجود تعداد زیاد ماهواره‌ها که هر کدام روی یک مدار حرکت می‌کنند و دارای فرکانس خاص خود هستند، به صورت منحصربه‌فرد انجام می‌گیرد. محدوده فرکانسی مخابرات ماهواره‌ای از ۳ تا ۳۰ گیگاهرتز بوده که این طیف پهن فرکانسی به زیر باندهای زیادی تقسیم می‌شود که هریک برای کاربردی اختصاص داده شده‌اند. توانی که هریک در آن کار می‌کنند نیز بستگی به اهداف گوناگون کاربرد آن دارد.

شرایط فضا دارای محدودیت‌های خاصی است و قطعاتی که برای آن طراحی و ساخته می‌شوند، نیز بایستی پاسخ مناسب به این محدودیت‌ها بدهند. در نتیجه طراحی ادوات به منظور کاربرد در ارتباطات ماهواره‌ای برای همیشه به یک بحث جدید و متفاوت تبدیل شده است. با توجه به این موضوع همه طراحی‌ها در این زمینه سخت و به تعبیری بحرانی هستند، چون خرابی یک قطعه باعث می‌شود تمام سیستم غیرقابل استفاده شود.

نکته دیگری که باید در ذهن داشت، محدودیت منبع در فضای بیرون است. تلاش فراوانی برای کاهش وزن و حجم ادوات مورد استفاده در ماهواره برای تنظیم قابلیت پرتاب ماهواره انجام می‌گیرد. در این راستا استفاده از عنصری غیرفعال که به ما قابلیت بهره‌بردن از یک آنتن تنها برای ارسال و دریافت می‌دهد، حائز اهمیت است [۲۵].



شکل ۵: بلوک دیاگرام ساختار دیپلکسر [۲۵].

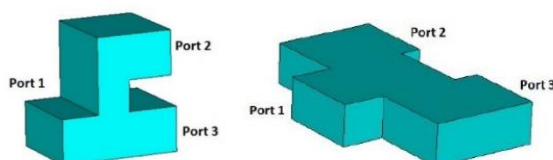
دیپلکسرها می‌توانند هم به صورت میکرواستریپی و هم به صورت موجبری مورد استفاده قرار گیرند. دیپلکسره‌های میکرواستریپی به دو صورت صفحه‌ای و غیر صفحه‌ای مورد استفاده قرار می‌گیرند، اما گاهی برای پهن‌باند کردن دیپلکسرها از ترکیب فیلترهای صفحه‌ای و غیر صفحه‌ای استفاده می‌شود [۲۶]. به منظور افزایش راندمان، استفاده از تکنیک موجبری خصوصاً برای کاربردهای توان بالا و کاهش تلفات لازم است. این در حالی است که پیاده‌سازی یک دیپلکسر موجبری یکی از پرزحمت‌ترین مسائل فرکانس بالا است [۲۷]. ساختار دیپلکسره‌های موجبری نیز به شکل‌های گوناگونی همچون استفاده از تشدیدگرهای موجبری [۲۸]، موجبرهای پر شده از دی‌الکتریک [۲۹] که به دلیل

کوچک‌سازی ابعاد دیپلکسر مورد استفاده قرار می‌گیرد، استفاده از رزوناتورهای دومی که برای تحقق بخشیدن به فیلتر دوباندی که فقط برای فیلتر چبی‌شف قابل‌ارائه است [۳۰] و یا بهره‌بردن از حفره‌های چند مدی استوانه‌ای متداول [۳۱] می‌تواند تحقق یابد.

با توجه به سنگین و بزرگ بودن ساختارهای موجبری، کوچک‌تر شدن اندازه و کاهش ماده سازنده ساختار به یک چالش در دیپلکسره‌های موجبری با کاربرد در ارتباطات ماهواره‌ای و سیستم‌های بی‌سیم، تبدیل شده است [۲۸].

دیپلکسر موجبری از دو ساختار فیلتری و یک اتصال‌دهنده سه پورتی تشکیل شده است. برای تحقق این منظور دو فیلتر میان‌گذر لازم است که گاهی زیاد بودن باند عدم گذر موردنظر باعث می‌شود از دو فیلتر پایین‌گذر و بالاگذر نیز بهره‌برده شود. استفاده از ساختار موجبری به جهت تحمل توان بالا و کم‌تلف بودن نسبت به بقیه خطوط انتقال برای کاربردهای ماهواره‌ای توصیه می‌شود. در این ساختار از موجبر مستطیلی WR34 استفاده شده است که فرکانس قطع مود غالب آن ۱۷/۳۵۷GHz و فرکانس قطع مود بالاتر آن ۳۴/۷۱۵GHz است.

دو راه کلی استفاده از اتصال‌دهنده E-Plane یا H-Plane برای طراحی ساختار سه پورتی وجود دارد، اما فیلترهایی که در هریک از دو حالت گفته شده استفاده می‌شوند، یکسان هستند. فقط مسئله‌ای که در این دو شکل طراحی متفاوت است، جایگاه قرارگیری فیلترها است. نکته دیگر فرکانس قطع دیگر مدهای انتشاری به جز مد غالب در ساختار موجبری است در ساختار H-Plane عرض ساختار حداقل دو برابر عرض موجبر ورودی است که باعث کاهش فرکانس قطع مدهای بالاتر در ساختار می‌شود. در نتیجه در فیلترهایی که در ادامه ساختار قرار می‌گیرند بایستی اثرات این مدهای ناخواسته را از بین برد، اما در ساختار E-plane عرض ساختار ثابت می‌ماند و فرکانس‌های قطع تغییر نمی‌کنند. یکی از دلایلی که در این مقاله از ساختار E-plane استفاده شده است علاوه بر مزیت‌های هنگام ساخت ساختار، تغییر نکردن فرکانس قطع مد غالب در آن است [۲۶]. شکل ۶ شمای کلی از دو ساختار سه دهانه‌ای E-Plane و H-plane را نشان می‌دهد.



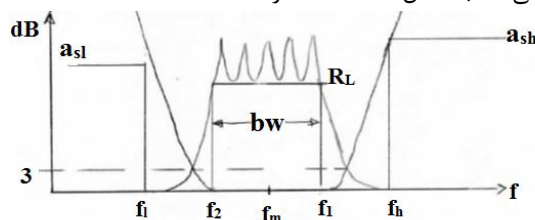
شکل ۶: ساختار سه دهانه‌ای E-Plane و H-plane [۲۶].

۳-۱- فیلتر

از جمله پرکاربردترین اجزای سیستم‌های مخابراتی فیلترها هستند. با این‌که سابقه‌ای طولانی در طراحی فیلتر وجود دارد اما نیاز روزافزون به جداسازی بازه‌های فرکانسی به دلیل افزایش و گسترش کانال‌های

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \quad (۶)$$

در این روابط ω' و ω'_1 مطابق شکل ۷-الف مربوط به پاسخ فیلتر پایین‌گذر است و ω_0 ، ω_1 و ω_2 نیز پارامترهای فیلتر میان‌گذر هستند که در شکل ۷-ب نشان داده شده است. از طرفی باید تعداد رزوناتورهای لازم به‌منظور دستیابی به ناهم‌واری^{۲۰} موردنظر پاسخ فیلتر میان‌گذر در باند عبور و تضعیف مدنظر در باند عدم عبور نیز تعیین شود. با توجه به نوع پاسخ فیلتر میزان تلف در باند عدم عبور و ناهم‌واری در باند عبور و استفاده از سری نمودارهای موجود در منابع از جمله [۳۲] درجه فیلتر تعیین می‌شود. بعد از تعیین درجه فیلتر باید پارامترهای مدار نمونه پایین‌گذر یا به عبارت دیگر g_k ها تعیین شوند. در مواردی که میزان ناهم‌واری موردنظر استاندارد نیست، می‌توان از معادلات تئوری موجود به‌منظور محاسبات پارامترهای فیلتر چبی‌شف (پاسخی مشابه شکل ۸) استفاده کرد.



شکل ۸: نمودار پاسخ فیلتر میان‌گذر [۳۲]

با استفاده از مجموعه فرمول‌های زیر درجه فیلتر تعیین می‌شود:

$$\lambda_g = c / \sqrt{f^2 - f_c^2} \Rightarrow \lambda_{g_1}, \lambda_{g_2}, \lambda_{g_a}, \lambda_{g_b} \quad (۷)$$

$$\lambda_{g_0} = (\lambda_{g_1} + \lambda_{g_2}) / 2 \quad (۸)$$

$$B = (\lambda_{g_2} - \lambda_{g_1}) / \lambda_{g_0} \quad (۹)$$

$$f_c = c / 2a \quad (۱۰)$$

$$\Omega_{sh} = \frac{2}{B} \frac{\lambda_{g_0} - \lambda_{g_b}}{\lambda_{g_0}}, \Omega_{sl} = \frac{2}{B} \frac{\lambda_{g_a} - \lambda_{g_0}}{\lambda_{g_0}} \quad (۱۱)$$

$$\Omega_{sh} = \frac{2}{B} \frac{\lambda_{g_0} - \lambda_{g_b}}{\lambda_{g_0}}, \Omega_{sl} = \frac{2}{B} \frac{\lambda_{g_a} - \lambda_{g_0}}{\lambda_{g_0}} \quad (۱۲)$$

$$N = \max \left\{ \arccos h \left(\frac{1}{L_{Ar}} \sqrt{10^{\frac{a_{sh}}{10dB}} - 1} \right) / \arccos h(\Omega_{sh}), \right. \\ \left. \arccos h \left(\frac{1}{L_{Ar}} \sqrt{10^{\frac{a_{sl}}{10dB}} - 1} \right) / \arccos h(\Omega_{sl}) \right\} \quad (۱۳)$$

در روابط بالا f_c فرکانس قطع مد TE_{10} موج‌بر مستطیلی و a_{sh} میزان تلف در فرکانس f_h و a_{sl} تلف در فرکانس f_l و L_{Ar} همان R_L است. بعد از محاسبه N مقدار g_k را می‌توان از روابط (۱۴) تا (۱۷) محاسبه نمود.

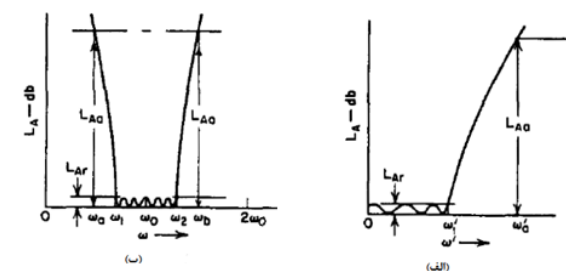
ارتباطی مخابراتی باعث‌شده تا همواره طراحی و ساخت ادوات فیلتر مایکروویوی یکی از جذاب‌ترین و داغ‌ترین مباحث روز دنیا باشد.

در این مقاله دو فیلتر با پهنای باند فرکانسی ۱ GHz در بازه‌های فرکانسی ۲۱-۲۰ GHz و ۳۱-۳۰ GHz مورد نیاز است که کمترین مقدار تلفات در باند عبور را داشته و از طرفی در باند عدم عبور تضعیف مناسبی داشته باشد. یکی از مشکلات عمده در طراحی فیلترهای مایکروویوی تکرار پاسخ در فرکانس‌های بالاتر است که گاهی لازم است فیلتر پایین و یا بالا گذر دیگری در کنار دیگر فیلترها اضافه شود. این تکنیک برای افزایش تضعیف در باند عدم عبور نیز کاربرد دارد.

برای این منظور انتخاب‌های متفاوتی برای فیلتر وجود دارد. دودسته کلی فیلترهای نواری معلق و فیلترهای موج‌بری وجود دارند. در فیلترهای نوار معلق به علت ابعاد کوچک در فرکانس‌های بالا ساخت این نمونه از فیلتر نیازمند ادوات خاص و تکنولوژی پیچیده‌ای است و از طرفی تصحیح ساختار پس از ساخت تقریباً غیرممکن است، لذا با توجه به شرایط گفته شده انتخاب این نمونه از فیلتر برای بازه فرکانسی مورد نظر ما درست نیست. دسته کلی دیگری از فیلترها را می‌توان فیلترهای موج‌بری نامید، این‌گونه فیلترها انواع مختلفی دارند که هرکدام از آن‌ها مزایا و معایب خاص خود را دارند. با توجه به امکانات موجود برای ساخت بهترین گزینه استفاده از فیلتر آیریس^{۱۹} است. در ادامه به نحوه طراحی فیلتر آیریس خواهیم پرداخت.

۳-۱-۱- نحوه طراحی فیلتر آیریس

به‌منظور طراحی فیلتر، ابتدا باید پارامترهای شکل پاسخ تعیین شوند. پارامترهای پاسخ فیلتر میان‌گذر به‌خوبی با استفاده از تبدیلات پایین گذر به میان‌گذر، از روی پاسخ پایین گذر قابل بیان است.



شکل ۷: شکل پاسخ (الف) - فیلتر پایین‌گذر، (ب) فیلتر میان‌گذر [۳۰].

با استفاده از رابطه ۴ شکل پاسخ پایین‌گذر به میان‌گذر تبدیل می‌شود.

$$\omega' / \omega'_1 = (\omega / \omega_0 - \omega_0 / \omega) / w \quad (۴)$$

در این رابطه w بیانگر پهنای باند نسبی است و از رابطه زیر محاسبه می‌شود:

$$w = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \quad (۵)$$

و همچنین ω_0 بیانگر فرکانس مرکزی فیلتر میان‌گذر است:

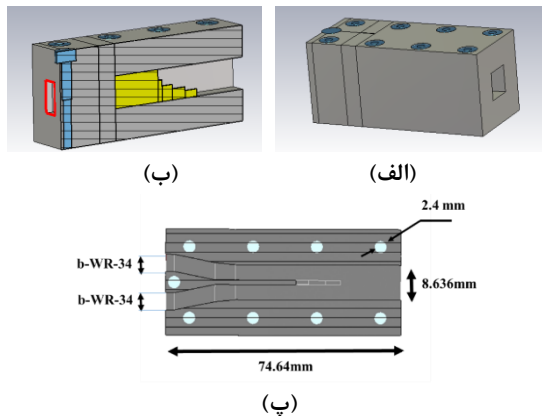
$$l_k = \frac{\lambda_{g_0}}{2\pi} \left[\pi + \frac{1}{2}(\varphi_k + \varphi_{k+1}) \right] \quad (23)$$

در رابطه (۲۳)، l_k نشان‌دهنده طول تشدیدگر k ام، یا به عبارتی فاصله بین $k, k+1$ ام است. نتایج طراحی در بخش ۴ با جزئیات خواهد آمد.

۴- نتایج طراحی و شبیه‌سازی

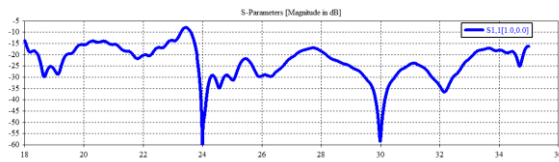
۴-۱- پلاریزر تیغه

شکل کلی ساختار در شکل ۱۰ قابل مشاهده است.



شکل ۱۰: شکل کلی پلاریزر از سه نما

در شکل ۱۰ قسمت الف نمایش کاملی از ساختار سه‌بعدی پلاریزر است. قسمت ب این شکل برش افقی و قسمت زرد رنگ نمایانگر تیغه پله‌ای طراحی شده و قسمت قرمز رنگ یکی از ورودی‌های تحریک شده است. قسمت پ برشی از بالای ساختار و نشان‌دهنده ابعاد دهانه‌های ورودی و خروجی است. همان‌طور که در شکل مشخص است ابعاد دهانه ورودی، ابعاد موج‌بر استاندارد WR-34 است. همان‌طور که در شکل ۱۱ دیده می‌شود، امپدانس ورودی تیغه در پهنای باند وسیع خوب است و افت بازگشتی در پهنای باند وسیع خوب است به‌ویژه در دو باند فرکانسی مطلوب ما یعنی در بازه فرکانسی ۲۱-۲۰ GHz کمتر از ۱۵dB و در بازه فرکانسی ۳۱-۳۰ GHz کمتر از ۲۰dB است.



شکل ۱۱: افت بازگشتی (S_{11})

همان‌طور که در شکل ۱۲ دیده می‌شود در کل پهنای باند در هر دو فرکانس بهره ثابت است.

نسبت محوری پارامتری است که با آن، مقدار ایده‌آل نبودن پلاریزر را نمایش می‌دهند. این پارامتر عموماً با واحد دسی‌بل ارائه می‌شود که نسبت بیشترین به کمترین بردار در پلاریزاسیون بیضوی

$$g_0 = 1, \beta = \ln[\coth(\frac{L_{Ar}}{17.37})], \gamma = \sinh[\frac{\beta}{2N}] \quad (14)$$

$$\alpha_k = \sin(\frac{(2k-1)\pi}{2N}), b_k = \gamma^2 + \sin^2(\frac{k\pi}{N}) \quad (15)$$

$$g_1 = \frac{2\alpha_1}{\gamma}, g_k = 4 \frac{\alpha_{k-1}\alpha_k}{b_{k-1}g_{k-1}}, k = 2, 3, \dots, N \quad (16)$$

$$g_{N+1} = \begin{cases} 1 \rightarrow N - \text{odd} \\ \coth(\beta/4) \rightarrow N - \text{even} \end{cases} \quad (17)$$

تا اینجا درجه فیلتر و پارامترهای مدار نمونه پایین‌گذر محاسبه گردیده است. حال با استفاده از g_k ها، K ها محاسبه می‌شوند.

$$k_{01} = \frac{K_{01}}{Z_0} = \sqrt{\frac{\pi}{2} \frac{B}{g_0 g_1}} \quad (18)$$

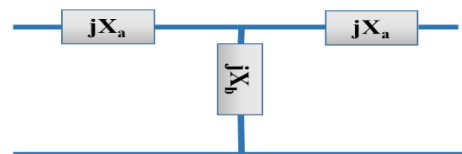
$$k_{k,k+1} = \frac{K_{k,k+1}}{Z_0} = \frac{\pi}{2} \frac{B}{\sqrt{g_k g_{k+1}}} \quad (19)$$

$$k_{N,N+1} = \frac{K_{N,N+1}}{Z_0} = \sqrt{\frac{\pi}{2} \frac{B}{g_N g_{N+1}}} \quad (20)$$

$$K = Z_0 \left| \tan\left(\frac{\phi}{2} + \tan^{-1} \frac{X_a}{Z_0}\right) \right| \quad (21)$$

$$\phi = -\tan^{-1}\left(\frac{2X_b}{Z_0} + \frac{X_a}{Z_0}\right) - \tan^{-1} \frac{X_a}{Z_0} \quad (22)$$

برای بعضی از ساختارهای ناپیوسته در درون موج‌بر، می‌توان مدل مداری T شکل ارائه داد. در برخی مراجع [۳۳] مقادیر پارامترهای این مدل مداری با استفاده از اندازه‌گیری ارائه شده است.

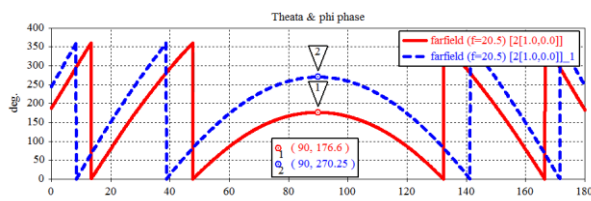


شکل ۹: مدل مداری T

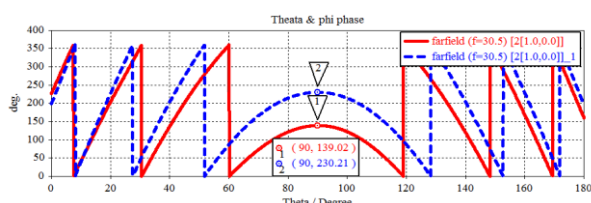
در ادامه به منظور یافتن مقادیر X_b و X_a لازم است یک سلول از فیلتر آیریس مدنظر برای طراحی را در نرم‌افزار HFSS شبیه‌سازی نموده و مقادیر را به دست آورد. در ادامه باید با استفاده از نرم‌افزار MATLAB و فرمول‌های ارائه شده تا به اینجا، یک‌روند بازگشتی طی می‌شود و k ها برای شبیه‌سازی محاسبه می‌شوند.

برای تعیین d که همان فاصله میان دو آیریس در عرض موج‌بر است، با استفاده از نرم‌افزار HFSS نمودار تغییرات d برحسب k های شبیه‌سازی شده را به دست آورده و با مقایسه با k های واقعی d موردنظر محاسبه می‌شود. برای تعیین طول تشدیدگر یا به عبارتی فاصله بین دو ناپیوستگی، از آن‌جا که در این نوع فیلترها از تشدیدگرهای $\lambda_{g_0}/2$ استفاده می‌شود، فاصله بین دو ناپیوستگی باید حدود نصف طول موج باشد، با اعمال اثر اصلاحی فاز φ ، این فاصله به صورت زیر به دست می‌آید:

نکته دیگری که بایستی در آزمودن پلاریزاسیون دایروی علاوه بر معیار نسبت محوری به آن توجه کرد، وجود اختلاف فاز ۹۰ درجه‌ای در دو صفحه E-plane و H-plane در پهنای بیم است که در شکل ۱۴ در دو فرکانس مرکزی نشان داده شده است.



الف

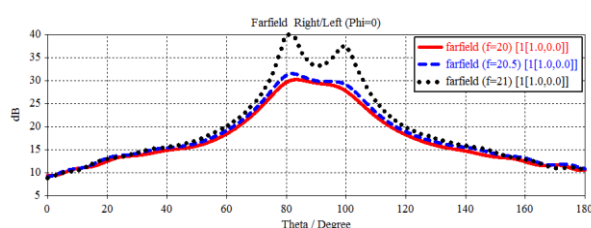


ب

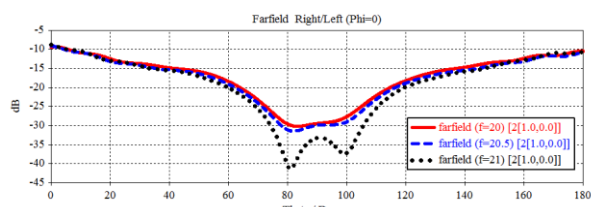
شکل ۱۴: (الف) نمودار تغییرات فاز در دو صفحه θ و ϕ در فرکانس مرکزی ۲۰/۵ GHz، (ب) نمودار تغییرات فاز در دو صفحه ϕ و θ در فرکانس ۲۰/۵ GHz

همان‌طور که شکل ۱۴ نشان می‌دهد اختلاف فاز این دو نمودار فقط در پهنای بیم که نسبت محوری نشانگر دایروی بودن پلاریزاسیون است، مقدار ۹۰° است.

اما ادعای دیگر ما مبنی بر راست‌گرد بودن پلاریزاسیون در صورت تحریک یک دهانه و چپ‌گرد بودن در صورت تحریک دهانه دیگر با توجه به نمودارهای شکل ۱۵ قابل اثبات است.



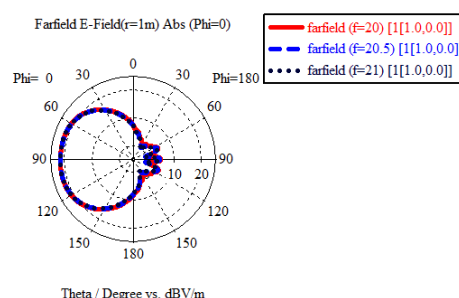
الف



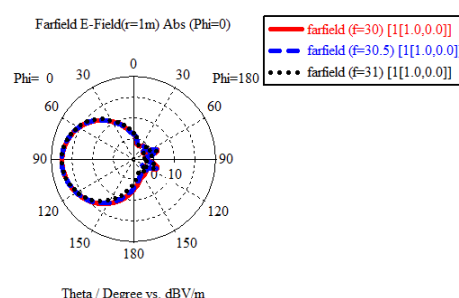
ب

شکل ۱۵: (الف) نمودار right/left وقتی ورودی یک تحریک شده، (ب) نمودار right/left وقتی ورودی دو تحریک شده در بازه فرکانسی ۲۰-۲۱ GHz

است. پس هرچه مقدار این معیار به صفر نزدیک‌تر باشد نسبت برابری میان دو میدان عمود برهم و با اختلاف فاز ۹۰ درجه‌ای بیشتر بوده لذا پلاریزاسیون به دایروی نزدیک‌تر می‌شود.



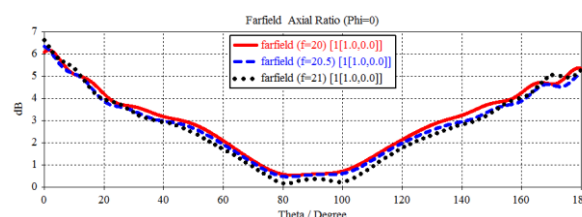
الف



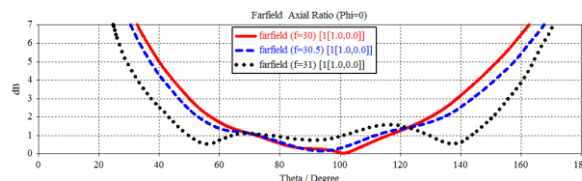
ب

شکل ۱۶: (الف) الگوی تشعشعی پلاریزر در فرکانس ۲۰/۵ و ۲۱ گیگاهرتز، (ب) الگوی تشعشعی پلاریزر در فرکانس ۳۰/۵ و ۳۱ گیگاهرتز

حال باید ثابت شود که پلاریزاسیون دایروی است پس با استفاده از معیار نسبت محوری این مهم را می‌توان نشان داد. حال اگر یکی از ورودی‌ها تحریک گردند، پلاریزاسیون دایروی خواهد بود. شکل ۱۳ نشان‌دهنده مقدار کم نسبت محوری در پهنای بیم ۶۰ درجه‌ای پلاریزر در دو بازه فرکانسی است و برای کاربردهایی با این پهنای بیم در این بازه‌های فرکانسی قابل استفاده است.

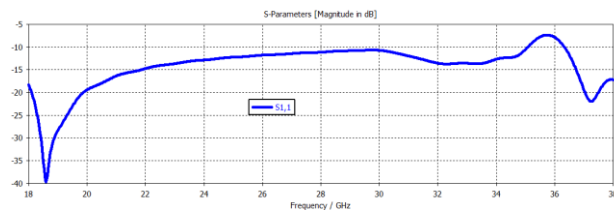


الف

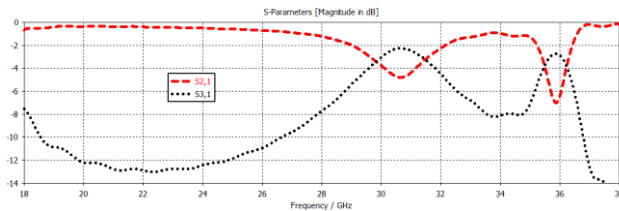


ب

شکل ۱۷: (الف) نمودار تغییرات axial ratio در بازه فرکانسی ۲۱-۲۰ GHz، (ب) نمودار تغییرات axial ratio در بازه فرکانسی ۳۱-۳۰ GHz



الف



ب

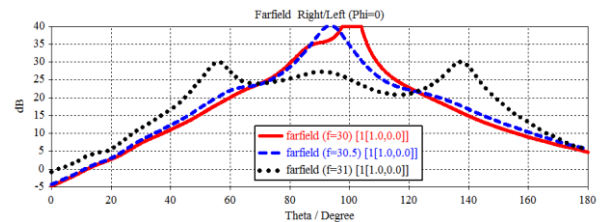
شکل ۱۸: (الف): افت بازگشتی (S_{11}) ساختار سه دهانه‌ای طراحی شده،
(ب) S_{21} و S_{31} ساختار سه دهانه‌ای طراحی شده

۴-۲-۱- طراحی فیلتر

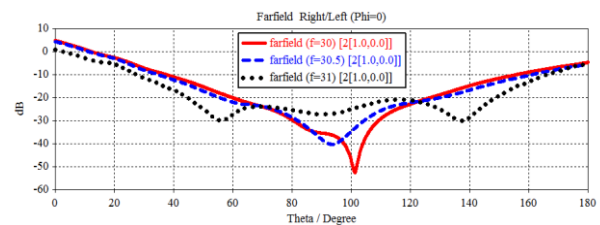
به منظور دستیابی به فیلتر مدنظر بعد از ساخت، اندکی به پهنای باند طراحی اضافه شده است. فرکانس مرکزی این فیلترها در ۲۰/۵ و ۳۰/۵ گیگاهرتز و پهنای باند فیلتر اول بین ۱۹/۸ و ۲۱/۲ گیگاهرتز و برای فیلتر دوم ۲۹/۸ و ۳۱/۲ گیگاهرتز تعیین شده است. میزان ناهمواری پاسخ در باند عبور برابر با ۰/۱ dB و حداقل تضعیف برای فرکانس‌های ۱۹/۶ و ۲۱/۴ گیگاهرتز در فیلتر اول و برای فرکانس‌های ۳۱/۴ و ۲۹/۶ گیگاهرتز در فیلتر دوم، یعنی در فاصله‌ای به اندازه کمتر از ۱ درصد فرکانس مرکزی از باند بالا و پایین فیلتر، حداقل برابر با ۲۰ dB است. درجه هر دو فیلتر با فرکانس‌های مرکزی ۲۰/۵ GHz و ۳۰/۵ GHz برای دستیابی به این مشخصات برابر با ۱۰ است. با توجه به چندقسمتی بودن ساختار نهایی برای دستیابی به پاسخ مطلوب در هر قسمت سعی بر طراحی بهتر از حد انتظار است. ابعاد با اندکی بهینه‌سازی برای فیلتر با فرکانس مرکزی ۲۰/۵ GHz به صورت جدول ۳ و ۴ محاسبه شده است. نمودار شکل ۱۹ پاسخ فیلتر یک را با فرکانس مرکزی ۲۰/۵ GHz نمایش می‌دهد.

همان‌طور که دیده می‌شود و قبلاً پیش‌بینی شده بود، پاسخ این فیلتر علاوه بر فرکانس f_0 در فرکانس‌های دیگری نیز تکرار می‌شود که مطلوب نیست و باید به گونه‌ای جبران شود. برای جبران باید یک فیلتر پایین‌گذر را در ادامه فیلتر میان‌گذر استفاده کرد. با توجه به روند طراحی ارائه شده برای طراحی فیلتر میان‌گذر، البته بدون در نظر گرفتن تبدیل پایین‌گذر به میان‌گذر، می‌توان این فیلتر را طراحی نمود.

قسمت b شکل ۲۰ نمایشی از فیلتر میان‌گذر و قسمت a نمایشی از فیلتر پایین‌گذر در فرکانس مرکزی ۲۰/۵ GHz در کنار هم از دو برش است.



الف

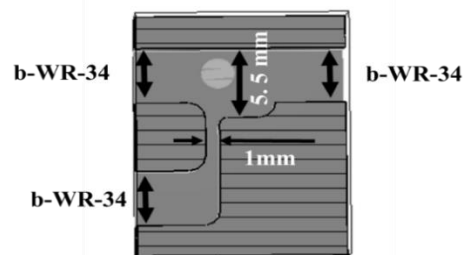


ب

شکل ۱۶: (الف) نمودار right/left وقتی ورودی یک تحریک شده،
(ب) نمودار right/left وقتی ورودی دو تحریک شده در بازه فرکانسی ۳۰-۳۱ GHz

۴-۲-۲- دیپلکسر

ساختار کلی دیپلکسری از یک ساختار سه دهانه‌ای و دو ساختار فیلتری تشکیل شده است. در شکل ۱۷ نمونه طراحی شده برای ساختار سه دهانه‌ای قابل مشاهده است.



شکل ۱۷: ساختار سه دهانه‌ای طراحی شده

شکل ۱۸ نمایشی از پارامتر S ساختار سه دهانه‌ای طراحی شده برای وقتی که دهانه دو برای ورودی فیلترهای با فرکانس مرکزی ۲۰/۵ GHz و دهانه سه برای ورودی فیلترهای با فرکانس مرکزی ۳۰/۵ GHz و دهانه یک ورودی به قسمت پلاریزر است.

همان‌طور که در این شکل دیده می‌شود در محدوده فرکانسی ۲۰-۲۱ GHz و ۳۰-۳۱ GHz دارای افت بازگشتی بهتر از -۱۰ dB است. قابل ذکر است با افزودن فیلترها به دهانه‌های این سه دهانه، پاسخ‌های آن به هم می‌ریزد و در این مرحله سعی نمی‌شود پاسخ از این مقدار بهبود یابد و در مرحله بعد که فیلترها به ساختار اضافه می‌شود بهینه‌سازی برای کل ساختار شامل ساختار سه دهانه‌ای و فیلترها انجام می‌شود. در بخش بعدی فیلترها طراحی و شبیه‌سازی می‌شوند.

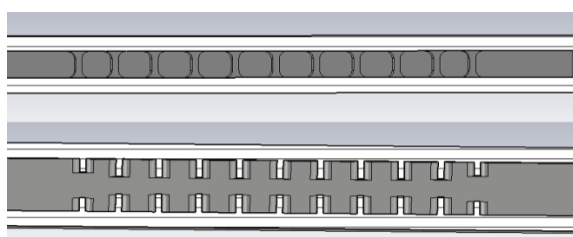
ابعاد برای فیلتر با فرکانس مرکزی ۳۰/۵GHz به صورت جدول ۵ و ۶ محاسبه شده است.

جدول ۵: طول هر سلول (به mm) در فیلتر با فرکانس مرکزی

۳۰/۵GHz					
l_7	۶/۶۷	l_4	۶/۷۰	l_0	۵/۸۲
l_8	۶/۵۵	l_5	۶/۷۰	l_1	۶/۵۵
l_9	۵/۸۱	l_6	۶/۶۹	l_2	۶/۶۷
				l_3	۶/۶۹

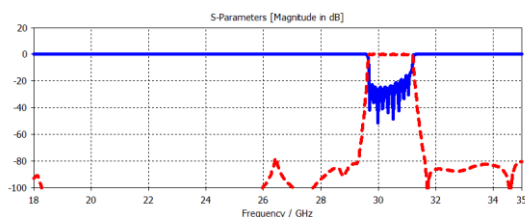
جدول ۶: فاصله بین دو آیریس (mm) در فیلتر با فرکانس مرکزی

۳۰/۵ GHz					
$d_{8,9}$	۲/۸۲	$d_{4,5}$	۲/۷۳	$d_{0,1}$	۴/۴۷
$d_{9,10}$	۵/۰۹	$d_{5,6}$	۲/۷۳	$d_{1,2}$	۳/۱۱
$d_{10,11}$	۶/۵۲	$d_{6,7}$	۲/۷۳	$d_{2,3}$	۲/۸۲
		$d_{7,8}$	۲/۷۵	$d_{3,4}$	۲/۷۵



شکل ۲۲: فیلتر میان‌گذر در فرکانس مرکزی ۳۰/۵GHz از دو برش

شکل ۲۲ فیلتر میان‌گذر در فرکانس مرکزی ۳۰/۵GHz از دو برش است. پاسخ فیلتر دوم با فرکانس مرکزی ۳۰/۵GHz در شکل ۲۳ نمایش داده شده است.



شکل ۲۳: افت بازگشتی (S_{11})

در شکل ۲۴ نمودارهای مربوط به ساختار کامل دیپلکسری با حضور ساختار سه دهانه‌ای و دو فیلتر در دوباند فرکانسی با کمترین ناهموازی در باند عبور و تضعیف مناسب در باند عدم عبور قابل مشاهده است.

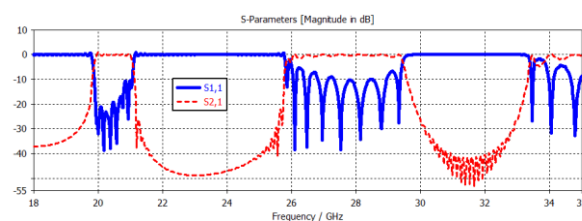
برای اعتبارسنجی نتایج، ساختار در نرم‌افزار HFSS نیز شبیه سازی شده است، شکل ۲۵ نمایشی از نتایج نرم‌افزار HFSS است.

جدول ۳: طول هر سلول (به mm) در فیلتر با فرکانس مرکزی

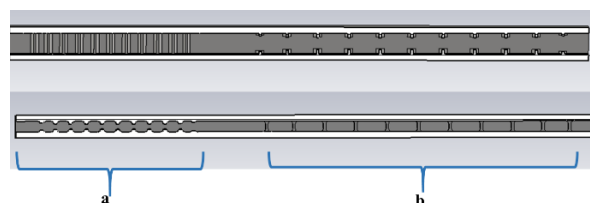
۲۰/۵GHz					
l_7	۱۲/۷۴	l_4	۱۲/۸۶	l_0	۱۰/۷۲
l_8	۱۲/۳۲	l_5	۱۲/۸۶	l_1	۱۲/۳۲
l_9	۱۰/۶۵	l_6	۱۲/۸۴	l_2	۱۲/۷۴
				l_3	۱۲/۸۴

جدول ۴: فاصله بین دو آیریس (به mm) در فیلتر با فرکانس مرکزی

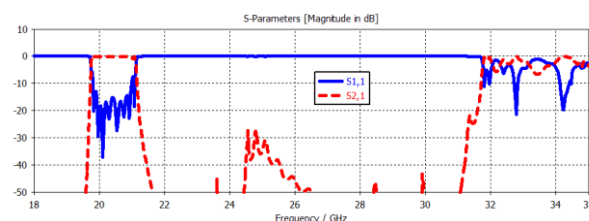
۲۰/۵ GHz					
$d_{8,9}$	۴/۶۲	$d_{4,5}$	۴/۴۸	$d_{0,1}$	۶/۴۳
$d_{9,10}$	۵/۰۹	$d_{5,6}$	۴/۴۷	$d_{1,2}$	۵/۰۹
$d_{10,11}$	۶/۵۲	$d_{6,7}$	۴/۴۸	$d_{2,3}$	۴/۶۲
		$d_{7,8}$	۴/۵۲	$d_{3,4}$	۴/۵۲



شکل ۱۹: افت بازگشتی (S_{11}) و انتقال (S_{12}) فیلتر میان‌گذر با فرکانس مرکزی ۲۰/۵GHz



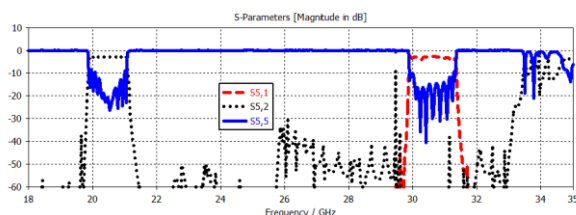
شکل ۲۰: فیلتر میان‌گذر قسمت b و پایین‌گذر قسمت a در فرکانس مرکزی ۲۰/۵GHz در کنار هم از دو برش



شکل ۲۱: افت بازگشتی (S_{11}) و انتقال (S_{12}) فیلتر میان‌گذر و پایین‌گذر در کنار هم

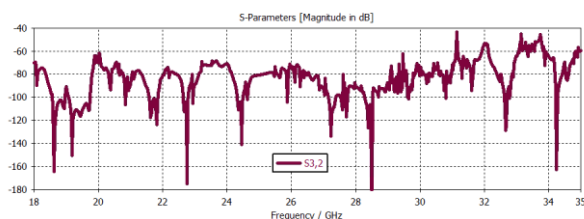
با توجه به نمودار شکل ۲۱، همان‌طور که گفته شد، پاسخ تکراری به فرکانس‌های بسیار بالاتر انتقال داده شد.

ساختار ۱/۳ سانتی‌متر است. با توجه به نمودار شکل ۲۷ دیده می‌شود که توان ورودی به دهانه ۵ با افت ۳dB به هریک از دهانه‌های ۱ و ۲ می‌رسد.



شکل ۲۷: نمودارهای مربوط به ساختار نهایی وقتی تحریک از دهانه پلاریزر باشد

همان‌طور که دیده می‌شود افت فقط ۳dB است که آن هم مربوط به تقسیم‌شدن توان ورودی از دهانه ۵ به دو دهانه ۱ و ۲ است. با توجه به نتایج داده‌شده توسط نرم‌افزار تلفات ساختار تقریباً صفر است و این به دلیل ایده‌آل بودن محیط نرم‌افزار است. در انتها با نمایش شکل ۲۸ مقدار انتقال توان بین دو ورودی بررسی می‌شود. دهانه‌های انتخاب‌شده برای بررسی مقدار ایزولاسیون، دهانه‌های هم‌فرکانس هستند زیرا دهانه‌های غیرهم‌فرکانس به دلیل حضور فیلترها دارای ایزولاسیون بالایی هستند. با توجه به نمودار مقدار انتقال توان بین این دو ورودی بسیار ناچیز است.



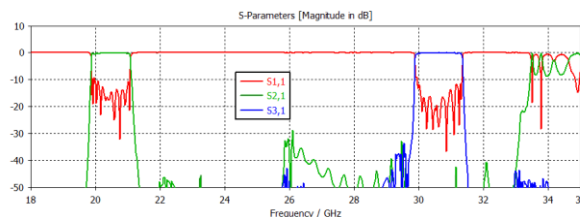
شکل ۲۸: نمودار میزان انتقال توان بین دو ورودی ۲ و ۳

نرم‌افزار است. مقدار ایزولاسیون میان همه دهانه‌های ورودی کمتر از ۴۰ dB است. ابعاد نهایی ساختار ۳۸×۴×۱/۳ سانتی‌متر است.

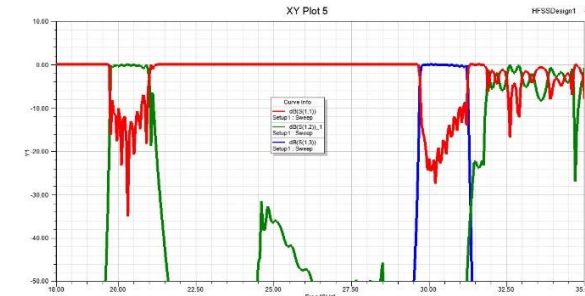
۶- مراجع

- [1] L. Marcellini, R. L. Forti and G. Bellaveglia, "Future developments trend for Ku and Ka antenna for satcom on the move," in *Antennas and Propagation (EUCAP), Proceedings of the 5th European Conference on*, pp. 2346-2350, 2011.
- [2] Y. Zhang, Y. Liu, Y. Jiang, W. Hou and X. Lv, "Design of an X-band dual circularly polarized offset reflector antenna," 2015.

[۳] آزاده ایمانی، جواد نورینیا و چنگیز قبادی «آنتن دایورسیتی مسطح جدید پهن‌بند جهت استفاده در ارتباطات سیار» مهندسی برق دانشگاه تبریز، دوره ۴۰، شماره ۲، صفحه ۱۹-۱۳، ۱۳۸۹.

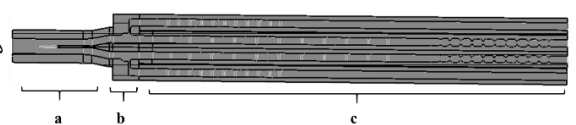


شکل ۲۴: نمودارهای مربوط به ساختار دیپلکسری



شکل ۲۵: نمودارهای مربوط به ساختار دیپلکسری در نرم‌افزار HFSS

شکل ۲۶ نمایش ساختار نهایی و کامل‌شده است. قسمت a پلاریزر تیغه، قسمت b ساختار سه دهانه‌ای و قسمت c ساختار فیلتری است. دهانه ۱ و ۴ ورودی و خروجی فرکانس ۳۰/۵ GHz و دهانه‌های ۲ و ۳ ورودی و خروجی با فرکانس مرکزی ۲۰/۵GHz است.



شکل ۲۶: ساختار نهایی با برش از بالا

در شکل ۲۶ دهانه ۵ همان دهانه پلاریزر خروجی است. طول کل ساختار ۴۰ سانتی‌متر و بیشترین عرض آن ۴ سانتی‌متر و ارتفاع

۵- نتیجه‌گیری

در این مقاله ابتدا یک پلاریزر پهن‌بند از نوع تیغه‌ای با پاسخ مناسب در فرکانس‌های اصلی ۲۱-۲۰ GHz و ۳۱-۳۰ GHz طراحی و سپس ساختار دیپلکسری با طراحی ساختار سه دهانه‌ای و دو فیلتر میان‌گذر با فرکانس‌های مرکزی ۲۰/۵GHz و ۳۰/۵ GHz ارائه شده است. در این میان در طراحی فیلتر با فرکانس مرکزی ۲/۵ GHz، مشکل تکرار پاسخ وجود داشت که با طراحی و اضافه‌نمودن یک فیلتر پایین‌گذر به ساختار مشکل تکرار پاسخ با تقریب خوبی حل شد. فیلتر اول با پاسخ S11 کمتر از -۱۵ dB و فیلتر دوم با پاسخ S11 کمتر از -۲۰ dB طراحی شده است. در نهایت با تجمیع ساختار، طراحی و شبیه‌سازی کل ساختار انجام شد و S11 کمتر از -۱۵ dB در هر دو باند فرکانسی به‌دست آمد. همچنین تلفات عبوری ساختار تقریباً صفر است و این به دلیل استفاده از مواد بدون تلف در شبیه‌سازی و ایده‌آل بودن محیط

- [۴] ایمان مجیدی، حسین همتی و سیدحسن صدیق، « طراحی آنتن چهارتایی شکافی فشرده با قطبش دایروی برای به‌کارگیری در گیرنده GPS » مهندسی برق دانشگاه تبریز، دوره ۴۶، شماره ۴، صفحه ۳۰۶-۲۹۹، ۱۳۹۵.
- [5] T. Li, H. Meng and W. Dou, "Design and implementation of dual-frequency dual-polarization slotted waveguide antenna array for Ka-band application," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, pp. 1317-1320, 2014.
- [6] J. C. Chen, P. H. Stanton and H. F. Reilly, "X/X/Ka-band horn design," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 1996. AP-S. Digest*, pp. 2022-2025, 1996.
- [7] R. Henderson and P. Richards, "Compact circularly-polarised coaxial feed," in *Antennas and Propagation, 1995. Ninth International Conference on (Conf. Publ. No. 407)*, pp. 327-330, 1995.
- [8] S. Mener, R. Gillard and L. Roy, "A Dual-Band Dual-Circular-Polarization Antenna for Ka-Band Satellite Communications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 274-277, 2017.
- [9] J.C. Angevain and N. J. Fonseca, "Waveguide septum polarizer shaped with Legendre polynomials," in *Antennas and Propagation (EUCAP), 2017 11th European Conference on*, pp. 2286-2290, 2017.
- [10] S.W. Wang, C.H. Chien, C.L. Wang and R.B. Wu, "A circular polarizer designed with a dielectric septum loading," *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, vol. 52, pp. 1719-1723, 2004.
- [11] M. Chen and G. Tsandoulas, "A wide-band square-waveguide array polarizer," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 21, pp. 389-391, 1973.
- [12] A. Kiflenko, D. Y. Kulik, L. Rud, V. Tkachenko, and N. Herscovici, "CAD of double-band septum polarizers," in *Microwave Conference, 2004. 34th European*, pp. 277-280, 2004.
- [13] J. Bornemann and S. Amari, "septum polarizer design for antenna feeds produced by casting," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 1997. IEEE. 1997 Digest*, pp. 1422-1425, 1997.
- [14] B. Piovano, G. Bertin, L. Accatino and M. Mongiardo, "CAD and optimization of compact wide-band septum polarizers," in *Microwave Conference, 1999. 29th European*, pp. 235-238, 1999.
- [15] J. Bornemann and V. A. Labay, "Ridge waveguide polarizer with finite and stepped-thickness septum," *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, vol. 43, pp. 1782-1787, 1995.
- [16] M. Mrnka, M. Pavlovic and Z. Raida, "Antenna Range Illuminator Based on a septum Polarizer and a Dual-Mode Horn [Measurements Corner]," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 58, pp. 82-86, 2016.
- [17] R. Behe and P. Brachat, "Compact duplexer-polarizer with semicircular waveguide (antenna feed)," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 39, pp. 1222-1224, 1991.
- [18] P. Hazdra, R. Galuscak and M. Mazanek, "Optimization of prime-focus circular waveguide feed with septum polarization transformer for 1.296 GHz EME station," in *Proceedings of the First European Conference on Antennas and Propagation*, 2006.
- [19] G. H. Schennum and T. M. Skiver, "Antenna feed element for low circular cross-polarization," in *Aerospace Conference, 1997. Proceedings. IEEE*, pp. 135-150, 1997.
- [20] B. Pauplis and D. Power, "On the bandwidth of T-septum waveguide," *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, vol. 37, pp. 919-922, 1989.
- [21] H. J. Gould, "Balanced phase septum polarizer," ed: Google Patents, 1978.
- [22] S. B. Cohn, "Optimum design of stepped transmission-line transformers," *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 3, pp. 16-20, 1955.
- [23] C.C. Chen and J. Volakis, "Ultrawide bandwidth antenna design," ed: McGraw-Hill, New York, NY, USA, 2007.
- [24] P. Lecián and M. Kasal, "X band septum polarizer as feed for parabolic antenna," in *Microwave Techniques (COMITE), 2010 15th International Conference on*, pp. 35-38, 2010.
- [25] I. Ortiz de Saracho Pantoja, "Ku band waveguide diplexer design for satellite communication. Implementation by additive manufacturing and experimental characterization," 2015.
- [26] I. Ashiq and A. Khanna, "A novel ultra-broadband DC-36-to-66-GHz hybrid diplexer using waveguide and SSL technology," in *Microwave Conference (EuMC), 2014 44th European*, pp. 1111-1114., 2014.
- [27] S. Bastioli, L. Marcaccioli and R. Sorrentino, "An original resonant Y-junction for compact waveguide diplexers," in *Microwave Symposium Digest, 2009. MTT . IEEE MTT-S International*, pp. 1233-1236, 2009.
- [28] L. Zhu, R. R. Mansour and Y. Ming, "A compact waveguide diplexer employing dual-band resonators," in *Microwave Symposium (IMS), 2014 IEEE MTT-S International*, pp. 1-4, 2014.
- [29] K. Sano and K. Ito, "A 26-GHz band dielectric waveguide diplexer with flange interfaces," *Proc. IEEE*, vol. 82, pp. 591-595, 2005.
- [30] S. Amari and M. Bekheit, "A new class of dual-mode dual-band waveguide filters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, pp. 1938-1944, 2008.
- [31] U. Rosenberg, "Multiplexing and double band filtering with common-multimode cavities," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 38, pp. 1862-1871, 1990.
- [32] G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. Jones, "Design of microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures". vol. 2, 1963.
- [33] N. Marcuvitz, *Waveguide handbook*: Iet, 1951.

زیرنویس‌ها

- ¹ Downlink
- ² Uplink
- ³ Reflector
- ⁴ Choke
- ⁵ Cross Polarization
- ⁶ Mener, Simon
- ⁷ Axial ratio
- ⁸ Band-Pass Filter
- ⁹ Low pass filter
- ¹⁰ Ortho Mode Transducer
- ¹¹ Scattering matrix
- ¹² Left hand circular polarization
- ¹³ Phasor
- ¹⁴ Microstrip
- ¹⁵ Double polarization conversion polarizer
- ¹⁶ Differential phase shift
- ¹⁷ Coaxial cable
- ¹⁸ Passive
- ¹⁹ Iris Filter
- ²⁰ Ripple