

استفاده از ساختارهای باند شکاف الکترومغناطیسی در طراحی، شبیه‌سازی و ساخت آنتن آرایه‌ای چند-

ورودی-چندخروجی با قطبش دایروی و مشخصات بهبودیافته

مهدی جلالی^۱، توحید صدقی^۲

۱- گروه برق، دانشکده فنی مهندسی، واحد نقده، دانشگاه آزاد اسلامی، نقده، ایران jalali.mahdi@gmail.com

۲- گروه برق، دانشکده فنی مهندسی، واحد ارومیه، دانشگاه آزاد اسلامی، ارومیه، ایران

چکیده

یک آنتن آرایه‌ای قطبش دایروی باند وسیع چندورودی - چندخروجی با شبکه تغذیه 2×4 برای کاربردهای باند C ارائه می‌شود. روش‌های مختلفی در آرایه پیشنهادی جهت بهبود مشخصه‌های آنتنی همچون بهره، پهنای باند نسبت محوری، تطبیق امپدانس و اثرات مخرب تزویج متقابل ارائه می‌شود. برای بهبود بیشتر ویژگی قطبش دایروی یک شبکه تغذیه سلسله مراتبی چندورودی- چندخروجی 2×4 برای عریض‌تر کردن پهنای باند استفاده شده است. علاوه بر آن ویژگی چند ورودی- چندخروجی شبکه تغذیه توانایی کنترل قطبش دایروی راستگرد و چپگرد را دارد. ساختار باند شکاف الکترومغناطیسی برای بهبود عملکرد کلی آرایه طراحی و تحلیل می‌شود. در نهایت شکل خاصی از ساختارهای باند شکاف الکترومغناطیسی به لایه خارجی شبکه تغذیه چند ورودی- چند خروجی اعمال می‌شود که منجر به ایزولاسیون بالا در عناصر تشعشعی و شبکه آرایه‌ای می‌شود. نتایج اندازه‌گیری به دست آمده از آزمایشگاه آنتن، پهنای باند امپدانس $4/6$ تا $7/3$ گیگاهرتز برای درگاه یک و $4/25$ تا $7/2$ گیگاهرتز در درگاه دو و پهنای باند نسبت محوری 3 دسیبل در درگاه یک $4/9$ تا $6/65$ گیگاهرتز و در درگاه دو $4/7$ تا $6/8$ گیگاهرتز می‌باشند. مقدار بهره اندازه‌گیری شده با مقدار $10/3$ دسیبل در فرکانس 6 گیگاهرتز اندازه‌گیری می‌شود.

کلیدواژه

قطبش دایروی، چند ورودی - چند خروجی، نسبت محوری، پهنای باند امپدانس، ساختار باند شکاف الکترومغناطیسی.

مقدمه

در این تحقیق از دو آنتن پشت به پشت با زمین چند شاخه شده برای افزایش ایزولاسیون و تنظیم فرکانس تشدید استفاده شده است. در مرجع [۶] یک آنتن منوپل تاشده برای فرکانس کاری شبکه‌های بی‌سیم محلی پیشنهاد شده است. در این تحقیق ایزولاسیون با استفاده از دو خط انتقال بر روی صفحه زیرلایه و تولید دو شکاف در زمین بدست می‌آید. این روش بخاطر اثر جریانهای سطحی باز هم نمی‌تواند عمل ایزولاسیون را به طور کامل انجام دهد. از دیگر روشها استفاده از دو شکاف برای بهبود تطبیق است، در این آنتن خاصیت انتخاب فرکانسی از مهمترین خصوصیات این طراحی است [۳-۵].

یکی از اهداف اصلی طراحان در آنتن‌های چندورودی- چند خروجی، آنتن با ابعاد کوچک و داشتن همبستگی پایین و ایزولاسیون بالا در فضای آنتن است. تاکنون روشهای مختلفی برای حل این مشکل پیشنهاد شده است که یکی از مرسومترین روشها استفاده از ساختار باند شکاف الکترومغناطیسی است [۷]. از دیگر روشها ایجاد شکافها و برشها در روی صفحه زمین است

آنتن‌های چند ورودی - چند خروجی^۱ با خاصیت قطبی شدگی دایروی به دلیل داشتن مزایای کاهش محوشدگی چند مسیره، افزایش ظرفیت انتقال، وزن سبک و آسانی ساخت آنها به طور گسترده‌ای در سیستم‌های بی‌سیم مخابراتی امروزی مورد استفاده قرار می‌گیرند [۵-۱]. در آنتن‌های آرایه‌ای به دلیل قرار گرفتن عناصر تشعشعی در مجاورت یکدیگر تزویج متقابل بین عناصر تشعشعی وجود دارد که باعث کاهش پهنای باند آنتن و تغییر الگوی تشعشعی آنتن آرایه‌ای می‌گردد [۶،۷]. برای حل این مشکلات در این مقاله در آنتن آرایه‌ای با شبکه تغذیه یکسان از ساختارهای باند شکاف مغناطیسی^۲ نیز استفاده شده است. اخیراً آنتن‌های مختلفی برای استفاده در ترمینالهای چند ورودی - چند خروجی معرفی شده‌اند. در مرجع [۴] یک آنتن دو عنصره تک قطبی برای باند $2.5 - 2.7$ GHz با استفاده از روش خط خنثی^۳ برای کاهش تزویج معرفی شده است. آنتن پیشنهادی

^۱ Multi Input Multi Output

^۲ Electromagnetic Band Gap

^۳ Neutralized Line

مرحله ج) مجتمع سازی شبکه تغذیه طراحی شده و عناصر تشعشی بصورت آرایه 2×2 و بهینه سازی کل ساختار مرحله د) طراحی و بهینه سازی شبکه تغذیه با استفاده از تکنیک های موجود و نیز با توجه به فرکانس طراحی و مشخصات زیرلایه مورد نظر مرحله ه) ترکیب عناصر تشعشی بهینه شده با شبکه تغذیه معرفی شده و تحلیل ساختار باند شکاف الکترومغناطیسی در طرح نهایی آنتن آرایه ای پیشنهادی و بررسی عملکرد آن.

ساختار آرایه آنتنی با خاصیت دایورسیتی قطبی شدگی دایروی راست گرد و چپ گرد

آنتن پیشنهادی از چهار عنصر تشکیل شده که دارای خاصیت قطبی شدگی دایروی هستند و در لایه بالای آنتن به صورت 2×2 قرار گرفته است. هر عنصر نسبت به عنصر کناری 90° درجه چرخش داده شده است تا تداخل به حداقل برسد و در نتیجه ایزولاسیون عنصر افزایش یابد. آنتن مورد نظر در دو زیر لایه FR4 طراحی شده است. در لایه پایینی شبکه قرار دارد و در لایه بالایی عنصرها. برای ارتباط بین دو لایه از وایاها^۵ فلزی استفاده شده است. این وایاها علاوه بر تولید خاصیت سلفی باعث انتقال موج از شبکه تغذیه به عنصر می شوند. در طراحی شبکه از دو کوپلر حلقه ای رت ریس^۶ و دو هیبرید کوپلر به همراه یک شبکه متقاطع^۷ به منظور حفظ دامنه های تقریباً برابر در خروجی شبکه تغذیه استفاده شده است. شبکه طراحی شده به دلیل استفاده از روش تغذیه ای متوالی سلسله مراتبی (به هر عنصر، سیگنال با تاخیر فاز 90° درجه نسبت به عنصر کناری می رسد) باعث افزایش خلوص قطبی شدگی می گردد. علاوه بر این چون شبکه طراحی شده از عناصر مایکروویوی بهره می گیرد، دارای ویژگی پهن باندی و تطبیق نسبتاً مناسب می باشد. کلیه طراحی ها برای خطوط 50Ω اهم امپدانس انجام شده است. فاز نسبی تحریکی هر عنصر تقریباً برابر با 0° ، 90° ، 180° و 270° درجه می باشد، بنابراین خلوص قطبی شدگی بالا در باند فرکانسی مورد نظر محقق می شود. فاصله میان این عناصر برابر با 0.5λ طول موج در فضای آزاد انتخاب گردیده است چهار جفت وایا در صفحه زمین آنتن به منظور بالا بردن خاصیت سلفی ساختار و انتقال موثر توان از موجبر هم صفحه به خط ریزنوار تعبیه شده است [۱۳]. استفاده از دو درگاه در ورودی این آرایه باعث ایجاد قطبی شدگی با قابلیت کنترلی می گردد، که با تحریک هر یک از درگاه ها قطبی شدگی راست گرد برای درگاه یک و قطبی شدگی چپ گرد برای درگاه دو نتیجه می شود. برای دستیابی به پهنای باند قطبی شدگی بالاتر از تحریک 90° درجه هر یک از عنصرها با استفاده از شبکه تغذیه

که مشهور به ساختارهای زمین ناقص^۴ هستند. اما صفحه زمین بسیار بزرگ یکی از الزامات این آنتن هاست، علاوه بر این، ساختارهای زمین ناقص نمی توانند ایزولاسیون دقیقی در درگاهها انجام دهند [۸]. روش خنثی سازی باعث افزایش ایزولاسیون در درگاهها می شود، اما در مقابل پهنای باند را کاهش می دهد. در مرجع [۹] یک روش کاهش همبستگی با استفاده از تاخیر گروه منفی پیشنهاد شده است. در این روش شکافهایی را پیشنهاد می دهند که باعث رسیدن جریان سطحی بین عنصرها می شود. روش بسیار ساده ای هم وجود دارد که افزایش فاصله بین عنصرها به بیش از نصف طول موج است که به خاطر افزایش ابعاد آنتن چندان کاربردی ندارد. در مرجع [۱۰] از تزویج گر هیبریدی با پهنای باند وسیع استفاده شده است اما دارای ابعاد بزرگتری هستند. برای غلبه بر این مشکل از تزویج گر مرکب استفاده می شود. در مراجع دیگری نیز از یک شبکه تزویج گر دوگانه برای حداکثر کردن ایزولاسیون بین درگاههای یک آنتن استفاده شده است. این شبکه ها بسیار مورد استفاده قرار می گیرند ولی باریک بودن پهنای باند امپدانس از اشکالات آنها می باشد.

آنتن پیشنهادی اولیه از چهار عنصر تشکیل شده که دارای خاصیت قطبی شدگی دایروی هستند، که در لایه بالای آنتن به صورت 2×2 قرار گرفته است. هر عنصر نسبت به عنصر کناری 90° درجه چرخش داده شده است و قطبی شدگی دایروی را در باند کاربردی C محقق می سازد. در ادامه شبکه تغذیه با استفاده از روش های ارائه شده بهبود داده می شود [۹-۱۱]. در نهایت در آنتن آرایه ای پیشنهادی با استفاده از ساختارهای بهینه شده در خط تغذیه و عناصر هیبریدی و نیز به منظور کاهش تزویج متقابل بین عناصر تشعشی آرایه و افزایش ایزولاسیون و بهبود عملکرد کلی آنتن از ساختارهای باند شکاف الکترومغناطیسی بهره برده ایم [۱۲]. لازم به ذکر است فرآیند شبیه سازی و بهینه سازی آنتن آرایه ای توسط نرم افزار شبیه ساز فرکانس بالا (HFSS Ver.15) انجام پذیرفته است، با توجه به اینکه هدف طراحی آنتن آرایه ای برای عملکرد در باند کاربردی C می باشد بنابراین فرکانس طراحی، فرکانس میانی این باند یعنی 6 GHz گیکاهرتز است. در ادامه روند طراحی ارائه می شود:

مرحله الف) طراحی عنصر تشعشی به نحوی که دارای پهنای باند امپدانس مناسب در باند کاربردی مورد نظر بوده و قطبی شدگی دایروی نیز در آن باند محقق شود.

مرحله ب) طراحی شبکه تغذیه با استفاده از عناصر پسیو مایکروویوی با حداقل ابعاد ممکن بر مبنای شبکه تغذیه چرخشی متوالی

^۶ Rat-Race
^۷ Cross-Over

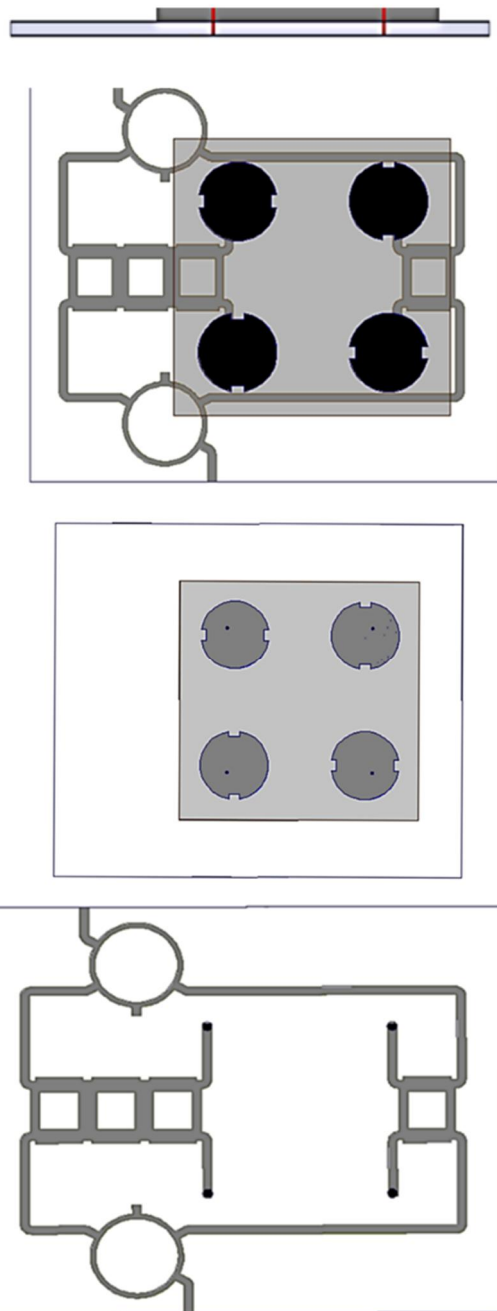
^۴ Defected Microstrip Structure
^۵ Via

سازی شده و با استفاده از نرم افزار HFSS شبیه سازی و داده های مورد نظر استخراج شده اند.

معرفی ساختار خط تغذیه با استفاده از روش DMS و افزودن زائده ها

با استفاده از عناصر غیرفعال میکروویوی مانند کوپلرهای رت-ریس و هیبرید کوپلر و شبکه متقاطع، شبکه اصلی را طراحی می کنیم. روش های مختلفی برای بهینه کردن کوپلرها پیشنهاد شده است که از آن جمله می توان به استفاده از خطوط انتقال سیگنال موج کوتاه^۸، خطوط ریزنوار تابنده، معکوس کننده های فازی، ساختارهای ریزنوار با طول کاهش یافته، خطوط انتقال سیگنال چپگرد، ساختارهای با امپدانس پله ای و استفاده از عناصر فشرده اشاره نمود [۱۵-۱۶]. مقایسه این روش ها در مرجع [۱۷] آمده است. در مراجع [۱۸-۲۰] که در آن ها از روش هایی چون کوپلرهای گسترده^۹، خطوط فرامواد، فناوری LTCC چندلایه و دارای عناصر فشرده و خطوط انتقال سیگنال مرکب دست چپی و راستی^{۱۰} استفاده گردیده است [۲۱-۲۳]. به طور نمونه یک کوپلر رت-ریس معمولی و در فرکانس مرکزی f_0 دارای طول الکتریکی کل ۵۴۰ درجه می باشد [۲۴]. بنابراین ناحیه وسیعی از یک مدار را اشغال می نماید. عناصر غیرخطی در الکترونیک فرکانس بالا هارمونیک های مرتبه بالاتر را تولید می نمایند. کوپلرهای معمولی قادر به حذف این هارمونیک های مزاحم نیستند زیرا که دارای پاسخ فرکانسی متناوب هستند. یک راه برای حذف این هارمونیک ها اتصال یک فیلتر پایین گذر به این کوپلرها می باشد، ولی این کار باعث بزرگ تر شدن اندازه مدار و در نتیجه تلفات عبوری بیش تر خواهد شد. اخیرا علاقمندی خاصی به مدارات باند شکاف الکترومغناطیسی و ساختار زمین ناقص^{۱۱} در حوزه کاربرد ریزموج و موج میلیمتری شده است. در مرجع [۲۵] یک کوپلر جدیدی با ساختار زمین ناقص طراحی شده است. ولی با توجه به عملکرد ساختار زمین ناقص این کار سبب تشعشع خیلی زیاد از قسمت برداشت شده از صفحه زمین خواهد شد و این عیب بزرگی در این کوپلرها تلقی می گردد. هم چنین با وجود ساختار زمین ناقص برای این که کوپلر بتواند عملکرد خوبی را از خود نشان دهد نیاز است که صفحه زمین مدار از جعبه فلزی دربرگیرنده مدار به اندازه کافی فاصله داشته باشد تا ساختار زمین ناقص اتصال کوتاه نگردد. هم چنین به خاطر وجود شکاف در صفحه زمین در فرکانس بالاتر تشعشع نیز افزایش خواهد یافت [۲۰]. در این تحقیق جهت افزایش عملکرد و کاهش عیوب مدار از روش ساختار ریزنوار ناقص یعنی شکاف

بهره برده ایم [۱۴]. طبق تحقیقات انجام شده ملاحظه می گردد استفاده از عنصر با خاصیت قطبی شدگی دایروی باعث بهبود بهره کلی آنتن در حدود ۲ دسیبل می شود.

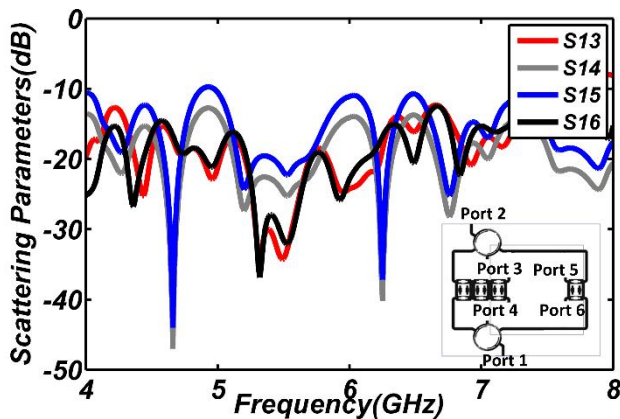


شکل ۱. آنتن MIMO پیشنهادی به همراه لایه ها و شبکه و عناصر

در شکل ۱ آنتن آرایه ای چندرودی-چندخروجی طراحی شده به همراه شبکه و عناصر و لایه های آن نشان داده شده است. شبکه تغذیه مورد نظر توسط نرم افزار ADS طراحی و بهینه

^{۱۰} Right/Left Handed
^{۱۱} Defected ground

^۸ Slow-Wave
^۹ Broadside



شکل ۳. پارامترهای پراکندگی شبکه تغذیه بعد از بهینه سازی

استخراج معادله پراکندگی برای ساختار امیدانسی دو- بعدی

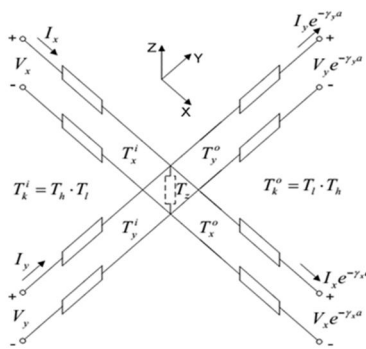
ساختار مدل خط انتقال^{۱۲} را می توان به ساختار دوبعدی توسعه داد. در اینجا نیز از تئوری فلوکه^{۱۳} استفاده می شود [۲۲]. با توجه به شکل (۴) طول سلول واحد a می باشد و طول بخش عریض خط ریزنوار d_2 است. لذا طول بخش باریک برابر است با:

$$d_1 = \left(\frac{a-d_2}{2} \right) \quad (1)$$

مدل مذکور از دو بخش عمود بر هم و متوالی همانند شکل (۵) تشکیل شده است. هر بخش خط انتقال با استفاده از ماتریس

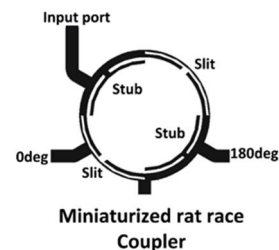
انتقال به صورت زیر تعریف می شود:

$$T_l = \begin{bmatrix} \cos(\beta_a d_1) & jZ_H \sin(\beta_a d_1) \\ jY_H \sin(\beta_a d_1) & \cos(\beta_a d_1) \end{bmatrix} \quad (2)$$

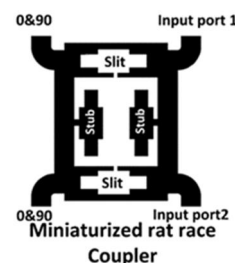


(الف)

بر روی مدار به جای ساختار زمین ناقص و نیز اضافه کردن زائده-هایی بر روی مدار که به صورت شبه خودمکمل بر روی عناصر فرکانسی موجود در شبکه تغذیه به طور همزمان اعمال شده تا عملکرد کلی مدار به طور قابل ملاحظه ای بهبود یابد. با استفاده از روش ساختار ریزنوار ناقص تشعشع ناخواسته به طور موثری کاهش خواهد یافت [۱۵]. روش ساختار ریزنوار ناقص طول الکتریکی مدار را افزایش داده و جریان را توزیع می کند. هم چنین سلف و خازن موثر خط میکرواستریپ را افزایش خواهد داد لذا باعث حذف هارمونیک های مزاحم مرتبه بالا خواهد شد. بر این اساس یک خط ریزنوار با یک واحد ساختار ریزنوار ناقص دارای مشخصات باند حذف و موج کوتاه خواهد بود. در ادامه یک کوپلر رتریس با ساختار ریزنوار ناقص و با استفاده از تحلیل زوج-فرد ارائه شده است. به منظور بهینه سازی کوپلر از زائده-های با شکل ارائه شده استفاده می شود. یک روش موثر استفاده از زائده های روبروی هم و متقارن می باشد که در شکل ۲ نشان داده شده است.



Miniaturized rat race Coupler

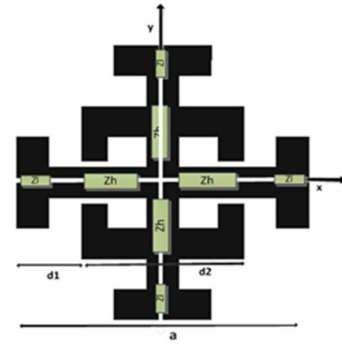


Miniaturized rat race Coupler

شکل ۲. کوپلر اصلاح شده با زائده های اضافی

در نهایت با بهینه سازی هر یک از عناصر شبکه، شبکه به صورت شکل ۳ در می آید. کلیه حالات چند ورودی-چند خروجی، پارامترهای پراکندگی شبکه بهینه سازی شده در شکل ۳ رسم شده است. مشاهده می شود که شبکه پیشنهادی توانسته عمل تغذیه المانها را به نحو احسن انجام دهد. روش ساختار ریزنوار ناقص برای باند وسیع کردن هر دو کوپلر استفاده شده است. در روش ساختار ریزنوار ناقص با ایجاد شکافها در خطوط میکرواستریپ طول مسیر جریان به صورت فیزیکی افزایش می یابد و این پدیده باعث افزایش نسبی پهنای باند می شود.

^{۱۲} Transmission Line Model
^{۱۳} Floquet's Theorem



(ب)

شکل ۴. الف) سلول واحد ساختار دوبعدی باند شکاف الکترو مغناطیسی (ب) شبکه معادل خط انتقال آن

$$(G) \begin{pmatrix} V_x \\ V_y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} g_{1x} & g_{1y} \\ g_{2x} & g_{2y} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_x \\ V_y \end{pmatrix} = 0 \quad (10)$$

$$g_{1k} = \frac{B_k^i A_k^o + B_k^o D_k^i}{B_k^i + B_k^o \Delta_k^i} e^{-\beta_k a} \quad (11)$$

$$g_{2k} = \frac{1 + \Delta_k^i \Delta_k^o e^{-2\beta_k a} - (C_k^i B_k^o + C_k^o B_k^i + A_k^i A_k^o + D_k^i D_k^o) e^{-\beta_k a}}{B_k^i + B_k^o \Delta_k^i} e^{-\beta_k a} \quad (12)$$

$$\Delta_k^o = A_k^o D_k^o - B_k^o C_k^o, k = x, y \quad (13)$$

$$\det(G) = 0 \rightarrow \cosh(\beta_x a) + \cosh(\beta_y a) = 2 \cos(\beta_d a)$$

$$+ \left(2 - \frac{z_l}{z_h} - \frac{z_h}{z_l}\right) \sin(2\beta_d d_1) \sin(2\beta_d d_2), \quad (14)$$

$$a = 2d_1 + 2d_2$$

معادله اخیر در حقیقت معادله پراکندگی هست که از تلفات چشم پوشی شده است. معادله کلی آن به صورت زیر است که تلفات را نیز لحاظ شده است.

$$\begin{aligned} \cosh(\gamma_x a) + \cosh(\gamma_y a) = \\ 2 \cos(\gamma_d a) + \left(2 - \frac{z_l}{z_h} - \frac{z_h}{z_l}\right) \sin(2\gamma_d d_1) \sin(2\gamma_d d_2) \end{aligned} \quad (15)$$

$$\gamma_x = \alpha_x + j\beta_x, \gamma_y = \alpha_y + j\beta_y$$

نمودارهای پراکندگی

نمودار پراکندگی که به نمودار $k-\beta$ نیز مشهور است، با استفاده از معادله پراکندگی به دست می‌آید. زمانی که ساختار مورد نظر دوبعدی یا سه بعدی باشد، این نمودار کمی پیچیده می‌شود که در این حالت‌ها از نمودار برلیون^{۱۴} برای رسم استفاده می‌شود [۲۳]. همچنین نمودار پراکندگی با استفاده از نرم افزار HFSS بدست می‌آید. در ادامه از این نرم افزار نیز برای مقایسه با نمودارهای حاصل از کدنویسی استفاده خواهیم کرد. با توسعه کدنویسی و نیز با استفاده از نرم افزار مذکور پارامتر S21 نیز رسم خواهد شد. این نمودار می‌تواند با استفاده از فرمول زیر بدست آید.

$$S_{21} = 20 \log(e^{-\alpha(f) \cdot r \cdot nd}) \quad (16)$$

که n تعداد سلول‌های واحد بین دو درگاه تغذیه شونده، $\alpha(f)$ ثابت تضعیف که وابسته به فرکانس می‌باشد، d ثابت شبکه و S21 بر حسب دسی بل بیان می‌شود. همچنین از HFSS نیز نمودارها استخراج و مقایسه می‌شوند. برای ساختار ارائه شده در شکل (۴) که یک ساختار دوبعدی هست، ابتدا با توجه به اینکه ساختار مقارنی هست فقط در راستای محور X ها تحلیل می‌شود و سپس تعمیم به دو بعد داده می‌شود. شکل (۵) نمودار پراکندگی با استفاده از ساختار دو بعدی با استفاده از کدنویسی مطلب ساختار مدل خط انتقال را نشان می‌دهد.

که β_d ثابت فاز بخشی از خط انتقال است. ماتریس فوق در حقیقت ماتریس انتقال بخش باریک (امپدانس بالا) می‌باشد. به طور مشابه ماتریس انتقال بخش عریض نیز برابر است با:

$$T_h = \begin{bmatrix} \cos(\beta_d d_2) & jZ_h \sin(\beta_d d_2) \\ jY_h \sin(\beta_d d_2) & \cos(\beta_d d_2) \end{bmatrix} \quad (3)$$

ماتریس کلی هر بخش از خطوط انتقال امپدانس بالا و پایین از عبارات زیر بدست می‌آیند:

$$T_k^i = \begin{bmatrix} A_k^i & B_k^i \\ C_k^i & D_k^i \end{bmatrix} = T_h T_l \quad (4)$$

$$T_k^o = \begin{bmatrix} A_k^o & B_k^o \\ C_k^o & D_k^o \end{bmatrix} = T_l T_h \quad (5)$$

که بالانویس i بخش ورودی و بالانویس o بخش خروجی را در حالت های مختلف خط انتقال نشان می‌دهد. توجه شود که دو راستای انتشاری x, y برای خط وجود دارد، لذا k در فرمول های بالا هر کدام از راستاهای x یا y را می‌گیرد. مدل خط انتقال که پایه تحلیل در دو بعد را شامل می‌شود در شکل (۴) نشان داده شده است. با توجه به این که در دو راستای x و y آرایه تایی نهایت ادامه دارد با استفاده از تئوری فلوکه در هر دو جهت می‌توان مساله را تعمیم داد. توجه شود که فاکتورهای $\beta_x a, \beta_y a$ در معادلات مورد استفاده قرار می‌گیرند. با استفاده از KVL و KCL جهت محاسبه معادلات ولتاژ و جریان داریم:

$$\left(\frac{D_x^i}{\Delta_x^i} - A_x^o e^{-\beta_x a}\right) V_x - \left(\frac{B_x^i}{\Delta_x^i} - B_x^o e^{-\beta_x a}\right) I_x = 0 \quad (6)$$

$$\left(\frac{D_y^i}{\Delta_y^i} - A_y^o e^{-\beta_y a}\right) V_y - \left(\frac{B_y^i}{\Delta_y^i} - B_y^o e^{-\beta_y a}\right) I_y = 0 \quad (7)$$

$$\left(A_x^o e^{-\beta_x a}\right) V_x + \left(B_x^o e^{-\beta_x a}\right) I_x - \left(A_y^o e^{-\beta_y a}\right) V_y - \left(B_y^o e^{-\beta_y a}\right) I_y = 0 \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \left(\frac{C_x^i}{\Delta_x^i} - C_x^o e^{-\beta_x a}\right) V_x - \left(\frac{C_y^i}{\Delta_y^i} - C_y^o e^{-\beta_y a}\right) V_y - \\ \left(\frac{A_x^i}{\Delta_x^i} - D_x^o e^{-\beta_x a}\right) I_x - \left(\frac{A_y^i}{\Delta_y^i} - D_y^o e^{-\beta_y a}\right) I_y = 0 \end{aligned} \quad (9)$$

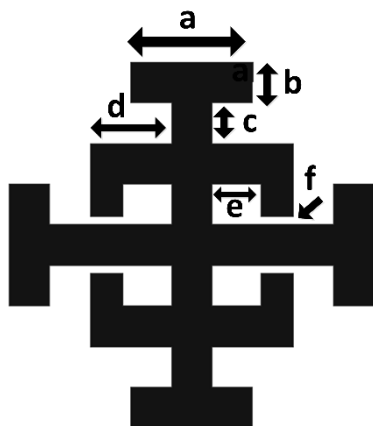
که β_x و β_y ثابت‌های فاز در راستای محورهای x و y می‌باشند.

با حذف I_x و I_y از معادلات اخیر داریم:

گیگاهرتز) است، بنابراین از این ساختارها به منظور کاهش تزویج متقابل بین عناصر تشعشعی آرایه که فاصله بین شان نصف طول موج هدایتی است، استفاده خواهد شد. ساختار باند شکاف الکترومغناطیسی پیشنهاد شده برای باند کاربردی مورد نظر در شکل (۷) نشان داده شده است. در این ساختار خاصیت سلفی و خازنی آن با تغییر شکل ساختار افزایش یافته که با توجه فرکانس رزونانس مدارات سلفی خازنی باعث کاهش فرکانس تشدید آن و در نتیجه بهینه سازی ساختار می گردد. ابعاد بهینه شده سلول واحد شکل (۷) بر مبنای مطالعات پارامتریک برحسب میلی متر ارائه گردیده است.

$$a = 1.5, b = 1.5, c = 0.5, d = 0.9, e = 0.5, f = 0.1.$$

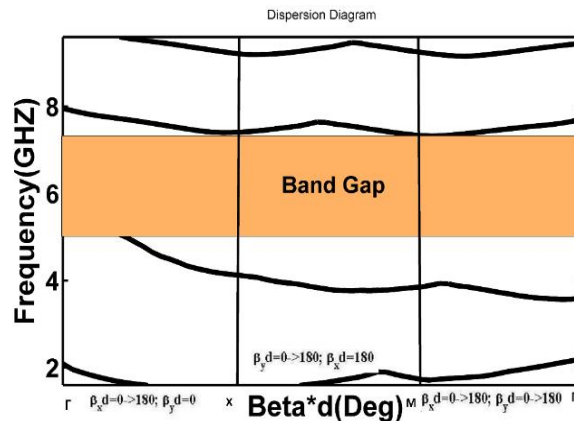
ساختار مورد نظر بر روی زیر لایه FR4 با ثابت دی الکتریک ۴/۴ و ضخامت ۰.۸ میلی متر پیاده سازی شده است. برای بررسی ویژگی های ساختار باند شکافی ارائه شده و به دست آوردن ناحیه باند قطع آن، در شکل (۶) یک آرایه 2×4 از این ساختارها مابین دو عنصر قرار می گیرد. نمودار حاصل از شبیه سازی و مقایسه آن نیز با کد نویسی در دو حالت با و بدون این ساختار در همان شکل ارائه شده است.



شکل ۷. ساختار سلول واحد پیشنهادی

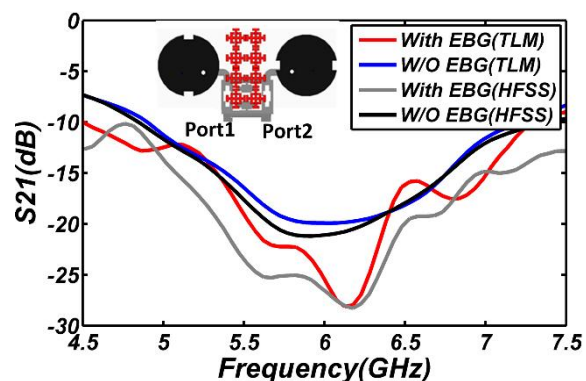
ساختار آنتن آرایه ای پیشنهادی با استفاده از ساختارهای باند شکاف مغناطیسی

در این بخش آنتن با شبکه اصلاح شده و ساختار باند شکاف الکترومغناطیسی پیشنهاد شده جهت بهبود مشخصات آنتن معرفی شده است. هر یک از دهنه های ورودی آنتن پیشنهادی با امپدانس ۵۰ اهم تغذیه می شوند. نحوه تغذیه عناصر تشعشعی به همان صورت توضیح داده شده در قسمت قبلی است. فاصله عناصر در آنتن پیشنهادی از یکدیگر برابر نصف طول موج است که به علت فاصله کم عناصر تزویج متقابل بر عملکرد آنتن تاثیر می گذارد. در شکل (۸) ساختار آنتن پیشنهادی و ابعاد آن و نمونه ساخته شده، ملاحظه می گردد. اندازه کل ساختار آنتن 73 در 87 میلی متر مربع بر روی زیر لایه FR4 با ضخامت ۰/۸ میلی متر و ثابت دی الکتریک ۴/۴ است. در این آنتن، ساختار



شکل ۵. دیاگرام پراکندگی با استفاده از ساختار دو بعدی با استفاده از کد نویسی ساختار مدل خط انتقال

برای بدست آوردن نمودار S_{21} از روی ساختار دوبعدی باند شکاف الکترو مغناطیسی ارائه شده باید ماتریس انتقال معادل را برای n تا سلول واحد بین دو درگاه استخراج شود و سپس پارامتر مورد نظر با استفاده از فرمول های ارائه شده بدست آورده و ترسیم شود [۲۴]. طبق شکل (۶) بین دو درگاه دو ردیف از ساختارهای باند شکاف مغناطیسی طراحی شده را قرار داده و برای ساختار مورد نظر نمودار S_{21} مورد نظر در دو حالت با و بدون EBG استخراج شده و با نرم افزار HFSS مقایسه شده است.

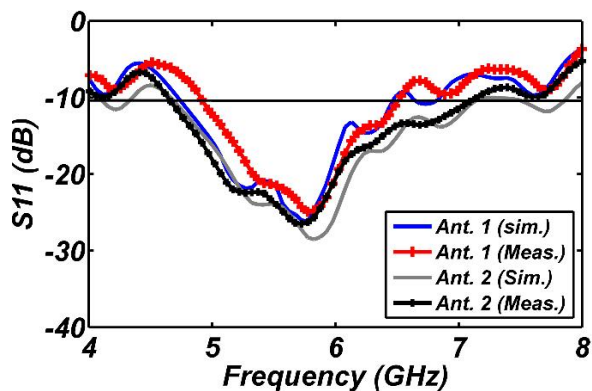


شکل ۶. ساختار باند شکاف الکترومغناطیسی مورد نظر بین دو درگاه و نمودار EBG در دو حالت با و بدون S_{21}

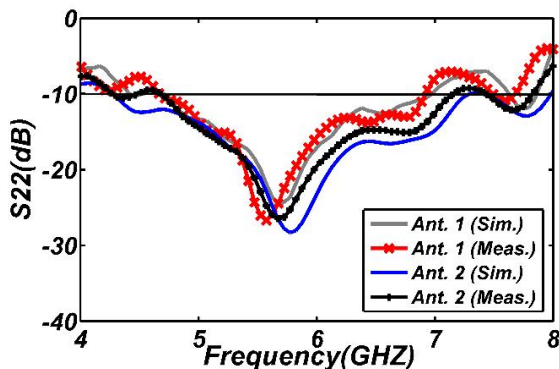
بررسی آنتن آرایه ای پیشنهادی نهایی به همراه ساختار باند شکاف الکترومغناطیسی به منظور کاهش تزویج متقابل

همانطور که در بخش های قبلی اشاره شد، ساختار باند شکافی صفحه ای به منظور ایجاد باند قطع در یک محدوده فرکانسی مشخص معرفی گردید و روابط مربوط به استخراج ابعاد فیزیکی ساختار بر حسب طول موج در فرکانس مرکزی باند بیان گردید. در این مقاله هدف استفاده از ساختارهای باند شکاف الکترومغناطیسی برای بهبود بهره و افزایش پهنای پرتو قطبی شدگی دایروی در باند کاربردی C (فرکانس مرکزی ۶

نتایج حاصل از اندازه گیری با دستگاه تحلیگر شبکه (KEYSIGHT-N5242A-X-PNA) صورت گرفته است. پهنای باند امپدانسی آنتن آرایه‌ای اصلاح شده برای تحریک دو دهنه ورودی ۱ و ۲ در اشکال (۹) و (۱۰) نشان داده شده است. همانطور که در شکل (۹) نشان داده شده است پهنای باند امپدانسی برای تحریک دهنه ۱ برای آنتن با ساختار باند شکاف الکترومغناطیسی از ۴/۶ تا ۷/۳ گیگاهرتز می‌باشد، که تقریباً ۵۹٪ فرکانس مرکزی را پوشش می‌دهد که تقریباً ۱۷٪ پهنای باند در مقایسه با آنتن بدون ساختار باند شکاف الکترو مغناطیسی افزایش یافته است. همچنین برای تحریک دهنه ۲ پهنای باند امپدانسی از ۴/۲۵ تا ۷/۲ گیگاهرتز را پوشش می‌دهد. همانطور که مشاهده شد به علت باند شکاف دوم پهنای باند امپدانسی از قسمت بالای باند افزایش یافته است. اختلاف اندکی که میان نتایج شبیه‌سازی و اندازه‌گیری شده مشاهده می‌شود به دلیل خطای ناشی از فرآیند ساخت بر روی مدار چاپی و تلفات مربوط لحیم کاری SMA به دهنه‌های ورودی است [۱۹].



شکل ۹. نمودارهای شبیه‌سازی و اندازه‌گیری شده افت برگشتی آنتن‌های آرایه‌ای با ساختارهای باند شکاف الکترومغناطیسی و بدون ساختارهای باند شکاف الکترومغناطیسی برای تحریک دهنه ۱

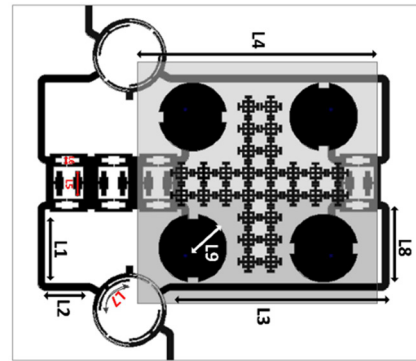


شکل ۱۰. نمودارهای شبیه‌سازی و اندازه‌گیری شده افت برگشتی آنتن‌های آرایه‌ای با ساختارهای باند شکاف الکترومغناطیسی و بدون ساختارهای باند شکاف الکترومغناطیسی برای تحریک دهنه ۲

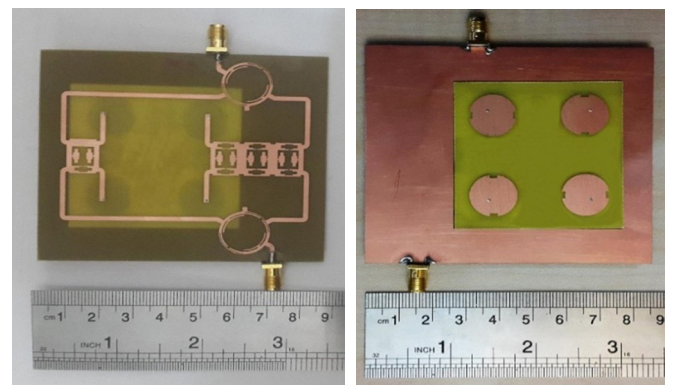
پیشنهادی EBG در فواصل بین عناصر تشعشعی به منظور کاهش تزویج متقابل بین عناصر تشعشعی و کم کردن تشعشع از کناره استفاده می‌شود [۱۸ و ۹]. ابعاد در جدول ۱ بر حسب میلی‌متر آورده شده است.

جدول ۱. ابعاد شبکه تغذیه

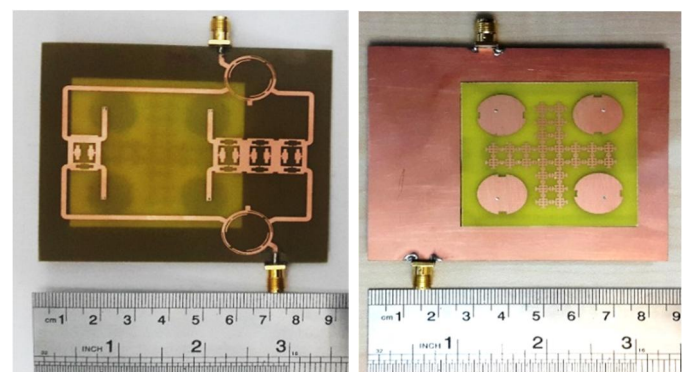
L1	L2	L3	L4	L5	L6	L7	L8	L9
۱۵	۹	۴۴	۵۰	۵	۲	۹	۱۵	۷/۲



(الف)



(ب)

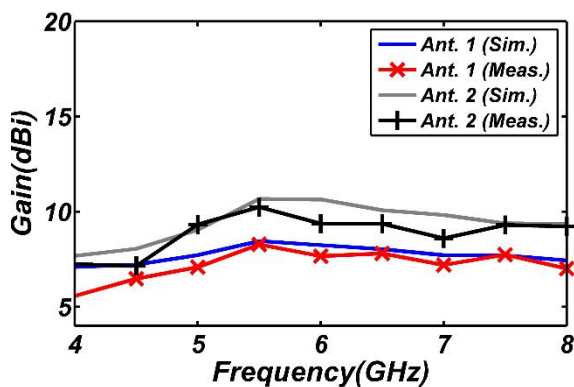


(ج)

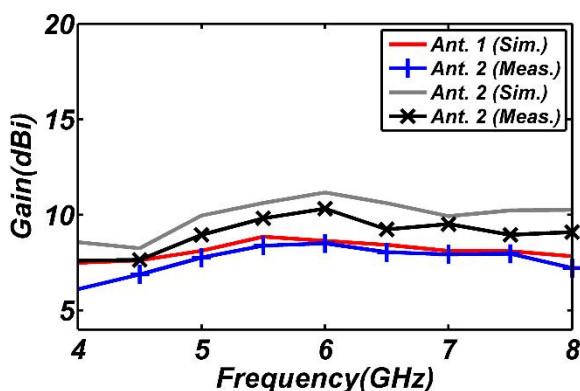
شکل ۸. الف- شماتیک آنتن آرایه‌ای اصلاح شده با ساختارهای باند شکاف الکترو مغناطیسی ب- نمونه ساخته شده بدون EBG ج-نمونه ساخته شده با EBG

نتایج شبیه سازی و اندازه‌گیری

می‌گردد. این پدیده منجر به متمرکز شدن شارش جریان در پچ‌ها گردیده و نهایتاً باعث بهبود بهره آنتن می‌گردند. در شکل ۱۵ نتایج ایزولاسیون برای آنتن آرایه‌ای با اثرساختارهای باند شکافی و بدون آن آورده شده است. همانطور که واضح است ساختار باند شکافی باعث افزایش ایزولاسیون در کل آرایه شده است. شایان ذکر است این تکنیک موجب شده ایزولاسیون کمتر از ۲۷- دسیبل گردد. الگوهای تشعشی قطبی‌شدگی‌های راستگرد و چپگرد آنتن آرایه‌ای با ساختارهای باند شکاف مغناطیسی برای دو دهانه در فرکانس ۶ گیگاهرتز در شکل (۱۶) نمایش داده شده است. این الگوها در دو زاویه $\varphi = 0$ و $\varphi = 90$ درجه اندازه‌گیری شده‌اند. اشکال a و b نشان دهنده الگوی تشعشی در حالت ۱ (RHCP) و اشکال c و d نشان دهنده الگوی تشعشی در حالت ۲ (LHCP) می‌باشد. در جدول ۲ مقایسه آرایه پیشنهادی با سایر مراجع آورده شده است که نشان از برتری روش فوق با سایر مراجع می‌باشد.

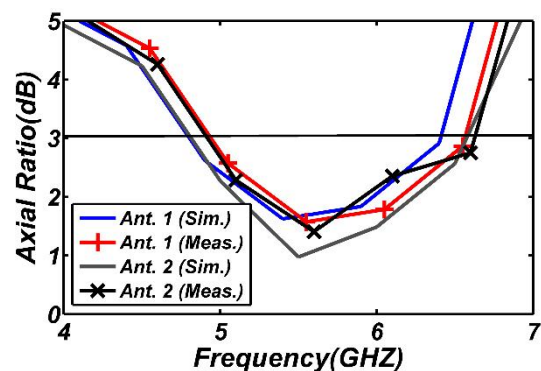


شکل ۱۱. نتایج بهره آنتن آرایه‌ای برای درگاه ۱ با تغییرات فرکانس برای هر دو آنتن آرایه‌ای

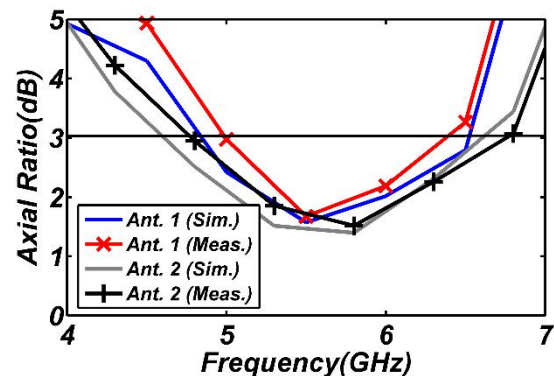


شکل ۱۲. نتایج بهره آنتن آرایه‌ای برای درگاه ۲ با تغییرات فرکانس برای هر دو آنتن آرایه‌ای

نمودار تغییرات نسبت محوری بر حسب فرکانس برای دهانه‌های تحریک شده ۱ و ۲ آنتن‌های اول و دوم در اشکال (۱۱) و (۱۲) نشان داده شده است. پهنای باند قطبی‌شدگی آنتن همانگونه که در شکل نمایش داده شده است، در محدوده فرکانسی ۴/۹ تا ۶/۶ گیگاهرتز برای دهانه ۱ و در محدوده فرکانسی ۴/۷ تا ۶/۸ گیگاهرتز برای دهانه ۲ برای آنتن با ساختار باند شکاف الکترومغناطیسی می‌باشد. این افزایش نسبت به شکل خاص طراحی و عدم تغییر توزیع جریان روی عناصر تشعشی به دلیل کاهش تزویج متقابل در آنتن می‌باشد که تقریباً باند کاربردی C را پوشش می‌دهد.



شکل ۱۳. نمودارهای شبیه‌سازی و اندازه‌گیری شده نسبت محوری آنتن‌های آرایه‌ای با ساختارهای باند شکاف الکترومغناطیسی و بدون ساختارهای باند شکاف الکترومغناطیسی برای تحریک دهانه ۱



شکل ۱۴. نمودارهای شبیه‌سازی و اندازه‌گیری شده نسبت محوری آنتن‌های آرایه‌ای با ساختارهای باند شکاف الکترومغناطیسی و بدون ساختارهای باند شکاف الکترومغناطیسی برای تحریک دهانه ۲

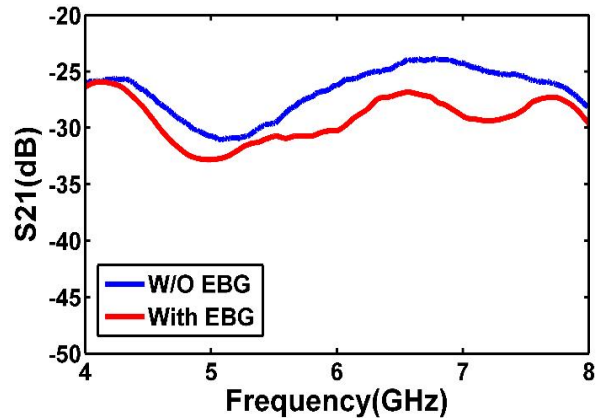
در شکل‌های (۱۳) و (۱۴) نمودارهای استخراج شده بهره آنتن آرایه‌ای برای دو درگاه به ازای تغییرات فرکانس نشان داده است. همانطور در شکل مشخص است در بازه فرکانسی ۴ تا ۸ بیشینه بهره آنتن با ساختارهای باند شکاف مغناطیسی تقریباً برابر با ۱۰/۳ دسیبل می‌باشد که به‌طور متوسط ۲ دسیبل نسبت به حالت بدون این ساختارها افزایش یافته است. ساختارهای باند شکاف الکترومغناطیسی منجر به کاهش جریان‌های زیر لایه که به دلیل فعل و انفعالات دو قطبی‌های زیرلایه بوجود می‌آیند،

نتیجه گیری

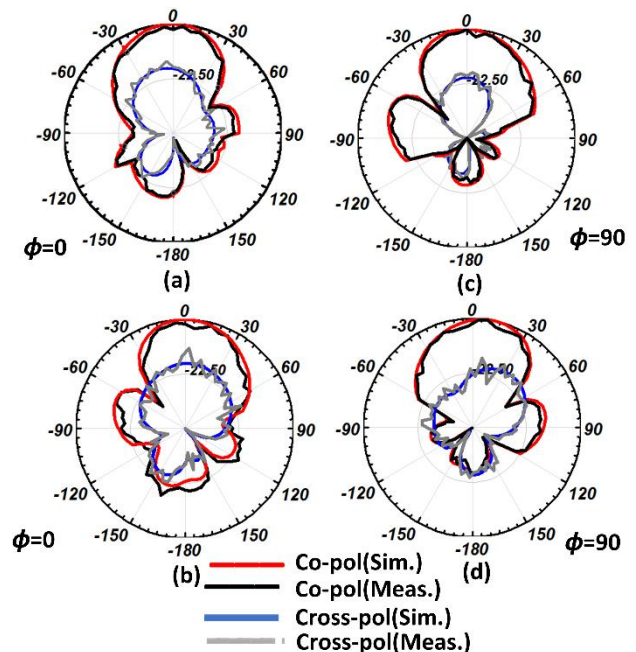
یک آنتن آرایه‌ای قطبش دایروی باند وسیع چند ورودی چند خروجی با خلوص قطبش دایروی بهبود یافته و پهنای باند تطبیق امپدانسی مناسب و عملکرد تشعشعی قابل قبول ارائه شد. استفاده بهینه از تکنیک شبکه تغذیه سلسله مراتبی چند ورودی-چند خروجی منجر به عملکرد موثر بهتر آنتن در پهنای باند تطبیقی و امپدانسی و نسبت محوری گردید. ساختارهای باند شکافی الکترومغناطیسی در طراحی آرایه به منظور کاهش اثرات مخرب موج سطحی و تزویج متقابل عناصر استفاده شده است. شایان ذکر است استفاده از ساختار باند شکاف الکترومغناطیسی باعث بهبود عملکرد کلی آنتن شده است. با بررسی طرح پیشنهادی و نمونه ساخته شده نتیجه می‌شود ساختارهای شکافی با شکل بخصوص مشخصه شبکه تغذیه را در آرایه بهبود می‌دهد. آنتن با شبکه تغذیه سلسله مراتبی چند ورودی-چند خروجی دو درگاه مستقل دارد که برای کنترل قطبش دایروی راستگرد و چپگرد با تحریک جداگانه هر یک از درگاهها بکار می‌رود. آنتن آرایه ای پیشنهادی نهایی دارای پهنای باند امپدانسی ۴/۶ تا ۷/۳ گیگاهرتز برای درگاه یک و ۴/۲۵ تا ۷/۲ گیگاهرتز در درگاه دو را برای تلفات بازگشتی زیر ۱۰- دسی بل است. همچنین پهنای باند نسبت محوری ۳ دسی بل بین بازه ۴/۷ تا ۶/۸ گیگاهرتز گسترده شده است. حداکثر بهره اندازه‌گیری شده در آزمایشگاه در حدود ۱۰/۳ دسیبل برای فرکانس ۶ گیگاهرتز می‌باشد. در نهایت آرایه پیشنهادی با شبکه تغذیه جدید انتخاب موثری در مخابرات بی‌سیم نسل‌های جدید است.

قدردانی

بدین وسیله نویسندگان از خانم فاطمه‌زهررا جلالی به خاطر همکاری دقیقی که در نگارش این مقاله داشتند صمیمانه سپاسگزارند.



شکل ۱۵. نتایج ایزولاسیون برای آنتن آرایه‌ای با ساختارهای باند شکافی و بدون آن



شکل ۱۶. الگوی تشعشعی راه دور در فرکانس ۶ گیگاهرتز برای آنتن دو در دو حالت راستگرد و چپگرد (a),(b) حالت راستگرد (c),(d) حالت چپگرد

جدول ۲. مقایسه آرایه پیشنهادی با سایر مراجع

ایزولاسیون دسیبل	پهنای باند نسبت محور گیگاهرتز	بهره دسی بل	ضریب انعکاسی	پهنای باند امپدانسی گیگاهرتز
-	۰/۲۰	۱۴	=۲۴	۰/۰۴۳
-	-	۴	-۲۵	۷
۲۰	-	۱/۳	-۳۳	۰/۰۵۰
۱۵	-	-	-۲۰	۰/۱۸
۱۵	-	-	-۶	۰/۴۶۰
۲۰	۰/۱۵۰	۴	-۴۰	۰/۴
۲۰	-	۶	-۲۵	۰/۱۸
۲۵	-	-	-۴۰	۰/۰۵۰
۲۳	۳	۱۰	-۳۰	۳/۶
				آنتن پیشنهادی

- Polarized Beam-Steering Antenna Array for Wireless Applications,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 56, no. 12, pp. 2813-2816, 2014.
- [12] Nasimuddin, X. Qing and Z. N. Chen, “Dual-square-ring-shaped slot antenna for wideband circularly polarized radiation,” *Microwave and Optical Technology Lett.*, vol. 56, no. 11, pp. 2645-2649, 2014.
- [13] Wen-Chao Zheng, Long Zhang, Qing-Xia Li, Yuan Zhou, Rong Rong, “Dual-Band Dual-Polarization Compact Bowtie Antenna Array for Anti-Interference MIMO WLAN,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 1, pp.237-246, 2014.
- [14] Chow-Yen-Desmond Sim, “Conical Beam Array Antenna with Polarization Diversity,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 10, pp. 4568 – 4572, 2012.
- [15] Xue Ming Ling and RongLin Li, “A Novel Dual-Band MIMO Antenna Array with Low Mutual Coupling for Portable Wireless Devices,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol.10, pp. 1039 – 1042, 2011.
- [16] Marko Sonkki Eva Antonino-Daviu, Marta Cabedo-Fabrés, Miguel Ferrando-Bataller, and Erkki T. Salonen, “Improved Planar Wideband Antenna Element and Its Usage in a Mobile MIMO System,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol.11, pp. 826 – 829, 2012.
- [17] A. Grbic and G. V. Eleftheriades, "Periodic analysis of a 2-D negative refractive index transmission line structure," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 51, pp. 2604-2611, 2003.
- [18] A. Grbic and G. V. Eleftheriades, "Dispersion analysis of a microstrip-based negative refractive index periodic structure," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 13, pp. 155-157, 2003.
- [19] T. Kokkinos, C. D. Sarris, and G. V. Eleftheriades, "Periodic finite-difference time-domain analysis of loaded transmission-line negative-refractive-index metamaterials," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, pp. 1488-1495, 2005.
- [20] Guihong Li, Huiqing Zhai, Zhihui Ma, Changhong Liang, Rongdao Yu, and Sheng Liu, “Isolation-Improved Dual-Band MIMO Antenna Array for LTE/WiMAX Mobile Terminals,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol.13, pp. 1128 – 1131, 2014.
- [21] Yue Li, Zhijun Zhang, Changjiang Deng, Zhenghe Feng, and Magdy F. Iskander” 2-D Planar Scalable Dual-Polarized Series-Fed Slot Antenna Array Using Single Substrate,”
- [1] M. K. A. Nayan, M. F. Jamlos, and M. A. Jamlos, “Circularly Polarized MIMO Antenna Array For Point-To-Point Communication,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 57, no. 1, pp. 242–247, 2015.
- [2] Chun-Xu Mao and Qing-Xin Chu, “Compact Coradiator UWB-MIMO Antenna with Dual Polarization,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 5, pp. 4474 – 4480, 2014.
- [3] S.Baek and S.Lim, “Compact planar MIMO antenna array with Polarization diversity on single layer,” *Electronics Letters* vol. 46 no. 13 June , pp. 880–882, 2010.
- [4] Sultan Shoaib, Imran Shoaib, Noshawan Shoaib, Xiaodong Chen and Clive G. Parini, “Design and Performance Study of a Dual-Element Multiband Printed Monopole Antenna Array for MIMO Terminals,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol.13, pp. 329 – 332, 2014.
- [5] Jian-Feng Li, Qing-Xin Chu, and Tian-Gui Huang, “A Compact Wideband MIMO Antenna with Two Novel Bent Slits,” *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, VOL. 60, NO. 2, pp. 482 - 489, 2012.
- [6] P. de Maagt, R. Gonzalo, Y. C. Vardaxoglou, and J. M. Baracco, “Electromagnetic bandgap antennas and components for microwave and millimeter wave applications,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.51, no.10I, pp. 2667–2677, 2003.
- [7] F. Yang and Y. Rahmat-Samii, “Applications of electromagnetic band-gap (EBG) structures in microwave antenna designs,” *Microw. Millimeter Wave Technol.*, pp. 528–553, Aug. 2002.
- [8] D. Nashaat, H. A. Elsadek, E.A. Abdallah, M. F. Iskander, , and H. M. El. Hennawy, “Ultrawide Bandwidth 2×2 Microstrip Patch Array Antenna Using Electromagnetic Band-Gap Structure (EBG),” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 59, no. 5, pp. 1528–1534, May. 2011.
- [9] Q. Li, A. P. Feresidis, “Miniaturised Slit-Patch EBG Structures For Decoupling PIFAs on Handheld Devices,” *Loughborough Antennas & Propagation Conference*, Loughborough, UK, pp. 1-4, 14-15 November 2011,
- [10] Jalali, M., Naser-Moghadasi, M., & Sadeghzadeh, R. Dual circularly polarized multilayer MIMO antenna array with an enhanced SR-feeding network for C-band application. *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, Vol. 9, no. 8, pp. 1741-1748, 2017.
- [11] T. Aribi, M. Naser-Moghadasi, and R. A. Sadeghzadeh, “Broadband Circularly

- Antennas, Propagation & EM Theory, pp. 1-4, 2006.
- [25] M. Kazerooni and M. Aghalari, "Size Reduction and Harmonic Suppression of Rat-race Hybrid Coupler Using Defected Microstrip structure," Progress in Electromagnetics Research C, vol. 26, pp. 87-96, 2011.
- IEEE transactions on antennas and propagation, vol. 62, no. 4, pp. 2280 – 2283, 2014.
- [22] C. R. Paul, Analysis of multiconductor transmission lines. New York: J. Wiley, 1994.
- [23] T. Kokkinos, C. D. Sarris, and G. V. Eleftheriades, "Periodic finite-difference time-domain analysis of loaded transmission-line negative-refractive-index metamaterials," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 53, pp. 1488-1495, 2005.
- [24] H. Xin, "Series Transmission Line Network Representation of Planar Left-handed Materials," 7th International Symposium on

