


## Design of V Band 4×4 Butler Matrix in Ridge Gap Waveguide Technology

M. Norozi, M.H. Ostovarzadeh<sup>\*</sup>, A. Razavi Parizi<sup>\*</sup>

\* Assistant Professor, University of Postgraduate Education and Advanced Navigation, Kerman, Iran

(Received: 19/05/2023 revised: 03/10/2023 Accepted:13/09/2023 published: 07/11/2023)

DOR: <https://dorl.net/dor/20.1001.1.26455153.1402.11.2.2.5>

### Abstract

*This paper presents a Butler matrix in Ridge Gap Waveguide (RGW) technology. For this purpose, we first design the riblet coupler in the millimeter wave band. The riblet coupler is designed with a coupling coefficient of 3 dB and a phase difference of 90 degrees at the outputs. Also, the return loss of all ports of this coupler in the frequency range of 53-60 GHz is better than 10 dB. Then we design a crossover and 45-degree phase shifter in the mentioned frequency range. By integrating four riblet couplers, two phase shifters and a crossover, the Butler matrix structure is formed. The designed Butler matrix has 4 input and 4 output ports. The simulation results of the designed matrix obtained by HFSS software show that for excitation of each input port in the frequency range of 53-60 GHz, the power is divided approximately equal between 4 output ports with a ratio of about -6 dB. But there is a linear phase difference between the matrix output ports, which also the phase of output ports change as the excitation port changes to other port. The simulation results are valid due to the desired amplitude and phase distribution at the matrix outputs. Also, comparing the results with those obtained by CST software confirms the proper performance of the designed matrix.*


**Keywords:** Butler, Riblet, Phase shifter, Millimeter wave, Gap Waveguide.

\* Corresponding author E-mail: mh.ostovarzadeh@kgut.ac.ir

## علمی - پژوهشی

طراحی ماتریس باتلر  $4 \times 4$  باند V در فناوری موجبر شکافی ریج


۱- کارشناس ارشد، ۲ و ۳- استادیار، دانشگاه تحصیلات تکمیلی صنعتی و فناوری پیشرفته، کرمان، ایران

محمد نوروزی<sup>۱</sup>، محمدحسین استوارزاده<sup>۲\*</sup>، سیدعلی رضوی پاریزی<sup>۳</sup> 

(دریافت: ۱۴۰۲/۰۱/۱۷، بازنگری: ۱۴۰۲/۰۶/۲۲، پذیرش: ۱۴۰۲/۰۷/۱۱، انتشار: ۱۴۰۲/۰۸/۱۶)

DOR: <https://dorl.net/dor/20.1001.1.26455153.1402.11.2.2.5>

\* این مقاله یک مقاله با دسترسی آزاد است که تحت شرایط و ضوابط مجوز Creative Commons Attribution (CC BY) توزیع شده است.

نویسندگان 

ناشر: دانشگاه جامع امام حسین (ع)

## چکیده

در این مقاله یک ماتریس باتلر در فناوری موجبر شکافی ریج ارائه می‌شود. برای این منظور ابتدا به طراحی کوپلر ریبلت در باند موج میلیمتری پرداخته می‌شود. ضریب تزویج کوپلر ریبلت طراحی شده ۳ dB و اختلاف فاز دهانه‌های خروجی آن ۹۰ درجه است. همچنین افت برگشتی از دهانه‌های این کوپلر در بازه فرکانسی ۵۳ GHz تا ۶۰ GHz بهتر از ۱۰ dB است. سپس به طراحی تقاطع و شیفت‌دهنده فاز ۴۵ درجه در بازه فرکانسی ذکر شده پرداخته می‌شود به نحوی که سیگنال خروجی تقاطع و شیفت‌دهنده فاز با هم اختلاف فاز ۴۵ درجه داشته باشند. با اتصال مناسب چهار کوپلر ریبلت، دو شیفت‌دهنده فاز و یک تقاطع، ساختار ماتریس باتلر طراحی می‌شود. ماتریس باتلر طراحی شده دارای ۴ دهانه ورودی و ۴ دهانه خروجی است. نتایج شبیه‌سازی ماتریس طراحی شده توسط نرم‌افزار HFSS نشان می‌دهد که به‌ازای تحریک هر دهانه ورودی در بازه فرکانسی ۵۳ GHz تا ۶۰ GHz توان به‌صورت تقریباً مساوی بین ۴ دهانه خروجی با نسبت حدوداً ۶ dB- تقسیم می‌شود و اختلاف فاز خطی بین خروجی‌های ماتریس وجود دارد که با تغییر تحریک به دهانه دیگر اختلاف فاز بین خروجی‌ها نیز تغییر می‌کند. به دلیل ایجاد توزیع دامنه و فاز مطلوب در خروجی‌های ماتریس باتلر، نتایج شبیه‌سازی مورد تأیید هستند. همچنین مقایسه نتایج با نتایج شبیه‌سازی شده توسط نرم‌افزار CST تأییدکننده عملکرد مناسب ماتریس طراحی شده می‌باشد.

## کلیدواژه‌ها: باتلر، ریبلت، شیفت‌دهنده فاز، موج میلیمتری، موجبر شکافی

ویدئو با کیفیت بالا و ... مورد استفاده قرار می‌گیرد.

## ۱- مقدمه

یکی از چالش‌های ارسال امواج الکترومغناطیس در باند موج میلیمتری، زیاد شدن افت فضای آزاد هست که با استفاده از آنتن‌های با بهره زیاد در این باند به نوعی قابل جبران‌سازی است [۳ و ۴]. راه حل دیگر استفاده از چندگانگی است که با به‌کارگیری آنتن‌های با پرتوی متغیر یا چندپرتوی نسبت سیگنال به نویز در گیرنده بهبود می‌یابد [۵-۷]. چرخاندن پرتوی آنتن‌های آرایه‌ای به یک جهت خاص مستلزم ایجاد فازهای متغیر برای تغذیه عناصر آرایه هست که یک روش مقرون به‌صرفه برای ایجاد توزیع فاز متغیر استفاده از ماتریس باتلر هست [۸-۱۰]. برای تعداد کم پرتوی آنتن، ماتریس باتلر در مقایسه با دیگر ساختارهای شکل‌دهنده پرتو نظیر ماتریس نولن و ماتریس بلس [۱۱ و ۱۲] دارای مزیت سادگی ساختار و اندازه کوچک است و در مقایسه با لنز روتمن [۱۳] تلفات عبوری کمتری نیز دارد.

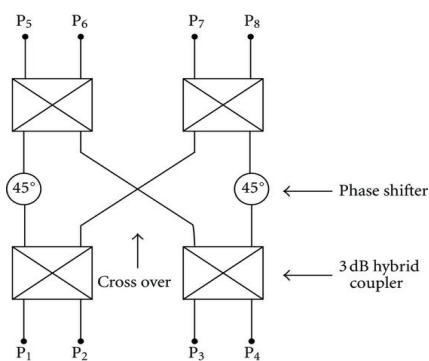
امروزه به دلیل تقاضای بسیار برای مخابرات بی‌سیم پرسرعت، نیاز به پهنای باند زیاد ادوات ریزموج و آنتن‌های مورد استفاده در سیستم‌های مخابراتی به‌شدت افزایش پیدا کرده است. از این رو و همچنین به دلایل شلوغی باندهای فرکانسی پایین‌تر، نیاز به مدارهای با حجم و وزن کمتر، نیاز به آنتن‌های با بهره بیشتر و پهنای پرتوی کمتر، طراحان سیستم‌های مخابراتی بی‌سیم به سمت فرکانس‌های موج میلیمتری (۳۰-۳۰۰ GHz) سوق داده شده‌اند. از کاربردهای این باند می‌توان به مخابرات سلولی نسل پنجم، پزشکی، ستاره‌شناسی رادیویی، رادار خودرو و ... اشاره کرد. در سال‌های اخیر، باند فرکانسی V (۴۰-۷۵ GHz) به‌عنوان یکی از باندهای موج میلیمتری توجه طراحان و سازندگان را به خود جلب کرده است [۱ و ۲]. این باند فرکانسی در کاربردهایی نظیر اینترنت پرسرعت، مخابرات نقطه به نقطه، ارسال بی‌سیم

تا کنون ماتریس باتلر در فناوری‌های مختلف از جمله ریزنوار

شبهه‌سازی آن ارائه می‌شود و در نهایت در بخش ۴ به نتیجه‌گیری پرداخته می‌شود.

## ۲- ماتریس باتلر

شکل ۲ نمایی از ساختار ماتریس باتلر  $4 \times 4$  را نشان می‌دهد [۲۷-۲۹]. طبق این شکل ماتریس باتلر دارای ۴ هیبرید ۹۰ درجه، دو شیفت‌دهنده فاز ۴۵ درجه و یک تقاطع هست. این عناصر به‌گونه‌ای به هم متصل می‌شوند تا در صورت تحریک دهانه‌های ۱ تا ۴، سیگنال به نسبت دامنه مساوی با فازهای مطابق جدول ۱ در دهانه‌های خروجی ظاهر شود.



شکل (۲). ساختار ماتریس باتلر  $4 \times 4$

جدول (۱). توزیع فاز در دهانه‌های خروجی ماتریس باتلر هنگام

تحریک دهانه‌های مختلف

توزیع فاز (درجه)	دهانه ۵	دهانه ۶	دهانه ۷	دهانه ۸
تحریک دهانه ۱	-۴۵	-۱۳۵	-۹۰	-۱۸۰
تحریک دهانه ۲	-۱۳۵	-۲۲۵	۰	-۹۰
تحریک دهانه ۳	-۹۰	۰	-۲۲۵	-۱۳۵
تحریک دهانه ۴	-۱۸۰	-۹۰	-۱۳۵	-۴۵

در صورت اتصال مناسب ۴ عنصر تشعشی از یک آرایه  $1 \times 4$  به خروجی‌های ماتریس و تحریک به ترتیب دهانه‌های ۱ تا ۴ جهت بیشینه پرتوی آرایه از رابطه (۱) به دست می‌آید [۳۰].

$$\theta_{\max} = -\sin^{-1} \left( \frac{\delta \lambda}{2\pi d} \right) \quad (1)$$

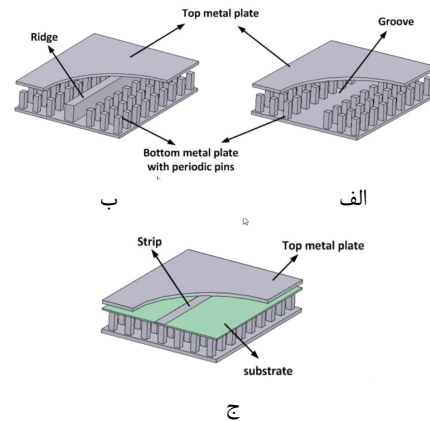
که در رابطه بالا  $\lambda$  طول موج فضای آزاد،  $d$  فاصله بین عناصر تشعشی آرایه است و  $\delta$  اختلاف فاز بین دو عنصر تشعشی مجاور در آرایه است.

### ۲-۱- طراحی کوپلر ریبلت

در شکل (۳) ساختار یک کوپلر RGW به همراه پارامترهای هندسی آن نشان داده شده است. روابط طراحی مربوط به کوپلر ریبلت موجبری در [۳۱] آورده شده است. اما در مرجع ذکر شده انتشار موج داخل ساختار به صورت  $TE^z$  است در صورتی که در

[۱۴ و ۱۵]، موجبر مجتمع شده در زیرلایه [۱۶، ۵ و ۱۷] و موجبرهای فلزی [۱۸-۲۰] طراحی و ساخته شده است. مدارهای صفحه‌ای از جمله خطوط ریز نوار و موجبر مجتمع شده در زیر لایه دارای مزایایی مانند سادگی و مقرون به‌صرفه بودن و سرعت بالای ساخت هستند اما دارای معایبی چون تلفات عایقی و محدود بودن توان قابل حمل هستند. موجبرهای فلزی مزایایی مانند تلفات کمتر و قابلیت حمل توان بالا دارند اما ساخت آنها مخصوص در فرکانس‌های بالا زمان‌بر و پرهزینه است.

فناوری موجبر شکافی در سال ۲۰۰۹ توسط کیلدال معرفی گردید [۲۱-۲۴]. سه نوع متداول از این موجبر، موجبر شکافی شیاری، ریج، و ریزنوار معکوس هستند [۲۲]. شکل (۱) نمای سه‌بعدی این سه موجبر را نشان می‌دهد [۲۵].



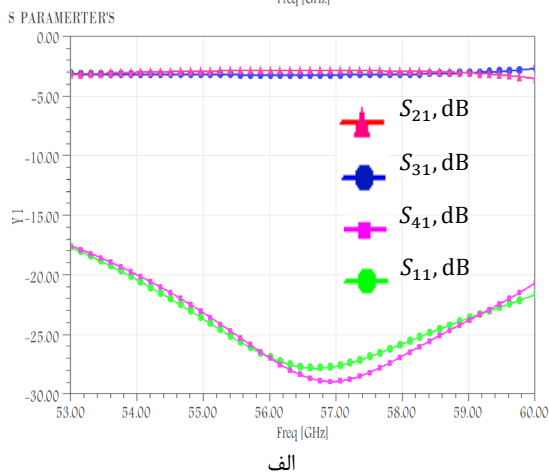
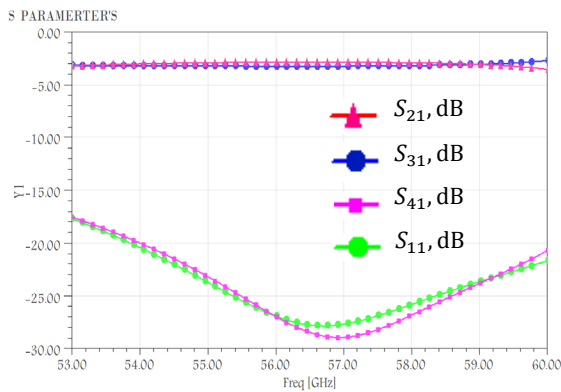
شکل (۱). نمای سه‌بعدی موجبر شکافی (الف) شیاری (ب) ریج (ج) ریز نوار معکوس

اخیراً ماتریس باتلر در فناوری موجبر شکافی شیاری [۲۶] طراحی و ساخته شده است. در این مقاله به طراحی ماتریس باتلر در باند ۷ در فناوری موجبر شکافی پرداخته می‌شود. این فناوری نسبت به موجبرهای فلزی دارای مزیت عدم نیاز به اتصال الکتریکی صفحه بالایی موجبر هست که باعث می‌شود ساخت ماتریس باتلر طراحی شده در باند فرکانسی مد نظر مقرون به صرفه‌تر باشد. همچنین این فناوری نسبت به خطوط ریزنوار و موجبر مجتمع شده در زیر لایه دارای مزیت‌های قابلیت حمل توان بالا و عدم وجود تلفات عایقی هست. مزیت دیگر موجبر شکافی ریج نسبت به موجبر فلزی یا شکافی شیاری انتشار مود  $TE^1$  داخل این موجبر است که باعث می‌شود بتوان به پهنای باند بیشتری در طراحی دست یافت. همچنین به دلیل نداشتن فرکانس قطع برای مود  $TE^1$ ، عرض موجبر قابل تغییر خواهد بود و تغییر عرض موجبر بر فرکانس کاری آن تأثیر نمی‌گذارد.

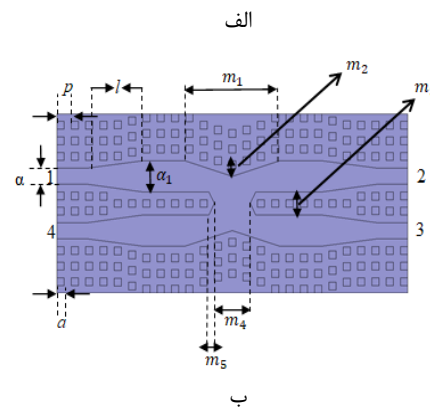
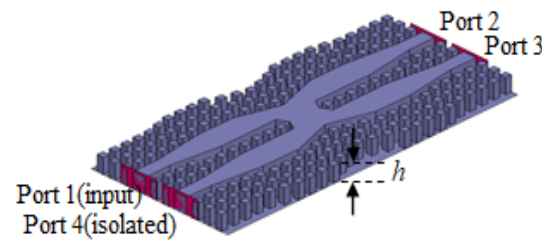
در این مقاله ابتدا در بخش ۲ ماتریس باتلر معرفی می‌شود و قسمت‌های مختلف آن طراحی می‌شوند. در بخش ۳ با کنار هم گذاشتن ادوات طراحی شده، ماتریس باتلر طراحی و نتایج

۰/۴	$m_5$	۰/۲۵	$g$
۱/۰۳	$a$	۱/۵	$h$
۱/۵	$\alpha_1$	۶/۶	$m_1$
۳/۹	$\ell$	۱	$m_2$

در شکل (۴الف) مقادیر اندازه  $S_{11}$ ،  $S_{12}$ ،  $S_{13}$ ،  $S_{14}$  نشان داده شده است. مشاهده می‌شود در بازه ۶۰-۵۳ GHz مقدار  $S_{11}$  و  $S_{41}$  کمتر از ۱۵dB- و مقادیر  $S_{21}$  و  $S_{31}$  حدوداً ۳dB- هستند. همچنین طبق شکل (۴ب) اختلاف فاز بین دو دهانه ۲ و ۳ حدود ۹۰ درجه هست که نشان‌دهنده عملکرد مناسب کوپلر ریبلت هست. همچنین در شکل ۵، که توزیع اندازه میدان الکتریکی را هنگام تحریک دهانه ۱ نشان می‌دهد، مشاهده می‌شود که توان ورودی به دهانه ۱ به دو دهانه ۲ و ۳ انتقال می‌یابد و به دهانه ۴ تقریباً توانی منتقل نمی‌شود.



فناوری RGW مد انتشاری TEM هست. لذا در این مقاله ابعاد ریبلت به صورت تجربی انتخاب و تنظیم می‌شوند. هر چند به دلیل مشابهت توزیع میدان‌های دو مد  $TE_{10}$  و TEM روابط ذکر شده در مرجع [۳۱] می‌توانند به عنوان نقطه شروع در طراحی و بهینه‌سازی این ساختار مورد استفاده قرار بگیرند. بستر بین مورد استفاده در ساختار بایستی به نحوی طراحی شود که در پهنای باند کاری کوپلر معادل یک دیواره مغناطیسی کامل (PMC) رفتار کند. برای این منظور ارتفاع پین‌ها "h" حدوداً برابر ربع طول موج  $(\lambda/4)$ ، ضخامت شکاف هوایی "g" کسر کوچکی از طول موج (نوعاً  $\lambda/20$ ) و دوره تناوب پین‌ها "p" کمتر از  $\lambda/2$  به طوری که نسبت  $a/p$  طول پین مربعی شکل (است) کمتر از یک شود، انتخاب می‌شوند [۲۳]. در این ساختار مقادیر  $m_1$ ،  $m_2$ ،  $m_3$ ،  $m_4$ ،  $m_5$ ،  $\alpha$  و  $\ell$  به منظور ایجاد ضریب تزویج ۳dB و تطبیق امپدانس مناسب در دهانه ورودی با روش سعی و خطا با استفاده از Parametric Sweep نرم‌افزار HFSS تنظیم شده‌اند. ابعاد کوپلر آلومینیومی طراحی شده در فناوری موجبر شکافی ریج برای کار در بازه فرکانسی ۶۰-۵۳ GHz در جدول (۲) آمده است.

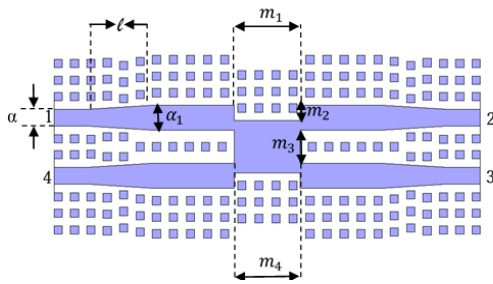


شکل (۳). ساختار کوپلر RGW پیشنهادی (الف) نمای سه‌بعدی (ب)

نمای از بالا

جدول (۲). ابعاد کوپلر RGW طراحی شده

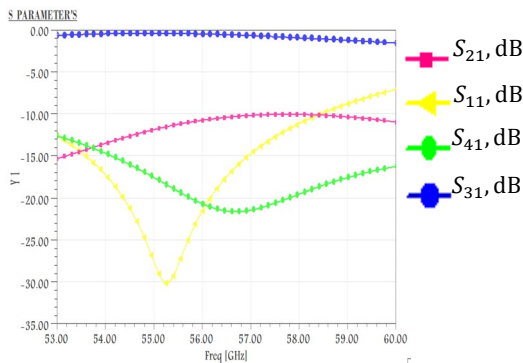
مقدار	پارامتر	مقدار	پارامتر
(به میلی‌متر)		(به میلی‌متر)	
۱/۵	$m_3$	۰/۵	$a$
۲/۵	$m_4$	۱	$p$



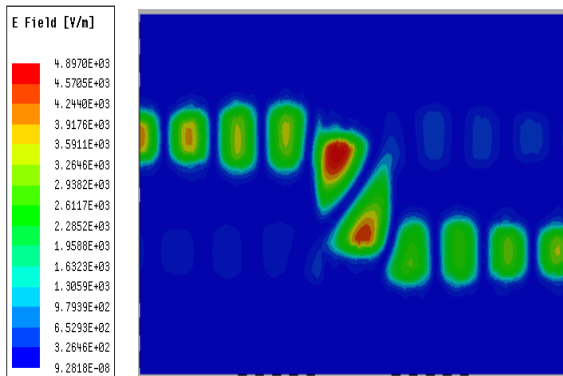
شکل (۶). دید از بالای ساختار تقاطع

جدول (۳). ابعاد تقاطع طراحی شده

مقدار (به میلیمتر)	پارامتر	مقدار (به میلیمتر)	پارامتر
۱/۰۳	$\alpha$	۳/۵	$m_1$
۱/۵	$\alpha_1$	۱	$m_2$
۳/۹	$l$	۱/۹	$m_3$
		۳/۵	$m_4$



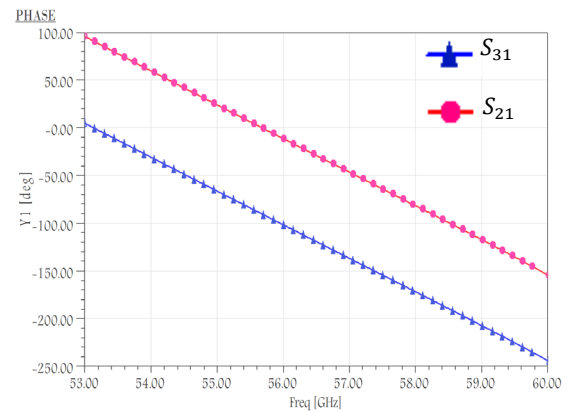
شکل (۷). نتایج شبیه‌سازی دامنه پارامترهای پراکندگی تقاطع



شکل (۸). توزیع اندازه میدان الکتریکی در تقاطع طراحی شده هنگام تحریک دهانه ۱ در فرکانس ۵۷GHz

### ۲-۳- طراحی شیفت‌دهنده فاز

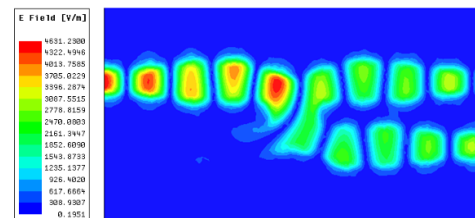
برای طراحی ماتریس باتلر به دو شیفت‌دهنده فاز  $45^\circ$ ، برای ایجاد  $45^\circ$  شیفت فاز نسبت به تقاطع، نیاز داریم. این مقدار



ب

شکل (۴). نتایج شبیه‌سازی الف (دامنه ب) فاز پارامترهای پراکندگی

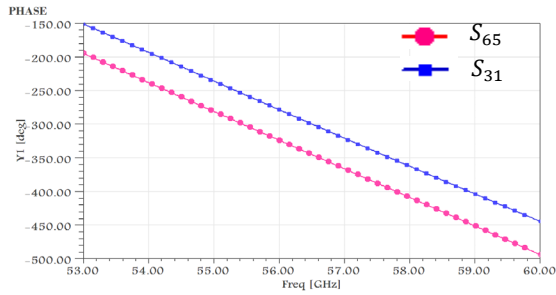
کوپلر ریبلت



شکل (۵). توزیع اندازه میدان الکتریکی روی کوپلر در حالت تحریک دهانه ۱

### ۲-۲- طراحی تقاطع

در شکل (۶) ساختار تقاطع RGW به همراه پارامترهای هندسی آن نشان داده شده است. در این ساختار مقادیر  $m_1$ ،  $m_2$ ،  $m_3$  و  $m_4$  به منظور ایجاد کمترین افت عبوری تنظیم می‌شوند. مقدار  $l$  نیز برای تطبیق امپدانس در دهانه ورودی تنظیم می‌شود. این ساختار توسط نرم‌افزار HFSS طراحی و بهینه‌سازی شده است. ابعاد نهایی تقاطع طراحی شده آلومینیومی برای کار در بازه فرکانسی ۶۰-۵۳ GHz در جدول (۳) آمده است. در شکل (۷) مقادیر اندازه  $S_{11}$ ،  $S_{21}$ ،  $S_{31}$ ،  $S_{41}$  مربوط به تقاطع طراحی شده نشان داده شده است. مشاهده می‌شود در بازه ۶۰-۵۳ GHz مقدار  $S_{11}$ ،  $S_{21}$  و  $S_{41}$  کمتر از  $-10$  dB و مقدار  $S_{31}$  حدوداً  $-1$  dB است. در شکل (۸) توزیع اندازه میدان الکتریکی داخل ساختار هنگام تحریک دهانه ۱ تقاطع طراحی شده نمایش داده شده است. طبق این شکل توان ارسالی توسط دهانه ۱ به طور عمده از دهانه ۳ خارج می‌شود.

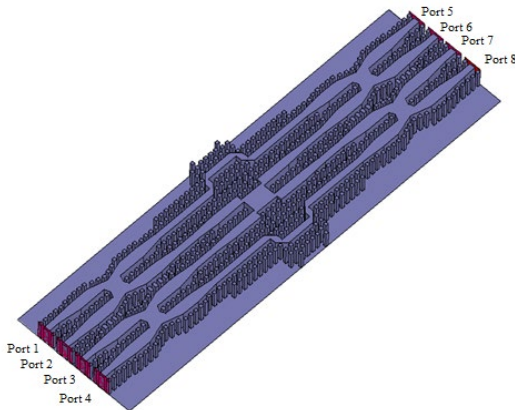


ب

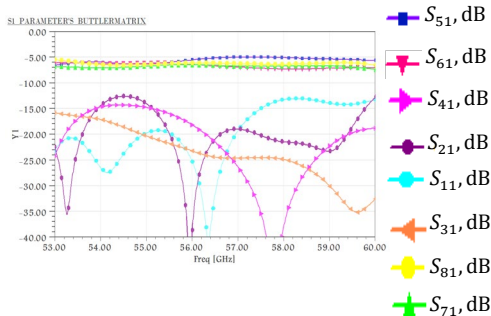
شکل (۱۰). نتایج شبیه‌سازی الف) دامنه ب) فاز پارامترهای پراکندگی تقاطع و شیفت‌دهنده فاز

### ۳- نتایج شبیه‌سازی ماتریس باتلر

در شکل (۱۱) یک ماتریس باتلر، که با استفاده از کوپلر، تقاطع و شیفت‌دهنده فاز طراحی شده در بخش قبل طراحی و پیاده‌سازی شده، نشان داده شده است. این ساختار شبیه‌سازی و نتایج دامنه و فاز پارامترهای پراکندگی آن و همچنین توزیع اندازه میدان الکتریکی داخل ساختار، در حالتی که دهانه ۱ روشن است، به ترتیب در شکل‌های (۱۲) و (۱۳) نشان داده شده‌اند.

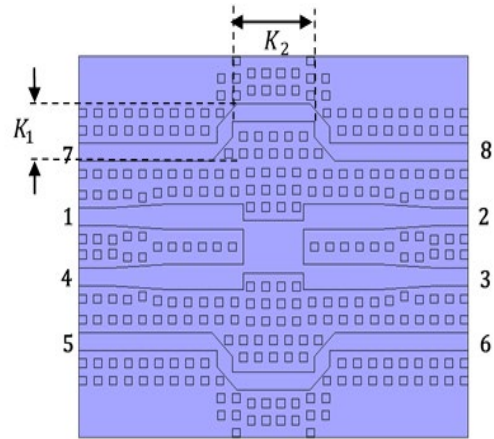


شکل (۱۱). نمای سه‌بعدی ساختار ماتریس باتلر RGW طراحی شده

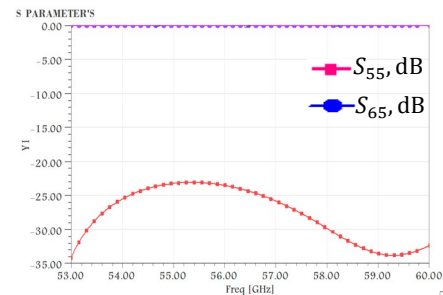


الف

شیفت فاز را همان‌طور که در شکل (۹) نشان داده شده است می‌توان با ایجاد خم در خط RGW و افزایش طول الکتریکی آن ایجاد کرد. در شکل (۹) دو شیفت‌دهنده فاز  $45^\circ$  به همراه یک تقاطع نمایش داده شده است. مقادیر  $K_1$  و  $K_2$  برای شیفت‌دهنده فاز به ترتیب  $3/3$  و  $5/5$  میلی‌متر به صورت تجربی انتخاب شده‌اند. ساختار نشان داده شده در شکل (۹) شبیه‌سازی و نتایج آن در شکل ۱۰ نشان داده شده است. در شکل (۱۰ الف) مشاهده می‌شود در بازه  $60 - 53$  GHz مقدار  $S_{55}$  کمتر از  $-22$  dB و مقدار  $S_{65}$  حدوداً  $-1$  dB است که این نشان‌دهنده تطبیق مناسب شیفت‌دهنده فاز طراحی شده است. در شکل (۱۰ ب)، مقادیر فاز  $S_{65}$  و  $S_{31}$  نشان داده شده است که مشاهده می‌شود سیگنال خروجی شیفت‌دهنده فاز  $45^\circ$  نسبت به سیگنال خروجی تقاطع تأخیر فاز دارد.

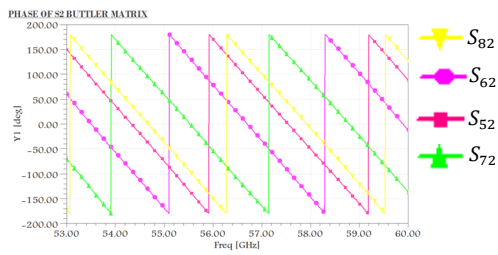


شکل (۹). دید از بالای ساختارهای شیفت‌دهنده فاز در دو سمت تقاطع



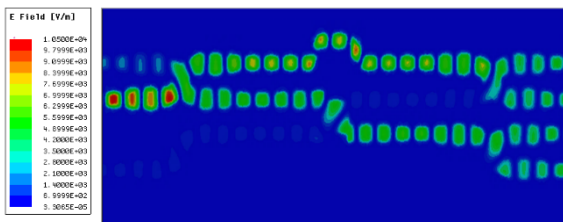
الف





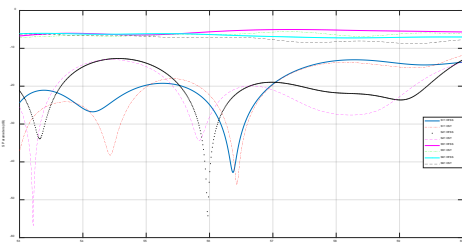
ب

شکل (۱۴). نتایج شبیه‌سازی الف دامنه ب) فاز پارامترهای پراکندگی ماتریس باتلر

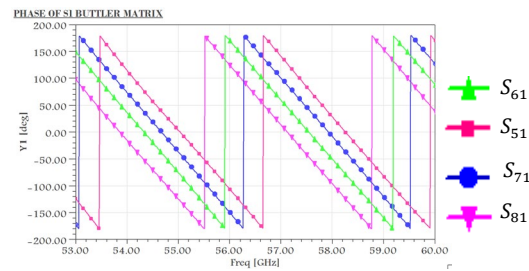
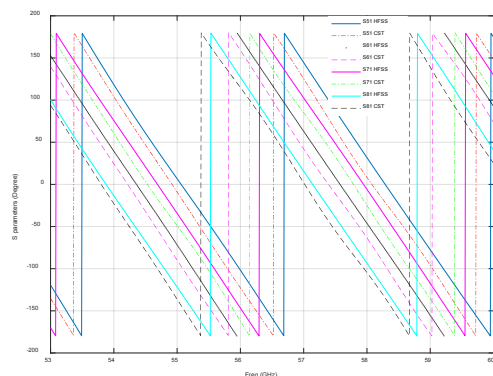


شکل (۱۵). توزیع اندازه میدان الکتریکی در ماتریس باتلر زمانی که دهانه ۲ تحریک شود در فرکانس ۵۴/۷ GHz.

به‌منظور اطمینان از درستی نتایج شبیه‌سازی شده توسط نرم‌افزار HFSS، ماتریس باتلر طراحی شده توسط نرم‌افزار CST نیز شبیه‌سازی شد. شکل (۱۶) مقایسه نتایج شبیه‌سازی تغییرات دامنه و فاز برخی از پارامترهای پراکندگی ماتریس باتلر توسط این دو نرم‌افزار را نشان می‌دهد. مقایسه نتایج در این شکل تأییدکننده نتایج شبیه‌سازی‌شده توسط نرم‌افزار HFSS می‌باشد.

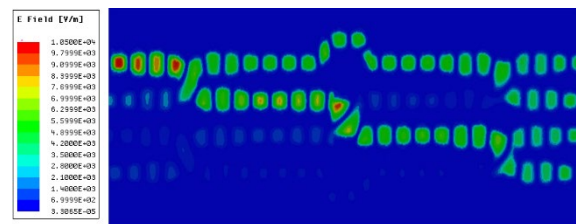


الف



ب

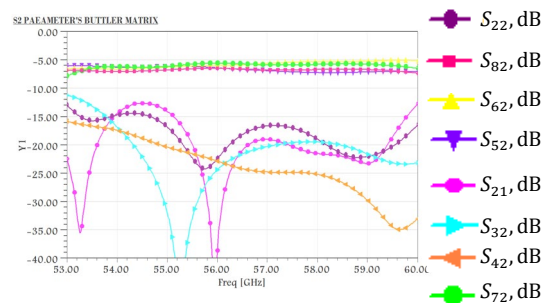
شکل (۱۲). نتایج شبیه‌سازی الف دامنه ب) فاز پارامترهای پراکندگی ماتریس باتلر



شکل (۱۳). توزیع اندازه میدان الکتریکی در ماتریس باتلر زمانی که دهانه ۱ تحریک شود در فرکانس ۵۴/۷ GHz.

در شکل (۱۲) مشاهده می‌کنیم زمانی که دهانه ۱ تحریک شود، توان بین چهار دهانه خروجی با فازهای متفاوت تقسیم می‌شود. در قسمت الف) از این شکل مشاهده می‌شود که  $S_{11}$ ،  $S_{12}$ ،  $S_{13}$  و  $S_{14}$  حدوداً کمتر از  $-12$  dB و  $S_{15}$ ،  $S_{16}$ ،  $S_{17}$  و  $S_{18}$  تقریباً حدود  $-6$  dB هستند. همان‌طور که در شکل ۱۲ ب) مشاهده می‌شود دهانه‌های خروجی توان را با فازهای متفاوت که به‌صورت خطی تغییر می‌کنند، دریافت می‌کنند.

به نحو مشابه شکل‌های (۱۴) و (۱۵) مربوط به تحریک دهانه ۲ هستند و تحریک دهانه‌های دیگر به طور مشابه است.



الف

- [8] J. Butler and R. Howe, "Beamforming matrix simplifies design of electronically scanned antennas," *Elec. Design.*, vol. 9, no. 8, pp. 170–173, 1961.
- [9] H. J. Moody, "The systematic design of the Butler matrix," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 12, no. 6, pp. 786–788, 1964.
- [10] A. B. Shallah, F. Zubir, M. K. A. Rahim, H. A. Majid, U. U. Sheikh, N. A. Murad, Z. Yusoff, "Recent Developments of Butler Matrix From Components Design Evolution to System Integration for 5G Beamforming Applications: A Survey," *IEEE Access*, vol. 10, pp. 8434 – 88456, 2022. DOI:10.1109/ACCESS.2022.3199739
- [11] T. Djerafi et al., "Planar Ku-Band 4x4 Nolen Matrix in SIW Technology," *IEEE Trans. Micro. Theory Techn.*, vol. 58, no. 2, pp. 259–266, 2010. DOI:10.1109/APMC.2008.4958041
- [12] P. Chen, W. Hong, Z. Kuai, and J. Xu, "A Double Layer Substrate Integrated Waveguide Blass Matrix for Beamforming Applications," *IEEE Microw. Wireless Com. Lett.*, vol. 19, no. 6, pp. 374–376, 2009. <https://doi.org/10.1016/j.aew.2022.154287>
- [13] D. H. Kim, J. Hirokawa, K. Tekkouk, M. Ando, R. Sauleau, "Comparison between one-body 2-D beam-switching Butler matrix and 2-D beam-switching Rotman lens," *Proceedings of ISAP*, 2016.
- [14] H. N. Chu, Tzyh-Ghuang Ma, "An Extended 4 × 4 Butler Matrix With Enhanced Beam Controllability and Widened Spatial Coverage," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 66, iss. 3, pp. 1301–1311, 2018. DOI:10.1109/TMTT.2017.2772815
- [15] P. Baniya, K. L. Melde, "Switched-Beam Endfire Planar Array With Integrated 2-D Butler Matrix for 60 GHz Chip-to-Chip Space-Surface Wave Communications," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 18, iss. 2, pp. 236–240, 2019. DOI:10.1109/LAWP.2018.2887259
- [16] E. T. Der, T. R. Jones, M. Daneshmand, "Miniaturized 4 × 4 Butler Matrix and Tunable Phase Shifter Using Ridged Half-Mode Substrate Integrated Waveguide," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 68, iss. 8, pp. 3379–3388, 2020. DOI:10.1109/TMTT.2020.2989798
- [17] Lei-Lei Qiu, L. Zhu, Zhao-An Ouyang; L. Deng, "Wideband Butler Matrix Based on Dual-Layer HMSIW for Enhanced Miniaturization," *IEEE Mic. Wire. Com. Letters*, vol. 32, Iss. 1, pp. 25–28, 2022.
- [18] K. Tekkouk, J. Hirokawa, R. Sauleau, M. Ettore, M. Sano, M. Ando, "Dual-Layer Ridged Waveguide Slot Array Fed by a Butler Matrix With Sidelobe Control in the 60-GHz Band," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, iss. 9, pp. 3857–3867, 2015. DOI:10.1109/TAP.2015.2442612
- [19] T. Tomura, Dong-Hun Kim, M. Wakasa, Y. Sunaguchi, J. Hirokawa, Kentaro Nishimori, "A 20-GHz-band 64×64 Hollow Waveguide Two Dimensional Butler Matrix," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 164080 – 164088, 2019.
- [20] M. Farahani, M. Akbari, M. Nedil, A. R. Sebak, T. A. Denidni, "Millimeter-Wave Dual Left/Right-Hand Circularly polarized Beamforming Network," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 68, iss. 8, pp. 6118–6127, 2020. DOI:10.23919/EuCAP48036.2020.9135282
- [21] P.-S. Kildal, E. Alfonso, A. Valero-Nogueira and E. Rajo-Iglesias, "Local metamaterial-based waveguides in gaps between parallel metal plates," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 8, pp. 84–87, 2009. DOI:10.1109/LAWP.2008.2011147
- [22] P.-S. Kildal, "Three metamaterial-based gap waveguides between parallel metal plates for mm/submm waves," in *Proc. EuCAP*, Mar. 2009.
- [23] E. Rajo, P.-S. Kildal, "Numerical Studies of Bandwidth of Parallel Plate Cut-Off Realized by a Bed of Nails, Corrugations and Mushroom-Type Electromagnetic Bandgap for Use in Gap Waveguides," *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 5, no. 3, pp. 282–289, 2011. DOI:10.1049/iet-map.2010.0073

ب

شکل (۱۶). نتایج شبیه‌سازی الف) دامنه ب) فاز پارامترهای پراکندگی ماتریس باتلر توسط دو نرم‌افزار HFSS و CST

#### ۴- نتیجه‌گیری

در این مقاله یک ماتریس باتلر ۴×۴ با استفاده از فناوری RGW طراحی شد. برای این منظور ابتدا کوپلر ریبلت ۳ dB، تقاطع و شیفت‌دهنده فاز ۴۵ درجه طراحی شدند. با کنار هم قرار دادن ۴ کوپلر ریبلت در ۴ سمت تقاطع و استفاده از دو شیفت‌دهنده فاز و اتصال مناسب این ادوات، ساختار ماتریس باتلر شکل گرفت. نتایج شبیه‌سازی نشان‌دهنده عملکرد مناسب ماتریس باتلر در بازه فرکانسی ۶۰–۵۳ GHz است. صحت نتایج شبیه‌سازی به دلیل اینکه این نتایج منطبق با نتایج تحلیلی آمده در جدول (۱) هستند و همچنین به دلیل یکسان بودن نتایج شبیه‌سازی شده توسط نرم‌افزار HFSS با نتایج حاصل از نرم‌افزار CST مورد تأیید است. در کارهای بعدی می‌توان به طراحی ماتریس باتلر ۴×۸ و ۸×۸ در فناوری RGW برای کاربرد در آنتن‌های با تعداد پرتوی بیشتر پرداخت.

#### ۵- مراجع

- [1] R. Wu, R. Minami, Y. Tsukui, S. Kawai, Y. Seo, S. Sato, K. Kimura, S. Kondo, T. Ueno, N. Fajri, S. Maki, N. Nagashima, Y. Takeuchi, T. Yamaguchi, A. Musa, K. Kaan Tokgoz, T. Siriburanon, B. Liu, Y. Wang, J. Pang, N. Li, M. Miyahara, K. Okada, and Akira Matsuzawa, "64-QAM 60-GHz CMOS Transceivers for IEEE 802.11ad/ay," *IEEE J. Solid-State Cir.*, vol. 52, no. 11, pp. 2871–2891, 2017. DOI:10.1109/JSSC.2017.2740264
- [2] S. Blandino, G. Mangraviti, C. Desset, A. Bourdoux, P. Wambacq, and S. Pollin, "Multi-User Hybrid MIMO at 60 GHz Using 16-Antenna Transmitters," *IEEE Trans. Cir. Sys. I*, vol. 66, iss. 2, pp. 848 – 858, 2019. DOI:10.1109/TCSI.2018.2866933
- [3] P. Li, S. Liao, Q. Xue, S. Qu, "60 GHz Dual-Polarized High-Gain Planar Aperture Antenna Array Based on LTCC," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 68, iss. 4, pp. 2883 – 2894, 2020. DOI:10.1109/TAP.2019.2957095
- [4] Q. Guo, Q. Wei Lin, H. Wong, "A High Gain Millimeter-Wave Circularly Polarized Fabry-Pérot Antenna Using PRS-Integrated Polarizer," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 69, iss. 2, pp. 1179 – 1183, 2021. DOI:10.1109/TAP.2020.3011110
- [5] Y. J. Cheng, X. Y. Bao, Y. X. Guo, "60-GHz LTCC Miniaturized Substrate Integrated Multibeam Array Antenna With Multiple Polarizations," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, iss. 12, pp. 5958–5967, 2013. DOI:10.1109/TAP.2013.2280873
- [6] Y. Pan, Y. Cui, R. L. Li, "Investigation of a Triple-Band Multibeam MIMO Antenna for Wireless Access Points," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 64, iss. 4, pp. 1234–1241, 2016. DOI:10.23919/EuCAP.2017.7928071
- [7] Y. Ban et al., "4G/5G multiple antennas for future multi-mode smartphone applications," *IEEE Access*, vol. 4, pp. 2981–2988, 2016. DOI:10.1109/IMWS-AMP.2016.7588434



- [24] M. S. Dehghani, D. Zarifi, "Design of Power Divider Based on Gap Waveguide Technology for Use in Low Sidelobe Level 60-GHz Slot Array Antenna," *J. Appl. Electromagnetics*, vol. 7, no.2, pp. 97-104, 2020. (In Persian). DOR:20.1001.1.26455153.1398.7.2.11.6
- [25] A. U. Zaman, A. A. Glazunov, "Millimeter Wave Wideband High Gain Antenna Based on Gap Waveguide Technology," *Sixth Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP)*, 2017.
- [26] drián Tamayo-Domínguez, José-Manuel Fernández-González and Manuel Sierra-Castañer, "3-D-Printed Modified Butler Matrix Based on Gap Waveguide at W-Band for Monopulse Radar," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 68, iss. 3, pp. 926-938, 2019. DOI:10.1109/TMTT.2019.2953164
- [27] Chao-Hsiung Tseng, Chih-Jung Chen and Tah-Hsiung Chu, "A Low-Cost 60-GHz Switched-Beam Patch Antenna Array With Butler Matrix Network," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 7, pp. 432-435, 2008. DOI:10.1109/LAWP.2008.2001849
- [28] K. Tekkouk, J. Hirokawa, R. Sauleau, M. Ettore, M. Sano, M. Ando, "Dual-layer Ridged Waveguide Slot Array fed by a Butler Matrix with Sidelobe Control in the 60 GHz Band, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, Iss. 9, pp. 3857 – 3867, 2015. DOI:10.1109/TAP.2015.2442612
- [29] P. Chen, W. Hong, Z. Kuai, J. Xu, H. Wang, J. Chen, H. Tang, J. Zhou, and K. Wu "A Multibeam Antenna Based on Substrate Integrated Waveguide Technology for MIMO Wireless Communications, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, no. 6, pp.1813-1821, 2009. DOI:10.1109/TAP.2009.2019868
- [30] F. Gross, "Smart Antenna for Wireless Communication," McGraw-Hill, NY, USA, 2005.
- [31] H. J. Riblet, "The Short-Slot Hybrid Junction," *Proceedings of IRE*, vol. 40, pp. 180-184, 1952.