

## طراحی آنتن مونوپالس باند Ku در فناوری موجبر شکاف هوایی

محمد حسین استوارزاده<sup>۱\*</sup>، سید علی رضوی پاریزی<sup>۲</sup>

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

(دریافت: ۱۳۹۹/۰۶/۱۵، پذیرش: ۱۳۹۹/۰۸/۱۰)

## چکیده

در این مقاله یک آنتن مونوپالس یک بعدی در فناوری موجبر شکاف هوایی شیاری (GGW) ارائه می‌شود. برای دستیابی به عملکرد مناسب جمع و تفاضل مقایسه کننده مونوپالس، یک کوپلر ریبلت به همراه خط تأخیر ۹۰ درجه طراحی شده است. خروجی‌های هیبرید ۱۸۰ درجه طراحی شده به منظور تغذیه عناصر تشعشعی به تقسیم کننده توان ۱ به ۴ متصل می‌شوند. یک آرایه ۱×۸ اسلات به عنوان بخش تشعشعی آنتن پیشنهادی طراحی می‌شود. آنتن نمونه برای کاربرد در باند Ku طراحی و شبیه‌سازی شده است. نتایج شبیه‌سازی نشان‌دهنده افت بازگشتی بیش از ۱۰ dB در فرکانس مرکزی ۱۴ گیگاهرتز و عملکرد مناسب تفاضل و مجموع است.

## کلید واژه‌ها: موجبر شکاف هوایی، مونوپالس، ریبلت، تقسیم کننده، شکاف، آرایه

بیشتری پیدا می‌کند و هزینه‌های ساخت و پیچیدگی بیشتری را به‌ویژه در موجبرهای چند لایه تحمیل می‌کند. ساختارهای ریزنوار و SIW راحت‌تر در مدارهای مسطح دیگر ادغام می‌شوند اما دو مساله تلفات عایقی و محدودیت‌های انتقال توان در آن‌ها وجود دارد.

اخیراً، فناوری موجبر شکاف هوایی (GW) برای پیاده‌سازی ادوات غیرفعال ریزموج پیشنهاد شده است. این فناوری به صورت نظری در [۲۰-۱۹] مورد بررسی قرار گرفته است. در مقایسه با فناوری ریزنوار، این ساختار از نظر الکتریکی بسته است و عایق‌بندی دارد [۲۱]. علاوه بر این در فناوری GW خط انتقال در شکاف هوایی شکل می‌گیرد که باعث حذف تلفات عایقی نسبت به ساختارهای ریزنوار و SIW می‌شود. علاوه بر این، نیازی به ایجاد اتصال الکتریکی بین صفحات GW نیست که روند ساخت آن را آسان می‌کند. این واقعیت در فناوری GW در مقایسه با موجبرهای فلزی معمول از نظر ساخت به‌ویژه در فرکانس‌های بالا و ساختارهای چند لایه یک مزیت بزرگ می‌باشد. سه نوع مختلف از موجبرهای شکاف هوایی شامل موجبر شکاف هوایی شیاری (GGW)، موجبر شکاف هوایی ریج (RGW) و موجبر شکاف هوایی ریزنوار معکوس (IMGW) اخیراً در مرجع شماره [۲۰] مورد مطالعه قرار گرفته‌اند.

تاکنون ادوات مختلف فرکانس بالا از جمله آنتن [۲۲]، فیلتر [۲۳] و کوپلر [۲۴] در فن‌آوری موجبر شکاف هوایی طراحی و ساخته شده‌اند. اخیراً یک آنتن مونوپالس دو بعدی در فناوری موجبر شکاف هوایی ارائه شده است [۲۵]. در طراحی میک تی این آنتن از دو لایه موجبر شکاف هوایی استفاده شده است. در این مقاله، یک شبکه مقایسه کننده مونوپالس مسطح یک لایه را

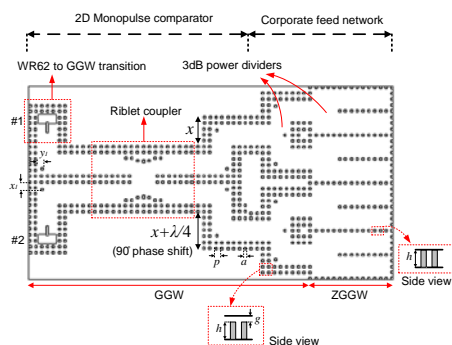
## ۱- مقدمه

امروزه در بسیاری از سامانه‌های رادار و جهت‌یاب برای کشف جهت هدف از روش مونوپالس استفاده می‌شود [۲-۱]. برای این منظور، در این روش دو الگوی تشعشعی جمع و تفاضل در یک یا دو بعد فراهم می‌شود. این روش در کاربردهای دیگر مانند ارتباطات [۳]، ستاره‌شناسی رادیویی [۴] و سونار [۵] نیز مورد استفاده قرار می‌گیرد. این روش در فن‌آوری‌های مختلف از جمله موجبر فلزی [۶-۷]، انعکاس دهنده [۸-۹]، ریزنوار [۱۰-۱۲] و موجبر مجتمع شده در زیر لایه (SIW) [۱۳-۱۷] اجرا شده است.

آنتن‌های انعکاس دهنده دارای ساختار حجیم و سه بعدی هستند. به علاوه در فرکانس‌های بالا صیقلی بودن سطح آن‌ها یک چالش به‌شمار می‌آید. همچنین به علت استفاده از عایق در فن‌آوری‌های ریزنوار و SIW، آنتن مونوپالس در این فن‌آوری‌ها کاربرد و بازدهی کمی دارد چرا که معمولاً موج ارسالی رادار مونوپالس توان زیادی دارد و فن‌آوری‌های ذکر شده قابلیت حمل توان بالا را ندارند و همچنین تلفات دی‌الکتریک زیادی دارند.

موجبرهای فلزی ساختارهایی هستند که قابلیت حمل توان بالا با تلفات کم را دارند. اما این موجبرها حجیم هستند [۱۸] و به سختی می‌توان آن‌ها را با سایر دستگاه‌های مسطح مجتمع کرد. چالش موجبرهای فلزی ایجاد اتصال الکتریکی بین بلوک‌های موجبر است که این مساله با افزایش فرکانس شدت

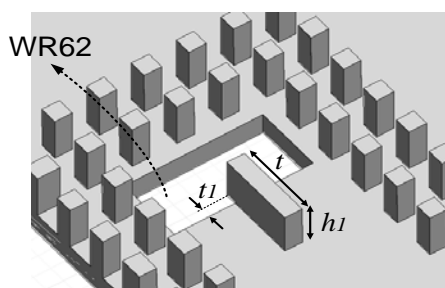
از این قسمت‌ها در بخش‌های بعدی آمده است.



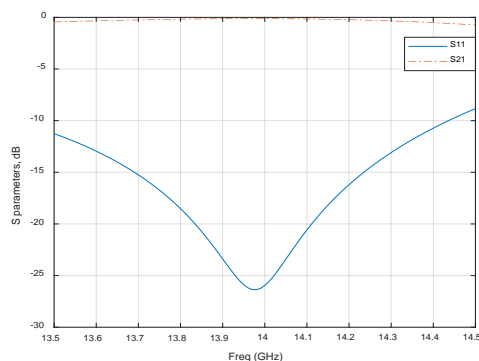
شکل (۲): توپولوژی شبکه تغذیه شامل یک مقایسه‌کننده مونوپالس یک بعدی و شبکه تغذیه بخش تشعشی.

### ۳-۱- گذر موجبر شکاف هوایی شیاری به موجبر WR62

برای انتقال توان الکترومغناطیس از دهانه WR62 به GGW یک گذر لازم است. شکل (۳) گذر و شاخص‌های هندسی آن که باید تنظیم شوند تا تطبیق امپدانس مناسب بین WR62 و GGW فراهم شود را نشان می‌دهد. ابعاد نهایی گذر پس از تنظیم توسط نرم‌افزار شبیه‌ساز HFSS برای کار در فرکانس ۱۴ گیگاهرتز در جدول (۱) آمده است. نتایج شبیه‌سازی شاخص‌های پراکندگی برای گذر طراحی شده در شکل (۴) نشان داده شده است. همان‌طور که در شکل (۴) مشاهده می‌شود افت بازگشتی و ضریب بازتاب به ترتیب کمتر از ۰/۲ dB و -۲۵ dB در محدوده فرکانس ۱۴ گیگاهرتز است.



شکل (۳): گذر موجبر شکاف هوایی شیاری به موجبر WR62

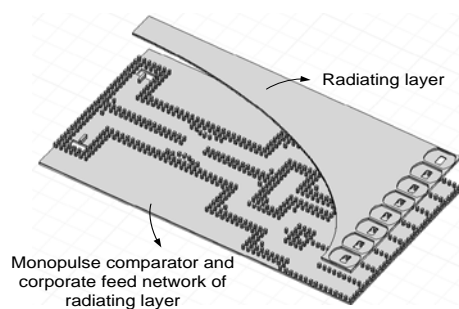


شکل (۴): ضریب انعکاس گذر موجبر شکاف هوایی شیاری به موجبر WR62

که یک آرایه شکافی با بهره زیاد را تغذیه می‌کند در فناوری موجبر شکاف هوایی طراحی و ارائه می‌شود. در بخش ۲ ساختار آنتن مونوپالس، ارائه می‌شود که طراحی شبکه مقایسه‌کننده مونوپالس با استفاده از کوپلر ریبلت و شبکه تغذیه به ترتیب در بخش‌های ۳ و ۴ بحث می‌شود. طراحی سلول واحد تشعشی در بخش ۵ ارائه می‌شود. نتایج شبیه‌سازی برای کل آنتن در بخش ۶ آورده شده است و سرانجام در بخش ۷ به نتیجه‌گیری پرداخته می‌شود.

### ۲- ساختار آنتن پیشنهادی

شکل (۱) نمای سه بعدی کل ساختار آنتن را نشان می‌دهد. همان‌طور که در شکل (۱) آمده، آنتن از دو بخش تشکیل شده است، یکی بخش تغذیه دیگری بخش تشعشی. بخش تغذیه از یک مقایسه‌کننده مونوپالس یک بعدی و یک شبکه تغذیه برای بخش تشعشی تشکیل شده است. آنتن پیشنهادی با استفاده از فناوری موجبرهای شکاف هوایی طراحی شده است. برای این منظور بستر پین مورد استفاده در ساختار بایستی به نحوی طراحی شود که در پهنای باند کاری آنتن 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  $a/p$  کمتر از یک شود، انتخاب می‌شوند [۲۶]. طراحی بخش‌های مختلف آنتن مونوپالس پیشنهادی در بخش‌های بعدی مورد بحث قرار گرفته است.



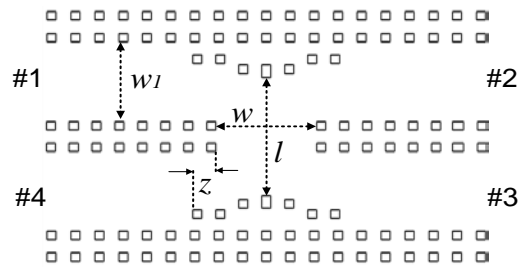
شکل (۱): نمای سه بعدی کل ساختار آنتن.

### ۳- مقایسه‌کننده یک بعدی مونوپالس

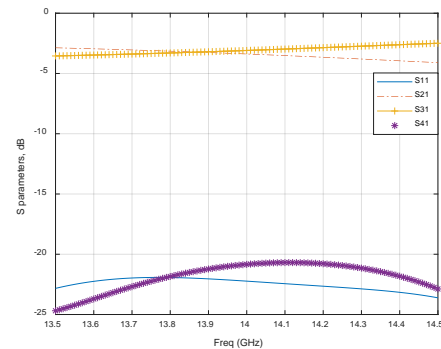
مقایسه‌کننده مونوپالس یک بعدی به‌عنوان بخشی از لایه تغذیه، در شکل (۲) نشان داده شده است. این مقایسه‌کننده دارای دو ورودی و دو خروجی است که سیگنال‌های جمع و تفاضل را در یک صفحه (صفحه H) به ما می‌دهد. در نتیجه آن را یک مقایسه‌کننده تک بعدی می‌نامند. همان‌طور که در شکل (۲) نشان داده شده است، مقایسه‌کننده مونوپالس پیشنهادی شامل دو دهانه ورودی است که توسط موجبر استاندارد WR62 تحریک می‌شوند. همچنین شامل یک کوپلر ریبلت و یک خط ربع موج به‌عنوان شیفت فاز دهنده ۹۰ درجه می‌باشد که طراحی هر کدام

## ۳-۲- کوپلر ریبلت

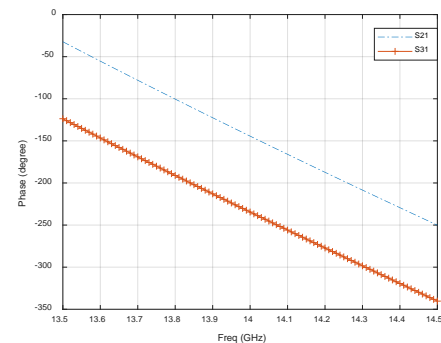
شکل (۵) کوپلر ریبلت و شاخص‌های هندسی آن را نشان می‌دهد که مقادیر ابتدایی آن بر اساس اصول طراحی ارائه شده در [۲۷] انتخاب می‌شوند. برای دستیابی به عملکرد بهینه این شاخص‌ها توسط نرم‌افزار HFSS تنظیم شده‌اند. ابعاد نهایی کوپلر ریبلت ۹۰ درجه طراحی شده برای کار در فرکانس ۱۴ گیگاهرتز در جدول (۱) ذکر شده‌اند. شاخص‌های پراکندگی شبیه‌سازی شده کوپلر طراحی شده، در شکل (۶) نشان داده شده است. در این شکل مشاهده می‌شود که ضریب انعکاس ( $S_{11}$ ) و ایزولاسیون ( $S_{41}$ ) بهتر از  $-20$  dB است. همچنین شاخص‌های  $S_{21}$  و  $S_{31}$  برابر با  $-3$  dB در ۱۴ گیگاهرتز است که نشان می‌دهد، توان خروجی به‌طور مساوی بین دهانه‌های شماره ۲ و ۳ تقسیم می‌شود. همانطور که در شکل (۶-ب) نشان داده شده است، اختلاف فاز بین دو دهانه خروجی نزدیک به ۹۰ درجه می‌باشد.



شکل (۵): کوپلر ریبلت در فناوری موجبر شکاف هوایی شیاری



(الف)



(ب)

شکل (۶). شاخص‌های پراکندگی کوپلر ۹۰ درجه در فناوری موجبر شکاف هوایی شیاری الف) دامنه (ب) فاز

## ۳-۳- خط تاخیر ۹۰ درجه

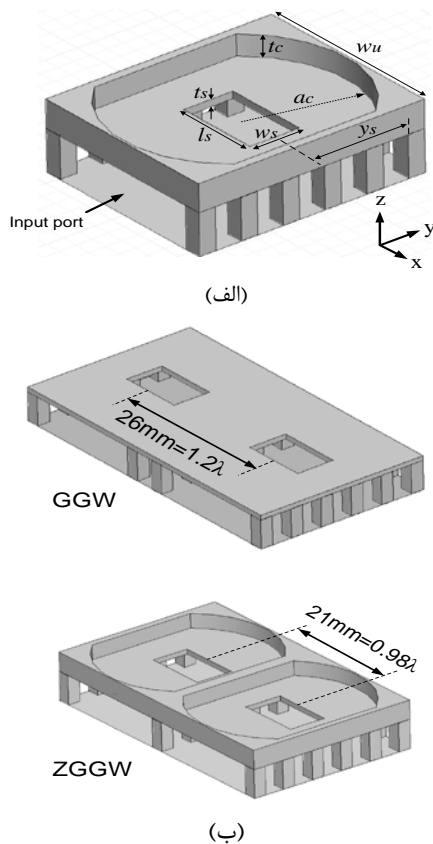
به‌منظور ارائه سیگنال اختلاف در خروجی‌های مقایسه کننده، یک شیفت‌دهنده فاز ۹۰ درجه، برای خروجی کوپلر ۹۰ درجه اعمال می‌شود. برای این منظور از یک خط انتقال ربع موج، همان‌طور که در شکل (۲) نشان داده شده است، به‌عنوان ساده‌ترین شکل شیفت‌دهنده فاز ۹۰ درجه استفاده می‌شود. با پیکربندی ارائه شده برای مقایسه کننده، دهانه‌های ورودی شماره‌های ۱ و ۲ به‌ترتیب دهانه‌های تفاضل و مجموع هستند. زیرا دهانه شماره ۱ دو سیگنال خارج از فاز را با دامنه یکسان در خروجی ارائه می‌دهد و دهانه شماره ۲ سیگنال هم فاز را با دامنه یکسان در خروجی مقایسه کننده فراهم می‌کند.

## ۴- شبکه تغذیه

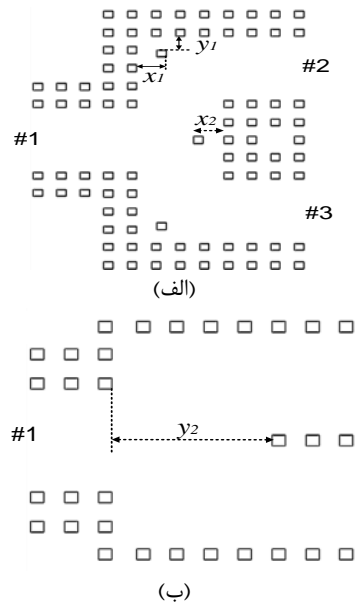
همان‌طور که در شکل (۲) نشان داده شده است، شبکه تغذیه برای قسمت تشعشی از چندین تقسیم‌کننده توان ۳ dB تشکیل می‌شود [۲۸]. با در نظر گرفتن فضای فیزیکی موجود در این مقاله از دو نوع تقسیم‌کننده توان استفاده شده است. تقسیم‌کننده توان نشان داده شده در شکل (۷-الف) با استفاده از فناوری GGW طراحی شده است. اما تقسیم‌کننده دیگر که در شکل (۷-ب) نشان داده شده است، از مفهوم موجبر با شکاف هوایی صفر (ZGGW) استفاده می‌کند تا فاصله بین موجبرهای تغذیه مجاور و در نتیجه بین عناصر تشعشی مجاور را به حداقل برساند. لازم به‌ذکر است با توجه به این‌که پیاده‌سازی عملی شکاف هوایی صفر، کار دشوارتر و در نتیجه پرهزینه‌تری است معمولاً سعی می‌شود تا حد امکان از موجبر شکاف هوایی معمولی (شکاف هوایی غیر صفر) در طراحی استفاده شود. در این ساختار در بخش تشعشی به‌دلیل نیاز به کم بودن فاصله بین عناصر تشعشی به‌منظور حذف گری‌تینگ لوب از موجبر شکاف هوایی صفر استفاده شده است. لذا بخش شبکه تغذیه ساختار پیشنهادی با موجبر شکاف هوایی معمولی و بخش تشعشی آن با موجبر شکاف هوایی صفر طراحی شده است که این موضوع تا حدودی باعث افزایش هزینه ساخت نیز خواهد شد.

شاخص‌های  $x_1$ ،  $x_2$ ،  $y_1$  و  $y_2$  نشان داده شده در شکل (۷)، با استفاده از شبیه‌سازی تمام موج، به‌منظور ایجاد تطبیق امپدانس مناسب در ورودی (دهانه ۱) بایستی تنظیم شوند. نتایج شبیه‌سازی تقسیم‌کننده‌های توان ۳ dB طراحی شده با ابعاد طراحی شده در جدول (۱) در شکل (۸) نشان داده شده است. از این شکل می‌بینیم که در هر دو تقسیم‌کننده توان، توان ورودی به‌طور مساوی در دو دهانه خروجی با نسبت حدود  $-3$  dB تقسیم می‌شود.

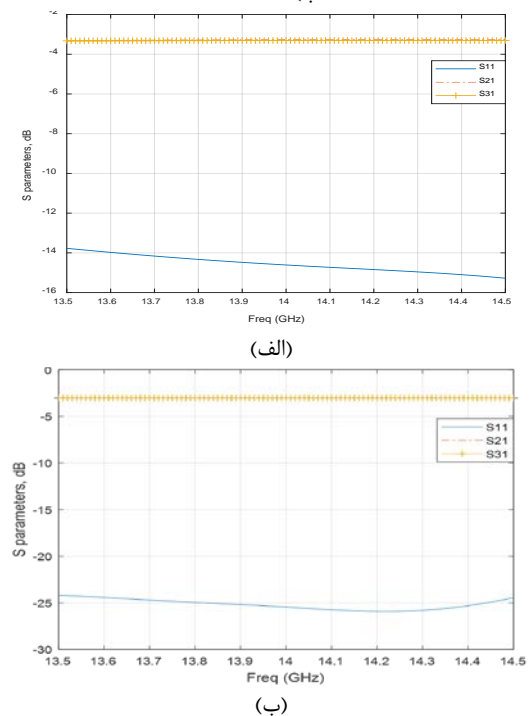
بین شکاف‌های تشعشی مجاور  $w_u$  را تقریباً به یک طول موج کاهش دادیم. با این حال با توجه به این‌که فاصله بین شکاف‌ها هنوز در حدود  $\lambda$  است، هنوز آنتن آرایه‌ای از گریتینگ لوب تا حدودی رنج می‌برد و در نتیجه، بازده روزنه کم است. بنابراین برای غلبه بر مشکل گریتینگ لوب، حول هر شکاف تشعشی، همان‌طور که در شکل (۹-الف) نشان داده شده است، از یک موجبر باز استفاده شده است. در شکل (۹-ب) مقایسه‌ای بین فاصله شکاف‌های تشعشی در یک آرایه برای دو حالت (۱) شکاف تشعشی ساده روی GGW ۲- ساختار پیشنهادی با فناوری ZGGW انجام شده است. در این مقایسه فرکانس کاری ۱۴ گیگاهرتز در نظر گرفته شده است. با تنظیم ابعاد موجبر از جمله ضخامت  $t_c$  و شعاع  $a_c$ ، می‌توان محل صفر الگوی تشعشی سلول واحد به زاویه‌ای که گریتینگ لوب‌های حاصل از اعمال آرایه واقع شده‌اند منتقل شده و در نتیجه گریتینگ لوب‌ها ناپدید شوند. شاخص‌های  $t_c$  و  $a_c$  همچنین بر تطبیق امپدانس تأثیر می‌گذارند و بنابراین بایستی با دقت انتخاب شوند. به‌منظور دستیابی به حداکثر بازده تشعشی، فاصله شکاف از انتهای اتصال کوتاه شده  $y_s$  و طول شکاف  $l_s$  به‌ترتیب برابر با  $\lambda_g/4$  و  $\lambda_0/4$  انتخاب شدند که  $\lambda_g$  طول موج در موجبر ZGGW و  $\lambda_0$  طول موج فضای آزاد است.



شکل (۹): پیکربندی سلول واحد تشعشی (الف) شاخص‌های هندسی (ب) فاصله بین شکاف‌های تشعشی در حالت آرایه‌ای برای نمونه ارائه شده با فناوری ZGGW و مقایسه آن با نمونه GGW ساده.



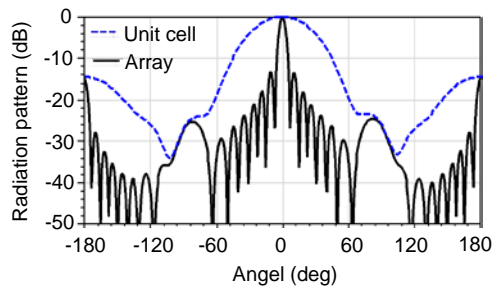
شکل (۷): تقسیم‌کننده‌های توان ۳ dB در فناوری (الف) GGW (ب) ZGGW



شکل (۸): شاخص‌های پراکندگی تقسیم‌کننده‌های توان نشان داده شده (الف) در شکل (۷-الف) (ب) در شکل (۷-ب).

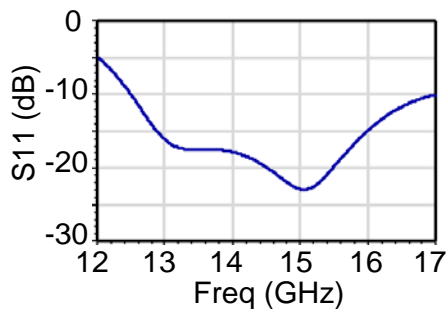
## ۵- بخش تشعشی

همان‌طور که در شکل (۱) نشان داده شده است، یک آرایه  $1 \times 8$  شکافی به‌عنوان روزنه آنتن استفاده شده است. ساختار سلول واحد تشعشی در شکل (۹-الف) نشان داده شده است. عنصر تشعشی یک شکاف مستطیل شکل است که توسط یک موجبر باز نیم‌دایره بارگیری می‌شود و توسط یک ZGGW با انتهای اتصال کوتاه تغذیه می‌شود. با استفاده از روش ZGGW، فاصله



(ب)

ادامه شکل (۱۱): الگوی تشعشی سلول واحد و همچنین آرایه  $1 \times 8$  مربوط به (الف) شکاف ساده روی GGW و (ب) ساختار پیشنهادی در صفحه H در فرکانس ۱۴ گیگاهرتز



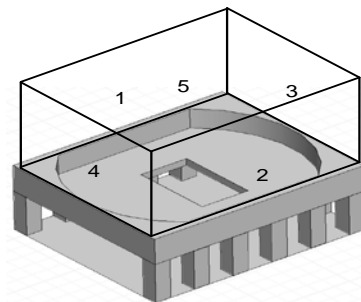
شکل (۱۲): نتیجه شبیه‌سازی سلول واحد تشعشی پیشنهادی نشان داده شده در شکل (۹-الف).

جدول (۱): ابعاد نهایی آنتن طراحی شده

شاخص	مقدار (میلی‌متر)	شاخص	مقدار (میلی‌متر)
$w_1$	۱۹	$a$	۲
$w$	۲۲/۴	$p$	۵/۱
$L$	۲۸/۱	$h$	۶
$Z$	۵/۱	$g$	۱
$t$	۹	$l_s$	۱۰
$t_1$	۱/۲۵	$w_s$	۶
$h_1$	۵/۵	$t_s$	۱
$x_1$	۶/۴۵	$w_{u1}$	۲۱
$y_1$	۴/۱	$t_c$	۳
$x_2$	۶/۶	$a_c$	۱۳/۶
$y_2$	۲۴/۱	$y_s$	۱۱

## ۶- نتایج شبیه‌سازی

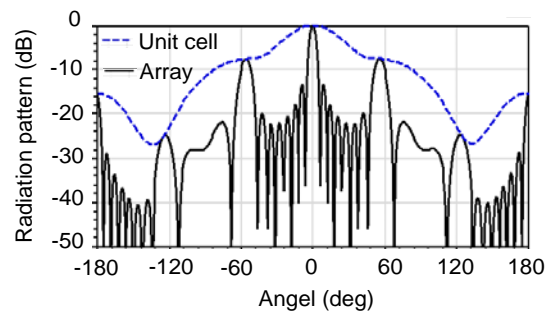
آنتن نشان داده شده در شکل (۱) با ابعاد ذکر شده در جدول (۱) توسط نرم‌افزار HFSS شبیه‌سازی شد و نتایج شبیه‌سازی در شکل (۱۳) نشان داده شده است. در نمودار ضریب انعکاس که در شکل (۱۳-الف) نشان داده شده است مشاهده می‌شود که هر دو شاخص  $S_{11}$  و  $S_{22}$  کمتر از  $-10$  dB در باند  $7/1 - 13/14$  گیگاهرتز هستند که فرکانس کاری مورد نظر (۱۴ گیگاهرتز) را پوشش می‌دهد. نکته قابل ذکر این است که در رادارهای مونوپالس که از روش خاموش روشن کردن یک سیگنال RF سینوسی استفاده می‌کنند نیاز به پهنای باند خیلی زیاد نیست. چرا که طیف

Periodic boundary: 1, 2  
Radiation boundary: 3,4,5

(ب)

شکل (۱۰): نمونه شبیه‌سازی سلول واحد تشعشی

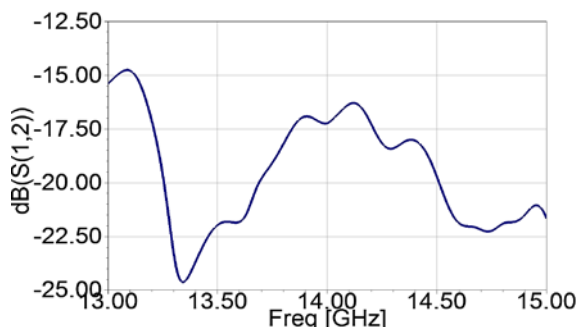
سلول واحد پیشنهادی با ابعاد طراحی شده طبق جدول (۱) با استفاده از نرم‌افزار HFSS شبیه‌سازی شد. شکل (۱۰) نمونه‌ای را نشان می‌دهد که در شبیه‌سازی استفاده شده است. دو مرز جانبی جعبه تشعشی با عنوان "۱" و "۲" برای ایجاد نمونه آرایه یک بعدی در صفحه H (صفحه  $xz$ ) به صورت مرز متناوب و دیواره‌های شماره "۳"، "۴" و "۵" مرزهای تشعشی هستند. از نمونه مشابهی برای شبیه‌سازی یک آرایه یک بعدی از شکاف‌های تشعشی ساده بر روی GGW نیز استفاده و نتایج آن با نتایج مربوط به ساختار پیشنهادی مقایسه شده است. برای شفافیت بیشتر، در شکل (۹-ب) یک آرایه  $1 \times 2$  از دو ساختار مورد مقایسه نشان داده شده است. در شکل (۱۱) الگوی تشعشی سلول واحد و همچنین آرایه  $1 \times 8$  دو ساختار مورد مقایسه در صفحه H و در فرکانس ۱۴ گیگاهرتز نشان داده شده است. مشاهده می‌شود که در ساختار پیشنهادی الگوی تشعشی سلول واحد دارای سمت‌گرایی بیشتری است به طوری که محل اولین صفر آن به خوبی روی زاویه مربوط به گریته‌نگ لوب‌های حاصل از ضریب آرایه، قرار گرفته است که نتیجه آن حذف گریته‌نگ لوب‌ها شده است به طوری که سطح لوب گریته‌نگ در ۱۴ گیگاهرتز زیر  $-25$  dB می‌باشد. در شکل (۱۲) نتیجه شبیه‌سازی ضریب بازتاب سلول واحد پیشنهادی نشان داده شده در شکل (۹-الف) نیز نشان داده شده است. در این شکل  $S_{11} < -15$  dB در باند فرکانسی ۱۶-۱۳ گیگاهرتز می‌باشد.



(الف)

شکل (۱۱): الگوی تشعشی سلول واحد و همچنین آرایه  $1 \times 8$  مربوط به (الف) شکاف ساده روی GGW و (ب) ساختار پیشنهادی در صفحه H در فرکانس ۱۴ گیگاهرتز

در جدول (۲) مشخصات آنتن پیشنهادی به همراه برخی از آنتن‌های مونوپالس دیگر نشان داده شده است. مشاهده می‌شود که آنتن پیشنهادی در مقایسه با نمونه‌های مشابه با عملکرد مونوپالسی یک بعدی (1D) یعنی آنتن‌های ارائه شده در [۱۷ و ۱۵] از بهره و پهنای باند نسبتاً بیشتری برخوردار است. همچنین در این جدول برای تکمیل بحث، مشخصات چند نمونه از آنتن‌های با عملکرد مونوپالسی دو بعدی (2D) نیز قابل رؤیت است.

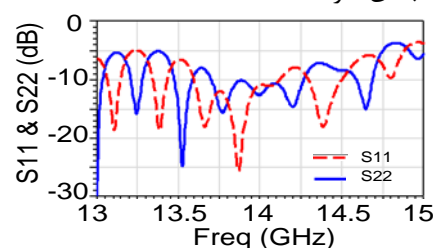


شکل (۱۴): نتیجه شبیه‌سازی ایزولاسیون بین دو دهانه آنتن نشان داده شده در شکل (۱)

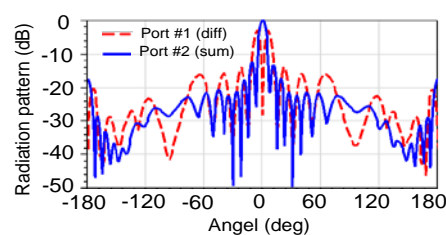
## ۷- نتیجه‌گیری

یک آنتن مونوپالس مسطح یک بعدی در فناوری موجبر شکاف هوایی شیاری ارائه شد. یک کوپلر ریبلت به همراه شیفت دهنده فاز ۹۰ درجه برای انجام نقش مقایسه‌کننده یک بعدی طراحی شده است. خروجی‌های مقایسه‌کننده توسط دو تقسیم‌کننده توان پشت سر هم تقسیم می‌شود تا آرایه آنتن را تغذیه کند. در آنتن پیشنهادی یک آرایه  $1 \times 8$  شکافی که هر شکاف توسط یک موجبر انتهایی باز بارگذاری شده است، به عنوان بخش تشعشعی استفاده شد که باعث شد مسئله گریپینگ لوب را که با فاصله زیاد بین شکاف‌های تشعشعی مجاور ایجاد می‌شود، بر طرف گردد. آنتن نمونه برای کار در فرکانس ۱۴ گیگاهرتز طراحی و شبیه‌سازی شده است و نتایج شبیه‌سازی نشان‌دهنده عملکرد مناسب جمع و تفاضل می‌باشد. در کارهای بعدی می‌توان با توسعه شبکه تغذیه و آرایه‌ها آنتن مونوپالس دو بعدی را طراحی نمود.

فرکانسی سیگنال ارسالی یک سری مولفه‌های مزاحم دارد، که این مولفه‌ها اگر پهنای باند آنتن خیلی زیاد باشد در موج برگشتی برای رادار پالس داپلر ایجاد مزاحمت می‌کنند همچنین در رادار مونوپالس پهنای باند خیلی زیاد باعث افزایش سطح نویز در گیرنده مونوپالس یا کاهش حساسیت می‌شود که باعث کاهش بیشینه فاصله قابل آشکارسازی هدف می‌شود. در شکل (۱۳-ب) الگوی تشعشعی صفحه H در ۱۴ گیگاهرتز برای دو حالت ۱: دهانه شماره ۱ روشن است و دهانه شماره ۲ خاموش است (الگوی تفاضلی)، ۲: دهانه شماره ۱ خاموش و دهانه شماره ۲ روشن (الگوی مجموع) رسم شده است. بهره شبیه‌سازی شده آنتن در ۱۴ گیگاهرتز برابر ۱۶/۵ dBi برای حالت مجموع و سطح لوب کناری حدود ۱۴ dB است. طبق این شکل مقدار لوب پشتی تقریباً ۲۰ dB است که مقدار قابل قبولی تلقی می‌شود. دلیل وجود لوب پشتی نزدیک بودن عناصر تشعشعی به لبه ساختار است که با افزایش اندازه صفحه زمین یا گذاشتن چند ردیف کاروگیشن به عنوان یک سطح نرم کنار عناصر تشعشعی می‌توان آن را کاهش داد. شکل (۱۴) ایزولاسیون بین دو دهانه آنتن پیشنهادی را نشان می‌دهد. مشاهده می‌شود که در پهنای باند کاری میزان ایزولاسیون بین دو دهانه حدود ۱۷ dB است. نتایج فوق حاکی از عملکرد مونوپالسی مناسب آنتن پیشنهادی در یک فضای یک بعدی (در صفحه H) است.



(الف)



(ب)

شکل (۱۳): نتایج شبیه‌سازی آنتن نشان داده شده در شکل (۱-الف) ضریب انعکاس (ب) الگوی تشعشعی مجموع و تفاضلی در فرکانس ۱۴ گیگاهرتز

جدول (۲): مقایسه آنتن پیشنهادی با برخی از آنتن‌های مونوپالس ارائه شده در مقالات

مرجع	[10]	[14]	[15]	[16]	[17]	[25]	آنتن پیشنهادی
BW (%)	۵/۶	۳/۲	۰/۸	۱۳/۱	۱/۵	۲۱	۲/۸
Gain (dBi)	۲۴/۵	۲۵/۸	۱۲/۹	۱۶	۱۵/۶	۳۰/۵	۱۶/۵
Geometry	یک لایه	یک لایه	یک لایه	دو لایه	یک لایه	۴ لایه	یک لایه
Monopulse comparator	2D	2D	1D	2D	1D	2D	1D
Technology	Microstrip	SIW	SIW	SIW	SIW	GW	GW
Number of radiating elements	۱۶×۱۶	۱۶×۱۶	۴×۴	۴×۴	۱×۸	۱۶×۱۶	۱×۸
Center frequency (GHz)	۱۴/۶	۹۴	۵/۸	۶۰	۲۶/۷	۹۴	۱۴

## ۸- مراجع

- [16] Jianfeng Zhu, Shaowei Liao, Shufang Li, and Quan Xue, "60 GHz Substrate-Integrated Waveguide-Based Monopulse Slot Antenna Arrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, no. 9, pp. 4860–4865, 2018.
- [17] H. Wang, D. G. Fang, B. Zhang, and W. Q. Chen, "Dielectric loaded substrate integrated waveguide (SIW) H-plane horn antennas," *IEEE Trans. Antennas Prppat.*, vol. 58, no. 3, pp. 640-647, Mar. 2010.
- [18] Guan-Long Huang, Shi-Gang Zhou, and Tan-Huat Chio, "Highly-Efficient Self-Compact Monopulse Antenna System with Integrated Comparator Network for RF Industrial Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 1, pp. 674–681, 2017.
- [19] P.-S. Kildal, E. Alfonso, A. Valero-Nogueira, and E. Rajo-Iglesias, "Local metamaterial-based waveguides in gaps between parallel metal plates," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letter*, vol. 8, pp. 84-87, 2009.
- [20] P.-S. Kildal, "Three metamaterial-based gap waveguides between parallel metal plates for mm/submm waves," 3rd European Conference on Antennas and Propagation EUCAP, 2009.
- [21] E. Rajo-Iglesias, A. U. Zaman, and P. S. Kildal, "Parallel plate cavity mode suppression in microstrip circuit packages using a lid of nails," *IEEE Mic. Wireless Comp. Letter*, vol. 20, no. 1, pp. 31–33, 2010.
- [22] S. A. Razavi, P.-S. Kildal, L. Xiang, E. Alfonso Alos, and H. Chen, " $2 \times 2$ -slot element for 60-GHz planar array antenna realized on two doubled-sided pcbs using SIW cavity and EBG-type soft surface fed by microstrip-ridge gap waveguide," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 9, pp. 4564–4573, 2014.
- [23] M. S. Sorkherizi, A. Khaleghi, and P.-S. Kildal, "Direct-coupled cavity filter in ridge gap waveguide," *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, vol. 4, no. 3, pp. 490–495, 2014.
- [24] M. Nasri, D. Zarifi, and A. Uz Zaman, "A Wideband 3-dB Directional Coupler in GGW for Use in V-Band Communication Systems," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 17819–17823, 2020.
- [25] A. Vosoogh, A. Haddadi, A. U. Zaman, J. Yang, H. Zirath, and A. A. Kishk, "W-Band Low-Profile Monopulse Slot Array Antenna Based on Gap Waveguide Corporate-Feed Network," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, no. 12, pp. 6997-7009, 2018.
- [26] E. Rajo and 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.
- [27] H. J. Riblet, "The short slot hybrid junction," *Proceedings of IRE*, vol. 40, pp. 180-184, 1952.
- [28] A. Karimi Nobandegani and S. E. Hosseini, "Design and Simulation of a Ku-Band Array Antenna Feed Network Based on Novel Ridge-Gap Waveguide Technology," *Journal of Radar*, vol. 6, no. 1, 2019. (In Persian)
- [1] S. M. Sherman and D. K. Barton, "Monopulse principles and techniques, Artech House," 2011.
- [2] Z. Lu, Y. Li, and M. Gao, "Direction estimation for two steady targets in monopulse radar," *Journal of Systems Engineering and Electronics*, vol. 26, no. 1, pp. 61–68, 2015.
- [3] K. F. Nieman, K. A. Perrine, T. L. Henderson, K. H. Lent, T. J. Brudner, and B. L. Evans, "Wideband monopulse spatial filtering for large receiver arrays for reverberant underwater communication channels," *Oceans MTS/IEEE Seattle*, 2010.
- [4] D. I. Zulch, H. P. Taylor, and G. B. Jones, "An Application of Radiometric Techniques to Precision Angle Tracking Radar Systems," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, AES-6, no. 5, pp. 663 – 671, 1970.
- [5] T. Henderson, "wide-band Monopulse Sonar: Processor Performance in the Remote Profiling Application," *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol. 12, no. 1, pp. 182–197, 1987.
- [6] R. R. Kinsey, "An edge-slotted waveguide array with dual-plane monopulse," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 47, no. 3, pp. 474 – 481, 1999.
- [7] J. Aliasgari and Z. Atlasbaf, "A Novel Compact Monopulse Parallel-Plate Slot Array Antenna," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 15, pp. 762–765, 2016.
- [8] C. Kumar, V. Senthil Kumar, and V. V. Srinivasan, "Design Aspects of a Compact Dual Band Feed Using Dielectric Rod Antennas With Multiple element monopulse Tracking," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 1, pp. 4926–4932, 2013.
- [9] Yanxun Wang, Wenbin Dou, and Bo Bi, "W band axially displaced monopulse dual-reflector antenna for inter-satellite communications," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 10, no. 7, pp. 742–747, 2016.
- [10] H. Wang, D. G. Fang, and X. Chen, "A compact single layer monopulse microstrip antenna array," *IEEE Transactions on antennas and propagation*, vol. 54, no. 2, pp. 503–509, 2006.
- [11] M. Atamanesh, B. Abbasi Arand, and A. Zahedi, "Wideband microstrip antenna array with simultaneously low sidelobe level in both sum and difference patterns," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 2, no. 5, pp. 820–825, 2018.
- [12] Hemant Kumar and Girish Kumar, "Broadband monopulse microstrip antenna array for X-band monopulse tracking," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 12, no. 13, pp. 2109–2114, 2018.
- [13] Minggang Liu and Zhenghe Feng, "A Novel Hybrid Planar SIW Magic Tee and Monopulse Antenna," *Microwave and optical technology letter*, vol. 52, no. 3, pp. 686-689, 2010.
- [14] Y. J. Cheng, W. Hong, and K. Wu, "94 GHz substrate integrated monopulse antenna array," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 1, pp. 121–129, 2012.
- [15] Feifei Cao, Deqiang Yang, Jin Pan, Dongdong Geng, and Hua Xiao, "A Compact Single-Layer Substrate-Integrated Waveguide (SIW) Monopulse Slot Antenna Array," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 2755–2758, 2017.



---

## **Design of Ku Band Monopulse Antenna in Gap Waveguide Technology**

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

<sup>\*</sup> Kerman Graduate University of Technology, Kerman, Iran

(Received: 05/09/2020, Accepted: 31/10/2020)

### **Abstract**

In this paper we present a one-dimensional monopulse antenna in groove gap waveguide (GGW) technology. A riblet coupler with a 90 degree delay line is designed to achieve proper sum and difference performances of the monopulse comparator. The outputs of designed 180 degree hybrid are connected to 4 way power dividers in order to feed the radiating elements. A 1×8 array of slots is used as the radiating section of the proposed antenna. A sample antenna is designed and simulated for operation at Ku band. Simulation results show that the return loss is more than 10 dB around 14GHz center frequency and the proper sum and difference performances.

**Keywords:** Gap Waveguide, Monopulse, Riblet, Divider, Slot, Array

---

<sup>\*</sup> Corresponding author E-mail: mh.ostovarzadeh@kgut.ac.ir