

طرح و شبیه‌سازی آنتن آرایه‌ای مسطح موج‌بری شکاف‌دار پهن باند مونوپالس

محمد ساده‌لاری^۱، حبیب‌اله عبیری^{۲*}

۱- کارشناس ارشد، ۲- استاد دانشگاه شیراز

(دریافت: ۹۴/۱۰/۰۶؛ پذیرش: ۹۵/۰۲/۲۵)

چکیده

در این مقاله یک آنتن آرایه موج‌بر شکاف‌دار رزونانسی با مرز دایروی برای کاربرد رادار مونوپالس جنگنده هوایی طراحی و شبیه‌سازی شده است. این آنتن دارای پهنای باند 11% در باند X با معیار $VSWR < 2$ در بازه فرکانسی 8.6GHz-9.6GHz، دایرکتیویته 38.2dBi داشته، تقسیم شده و شبکه تغذیه ترکیبی (corporate) به صورت نامساوی، زیرآرایه‌ها را برای داشتن توزیع توان تیلور تغذیه می‌کند. عملکرد این آنتن به صورت مونوپالس بوده، در نتیجه آنتن از چهار ربع دایره با تغذیه جداگانه تشکیل شده که در نهایت به وسیله شبکه تغذیه مونوپالسی که برای کاربرد هوایی مناسب باشد، دارای الگوی تشعشی مجموع و تفاضل در راستای سمت و ارتفاع خواهد بود. در این کار، شبیه‌سازی آنتن طراحی شده به کمک نرم‌افزارهای HFSS و CST Microwave Studio، با در نظر گرفتن اثر تزویج و همچنین ملاحظات ساخت انجام می‌گیرد.

واژگان کلیدی

آنتن آرایه شکاف‌دار رزونانسی، پهن باند، زیرآرایه، شبکه تغذیه ترکیبی، تغذیه مونوپالس.

۱. مقدمه

کنار یکدیگر قرار گرفته و تغذیه آن‌ها به صورت شبکه تغذیه ترکیبی (corporate) در نظر گرفته می‌شود [۱]. آنتن‌های آرایه موج‌بر شکاف‌دار جهت کاربردهای مونوپالس به چهار ربع مشابه تقسیم می‌شوند و با ترکیب سیگنال‌های ورودی توسط شبکه مونوپالس، الگوهای تشعشی مجموع، تفاضل در ارتفاع و تفاضل در سمت را ایجاد خواهند کرد [۴-۳]. در این مقاله برای کاربرد رادار هواپیما، آنتن آرایه شکافی رزونانسی پهن باند با مرز دایروی، طراحی و شبیه‌سازی می‌گردد [۵-۶]. این آنتن طراحی شده نسبت به نمونه آنتن مورد استفاده در رادار جنگنده F-14، ساختار شبکه تغذیه ساده‌تر، کم حجم‌تر و ساخت آسان‌تری دارد. دستیابی به پهنای باند مورد نظر، وزن و حجم کم از چالش‌های پیش رو بوده است. نتایج شبیه‌سازی این ساختار در محیط نرم‌افزارهای CST Microwave Studio و HFSS در ادامه ارائه خواهند شد.

۲. ساختار آنتن پیشنهادی

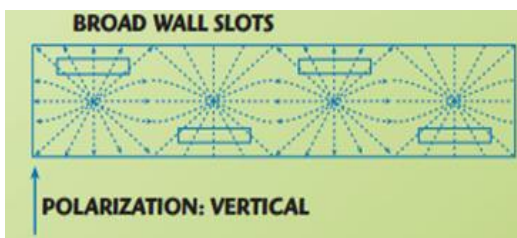
این آنتن برای کاربرد راداری در جنگنده هوایی از نوع آرایه رزونانسی در باند فرکانسی X با قطبش عمودی طراحی و شبیه‌سازی می‌شود. شعاع آنتن طراحی شده ۵۰ cm و ضخامت کل آن ۲.۸۳۲ cm می‌باشد (شکل ۱). ابعاد موج‌برهای استفاده

آرایه‌های موج‌بر شکاف‌دار در سال ۱۹۴۳ در دانشگاه McGill Montreal ابداع گردیدند [۱]. سادگی هندسه ساختار آنتن‌های موج‌بری شکاف‌دار، بازدهی بالا، توانایی ایجاد امواج با قطبش‌های خطی، قابلیت حمل توان بالا، صفحه‌های بودن و الگوی تشعشی با بهره بالا و ... از ویژگی‌های مهم این نوع آنتن‌ها است که سبب شده در کاربردهای راداری مورد توجه قرار گیرند [۲]. آرایه‌های شکاف موج‌بری به دو گروه تقسیم‌بندی می‌شوند: آرایه‌های موج رزونانسی و آرایه‌های موج رونده. در نوع اول اجزاء، یک بیم عمود بر مجموعه آنتن (broadside) تشعشع می‌کنند. اما در آرایه‌های موج رونده راستای بیم اصلی به زوایایی اشاره می‌کند که نسبت به موج‌بر در وضعیت عمود بر صفحه آرایه نیستند. در بسیاری از کاربردهای هوایی نیاز است که بیم ثابت بوده و به صورت مکانیکی جاروب فضایی (اسکن) نماید. در نتیجه از آرایه‌های رزونانسی استفاده می‌شود. برای آرایه‌های با بیم ثابت، موج‌بر تبدیل به یک ساختار رزونانسی موج ایستا می‌شود و پهنای باند آرایه وابسته به تعداد شکاف‌های روی هر موج‌بر شده و با افزایش تعداد شکاف‌ها به شدت کاهش می‌یابد. برای افزایش پهنای باند، آنتن از زیرآرایه‌هایی تشکیل می‌شود که در

آرایه رزونانسی نیز در نظر گرفته شود.

۳-۱. شکاف طولی

اگر یک شکاف روی بدنه موج‌بر قرار داده شود به گونه‌ای که شار جریان را قطع کند، سبب می‌شود که جریان اطراف شکاف حرکت کرده و توان از موج‌بر و از طریق شکاف به فضای آزاد کوپل شود [۱]. معمولاً فرض می‌شود موج‌بر در مد غالب تحریک می‌شود و در یک مد کار می‌کند. با توجه به خطوط جریان روی دیواره‌های موج‌بر می‌توان انواع شکاف‌ها را ایجاد کرد. برای داشتن قطبش عمودی و کاربرد در رادارهای هوایی شکاف طولی برای این آنتن در نظر گرفته می‌شود (شکل ۲). این نوع شکاف که بر روی دیواره پهن موج‌بر قرار گرفته و با جریان‌های عرضی تحریک می‌شوند شکاف موازی نامیده شده و به وسیله شبکه ادمیتانس موازی دو درگاهی مدل می‌شوند [۸].



شکل ۲. شکاف طولی ایجاد شده بر دیواره پهن موج‌بر

کنترل توان کوپل شده به شکاف‌ها، با تغییر مکان شکاف‌های طولی نسبت به خط میانی موج‌بر انجام می‌شود. هرچه شکاف را از خط میانی موج‌بر دور کنیم، اندازه جریان بیشتر شده و شکاف میزان بیشتری خطوط جریان را قطع می‌کند و میزان توان کوپل شده یا رسانایی این شکاف بیشتر می‌شود. می‌توان نشان داد که رسانایی این نوع شکاف بر حسب میزان جابجایی به صورت رابطه زیر که معروف به رابطه استیونسون است، محاسبه می‌گردد [۹-۱۱]:

$$\frac{G}{G_0} = \left[2.09 \frac{(a/b)}{(\beta_{10}/k)} \cos^2 \left(\frac{\beta_{10} \pi}{k} \right) \right] \sin^2 \frac{\pi x}{a} \quad (1)$$

x : میزان جابجایی شکاف نسبت به خط تقارن موج‌بر

a, b : ابعاد طول و عرض موج‌بر

β_{10} : ثابت انتشار مود TE_{10}

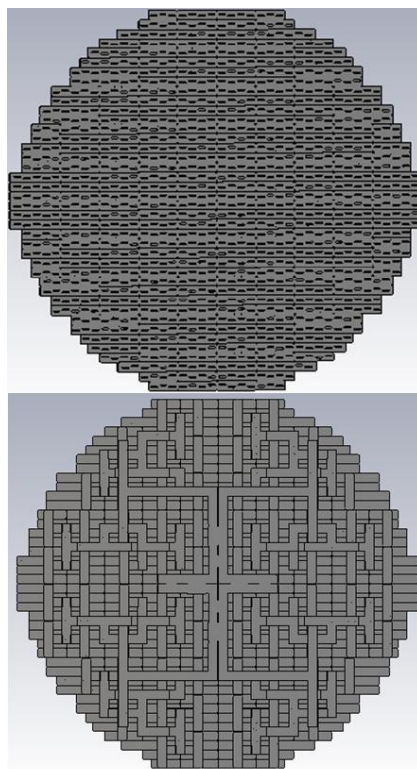
k : ثابت انتشار در فضای آزاد

G_0 : قسمت حقیقی ادمیتانس مشخصه موج‌بر

۳-۲. طراحی آرایه‌های شکافدار رزونانسی

در آرایه‌های رزونانسی اجزاء به فاصله $\frac{\lambda_g}{2}$ از هم قرار

شده به صورت $a=21,39\text{mm}$ ، $b=5,08\text{mm}$ می‌باشد. همچنین ضخامت موج‌بر 1mm در نظر گرفته شده است. آنتن پهنای باند 11% در بازه فرکانسی $6,9\text{GHz}$ - $6,8\text{GHz}$ ، جهت دهی 38dBi ، 2 سطح گلب‌گ فرعی 20dB دارد که از سه بخش اساسی تشکیل شده است: ۱- زیرآرایه‌های تشعشع‌کننده ۲- شبکه تغذیه ترکیبی (corporate)، ۳- شبکه تغذیه مونوپالس. با توجه به حمل توان بالا ساختار آنتن کاملاً موج‌بری می‌باشد. زیرآرایه‌ها هر یک توزیع ولتاژ یکسان دارند و با اعمال شبکه تغذیه نامساوی بین زیرآرایه‌ها، می‌توان توزیع باریک‌شونده (tapering) مناسب را ایجاد کرد و به سطح گلب‌گ فرعی (SLL) مناسب و دلخواه رسید [۷]. برای مونوپالس بودن آنتن، هر ربع آنتن به طور مستقل یک درگاه خروجی دارد که این ۴ خروجی را به شبکه تغذیه مونوپالس اعمال کرده تا الگوهای تشعشعی مجموع، تفاضل در سمت و ارتفاع (Sum, Diff Az, Diff El) را داشته باشیم.



شکل ۱. نمای روبرو و پشت آنتن پیشنهادی

۳. تئوری زیرآرایه آنتن

برای طراحی یک زیرآرایه از این نوع آنتن‌ها در ابتدا باید با چگونگی تشعشع یک شکاف و رابطه میزان تشعشع شکاف آشنا شده، سپس به نحوه آرایه کردن شکاف‌ها و روابط طراحی آنها در حالت رزونانسی پرداخته و همچنین محدودیت پهنای باند در

می گیرند و یک بیم عمود بر صفحه آرایه تشعشع می کنند. همان طور که می دانیم میدان ها در هر $\frac{\lambda_g}{2}$ ، 180° درجه اختلاف فاز پیدا می کنند، بنابراین شکاف ها را به صورت چیدمان های $+/-$ قرار می دهند تا همگی هم فاز تغذیه شوند. زیرا این چیدمان باعث می شود که 180° درجه دیگر اختلاف فاز بین شکاف های کنار هم، برقرار شود. آرایه های رزونانسی به دو روش می توانند تغذیه شوند. یکی تغذیه از طرفین یا انتهای موج بر و دیگری تغذیه از وسط است. در نوع اول، تغذیه از یکی از طرفین صورت گرفته و طرف دیگر اتصال کوتاه می شود. در نوع دوم تغذیه از مرکز موج بر صورت می گیرد و دو انتها اتصال کوتاه می گردد. توان تشعشی متناسب با مربع ولتاژ تحریک یک شکاف است که برای یک آرایه خطی با N شکاف، می توان نوشت [۱]:

می گیرند و یک بیم عمود بر صفحه آرایه تشعشع می کنند. همان طور که می دانیم میدان ها در هر $\frac{\lambda_g}{2}$ ، 180° درجه اختلاف فاز پیدا می کنند، بنابراین شکاف ها را به صورت چیدمان های $+/-$ قرار می دهند تا همگی هم فاز تغذیه شوند. زیرا این چیدمان باعث می شود که 180° درجه دیگر اختلاف فاز بین شکاف های کنار هم، برقرار شود. آرایه های رزونانسی به دو روش می توانند تغذیه شوند. یکی تغذیه از طرفین یا انتهای موج بر و دیگری تغذیه از وسط است. در نوع اول، تغذیه از یکی از طرفین صورت گرفته و طرف دیگر اتصال کوتاه می شود. در نوع دوم تغذیه از مرکز موج بر صورت می گیرد و دو انتها اتصال کوتاه می گردد. توان تشعشی متناسب با مربع ولتاژ تحریک یک شکاف است که برای یک آرایه خطی با N شکاف، می توان نوشت [۱]:

$$\sum_{n=1}^N g_n = W \quad (2)$$

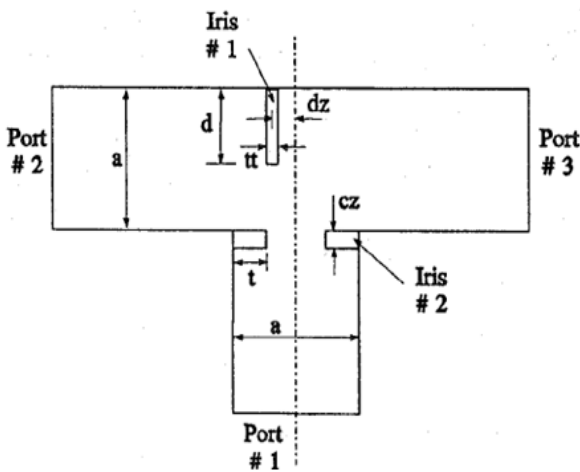
$$g_n = \frac{A^2(n)}{\sum_{i=1}^N A^2(n)} = KA^2(n), n=1,2,\dots,N$$

g_n ، رسانایی رزونانس n مین شکاف است که نسبت به ادمیتانس موج بر Y_0 نرمالیزه شده است، $A(n)$ توزیع ولتاژ یا جریان در موقعیت n مین شکاف است (که از یک توزیع خاص مثل تیلور به دست می آید)، K فاکتور نرمالیزه توان و W برای آرایه های تغذیه از کنار برابر یک و برای آرایه های تغذیه از وسط دو، می باشد تا در ورودی تطبیق داشته باشیم. در هر دو حالت فاصله میان اتصال کوتاه آخر موج بر تا آخرین شکاف $\frac{\lambda_g}{4}$ است. اتصال کوتاهی که از فاصله $\frac{\lambda_g}{4}$ دیده می شود مدار باز است لذا ادمیتانس آن صفر می باشد. با توجه به محدودیت پهنای باند آرایه های رزونانسی و نیاز به پهنای باند زیاد، لازم است که آنتن را به صورت زیر آرایه تقسیم کرد [۱۲]. در فرکانس رزونانس، شکاف های آرایه از نوع آرایه رزونانسی، درماکزیمم های موج ایستای تشکیل شده قرار گرفته اند. اگر پهنای باند Δf را به گونه ای تعریف کنیم که تغییرات نسبی دامنه موج در شکاف ها در این باند کمتر از $\frac{1}{\sqrt{2}}$ و خطای فاز کمتر از 45° درجه باشد آن گاه، رابطه زیر می تواند پهنای باند را با توجه به تعداد شکاف ها مشخص کند [۱۳]:

$$\Delta f = \frac{c}{2a} \left[\left(1 + \left(\frac{N - \frac{1}{4} \cdot \frac{a}{d}}{N - \frac{1}{2} \cdot \frac{a}{d}} \right)^2 \right)^{\frac{1}{2}} - \left(1 + \left(\frac{N - \frac{3}{4} \cdot \frac{a}{d}}{N - \frac{1}{2} \cdot \frac{a}{d}} \right)^2 \right)^{\frac{1}{2}} \right] \quad (3)$$

۴. شبکه تغذیه ترکیبی

با توجه به حمل توان بالا و محدودیت پهنای باند، برای تغذیه کردن جداگانه هریک از زیرآرایه ها، شبکه تغذیه موج بری ترکیبی استفاده می شود. به دلیل نداشتن فضای کافی و جایابی برای زیرآرایه ها نیاز به ساختار چندلایه موج بری می باشد که اتصال لایه ها به یکدیگر به صورت خم موج بری صورت می گیرد. زیرآرایه ها توسط تقسیم کننده های توان نابرابر Tee-H-plane تغذیه می شوند، در این تقسیم کننده های موج بری مطابق شکل ۳ اگر تیغه وسط آن (Iris1) جابجا شود بسته به میزان جابجایی آن (dz) می توان، توان را به دلخواه تقسیم کرد [۱۴-۱۵].



شکل ۳. تقسیم کننده توان Tee-H-plane [۱۴]

۵. شبکه تغذیه مونوپالس

شبکه مونوپالس بایستی با ترکیب سیگنال های ورودی از چهار خروجی آنتن، سیگنال های مجموع، تفاضل در ارتفاع و تفاضل در سمت را به دست دهد. به کمک چهار عدد انشعاب دورگه (هایبرید) 180° درجه (به عنوان مثال تی جادویی یا magic T) و با توجه به ساختار نشان داده شده در شکل ۴ می توان سیگنال های مجموع، تفاضل در ارتفاع و تفاضل در سمت را به دست آورد. یک تک سیگنال باقی می ماند که مربوط به تفاضل ضربدری آن است و بایستی به کمک بار تطبیق شود.

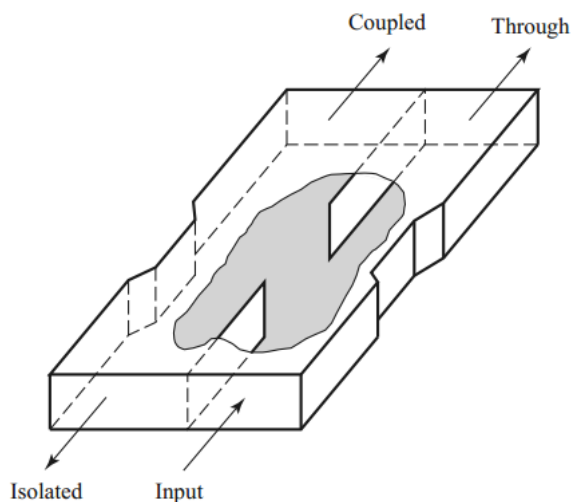
نمونه‌ای از کوپلرهای جهت‌ی موج‌بری هستند که می‌توان در طراحی شبکه هایبرید مونوپالس از آن استفاده نمود (شکل ۶). تغییر فاز را می‌توان با تغییر طول موج در موج‌بر (یا به عبارتی تغییر پارامتر βL) کنترل کرد [۱۹]. با توجه به معادله زیر این کار را می‌توان با تغییر ثابت دی‌الکتریک داخل موج‌بر (ϵ_r) یا عرض موج‌بر انجام داد.

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\mu_r \epsilon_r - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_c}\right)^2}} \quad (۴)$$

از ساختارهای تغییردهنده فاز دی‌الکتریک با توجه به تلفات ناشی از دی‌الکتریک، شکل‌دهی سخت و همچنین عدم وجود روابط طراحی صریح برای آن، استفاده نشده است. روش دیگر، تغییر فاز دیفرانسیل است که با تغییر عرض موج‌بر، طول موج در موج‌بر را تغییر دهیم. بدین ترتیب تغییر فاز دیفرانسیل حاصل چنین خواهد بود:

$$\Delta\theta = \left(\frac{2\pi}{\lambda_g} - \frac{2\pi}{\lambda'_g} \right) l \quad (۵)$$

که λ_g و λ'_g ، به ترتیب طول موج در موج‌برهای استاندارد و تنظیم شده‌اند. به عنوان مثال، کاهش عرض موج‌بر باعث می‌شود که λ'_g از λ_g بزرگتر شود، و بدین ترتیب تأخیر فاز آن نیز از تأخیر فاز موج‌بر استاندارد کمتر خواهد شد.

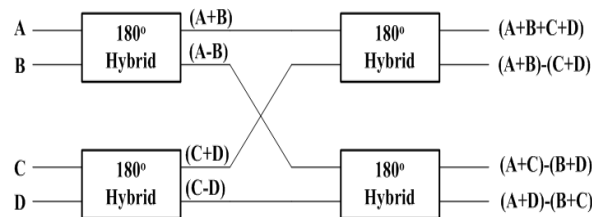
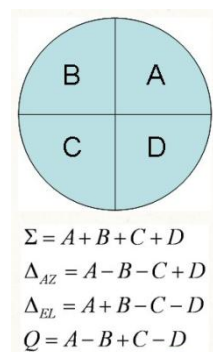


شکل ۶. کوپلر جهت‌ی ریبلت

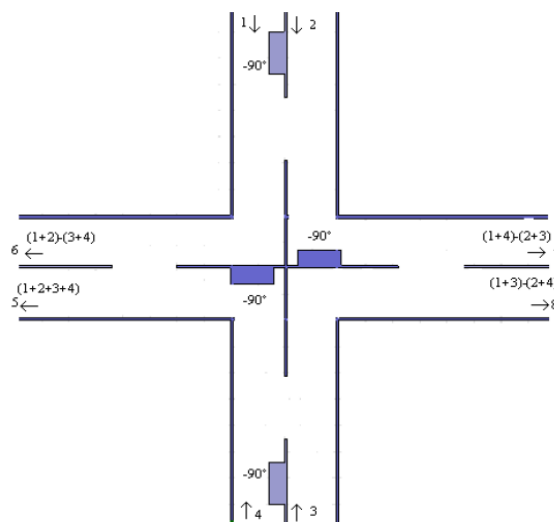
۶. طراحی و شبیه‌سازی آنتن پیشنهادی

آنتن طراحی شده از ۷۶ زیرآرایه تشکیل شده است، به عبارتی در هر ربع از آنتن ۱۹ زیرآرایه مطابق شکل ۷ قرار گرفته است.

شبکه‌های هایبرید مورد استفاده در کاربردهای هوایی بسیار محدود هستند، چرا که محدودیت‌هایی از قبیل وزن، ارتفاع و جاروب فضایی مکانیکی وجود دارند. در چنین مواردی از انواع مبتنی بر تی‌جادیونی^۱ نمی‌توان استفاده نمود، در عوض می‌شود از ساختارهای T مسطح استفاده نمود. در این ساختارها می‌توان از ترکیب یک کوپلر جهت‌ی و یک تغییردهنده فاز، یک تی‌جادیونی ایجاد نمود [۱۶-۱۸] و از اتصال آن‌ها مطابق شکل ۵ شبکه مونوپالس ایجاد کرد.



شکل ۴. شبکه هایبرید به کمک انشعاب هایبرید ۱۸۰ درجه

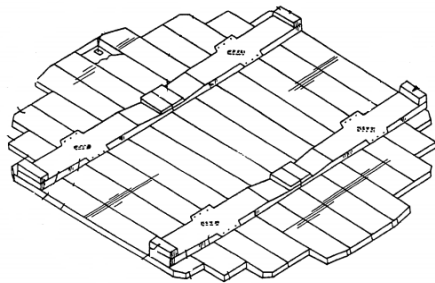


شکل ۵. شبکه مونوپالس مسطح [۱۶]

کوپلر جهت‌ی ریبلت با توانایی تقسیم مساوی توان، ایزولاسیون بالا، VSWR پایین و فاز دقیق ۹۰ درجه با ۱۵ درصد پهنای باند

^۱ Magic Tee

شکاف‌های مورب استفاده شده است. در صورتی که از تغذیه سری موازی استفاده شود یعنی در کوپل توان، شکاف‌های مورب قرار بگیرند، به فاصله نصف طول موج در موج بر از مرکز آخرین شکاف تا اتصال کوتاه نیاز است چراکه شکاف‌های مورب مانند مقاومت‌های سری بوده در نتیجه برای مشاهده مقاومت صفر از آخرین شکاف، این فاصله لازم است. این طول بیشتر باعث می‌شود که فضای کافی برای قرار گرفتن زیرآرایه مجاور وجود نداشته باشد. در نتیجه می‌بایست انتهای موج‌برهای تزویج را خم کرد^۱ و یا بصورت حفره پشتی^۲ ایجاد کرد و این از نظر ساخت کار را مشکل تر می‌کند. همچنین برای تغذیه کردن این زیرآرایه توسط شبکه تغذیه ترکیبی بایستی از یک لایه موج‌بری دیگر به صورت تزویج موازی- سری یا سری- سری استفاده کرد پس آنتن موجود در مقایسه با طرح این مقاله ساختار حجیم تر و یک لایه اضافه تر خواهد داشت و همچنین از نظر ساخت مشکل تر خواهد شد. شکل ۹، نمونه‌ای دیگر از آنتن تغذیه شده با شکاف‌های مورب را نشان می‌دهد [۲۱] که مطابق آن، انتهای موج‌بر کوپل کننده توان به موج‌برهای تشعشی به صورت حفره پشتی، ایجاد شده و برای تغذیه این موج‌بر از یک لایه موج‌بری دیگر استفاده خواهد شد.



شکل ۹. نمونه‌ای از آنتن تغذیه شده با شکاف‌های مورب [۲۱]

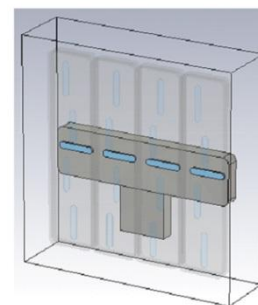
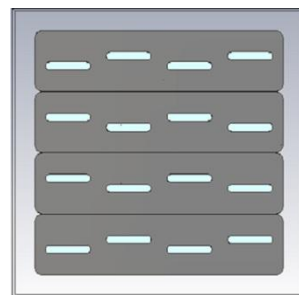
برای طراحی شبکه تغذیه ترکیبی در ابتدا باید ضرایب تحریک برای هر یک از زیرآرایه‌ها مشخص شود سپس با توجه به آن میزان نابرابری تقسیم‌کننده‌های توان در این شبکه تغذیه را تعیین کرد. در این آنتن برای داشتن سطح گلببرگ فرعی -20 dB از توزیع تیلور استفاده شده است. از آنجایی که تعداد اجزاء قرار گرفته در کل آرایه زیاد بوده و در توزیع تیلور تغییرات دامنه اجزاء از مرکز آرایه تا انتهای مرز دایروی آنتن به صورت تدریجی بوده است در نتیجه می‌توان به جای این که ضرایب تیلور را روی همه شکاف‌های آرایه اعمال کنیم، فقط بر زیرآرایه‌ها اعمال کرده، به این صورت که شکاف‌های قرار گرفته در هر زیرآرایه به صورت توزیع یکسان طراحی شده‌اند و ضریب تحریک هر زیرآرایه، میانگین

با توجه به پهنای باند مورد نیاز این آنتن، زیر آرایه ها به صورت 4×4 مطابق شکل ۸ قرارداد شده و موج‌برهای تشعشع کننده و موج‌بر کوپل کننده توان به این موج‌برها به صورت ۴ شکافی در نظر گرفته شده‌اند.

18	19			
15	16	17		
11	12	13	14	
6	7	8	9	10
1	2	3	4	5

شکل ۷. شماتیک زیرآرایه‌های یک چهارم از آنتن

چینش شکاف‌های تشعشی دقیقاً مثلثی نیست. از آن جایی که بایستی همه شکاف‌ها هم‌فاز باشند، اگر به موج‌بر تغذیه کننده آن‌ها توجه کنید از تقسیم کننده Tee-H-plane استفاده شده که موج را هم‌فاز به دو طرف تقسیم می‌کند. از طرفی شکاف‌های کوپل در یک سمت از وسط موج‌بر قرار گرفته‌اند و فاصله بین آن‌ها نصف طول موج در موج‌بر می‌باشد پس عملاً اختلاف فاز 180° در نتیجه شکاف‌های تشعشی به صورت قرینه آینه‌ای قرار گرفته‌اند تا با یکدیگر هم‌فاز شوند. شکاف‌های کوپل کننده نیز از نوع شکاف طولی انتخاب شده‌اند پس کافی است به اندازه یک چهارم طول موج در موج‌بر، از مرکز آخرین شکاف تا اتصال کوتاه فاصله باشد [۲۰].



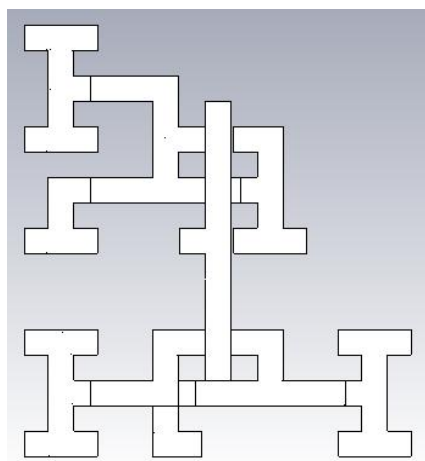
شکل ۸. زیرآرایه آنتن پیشنهادی

در آنتن رادار هواپیمای F-14، چینش شکاف‌های تشعشی به صورت کاملاً مثلثی بوده و همچنین در موج‌برهای پایینی از

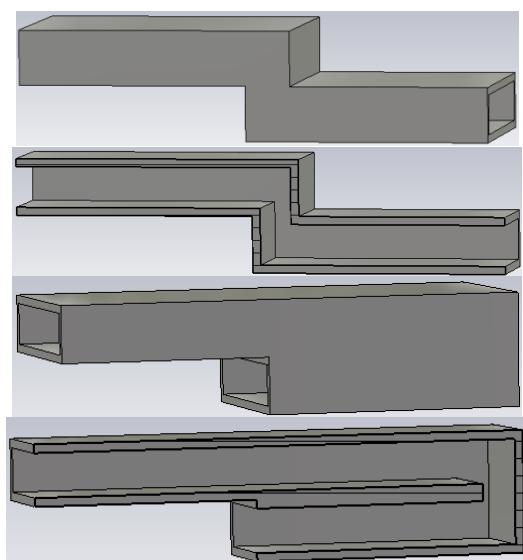
¹ folded short

² cavity back

شبکه تغذیه ترکیبی طراحی شده یک چهارم از آنتن مطابق شکل ۱۲ می باشد. این شبکه تغذیه با توجه به محدودیت جابجایی و فضا، از سه لایه موجبری تشکیل شده است. برای اتصال این لایه ها بایستی از خم های موجبری استفاده کرد، در این مقاله به جای این که مانند نمونه آنتن های موجود، موجبر را به طور کامل خم داده و اتصال را برقرار کند از موجبر به صورت کوپل شده به موجبر پایینی استفاده می شود که از لحاظ ساخت بسیار راحت تر و همچنین ساختار کم حجم تر می شود. در شکل ۱۳، دو نوع ساختار مورد استفاده نشان داده شده که در محل اتصال موجبر بالایی به موجبر پایینی یک روزنه تزویج، تعبیه شده است.



شکل ۱۲. شبکه تغذیه ترکیبی یک چهارم از آنتن

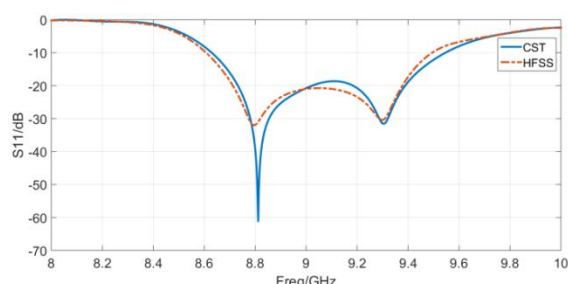


شکل ۱۳. دو نوع از خم های موجبری طراحی شده

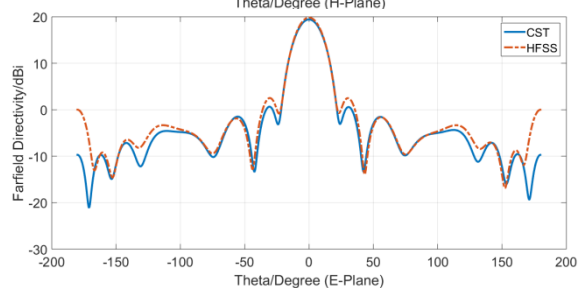
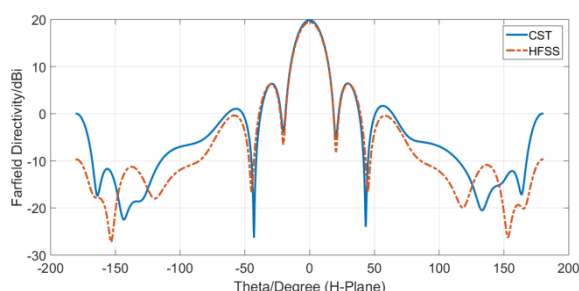
همان طور که در بخش ۴ به طراحی تقسیم کننده ها نامتقارن پرداخته شد می توان با جابه جا کردن تیغه وسط تقسیم کننده

ضرایب شکاف های قرار گرفته در همان زیرآرایه را در نظر گرفته و بدین ترتیب با طراحی شبکه تغذیه ترکیبی متناسب با ضرایب تحریک زیرآرایه ها، توزیع تیلور را در کل آنتن خواهیم داشت.

ابعاد زیرآرایه طراحی شده $9/55\text{cm} \times 9/35\text{cm}$ بوده و همچنین طول، عرض و میزان جابجایی شکاف ها از خط میانی موجبر به ترتیب $1/82\text{cm}$ ، $0/33\text{cm}$ و $0/21\text{cm}$ بوده که تفاوت کمی با مقادیر به دست آمده از روابط طراحی ۱ و ۲ دارند و برای تصحیح آنتن، بهبود داده شده اند. نتایج شبیه سازی این زیرآرایه برای داشتن توزیع یکنواخت به صورت شکل ۱۰ و ۱۱ می باشد.



شکل ۱۰. میزان S11 از دهانه ورودی یک زیرآرایه

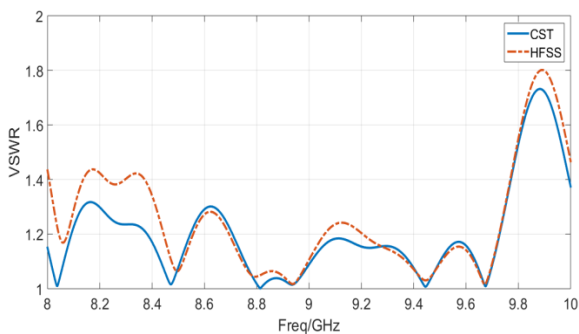


شکل ۱۱. الگوی تشعشعی زیرآرایه با توزیع یکنواخت در صفحات E,H

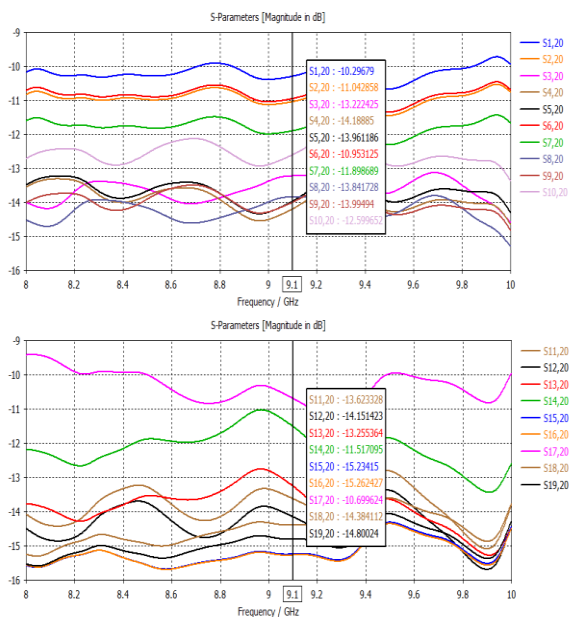
ضرایب توزیع توان در نظر گرفته شده با توجه به نحوه قرارگیری زیرآرایه ها و میانگین دامنه شکاف های مربوطه زیرآرایه، در یک ربع از آنتن به ترتیب شماره های زیرآرایه های نشان داده شده در شکل ۷ به صورت زیر خواهند شد.

$$P = [1, 0.82, 0.52, 0.37, 0.52, 0.82, 0.65, 0.43, 0.37, 0.39, 0.51, 0.43, 0.37, 0.59, 0.37, 0.37, 0.80, 0.44, 0.39]$$

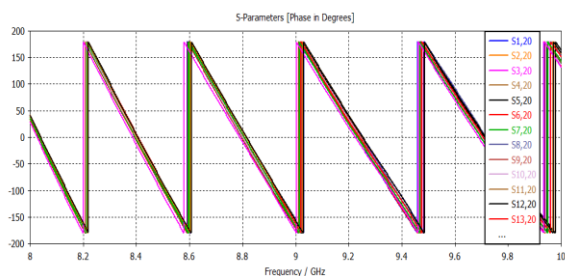
$\pm 10^0$ به دست آمده است. توجه داشته باشید که برای دستیابی به دقت بیشتر می توان این شبکه تغذیه را با در نظر گرفتن پارامترهای تغییردهنده فاز (شعاع خم مسیره های ایجاد شده) و تقسیم نابرابر توان (dz ها) به صورت بهینه سازی، شبیه سازی کرده و بهترین جواب را دریافت کرد.



شکل ۱۵. میزان VSWR از دهانه خروجی شبکه تغذیه ترکیبی یک ربع از آنتن



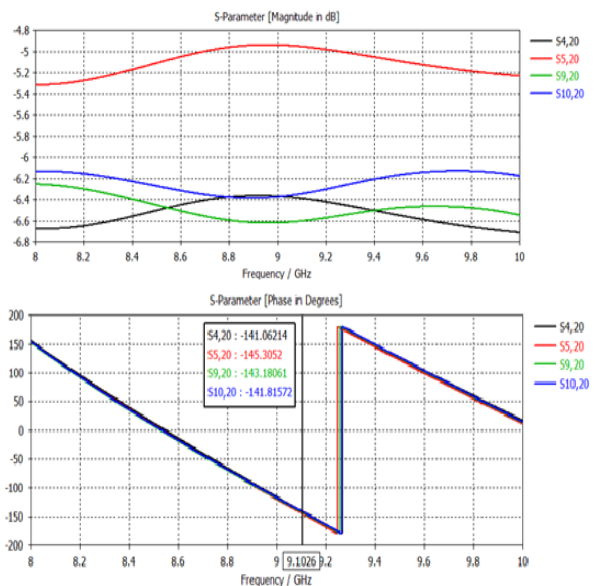
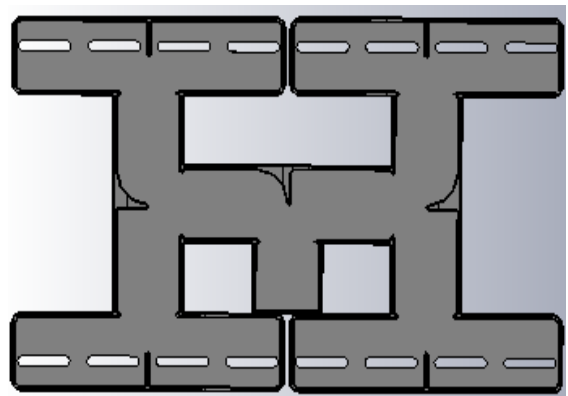
شکل ۱۶. میزان تقسیم توان از شبکه تغذیه ترکیبی به زیرآرایه های یک ربع از آنتن



شکل ۱۷. میزان فاز پورتهای شبکه تغذیه ترکیبی یک ربع از آنتن

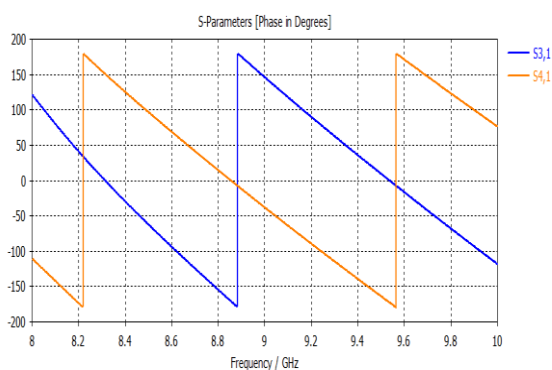
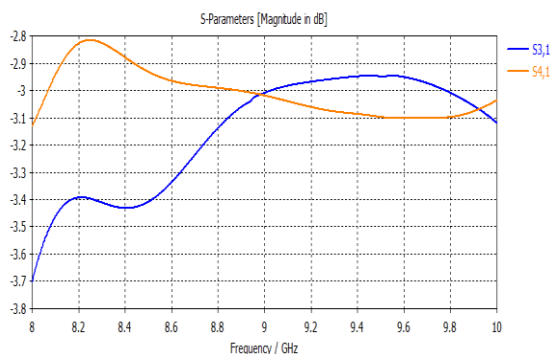
همان طور که در بخش تغذیه مونوپالس گفته شد، برای

Tee-H-plane، توان را نامتقارن تقسیم کرد اما با جابه جا کردن این تیغه درگاه های خروجی این تقسیم کننده هم فاز نخواهند شد. در این مقاله، هم فاز شدن درگاه های تقسیم کننده، (به عنوان مثال تقسیم کننده ۴ درگاهی نابرابر شکل ۱۴) با استفاده از Iris مثلثی شکل، صورت گرفته است. با این ایده، دیگر نیازی به تغییردهنده فاز خارجی نداشته و به راحتی با دستگاه تراش کاری (CNC) این شکل مثلثی Iris، قابل ساخت می باشد. پس با جابه جایی این نوع Iris می توان تقسیم کننده های نامتقارن هم فاز را برای داشتن ضرایب تحریک هریک از زیرآرایه ها طراحی کرد.

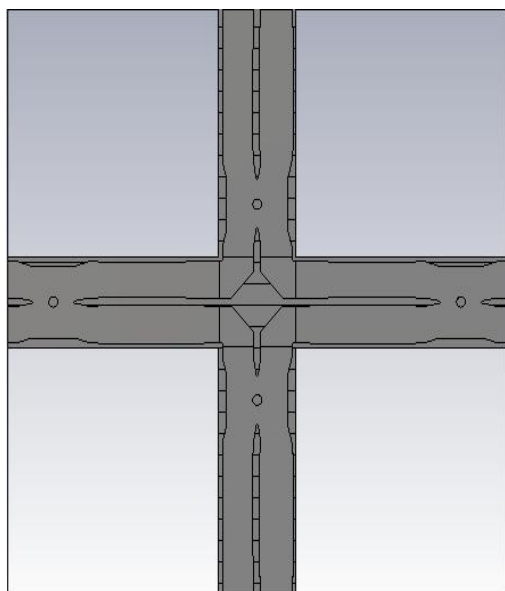


شکل ۱۴. تقسیم کننده ۱ به ۴ نامتقارن با رعایت شدن فاز برابر

بعد از اتصال این تقسیم کننده های توان و خم های موجبری نهایتاً شبکه تغذیه حاصل خواهد شد. نتایج شبیه سازی تمام موج این شبکه تغذیه ترکیبی به صورت شکل های ۱۵ تا ۱۷ می باشد، این نتایج در مقایسه با ضرایب تئوری به دست آمده از توزیع تیلور با تقریب خوبی برابر شده اند. همچنین با استفاده از این تکنیک ذکر شده در قبل برای هم فاز شدن درگاه ها، اختلاف فاز درحد

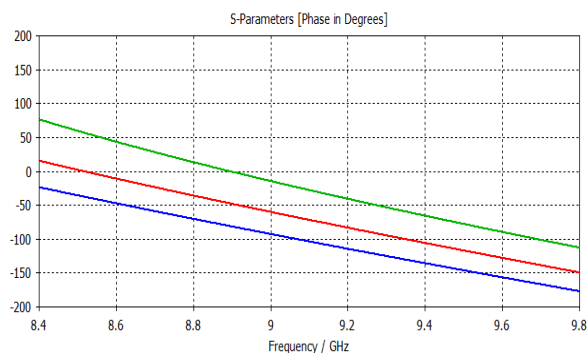
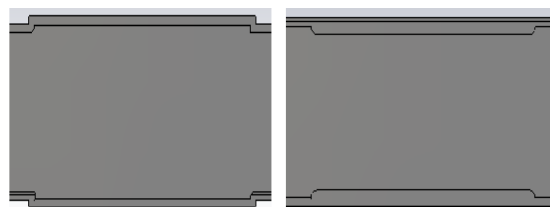


شکل ۲۰. اندازه دامنه و فاز پارامترهای s هایبرید ۱۸۰ درجه طراحی شده

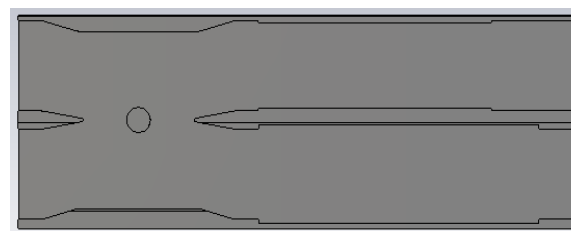


شکل ۲۱. شبکه تغذیه مونوپالس که از ترکیب ۴ عدد هایبرید مسطح ۱۸۰ درجه تشکیل شده است.

کاربردهای هوایی به جای استفاده از تی جادویی ترکیب کوپلر جهتی ۳ dB ریبلت و تغییردهنده فاز تفاضلی به کار برده شده است. برای ایجاد تغییر فاز ۹۰ درجه از دو تغییر دهنده فاز $\pm 45^\circ$ استفاده شده که یکی با افزایش عرض موج بر و دیگری با کاهش عرض موج بر صورت گرفته است (شکل ۱۸)، با این روش طول کمتری از موج بر برای ایجاد اختلاف فاز به کار رفته است (شکل ۱۹). نتایج شبیه سازی هایبرید طراحی شده در شکل ۲۰ نشان داده شده است. در نهایت با اتصال هایبریدهای ۱۸۰ طراحی شده، شبکه تغذیه مونوپالس به صورت شکل ۲۱ حاصل خواهد شد.



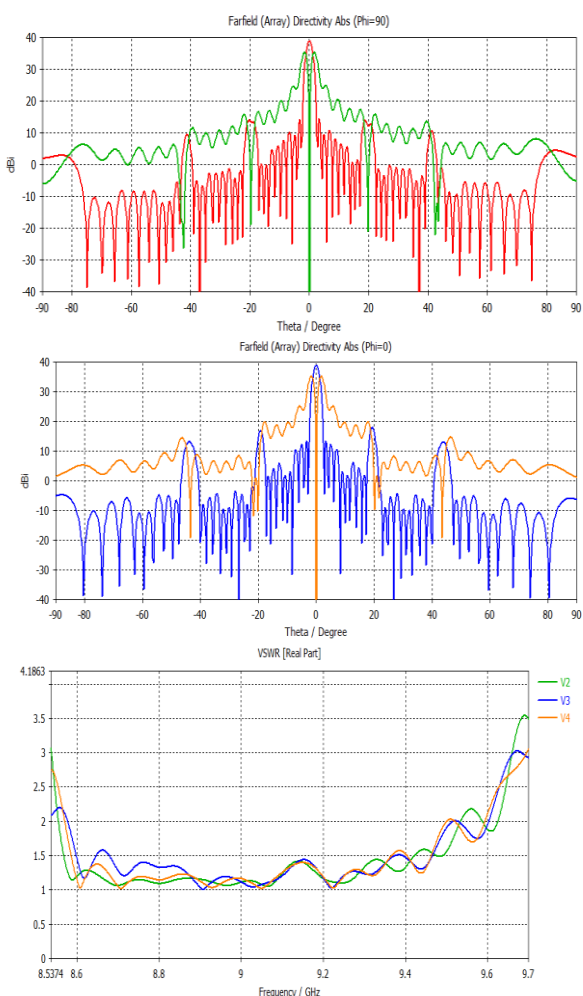
شکل ۱۸. تغییرات فاز تغییر دهنده های فاز $\pm 45^\circ$ نسبت به موج بر معمولی



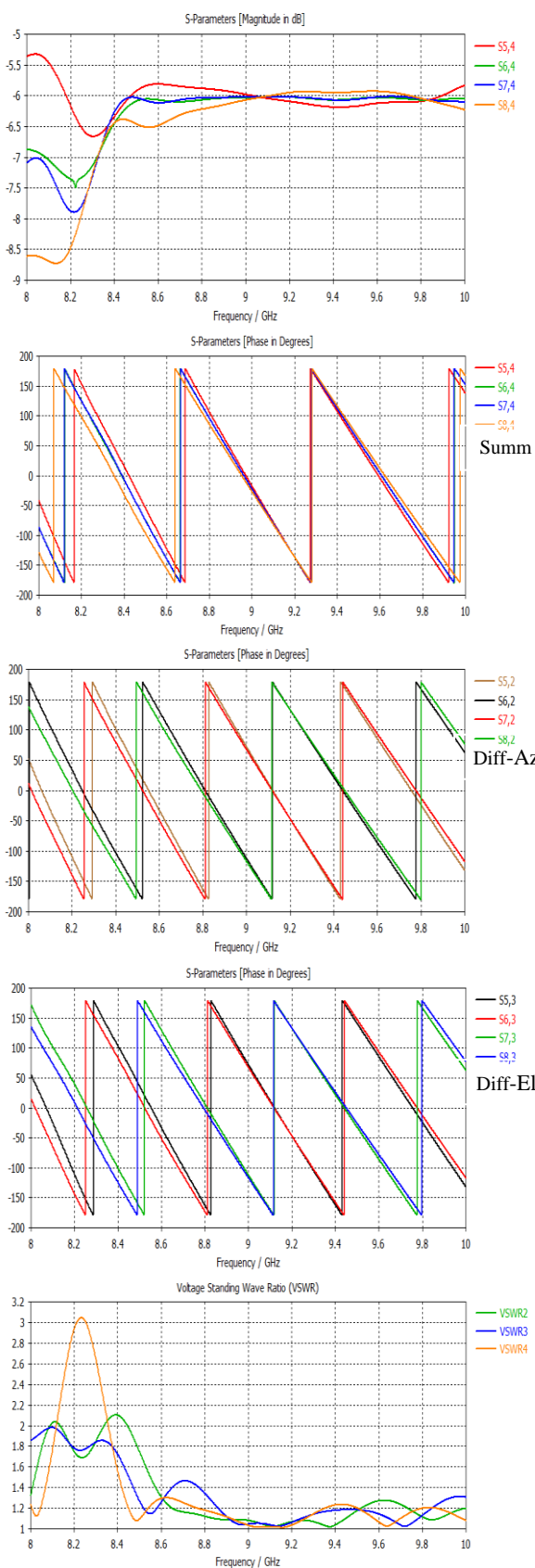
شکل ۱۹. ترکیب کوپلر جهتی و تغییر دهنده های فاز

نتایج مشاهده شده در شکل ۲۲ نشان می‌دهد که تقسیم توان بین ۴ ربع آنتن به صورت مساوی لحاظ شده و همچنین برای داشتن الگوهای تشعشی مجموع و تفاضل اختلاف فازهای صفر و ۱۸۰ درجه رعایت شده است.

از آنجایی که شبیه‌سازی کل ساختار آنتن با سیستم‌های کامپیوتری معمولی امکان‌پذیر نیست، برای مشاهده الگوی تشعشی آنتن به این صورت عمل می‌کنیم که، در ابتدا یک زیرآرایه را در شرایط مرزی تناوبی شبیه‌سازی کرده سپس ضریب آرایه را که روی زیر آرایه‌ها اعمال کرده بودیم تأیید کرده و الگوی تشعشی کل را خواهیم داشت، توجه داشته باشید که با این روش اثر تزویج (به جز در مورد زیرآرایه‌های قرار گرفته شده در لبه‌ها که تقریب بیشتری خواهند داشت) نیز رعایت شده است. برای بررسی VSWT از سردرگاه‌های مجموع و تفاضل کافی است هر یک از زیرآرایه‌ها به‌عنوان یک بار برای شبکه تغذیه در نظر بگیریم و تحلیل را در قسمت شماتیک نرم افزار CST انجام دهیم. نتایج الگوی تشعشی و VSWT در شکل ۲۳ و جدول ۱ نشان داده شده است.



شکل ۲۳. نتایج الگوی تشعشی و VSWT آنتن طراحی شده



شکل ۲۲. نتایج شبیه‌سازی شبکه مونوپالس مسطح طراحی شده برای درگاه های مجموع و تفاضل

- [10] A. F. Stevenson "Theory of Slots in Rectangular Waveguide" Journal of Applied physics, vol. 19, pp.24-38, 1948.
- [11] G. J. Stern and R. S. Elliott "Resonant Length of Longitudinal Slots and Validity of Circuit Representation: Theory and Experiment" IEEE Trans. Antennas Propagat, vol. 33, pp.1264-1271, 1985.
- [12] J. C. Coetzee, J. Joabert and W. L. Tan "Frequency Performance Enhancement of Resonant Slotted Waveguide Array through the use of Wideband Radiators or SubArraying" Microwave and Optical Technology Letters, vol. 22, no.1, 1999.
- [13] S. S. Sekretarov and D. M. Vavriv "A WideBand Slotted Waveguide Antenna Array for SAR System" Progress In Electromagnetics Research M, vol. 11, pp. 165-176, 2010.
- [14] J. Joubert and S. R. Rengarajan "Design of Unequal H-plane Waveguide Power Dividers for Array Applications" IEEE Trans. Antennas and Propagation Society International Symposium, vol. 3, pp. 1636- 1639, 1996.
- [15] G.-L. Huang, S.-G. Zhou, T.-H. Chio, and T.-S. Yeo, "Design of a Symmetric Rectangular Waveguide T-Junction with in-Phase and Unequal-Power-Split Characteristics," Proc. IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp., pp. 2119-2120, 2013.
- [16] M. Mohammadi and F. H. Kashani "Planar Eight Port Waveguide Mono-Pulse Comparator" Progress In Electromagnetics Research C, Vol. 6, 103-113, 2009
- [17] J. Varghese, M. S. Easwaran, S. Christopher, and Y. M. Rao "Computer aided design of planar waveguide mono-pulse comparator for low height airborne antennas" Proc. Radar. 97, Electron.and Radar. Conf., 522-525, 1997.
- [18] L. T. Hildebrand "Results for a Simple Compact Narrow-Wall Directional Coupler" IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol. 10, no. 6, 231-232, 2000.
- [19] M. Saitoh, H. Uchida, N. Yoneda, K. Kakizaki, Y. Konishi and H. Oh-hashii "A Broadband Waveguide Monopulse Comparator With Phase Compensation Circuits" Proceedings of ISAP, Seoul, Korea. 2005.
- [20] S. S. Oh, J. W. Lee, M. S. Song and Y. S. Kim "Two-layer Slotted-Waveguide Antenna Array with Broad Reflection/gain Bandwidth at Millimetre-Wave Frequencies" IEE, Proc. Microw. Antenna Propag., vol.151, no. 5, 2004.
- [21] Park, Pyong K. "Planar Array Waveguide Antenna with L-Shaped Series/Series Coupling Slots"; European Patent EP0434283. 1991.

جدول ۱. نتایج سطح گلبرگ فرعی و دایرکتیویتی آنتن بر حسب

فرکانس برای الگوی تشعشعی مجموع

Freq.(GHz)	۸/۶	۸/۸	۹/۲	۹/۴	۹/۶
Directivity(dB)	۳۸/۲	۳۸/۵	۳۸/۷	۳۸/۸	۳۸/۹
SLL.Eplane(dB)	-۲۲/۹	-۲۵/۸	-۲۲/۳	-۲۲/۹	-۲۴/۱
SLL.Hplane(dB)	-۱۹/۶	-۲۳/۱	-۲۲/۵	-۲۶/۹	-۲۷/۱

۷. نتیجه گیری

در این مقاله برای طراحی آنتن آرایه شکافدار موج‌بری پهن باند مونوپالس مورد استفاده در رادار جنگنده هوایی، در ابتدا به تئوری هر یک از اجزا تشکیل‌دهنده آنتن پرداخته شده و عملاً دانش طراحی این گونه آنتن‌ها ارائه گردید، ضمن اینکه به تفاوت‌ها و نوآوری‌های به‌کاربرده شده در این مقاله نسبت به نمونه آنتن رادار جنگنده F-14، اشاره شده است. در ادامه با در نظر گرفتن نکات مطرح برای ساخت، که آنتن را بسیار ساده‌تر می‌کند، ساختار طراحی شده شبیه‌سازی شده و به نتایج پهنای باند ۸.۶GHz-9.6GHz در بازه فرکانسی $VSWR < 2$ با x باند ۱۱/در با سطح گلبرگ کنار پایین، دست‌یافته ایم که برای ساختارهای رزونانسی، پهنای باند زیادی هم از لحاظ تطبیق امپدانس و هم از نظر الگوی تشعشعی می‌باشد.

۸. مراجع

- [1] J. Volakis "Antenna Engineering Handbook" fourth ed BAE System, Inc, ch. 9, 2007.
- [2] P. Wade "Microwave Antenna Handbook" Online ex-NIBWT, ch.7, 2000-2001.
- [3] T. Li, H. Meng, W. Dou, G. Xia, H. Zhu "Design of Low Sidelobe Slotted Waveguide Monopulse Antenna Array" Antennas and Propagation, 3rd Asia-Pacific Conference (APCAP), Harbin, China, 2014.
- [4] Li-Ming Si, Y. Liu, Y. Huang and W. Zhu "Ka-Band Slot-Microstrip-Covered and Waveguide-Cavity-Backed Monopulse Antenna Array" International Journal of Antennas and Propagation, Article ID 707491, 2014.
- [5] R. A. Bhatti, B. Y. Park, Y. T. Im, S. O. Park "Design of a Planar Slotted Waveguide Array Antenna for X-band Radar Applications" Journal of the Korean institute of electromagnetic engineering and science, vol.11, no.2. 2011.
- [6] S. T. V, S. C. Song, S. H. Seo and K. C. Hwang "Waveguide Slot Array Antenna with a Hybrid-Phase Feed for Grating Lobe Reduction" International Journal of Antennas and Propagation, Article ID 4825924, 2016.
- [7] G. L. Huang, S. G. Zhou, T. H. Chio, H. T. Hui and T. S. Yeo "A Low Profile and Low Sidelobe Wideband Slot Antenna Array Fed by an Amplitude-Tapering Waveguide Feed-Network" IEEE Transactions on Antenna and Propagation, vol. 63, no. 1, January 2015.
- [8] R. E. Collin and F. J. Zucker "Antenna Theory" NewYork: McGraw-Hill, Part I, Chap.14, 1969.
- [9] R. S. Elliott "Antenna Theory and Design" Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, Inc, Chap.3,1981.