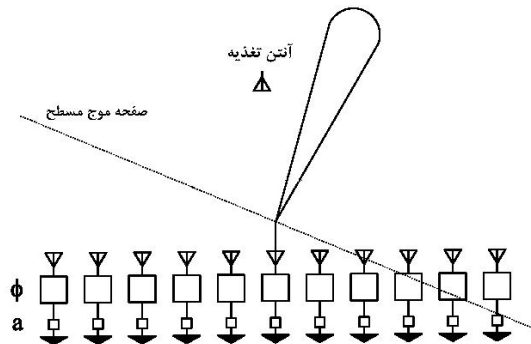
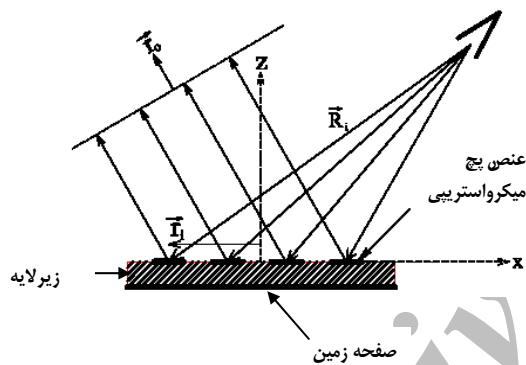


تغییر دهنده‌های نوین فاز برای آنتن‌های آرایه بازتابی میکرواستریپی

همایون عریضی، کیان کیقباد و شهرام حسین زاده



شکل ۱: یک آنتن آرایه بازتابی.



شکل ۲: یک آنتن آرایه بازتابی میکرواستریپی.

می‌تواند در ضخامت مقطع عمقی آن صورت پذیرد. به این منظور جایگزینی بازتابنده‌های سهموی توسط یک بازتابنده مسطح به صورت آرایه‌ای از عناصر تشعشی، گزینه مناسبی است. آرایه بازتابی میکرواستریپی دارای این مزیت است که مقطع عمقی آن نسبت به آنتن بازتابنده سهموی کوچک است.

یک آرایه بازتابی دو مفهوم بازتابنده و آرایه را با هم ادغام می‌کند [۱]. همان گونه که در شکل ۱ نشان داده شده است، در این نوع آنتن تعداد زیادی عنصر تشعشع کننده بر روی یک روزنه مسطح قرار گرفته و توسط یک آنتن تغذیه پرتوافشانی می‌شود. در ابتدای معرفی این نوع آنتن در چند دهه گذشته از عنصر موجبر انتها باز و آنتن‌های دوقطبی، بوقی و غیره استفاده می‌شد. این عناصر در فرکانسهای پایین مایکروویو حجیم هستند و چون برای بالا بردن بازدهی و بهره، تعداد زیادی از آنها مورد نیاز است آرایه‌های بازتابی اولیه سنگین و حجیم بودند. با توجه به پیشرفتهای اخیر در ساخت آنتن‌های چاپی سبک وزن و با مقطع عمقی کم مانند پج‌های میکرواستریپی، آرایه‌های بازتابی به طور فیزیکی قابل تحقق تر و جذاب تر شده‌اند. نمونه‌ای از آنتن‌های بازتابی میکرواستریپی که از پج‌های میکرواستریپی واقع بر یک لایه دی الکتریک زمین شده به عنوان عناصر تشعشع کننده تشکیل شده، در شکل ۲ نمایش داده شده است.

چکیده: یک روش ساده رایج برای تولید اختلاف فاز میان عناصر آرایه بازتابی میکرواستریپی، استفاده از شاخکهای مدار باز متصل به هر عنصر است. استاب یکنواخت ساده، باند باریک است و پهنای باند آرایه بازتابی را محدود می‌کند. در این مقاله دو مدار نوین تغییر دهنده فاز جهت افزایش پهنای باند آرایه بازتابی معرفی شده است. این مدارها از خطوط انتقال، شاخکهای انتها باز و مقاومت تشکیل شده‌اند. الگوریتم نوینی برای طراحی تغییردهنده‌های فاز بر اساس روش کمترین مربعات پیشنهاد شده است. یک تابع خطای کمترین مربعات برای تغییر فاز مورد نیاز تشکیل شده است و امیدانس مشخصه و طول الکتریکی خطوط انتقال و اندازه مقاومتها با کمینه سازی این تابع خطا به دست می‌آید. سپس، مدار مذکور با خطوط میکرواستریپی که به پج‌های میکرواستریپی متصل هستند تحقق می‌یابد. نشان داده می‌شود که این تغییر دهنده‌های نوین فاز، تغییر فاز مورد نیاز را در پهنای باندی ایجاد می‌کنند که نسبت به پهنای باند شاخک یکنواخت بیشتر است. پاسخ فرکانسی تغییردهنده‌های فاز میکرواستریپی با نتایجی که به وسیله نرم‌افزار Microwave Office به دست آمده مقایسه می‌شود.

کلید واژه: آرایه بازتابی، تغییر دهنده فاز، خم میکرواستریپی، اتصال T نامتقارن، روش کمترین مربعات.

۱- مقدمه

در اکثر سیستم‌های مخابرات رادیویی از آنتن‌های بازتابنده سهموی به عنوان آنتن‌های بهره بالا استفاده می‌شود. گرچه این آنتن‌ها دارای بازدهی تشعشی بالایی هستند ولی از نظر وزن و حجم بسیار بزرگ می‌باشند که ناشی از سطح بازتابنده منحنی شکل آنها است. در برخی از کاربردها مانند مخابرات ماهواره‌ای به ویژه در میکرو ماهواره‌ها، نیاز به آنتن‌هایی با بهره بالا و اندازه و حجم و وزن کم وجود دارد. بدیهی است که برای یک آنتن با بهره بالا و در یک فرکانس خاص، اندازه روزنه آنتن کم و بیش ثابت و مشخص است و تنها کاهش قابل ملاحظه‌ای در اندازه فیزیکی آنتن،

این مقاله در تاریخ ۴ مرداد ماه ۱۳۸۴ دریافت و در تاریخ ۶ اریبهشت ماه ۱۳۸۵ بازنگری شد.

همایون عریضی، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه علم و صنعت ایران، تهران، ایران (email: h_oraizi@iust.ac.ir)

کیان کیقباد، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه علم و صنعت ایران، تهران، ایران (email: kiyan43@yahoo.com)

شهرام حسین زاده، دانشکده مهندسی دانشگاه تربیت معلم آذربایجان، تبریز، ایران (email: s.hosseinzadeh@gmail.com)

1. Microstrip Reflectarray

۲- مبانی نظری

در شکل ۲ عناصر بازتابی را می‌توان به صورت پیچ‌های مستطیلی شاخک دار در نظر گرفت. این عناصر توسط یک آنتن تغذیه پرتوافشانی می‌شوند و انرژی تابیده را مجدداً با تغییر فاز φ_i به فضا باز می‌تابانند. برای هر عنصر از رابطه (۱) به دست می‌آید. برای تحقق چنین تغییر فازی می‌توان از شاخک یکنواخت مدار باز استفاده کرد. نمونه‌ای از یک پیچ مستطیلی همراه با شاخک مدار باز در شکل ۳-الف و مدار معادل آن در شکل ۳-ب نشان داده شده است.

در شکل ۳-ب، Z_g و V_g به ترتیب امپدانس ورودی پیچ مستطیلی و منبع ولتاژ ناشی از تحریک میدانهای تشدید پیچ توسط انرژی دریافت شده از آنتن تغذیه است.

V_+^- و V_-^+ به ترتیب ولتاژ ورودی به شاخک و ولتاژ بازتابی از انتهای باز آن است که پس از طی طول شاخک به محل اتصال شاخک و پیچ مستطیلی می‌رسد. برای ایجاد فاز دلخواه φ_i در میدانی که توسط پیچ باز می‌تابد، فاز ولتاژ برگشتی از شاخک مدار باز که وارد پیچ می‌شود (V_-^-) نسبت به V_+^+ باید برابر φ_i باشد [۲]. اگر خط انتقال بدون تلفات بوده و $Z_o = Z_g$ باشد

$$V_-^- = V_+^- e^{-j\beta l} = V_+^+ e^{-j\varphi_i} \Rightarrow \Gamma_{in} = \frac{V_-^-}{V_+^+} = e^{-j\varphi_i} \quad (2)$$

همان گونه که در رابطه (۲) دیده می‌شود، فاز ضریب انعکاس ورودی $-2\beta l$ (یعنی ۲ برابر طول الکتریکی شاخک مدار باز) است. این فاز بستگی به فرکانس دارد و بنابراین چنین مکانیزم تغییر فاز، لزوماً باند باریک است. در شکل ۳-ب امپدانس ورودی شاخک برابر است با

$$Z_{in} = -jZ_o \cot g\beta l = jX_{in} \quad (3)$$

که نمایشگر یک امپدانس راکتیو می‌باشد. Γ_{in} به صورت زیر محاسبه می‌شود

$$\Gamma_{in} = \frac{Z_{in} - Z_g}{Z_{in} + Z_g} \quad (4)$$

که در آن $Z_g = R_g + jX_g$ است. بنابراین

$$\Gamma_{in} = \frac{jX_{in} - R_g - jX_g}{jX_{in} + R_g + jX_g} \quad (5)$$

فاز ضریب انعکاس ورودی برابر است با

$$\angle \Gamma_{in} = \pi + \text{tg}^{-1}\left(\frac{X_g - X_{in}}{R_g}\right) - \text{tg}^{-1}\left(\frac{X_g + X_{in}}{R_g}\right) \quad (6)$$

$$= \alpha$$

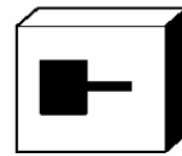
$$\text{tg}(\alpha) = \frac{2X_{in}/R_g}{1 + (X_g^2 - X_{in}^2)/R_g^2} \quad (7)$$

$$= A$$

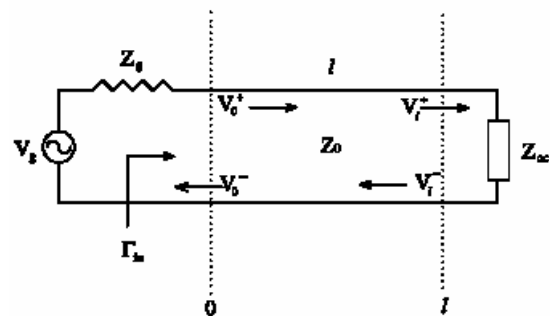
پس از انجام محاسبات لازم، معادله درجه دومی بر حسب X_{in} به دست می‌آید

$$X_{in}^2 + \frac{2R_g}{A} X_{in} - (R_g^2 + X_g^2) = 0 \quad (8)$$

از حل معادله فوق دو جواب به دست می‌آید که یکی از آنها جواب مورد نظر است



(الف)



(ب)

شکل ۳: (الف) یک پیچ مستطیلی میکرواستریپی و شاخک مدار باز متصل به آن و (ب) مدار معادل پیچ و شاخک مدار باز.

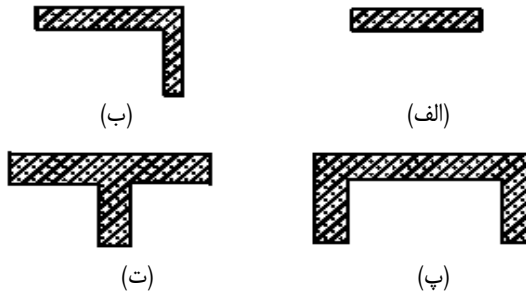
عناصر واقع بر روی آرایه بازتابی، انرژی تابیده توسط آنتن تغذیه را مجدداً به فضا بازمی‌تابانند. اگر تمامی عناصر همسان باشند، انرژی کل تشعشع شده غیر همفاز است زیرا میدانی که از طریق آنتن تغذیه به هر عنصر آرایه می‌رسد، مسیرهایی با طول متفاوت را می‌پیماید (شکل ۲) و بنابراین فازهای متفاوتی ایجاد می‌شود. حال اگر هر عنصر آرایه طوری تنظیم شود که موج پراکنده توسط آن دچار تغییر فاز مناسبی شود به گونه‌ای که اختلاف در طول مسیر را جبران کند، میدان نهایی می‌تواند در یک صفحه موج (روزنه آنتن)، همفاز گردد. تغییر فاز مورد نیاز، φ_i برای هر عنصر از رابطه زیر به دست می‌آید

$$\varphi_i - k \cdot (\bar{R}_i - \bar{r}_i \cdot \hat{r}_i) = \text{constant} \quad (1)$$

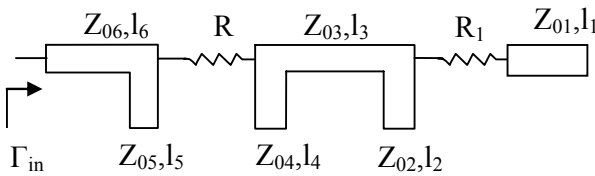
که در آن \bar{R}_i فاصله مرکز فاز تغذیه تا عنصر i ام، \bar{r}_i بردار موقعیت از مرکز آرایه تا عنصر i ام، \hat{r}_i بردار یکه در راستای تابه اصلی آرایه و k ثابت انتشار در فضای آزاد است (شکل ۲). با این روش تابه اصلی آنتن را می‌توان به سمت معینی جهت داد.

تاکنون روشهای مختلفی برای ایجاد فاز مورد نیاز در آرایه‌های بازتابی میکرواستریپی مورد استفاده قرار گرفته است [۲] تا [۵] که شامل استفاده از شاخکهای مدار باز یا اتصال کوتاه متصل به پیچ‌های مستطیلی یا مربعی، تغییر ابعاد تشدیدی عناصر آرایه بازتابی میکرواستریپی (نوار باریک میکرواستریپی یا پیچ مستطیلی) و یا در مورد آرایه‌های با پلاریزاسیون دایره‌ای، به کارگیری پیچ‌های مربعی با دو شاخک مدار باز است که به دو ضلع مجاور پیچ متصل هستند و زاویه چرخش آنها نسبت به هم فرق می‌کند.

از میان این روشها، ایجاد اختلاف فاز به کمک شاخکهای مدار باز به علت سادگی تحلیل و ساخت در این مقاله مورد توجه قرار گرفته است و برای رفع محدودیت پهنای باند این روش که ناشی از ماهیت باند باریک شاخکهای مدار باز می‌باشد، مدارهایی معرفی گردیده که پهنای باند قابل ملاحظه‌ای دارند و می‌توانند جایگزین شاخکها شوند. در بخش ۲ مبانی نظری ایجاد تغییر فاز در موج بازتابی توسط شاخکها بیان شده و راکتانس مداری که در یک پهنای باند معین ایجاد فاز ثابتی می‌کند، تعیین می‌گردد. در بخش ۳ و ۴ دو روش جهت تحقق این راکتانس معرفی می‌شود. نتایج عددی حاصل از این دو مدار و مقایسه آن با نتایج حاصل از شاخک مدار باز در بخش ۵ آورده شده است.



شکل ۶: قطعات میکرواستریبی قابل استفاده در مدار تغییردهنده فاز، (الف) خط انتقال ساده (ب) خم راست گوشه، (ج) ساختار π و (ج) ساختار T.



شکل ۷: ساختار مدار تغییر دهنده فاز با تلفات پیشنهادی.

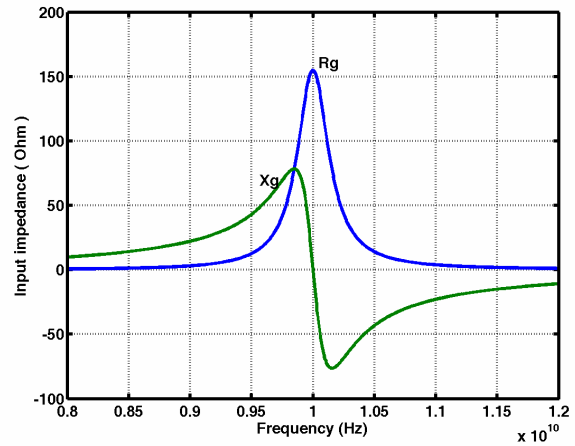
شیب مثبت می‌باشد و تحقق آن با عناصر راکتیو بی‌تلفات صورت می‌پذیرد. در شکل ۶ قطعاتی از خطوط میکرواستریبی که در تغییردهنده‌های فاز میکرواستریبی می‌توان به کار برد، نشان داده شده است. این قطعات شامل خط انتقال ساده، خم راست گوشه، ساختار π و ساختار T است. در تغییر دهنده فاز با تلفات از ترکیب خط انتقال ساده (مدار باز)، ساختار π و خم راست گوشه به همراه مقاومت استفاده شده است (شکل ۷) و در تغییر دهنده فاز بی تلفات ترکیب دو ساختار T متوالی به کار رفته است (شکل ۸).

۳- تغییر دهنده فاز راکتیو با تلفات پهن باند

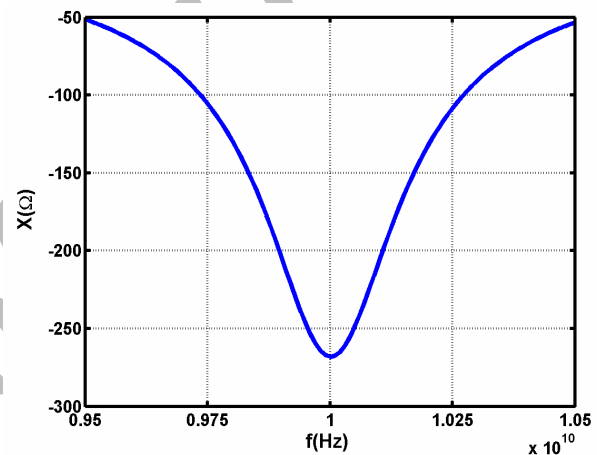
با به کارگیری قطعاتی با تلفات در تغییر دهنده فاز نیازی به ارضای شرایط قضیه فاستر (که در مورد شبکه‌های بی اتلاف صادق است)، نمی‌باشد [۹]. شکل ۷ ساختاری متشکل از خطوط انتقال و مقاومت را که می‌تواند گزینه مناسبی برای تغییر دهنده فاز پهن باند باشد، نشان می‌دهد. این مدار به یک پچ مستطیلی متصل می‌شود. پارامترهای بهینه هر بخش از مدار که شامل امپدانس مشخصه Z_0 و طول الکتریکی معادل برای $\theta = \beta l$ خطوط انتقال و همچنین اندازه مقاومت‌های مدار است با کمینه کردن تابع خطایی که با روش کمترین مربعات در یک بازه فرکانسی دلخواه به صورت زیر تعریف می‌شود، به دست می‌آید

$$\varepsilon = \sum_{k=1}^K \left| \text{angle}(\Gamma_{in,k}) - \phi \right|^2 \quad (10)$$

که در آن ϕ تغییر فاز دلخواه، K تعداد فرکانس‌های گسسته و $\Gamma_{in,k}$ ضریب انعکاس ورودی شاخک در فرکانس گسسته k ام است. در هر فرکانس ضریب انعکاس با تعیین ماتریس ABCD مدار و سپس امپدانس ورودی آن به دست می‌آید. در مدار شکل ۷ سه جزء اصلی یعنی شاخک مدار باز، خط انتقال بی اتلاف ساده و مقاومت وجود دارد. ماتریس ABCD شاخک مدار باز (T_{os})، خط انتقال بی اتلاف ساده (T_L) و مقاومت (T_R) به صورت زیر است



شکل ۴: تغییرات فرکانسی امپدانس ورودی یک پچ مستطیلی با مشخصات: تغییرات فرکانسی امپدانس ورودی یک پچ مستطیلی با مشخصات $h = 0.381$ mm و $\varepsilon_r = 2.33$ ، $L = 9.24$ mm، $W = 13.84$ mm 10 GHz.



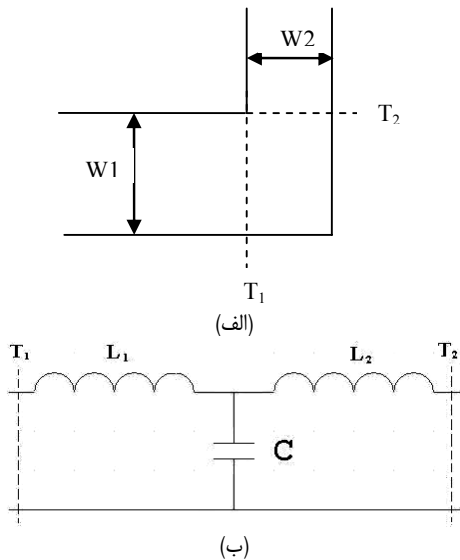
شکل ۵: تغییرات فرکانسی راکتانس ورودی مدار تغییر دهنده فاز برای تغییرفازی به اندازه 60° .

$$X_{in} = -\frac{R_g}{A} \pm \sqrt{\frac{R_g^2}{A^2} + R_g^2 + X_g^2} \quad (9)$$

R_g و X_g تابع فرکانس است و به ابعاد پچ و فرکانس تشدید بستگی دارد. به عنوان مثال، برای یک پچ مستطیلی با ابعاد $W = 13.84$ mm و $L = 9.24$ mm که بر روی زیرلایه ای با مشخصات $\varepsilon_r = 2.33$ و $h = 0.381$ mm قرار گرفته است و دارای فرکانس تشدید 10 GHz است [۶]، تغییرات بخش حقیقی و موهومی امپدانس ورودی آنتن نسبت به فرکانس در شکل ۴ با استفاده از مدل خط انتقالی پچ مستطیلی [۷] رسم شده است. در فرکانس تشدید بخش حقیقی بیشینه و بخش موهومی صفر است.

اگر بخواهیم فاز ثابتی برای Γ_{in} در یک باند فرکانسی معین داشته باشیم، باید X_{in} را با استفاده از رابطه (۹) و داده‌های شکل ۴ تعیین کنیم. در شکل ۵، راکتانس موردنیاز برای دستیابی به تغییر فازی به اندازه 60° در ضریب انعکاس نمایش داده شده است. همان گونه که در این شکل دیده می‌شود، تابع یکنوایی از فرکانس نیست. بنابر این، مطابق قضیه راکتانس فاستر [۸]، مقادیر X_{in} در بازه فرکانسی مشخص شده در شکل ۵ برای مدار بی تلفات و راکتیو صرف، قابل تحقق نیست.

در این مقاله، دو روش برای حل این مسئله پیشنهاد شده است: یک روش افزودن قطعاتی با تلفات به مدار تغییر دهنده فاز است و روش دیگر استفاده از بخشی از منحنی راکتانس بر حسب فرکانس است که دارای



شکل ۹: (الف) یک خم میکرواستریپی نامتقارن (ب) مدار معادل خم.

$$\Gamma_{in} = \frac{Z_{in} - Z_g}{Z_{in} + Z_g} \quad (19)$$

در رابطه (۱۹)، Z_g امپدانس است که در نقطه اتصال تغییر دهنده فاز به پیچ میکرواستریپی به سوی پیچ دیده می‌شود [۷]. پس از به کارگیری روش کمترین مربعات و کمینه کردن تابع خطا نسبت به Z_n ، l_n و R_m پارامترهای بهینه مدار برای تحقق خطوط انتقال با استفاده از روابط طراحی معمول برای خطوط میکرواستریپ به دست می‌آید [۱۰].

۴- تغییر دهنده فاز راکتیو بی تلفات پهن باند

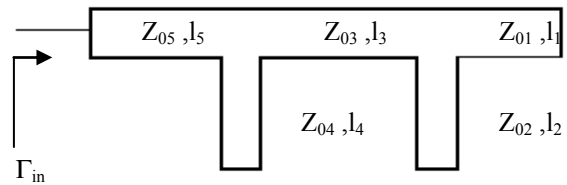
روش دوم برای تحقق تغییر دهنده فاز راکتیو پهن باند استفاده از ناحیه با شیب مثبت منحنی راکتانس X_{in} نسبت به فرکانس است (شکل ۵). این بخش از منحنی راکتانس تغییرات یکنوا نسبت به فرکانس دارد و بنابراین بر اساس قضیه فاستر می‌توان آن را برای تحقق یک مدار راکتیو بی تلفات به کار گرفت. شکل ۸ ساختار مداری متشکل از خطوط انتقال بی تلفات را که می‌تواند گزینه مناسبی برای تغییر دهنده فاز راکتیو بی تلفات باشد، نشان می‌دهد.

پارامترهای بهینه برای هر یک از اجزای مدار شامل امپدانس مشخصه Z_0 و طول l برای خطوط انتقال، بر مبنای روش کمترین مربعات مذکور در بخش ۳ محاسبه می‌گردد. ابتدا ماتریس ABCD مدار تغییر دهنده فاز با ضرب ماتریسهای ABCD اجزای آن به دست می‌آید

$$\mathbf{T} = \mathbf{T}_{L_1} \times \mathbf{T}_{os1} \times \mathbf{T}_{L_2} \times \mathbf{T}_{os2} \times \mathbf{T}_{os1} \times \mathbf{T}_{L_1} \times \mathbf{T}_{os1} \times \mathbf{T}_{L_2} \times \mathbf{T}_{os2} \times \mathbf{T}_{L_1} \times \mathbf{T}_{os1} \quad (19)$$

$$= \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}$$

پس از محاسبه امپدانس ورودی توسط معادله (۱۸) و ضریب انعکاس توسط معادله (۱۹)، تابع خطایی بر طبق معادله (۱۰) برای یک تغییر فاز دلخواه ϕ ساخته می‌شود. بالاخره، پارامترهای مدار شامل امپدانس مشخصه و طول خطوط از طریق کمینه کردن تابع خطا به دست می‌آید. همچنین در مدار شکل ۸ دو ناپیوستگی از نوع T وجود دارد. در شکل ۱۰ یک ناپیوستگی T نامتقارن و مدار معادل آن نشان داده شده است [۱۲]. ماتریس انتقال این ناپیوستگی با استفاده از ضرب ماتریسهای انتقال اجزای آن که شامل ترانسفورماتورهای دو طرف ناپیوستگی (\mathbf{T}_{na} ، \mathbf{T}_{nb})،



شکل ۸: ساختار تغییر دهنده فاز راکتیو پیشنهادی.

$$\mathbf{T}_{os} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{j}{Z_0} \tan \beta l & 1 \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$\mathbf{T}_L = \begin{bmatrix} \cos \beta l & jZ_0 \sin \beta l \\ \frac{j}{Z_0} \sin \beta l & \cos \beta l \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\mathbf{T}_R = \begin{bmatrix} 1 & R \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (13)$$

که در آن Z_0 امپدانس مشخصه خط انتقال، β ثابت انتشار، l طول قطعه خط و R اندازه مقاومت سری می‌باشد.

در رابطه (۱۱) که ماتریس انتقال یک شاخک مدار باز است، اثر انتها باز خط میکرواستریپ را با افزودن Δl به طول فیزیکی خط می‌توان مدل کرد [۱۰]

$$\Delta l = \frac{0.412h \frac{\epsilon_{eff} + 0.3}{\epsilon_{eff} - 0.258} \times \frac{w/h + 0.262}{w/h + 0.813}}{0.412h \frac{\epsilon_{eff} + 0.3}{\epsilon_{eff} - 0.258} \times \frac{w/h + 0.262}{w/h + 0.813}} \quad (14)$$

همچنین در محل اتصال خطوط میکرواستریپ به یکدیگر خم میکرواستریپ تشکیل می‌شود. مدار معادل چنین خمی در شکل ۹ نشان داده شده است. ماتریس انتقال این مدار به صورت زیر است

$$\mathbf{T}_{bend} = \begin{bmatrix} 1 - L_1 C \omega^2 & j\omega(L_1 + L_2) - jL_1 L_2 C \omega^2 \\ jC \omega & 1 - L_2 C \omega^2 \end{bmatrix} \quad (15)$$

مقادیر L_1 ، L_2 و C در این مدار در مرجع [۱۱] برحسب w_1/w_2 و به ازای w_1/h مختلف ارائه شده است. در عمل اثر خم را با بکارگیری mitering بهینه می‌توان جبران کرد.

ماتریس ABCD تغییر دهنده فاز را می‌توان به صورت زیر محاسبه کرد

$$\mathbf{T} = \mathbf{T}_{L_1} \times \mathbf{T}_{os1} \times \mathbf{T}_{R_1} \times \mathbf{T}_{os2} \times \mathbf{T}_{L_2} \times \mathbf{T}_{os1} \times \mathbf{T}_{R_2} \times \mathbf{T}_{os2} \times \mathbf{T}_{L_1} \times \mathbf{T}_{os1} \quad (16)$$

$$= \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}$$

امپدانس ورودی مداری که به باری با امپدانس Z_L ختم شده است، عبارت است از [۸]

$$Z_{in} = \frac{AZ_L + B}{CZ_L + D} \quad (17)$$

اگر امپدانس بار بی نهایت باشد، رابطه (۱۷) به صورت زیر ساده می‌شود

$$Z_{in} = \frac{A}{C} \quad (18)$$

بنابراین، ضریب انعکاس ورودی نسبت به امپدانس منبع Z_g عبارت است از

جدول ۱: ابعاد خطوط میکرواستریپ مدار شکل ۷ برای تغییر فاز -30°

	۱	۲	۳	۴	۵	۶
W (μm)	۲۱۹	۱۴۱	۴۷۵	۱۶۲	۱۱۵۵	۱۰۱۶
L (μm)	۹۳۷۱	۷۷۹۴	۱۰۱۱۰	۳۶۸۸	۹۲۴۹	۲۵۵۸
R (Ω)	۹۸	۳۰				

ارائه شده است. با توجه به اینکه مدار تغییر دهنده فاز از دو ساختار T متوالی تشکیل شده است که دهانه دوم آنها به یک شاخک مدار باز متصل است می‌توان هر یک از ماتریسهای انتقال ناپیوستگی T را با احتساب ماتریس انتقال شاخک مدار باز (رابطه ۱۱)، به صورت ماتریس انتقال دو پورته در نظر گرفت. این ماتریس به ترتیب زیر محاسبه می‌شود

$$\mathbf{T}_T = \mathbf{T}_{L_{1b}} \times \mathbf{T}_{n_b} \times \mathbf{T}_{BT} \times \mathbf{T}_{d_{1r}} \times \mathbf{T}_{osr} \times \mathbf{T}_{n_a} \times \mathbf{T}_{L_{1a}} \quad (26)$$

که در آن \mathbf{T}_{osr} ماتریس انتقال شاخک مدار باز متصل به دهانه دوم اتصال T است.

۵- نتایج عددی

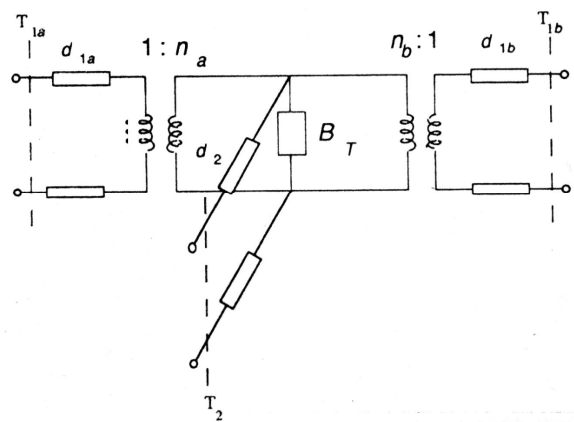
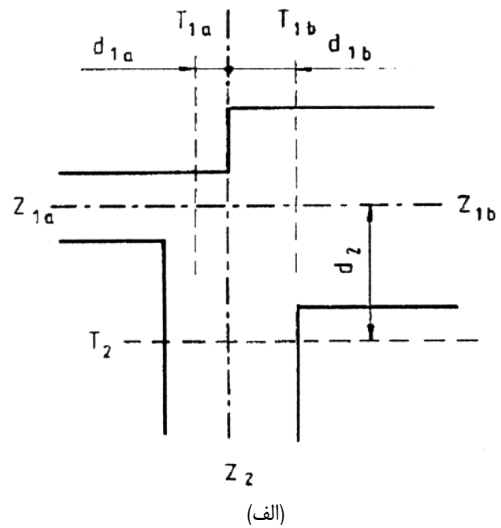
یک برنامه رایانه‌ای در محیط نرم افزار $\text{MATLAB}^{\text{®}}$ [۱۳] و بر پایه روش پیشنهادی برای هر دو ساختار راکتیو باتلفات و بی تلفات نوشته شده است.

در حالت تغییر دهنده فاز با تلفات (شکل ۷)، مقادیر اولیه برای پارامترهای مدار مانند طولهای الکتریکی، امپدانس مشخصه خطوط انتقال و اندازه مقاومتها به وسیله مولد تصادفی MATLAB همراه با قیود لازم برگزیده می‌شود. برای کمینه کردن تابع خطای (۱۰) از توابع جعبه ابزار بهینه سازی MATLAB استفاده می‌گردد. طول الکتریکی خطوط در بازه $[L_B, U_B]$ محدود گردیده است، که در آن L_B بر اساس کمترین طول قابل تحقق در عمل و U_B با توجه به محدودیت فضای میان عناصر $(\lambda_g/2)$ متناظر با فرکانس کار مرکزی برگزیده شده است. در مورد امپدانس مشخصه خطوط، حد پایینی به منظور کاهش تاثیر تشعشع ناخواسته توسط عناصر مدار (پهنای خط کمتر از $\lambda_g/4$) و حد بالایی برای جلوگیری از تحقق خطوط بسیار باریک که از نظر ساخت غیر عملی هستند (در اینجا $100 \mu\text{m}$) تعیین می‌شود. به این ترتیب تاثیر نامطلوب مدارهای تغییردهنده فاز در پرتو تشعشعی آنتن به حداقل می‌رسد.

در جدولهای ۱ تا ۳ ابعاد خطوط میکرواستریپ و اندازه مقاومتها به ترتیب برای مقادیر معین تغییر فاز -30° ، -90° و -150° و آنتن پیچ مستطیلی با فرکانس کار 10 GHz آورده شده است.

در شکل‌های ۱۱ تا ۱۳، به ترتیب پاسخ فاز ضریب انعکاس برای تغییر فازهای -30° ، -90° و -150° نشان داده شده است. پاسخ فرکانسی مدار میکرواستریبی این تغییر دهنده‌های فاز با استفاده از نرم‌افزار Microwave Office [۱۴] که قابلیت تحلیل شماتیک و تمام موج ساختارهای مسطح مایکروویو را دارد، تحلیل و رسم شده است. همان گونه که در این شکلها مشخص است، فاز مدار پیشنهاد شده و تحقق میکرواستریبی آن در پهنای باندی بیش از ۱۰٪ فرکانس مرکزی تقریباً ثابت است، در حالی که شاخک یکنواخت، دارای تغییر فاز بزرگی در این بازه است. تطابق عالی میان نتایج برنامه طراحی روش پیشنهادی و نتایج حاصل از Microwave Office وجود دارد.

در حالت تغییر دهنده فاز بی تلفات (شکل ۸) نیز مقادیر اولیه برای پارامترهای مدار مانند طولهای الکتریکی، امپدانس مشخصه خطوط انتقال و اندازه مقاومتها به وسیله مولد تصادفی MATLAB همراه با قیود لازم



شکل ۱۰: (الف) یک ناپیوستگی T نامتقارن [۱۲] و (ب) مدار معادل T.

خطوط انتقال به طولهای d_{1a} و d_{1b} ، سوسپتانس B_T (\mathbf{T}_{BT}) و قطعه خط انتقالی به طول d_r در دهانه ۲ این ناپیوستگی است (شکل ۱۰-ب)، به دست می‌آید

$$\mathbf{T}_{na} = \begin{bmatrix} \sqrt{1/n_a} & \cdot \\ \cdot & n_a \end{bmatrix} \quad (20)$$

$$\mathbf{T}_{nb} = \begin{bmatrix} n_b & \cdot \\ \cdot & \sqrt{1/n_b} \end{bmatrix} \quad (21)$$

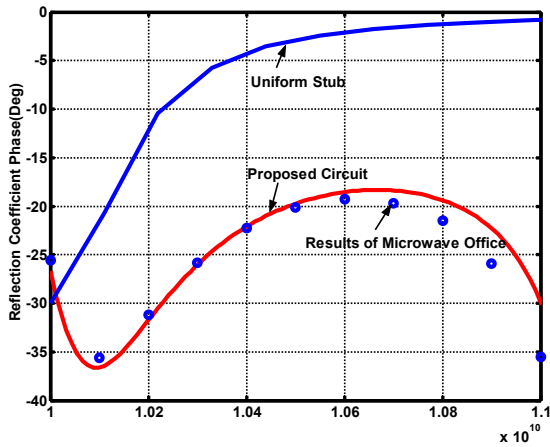
$$\mathbf{T}_{L_{1a}} = \begin{bmatrix} \cos \beta d_{1a} & jZ_{1a} \sin \beta d_{1a} \\ \frac{j}{Z_{1a}} \sin \beta d_{1a} & \cos \beta d_{1a} \end{bmatrix} \quad (22)$$

$$\mathbf{T}_{L_{1b}} = \begin{bmatrix} \cos \beta d_{1b} & jZ_{1b} \sin \beta d_{1b} \\ \frac{j}{Z_{1b}} \sin \beta d_{1b} & \cos \beta d_{1b} \end{bmatrix} \quad (23)$$

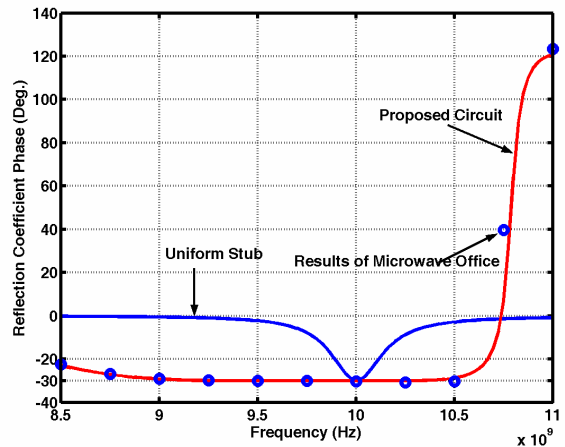
$$\mathbf{T}_{BT} = \begin{bmatrix} \cdot & \cdot \\ jB_T & \cdot \end{bmatrix} \quad (24)$$

$$\mathbf{T}_{d_r} = \begin{bmatrix} \cos \beta d_r & jZ_r \sin \beta d_r \\ \frac{j}{Z_r} \sin \beta d_r & \cos \beta d_r \end{bmatrix} \quad (25)$$

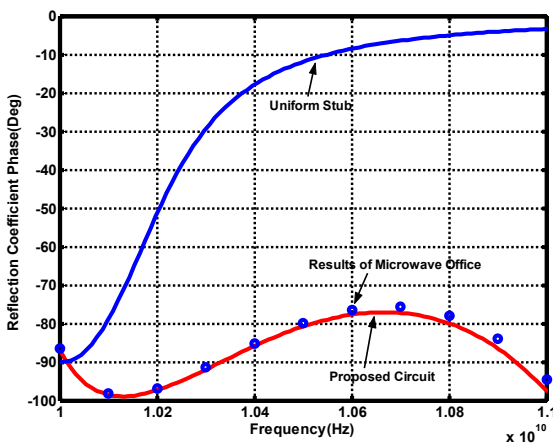
مقادیر d_r و Z_r ، Z_{1b} ، Z_{1a} ، d_{1b} ، d_{1a} ، n_b ، n_a در [۱۲]



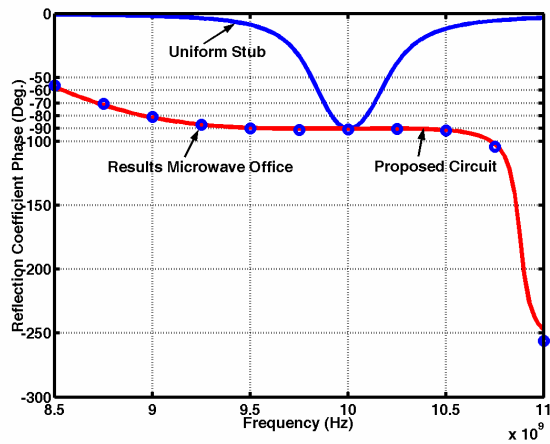
شکل ۱۴: پاسخ فاز ضریب انعکاس مدار تغییر دهنده فاز راکتیو برای تغییر فاز 30° .



شکل ۱۱: پاسخ فاز ضریب انعکاس برای تغییر فاز معین 30° در مورد تغییر دهنده فاز با تلفات و شاخک یکنواخت.



شکل ۱۵: پاسخ فاز ضریب انعکاس مدار تغییر دهنده فاز راکتیو برای تغییر فاز 90° .



شکل ۱۲: پاسخ فاز ضریب انعکاس برای تغییر فاز معین 90° در مورد تغییر دهنده فاز با تلفات و شاخک یکنواخت.

جدول ۳: ابعاد خطوط میکرواستریپ مدار شکل ۷ برای تغییر فاز 150°

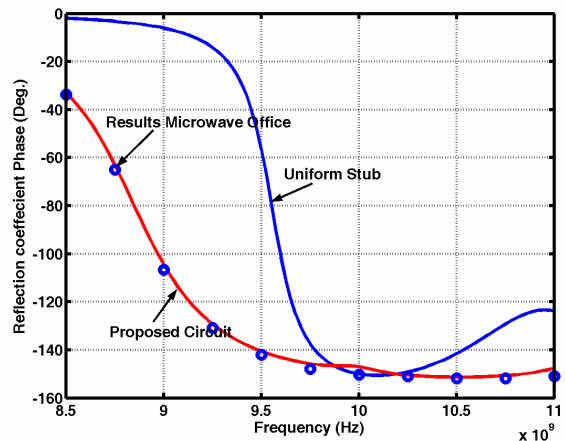
	۱	۲	۳	۴	۵	۶
$W (\mu m)$	۱۲۸	۹۳۱	۱۲۸	۸۱۶	۲۲۹۹	۲۲۹۹
$L (\mu m)$	۱۰۳۴۰	۹۷۰۰	۸۸۹۹	۱۵۶۰	۱۷۱۱	۶۶۲
$R (\Omega)$	۳۰	۳۰				

جدول ۴: ابعاد خطوط میکرواستریپ مدار شکل ۸ برای تغییر فاز 30°

	۱	۲	۳	۴	۵
$W (\mu m)$	۱۹۹۱	۱۲۸	۱۹۵۸	۱۳۵	۲۱۳
$L (\mu m)$	۳۴۶۱	۹۷۴۵	۶۹۵۱	۹۶۳۹	۱۳۷۲

جدول ۵: ابعاد خطوط میکرواستریپ مدار شکل ۸ برای تغییر فاز 90°

	۱	۲	۳	۴	۵
$W (\mu m)$	۲۰۰۱	۱۶۷۰	۱۰۱۱	۴۶۶	۴۷۱
$L (\mu m)$	۶۹۶۴	۱۷۶۷	۵۲۰	۳۶۰۹	۵۳۳

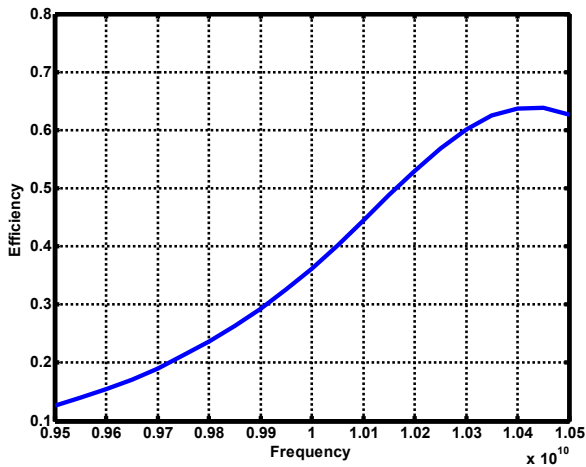


شکل ۱۳: پاسخ فاز ضریب انعکاس برای تغییر فاز معین 150° در مورد تغییر دهنده فاز با تلفات و شاخک یکنواخت.

جدول ۲: ابعاد خطوط میکرواستریپ مدار شکل ۷ برای تغییر فاز 90°

	۱	۲	۳	۴	۵	۶
$W (\mu m)$	۲۴۸	۹۳۵	۱۷۴	۲۹۲	۲۵۴	۸۶۸
$L (\mu m)$	۹۸۵۱	۹۵۰۵	۹۷۶۴	۲۵۴۰	۱۵۷۳	۱۶۲۴
$R (\Omega)$	۶۰	۳۵				

برگزیده می‌شود. برای کمینه کردن تابع خطای (۱۰) از توابع جعبه ابزار بهینه سازی MATLAB[®] استفاده می‌گردد. در جدولهای ۴، ۵ و ۶ ابعاد خطوط میکرواستریپ تغییر دهنده فاز بی تلفات، به ترتیب برای مقادیر معین تغییر فاز 30° ، 90° و 150° و آنتن پیچ مستطیلی با فرکانس کار ۱۰ GHz آورده شده است.



شکل ۱۷: بازدهی نسبت به فرکانس برای تغییر فازی به اندازه 30° .

جدول ۷: مقایسه تغییردهنده فاز باتلفات و بدون تلفات

سازگی ساخت	بازدهی	تغییر فاز با فرکانس	تغییردهنده فاز باتلفات
متوسط	متوسط	خوب	تغییردهنده فاز باتلفات
خوب	خوب	متوسط	تغییردهنده فاز بدون تلفات

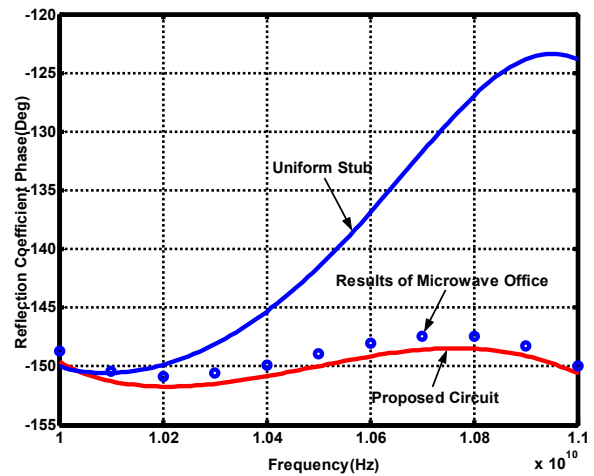
این منحنی نشان می‌دهد که بازدهی آنتن با افزایش فرکانس افزایش می‌یابد. این مسئله ناشی از مقادیر بزرگتر R_g نسبت به مقادیر R_{in} در فرکانسهای بالاتر است. در جدول ۷ دو تغییر دهنده فاز با تلفات و بدون تلفات با یکدیگر مقایسه شده‌اند.

۶- نتیجه گیری

کاربرد روش کمترین مربعات برای طراحی دو نوع تغییر دهنده فاز راکتیو با تلفات و بی تلفات در آنتنهای بازتابی و نتایج شبیه سازیها نشان می‌دهد که مدارهای ارائه شده، در محدوده فرکانسی بیش از ۱۰٪ حول فرکانس مرکزی باعث ایجاد تغییرات فاز انعکاسی کمی می‌شود. از آنجا که این محدوده، از پهنای باند فرکانسی پیچ بیشتر است می‌توان از اثر آن بر محدودیت پهنای باند آرایه بازتابی چشم پوشید. بنابراین، چنین تغییردهنده‌های فازی را می‌توان برای بالابردن پهنای باند آرایه بازتابی جایگزین شاخک یکنواخت کرد. مقادیر به دست آمده برای ابعاد اجزای مدار نیز نشان می‌دهد فضایی که این تغییر دهنده‌های فاز در فاصله میان عناصر آرایه اشغال می‌کنند، کاملاً قابل قبول است. تغییردهنده‌های فاز راکتیو باتلفات در مقایسه با تغییردهنده‌های فاز راکتیو بی تلفات، تغییرات فاز کمتری داشته و پاسخ فرکانسی بهتری دارند اما به دلیل تلفاتشان سبب کاهش بازدهی آنتن آرایه بازتابی می‌شوند. بنابر این، به هنگام تصمیم در مورد کاربرد این مدارها در آرایه بازتابی باید مصالحه ای میان تغییر فاز کمتر و بازدهی بهتر آنتن آرایه بازتابی برقرار گردد.

مراجع

- [1] R. C. Hansen, *Microwave Scannable Antennas*, Academic Press, 1966.
- [2] J. Huang, "Microstrip reflectarray and its applications," in *Proc. ISAP 96*, pp. 1177-1180, Chiba, Japan, 1996.
- [3] D. M. Pozar, S. D. Targonski, and H. D. Syrigos, "Design of millimeter wave microstrip reflectarrays," *IEEE Trans. on Antennas Propagate*, vol. 45, no. 2, pp. 287-296, Feb. 1996
- [4] J. Huang and R. J. Pogorzelski, "A Ka-band microstrip reflectarray with elements having variable rotation angles," *IEEE Trans. of Antennas Propagation*, vol. 46, no. 5, pp. 650-656, May 1998.



شکل ۱۶: پاسخ فاز ضریب انعکاس مدار تغییر دهنده فاز راکتیو برای تغییر فاز 150° .

جدول ۶: ابعاد خطوط میکرواستریپ مدار شکل ۸ برای تغییر فاز 150°

	۱	۲	۳	۴	۵
W (μm)	۴۱۲	۱۲۳۶	۱۴۳۹	۱۲۱۷	۶۶۳
L (μm)	۷۸۷۲	۴۱۵	۷۹۳	۱۵۹۱	۱۵۱۷

در شکل‌های ۱۴ تا ۱۶، پاسخ فاز ضریب انعکاس به ترتیب برای تغییر فازهای 30° ، 90° و 150° نشان داده شده است.

همان گونه که در این شکلها مشخص است، تطابق عالی میان نتایج برنامه طراحی ما و نتایج حاصل از Microwave Office وجود دارد. فاز مدار راکتیو پیشنهاد شده و تحقق میکرواستریبی آن در پهنای باندی به اندازه ۱۰٪ فرکانس مرکزی تغییرات کمی دارد در حالی که شاخک یکنواخت، دارای تغییر فاز بزرگی در این بازه است. بنابراین، به علت اینکه پیچ مستطیلی دارای پهنای باند باریکی است (کمتر از ۵٪ [۱۵])، اثر مدار تغییر دهنده فاز پیشنهادی در محدودکردن پهنای باند آرایه بازتابی قابل چشم پوشی است.

همان گونه که از مقایسه شکل‌های ۱۱ تا ۱۳ با شکل‌های ۱۴ تا ۱۶ مشاهده می‌شود، تغییر دهنده فاز با تلفات با تغییر فرکانس، خطای فاز کمتری در مقایسه با تغییر دهنده فاز راکتیو بی تلفات نشان می‌دهد. این امر به دلیل وجود تلفات است که باعث کاهش Q مدار می‌شود. اما، از سوی دیگر، تلفات در مدار سبب کاهش بازدهی آرایه بازتابی می‌گردد. بازدهی آنتن پیچ میکرواستریبی با تغییر دهنده فاز با تلفات به آسانی به صورت زیر به دست می‌آید

$$\eta = \frac{P_r}{P_{in} + P_r} \quad (26)$$

که در آن P_r و P_{in} به ترتیب توان تشعشعی در آنتن پیچ و توان تلف شده در تغییردهنده فاز است. اگر آنتن و تغییردهنده فاز را به صورت دو شبکه تک قطبی با امپدانس ورودی $Z_g = R_g + jX_g$ برای آنتن و $Z_{in} = R_{in} + jX_{in}$ برای تغییردهنده فاز مدل کنیم، بازدهی مجموعه آنها را می‌توان به صورت زیر نوشت

$$\eta = \frac{R_g}{R_{in} + R_g} \quad (27)$$

شکل ۱۷ نمودار بازدهی را نسبت به فرکانس برای تغییر فازی به اندازه 30° نشان می‌دهد.

الکترومغناطیس در گرایش میدانها و امواج گروه مخابرات می‌باشد. در یک دوره دو ساله به عنوان سرپرست گروه مخابرات انجام وظیفه کرد. ایشان سرپرستی پروژه‌های کارشناسی، کارشناسی ارشد و دکتری متعددی را برعهده داشته‌اند و کتابهای مختلفی را تالیف کرده‌اند مانند: آشنایی با اسلام، الکترومغناطیس جلد اول الکتروسیسته ساکن، جلد دوم مغناطیس ساکن، میدانها و امواج، تحلیل و طراحی آنتن (به عنوان کتاب سال جمهوری اسلامی ایران در سال ۱۳۷۵ انتخاب شد)، میدانهای الکترومغناطیس.

فعالیت پژوهشی ایشان در زمینه روشهای عددی برای تحلیل و طراحی آنتنها، ابزارهای میکروویو، انتشار امواج رادیویی می‌باشد. یکی از پروژه‌های تحقیقاتی ایشان در سال ۱۳۸۰ به عنوان طرح برگزیده دانشگاه علم و صنعت ایران انتخاب شد. نامبرده بیش از ۱۰۰ مقاله علمی در مجلات و کنفرانسهای بین المللی ارائه نموده است و عضو ارشد انجمن مهندسين برق و الكترونیک (IEEE) است. در تابستان ۱۳۸۲ مدت دو ماه را به عنوان استاد مدعو در دانشگاه تسوکوبا ژاپن گذراند و یک دوره ۶ ماهه فرصت مطالعاتی از شهریور تا بهمن ماه ۱۳۸۴ را در این دانشگاه گذرانده است.

کیان قیباد درجه کارشناسی خود را در رشته مهندسی برق - الکترونیک در سال ۱۳۶۶ و درجه کارشناسی ارشد و دکتری خود را در رشته مهندسی برق - مخابرات از دانشگاه علم و صنعت ایران به ترتیب در سالهای ۱۳۷۱ و ۱۳۸۴ دریافت نموده است. ایشان از سال ۱۳۷۱ تا ۱۳۷۴ در پژوهشکده الکترونیک و مخابرات شهید بهشتی و از سال ۱۳۷۴ تا ۱۳۷۷ در مرکز تحقیقات نیرو مشغول به کار بوده‌اند و از سال ۱۳۷۷ تاکنون نیز به استخدام شرکت صنایع الکترونیک ایران (صا ایران) در آمده‌اند. زمینه‌های مورد علاقه ایشان روشهای عددی در آنتن‌های میکرواستریپی، مدارهای RF، شبکه‌های VHF و مخابرات ماهواره‌ای می‌باشد و تاکنون ۲۲ مقاله علمی ایشان در مجلات و کنفرانس‌های بین‌المللی، داخلی و خارجی پذیرفته شده و یا ارائه گردیده است.

شهرام حسین زاده تحصیلات خود را در مقاطع کارشناسی، کارشناسی ارشد و دکتری مخابرات به ترتیب در سالهای ۱۳۷۵، ۱۳۷۸ و ۱۳۸۴ از دانشگاه علم و صنعت ایران به پایان رسانده است و هم اکنون استادیار دانشکده مهندسی دانشگاه تربیت معلم آذربایجان می‌باشد. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارتند از: آنتن، انتشار امواج رادیویی، طراحی شبکه‌های رادیویی، سازگاری الکترومغناطیسی و ریاضی کاربردی.

- [5] M. R. Chaharmir., J. Shaker, M. Cuhaci, and A. Sebak "Reflectarray with slots of varying length on ground plane," in *Proc. IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp.*, vol. 3, pp. 144-147, 2002.
- [6] R. D. Javor, X. D. Wu, and K. C., "Design and performance of a microstrip reflectarray antenna," *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 43, no. 9, pp. 932-939, Sep. 1995.
- [7] A. Van de Capelle, *Transmission Line Model for Rectangular Microstrip Antennas*, Microstrip Antenna Handbook. London, U. K.: Peter Peregrinus, 1989, Ch. 10.
- [8] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, Addison-Wesely Publishing Company, second edition, 1998.
- [9] H. Oraizi and K. Keyghobad, "Novel broadband phase shifter for microstrip reflectarray antennas," in *Proc IST 2005*, vol. 1, pp. 435-439, Shiraz, Iran, 10-12 Sep. 2005.
- [10] T. C. Edwards, *Foundations for Microstrip Circuit Design*, John Wiley & Sons, second edition, 1992.
- [11] P. Anders and F. Amdt, "Microstrip discontinuity capacitances and inductances for double steps, mitered with arbitrary angle and asymmetric right-angle bends," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 28, no. 11, pp. 1213-1217, Nov. 1980.
- [12] E. Hammerstad, "Computer-aided design of microstrip couplers with accurate discontinuity models," in *Proc MTT-S Int. Microwave Symposium Digest*, vol. 81, no. 1, pp. 54-56, Jun. 1981.
- [13] <http://www.mathworks.com>
- [14] <http://www.appwave.com>
- [15] P. Bhartia, K. V. S. Rao, and R. S. Tomar, *Millimeter-Wave Microstrip and Printed Circuit Antennas*, Artech House Inc., 1991.

همایون عریضی دانشنامه کارشناسی مهندسی برق را در سال ۱۳۴۶ از دانشگاه آمریکایی بیروت، لبنان، دانشنامه‌های کارشناسی ارشد و دکتری را به ترتیب در سالهای ۱۳۴۸ و ۱۳۵۲ از دانشگاه سیراکیوز، ایالت نیویورک آمریکا اخذ کرد. از سال ۱۳۵۲ تا ۱۳۵۳ به عنوان استادیار در دانشکده برق دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی تدریس کرد. از سال ۱۳۵۳ تا ۱۳۶۳ در یگان مخابرات صنایع الکترونیک ایران در شیراز به عنوان مهندس سیستم، سرپرست و رئیس بخش مهندسی سیستم و مشاور فنی یگان مخابرات در زمینه سیستم‌های مخابرات HF/VHF/UHF فعالیت کرد. از سال ۱۳۶۳ تا ۱۳۶۴ به عنوان کارشناس فنی در قسمت مهندسی پشتیبانی مجتمع صنایع دفاع اصفهان کار کرد. در سال ۱۳۶۴ به عنوان استادیار به دانشکده مهندسی برق دانشگاه علم و صنعت ایران منتقل شد. در سال ۱۳۷۳ به دانشیاری و در سال ۱۳۷۸ به استادی ارتقاء یافت. فعالیت آموزشی ایشان شامل تدریس دروس مختلف مهندسی