

طراحی و ساخت شیفت دهنده های فاز غیر فعال فوق باند پهن فرکانس بالا با ساختار مایکرو استریپی تک لایه

حبیب اله زلفخانی^۱ علیرضا شریفی^۲

۱- استادیار- گروه مهندسی برق - دانشکده مهندسی - دانشگاه زنجان- زنجان- ایران
h.zolfkhani@znu.ac.ir

۲- استادیار- گروه مهندسی برق - دانشکده مهندسی - دانشگاه زنجان - زنجان- ایران
sharifi@znu.ac.ir

چکیده: در این مقاله روشی برای طراحی و پیاده سازی شیفت دهنده فاز فوق پهن باند در محدوده فرکانسی ۱۸-۶ GHz با پهنای باند نسبی حدود صد درصد ارائه شده که ساختار آن از خطوط انتقال مایکرو استریپ همراه با استابهای اتصال کوتاه تشکیل شده است. این ساختار در مقایسه با شیفت دهنده های فاز مرسوم که از خطوط کوپل شده و ساختارهای چند لایه استفاده میکنند، از لحاظ پیاده سازی و ساخت ساده تر بوده و با این روش طراحی و بهینه سازی میتوان میزان شیفت فاز دلخواه را در حالتی که امپدانسهای ورودی و خروجی اختیاری باشند، ایجاد نمود. با روش بهینه سازی کمترین مربع خطا مقادیر ابعاد مدار بدست می آید. برای طراحی شیفت دهنده های فاز، یک برنامه کامپیوتری که از مدل‌های مداری خطوط مایکرو استریپ و روابط شبکه های مایکروویو استفاده میکند نوشته شده و نتایج آن توسط نرم افزارهای تمام موج الکترومغناطیسی با در نظر رفتن تاثیر اتصالات T بهبود یافته است. شیفت دهنده فاز ۴۵ درجه در حالتی که امپدانسهای ورودی و خروجی برابر با ۵۰ اهم باشند، طراحی، شبیه سازی و ساخته شد. همچنین شیفت دهنده فاز ۹۰ درجه در حالتی که امپدانسهای ورودی و خروجی نامساوی و برابر با ۵۰ و ۷۵ اهم باشند طراحی و شبیه سازی شد. بررسی نتایج بدست آمده از شبیه سازی تمام موج و پیاده سازی عملی ساختار در مورد ضرایب انعکاس و انتقال و شیفت فاز، مشخص میکند که اهداف طراحی تا حدود زیادی برآورده شده اند.

واژه‌های کلیدی: شیفت دهنده فاز تفاضلی، بهینه سازی، طراحی به کمک کامپیوتر، تطبیق امپدانس، مدارات تک لایه

DOI: 10.52547/jiaeee.19.3.47

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۹/۰۵/۱۵

تاریخ پذیرش مشروط مقاله: ۱۴۰۰/۰۷/۲۴

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۰/۰۸/۱۶

نام نویسنده‌ی مسئول: دکتر حبیب اله زلفخانی

نشانی نویسنده‌ی مسئول: گروه مهندسی برق - دانشکده مهندسی - دانشگاه زنجان - زنجان- ایران

۱- مقدمه

شیفت دهنده‌های فاز و مبدل‌های امپدانس فوق پهن باند در فرستنده‌ها و گیرنده‌های مخابراتی و آنتن‌های رای‌ای کاربردهای فراوانی دارند. بخصوص استفاده از شیفت دهنده‌های فاز در آنتن‌های چند بیمه [۱] و تقویت کننده‌های چند کاناله [۲] اجتناب‌ناپذیر است. در شیفت دهنده‌های فاز دیفرانسیلی، اختلاف فاز بین سیگنال عبوری از مسیر اصلی نسبت به مسیر تاخیری مقایسه می‌شود. شیفت دهنده‌های فاز در دو نوع فعال و غیرفعال ساخته می‌شوند. شیفت دهنده فاز فعال که بصورت الکترونیکی قابل کنترل است در محدوده باند Ku طراحی و پیاده‌سازی شده است [۳]. شیفت دهنده‌های فاز در حالت غیرفعال از نظر متعادل بودن دامنه و هزینه کمتر، نسبت به حالت فعال دارای مزایای قابل توجهی است. تاکنون روش‌های متنوعی برای پیاده‌سازی شیفت دهنده‌های پهن باند دیفرانسیلی غیرفعال ارائه شده‌اند. در ساخت بسیاری از شیفت دهنده‌های فاز باند پهن از خطوط انتقال کوپل شده استریپلین استفاده شده است [۴]. شیفت دهنده فاز شیفر با خطوط انتقال کوپل شده مایکرواستریپ با در نظر گرفتن سرعت فازهای متفاوت در مودهای زوج و فرد تحلیل شده‌اند [۵]. استفاده از خطوط کوپل شده مایکرواستریپ بجای خطوط انتقال کوپل شده استریپلین، به دلیل اینکه ثابت انتشار مودهای زوج و فرد در آنها برابر نیستند، عملکرد شیفت دهنده فاز شیفر را محدود می‌کند. استفاده از خطوط کوپل شده متوالی چند قسمتی پهنای باند کوپل‌های جهتی و شیفت دهنده فاز شیفر را افزایش داده است. به همین دلیل این تکنیک برای پیاده‌سازی شیفت دهنده فاز ۹۰ درجه و ۱۸۰ درجه پهن باند استفاده شده است [۶]. برای افزایش میزان کوپلینگ و پهنای باند از خطوط کوپل شده نامتقارن استفاده شده که یکی از این خطوط در ساختار خطوط کوپل شده، خط مایکرواستریپ معمولی بوده و خط دیگر خط انتقال اینتردیجیتال است [۷].

مشکل اصلی در طرح‌های مذکور این است که برای ایجاد کوپلینگ قوی لازم است که فاصله بین خطوط کوپل شده خیلی کم باشد یا باید از خطوط انتقال بسیار نازک برای پیاده‌سازی ساختار اینتردیجیتال استفاده شود که در برخی موقعیتها با مشکلات ساخت مواجه می‌شویم و خطای حک کاری محدوده فرکانسی عملکرد این ساختارها را عملاً به ۱۰ GHz محدود می‌کند.

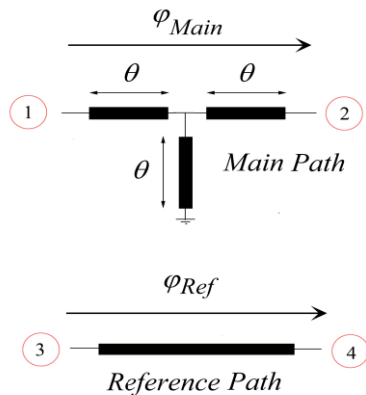
تحلیل و طراحی و ساخت شیفت دهنده‌های فاز در اسیلاتورها و فیلترها نیز اهمیت زیادی دارد. تحلیل ترویج و دقت فاز اسیلاتورها در ایجاد خروجی‌های متعادل با دقت بالا و عملکرد نویز فاز مطلوب از چالش‌های مهم طراحی است. یک شیفت فاز در مسیر ترویج می‌تواند یک سیگنال با شیفت فاز موثر جهت بهبود حساسیت فاز و عملکرد ترویج ایجاد نماید. شیفت فاز با دقت بالا برای بهینه‌سازی ساختار و پایداری اسیلاتورها لازم است. تکنیک‌های پایداری فاز در مسیرهای مختلف با استفاده از ترکیبات ترانزیستوری بعمل می‌آید که کارکرد آنها به نقطه بایاس و فرکانس قطعات الکترونیکی بستگی دارد که

ساختار را پیچیده و بخصوص عرض باند را محدود می‌کند [۸]. در فیلترهای میانگذر تک بانده و دو بانده تغییر دهنده‌های فاز نقش دارند. تابع انتقال چنین ساختارهایی بصورت تابعی از فاز مسیرهای مختلف بیان می‌شوند. طول الکتریکی و پدیده تشدید منجر به تنظیم و بهینه سازی عملکرد آنها می‌گردد. همه این موارد با فاز سیگنال در مسیرهای مختلف امکان‌پذیر است [۹].

ساختارهای دیگری هم برای ساخت شیفت دهنده‌های فاز ابداع شده‌اند که از خطوط انتقال کوپل شده مایکرواستریپ استفاده نکرده‌اند. در شیفت دهنده فاز فوق پهن باند در محدوده ۵/۹ GHz - ۱/۳، از ساختارهای چند لایه استفاده شده است که از طریق اسلات بصورت برودساید به هم کوپل می‌شوند [۱۰]. ساختارهای چند لایه در MMIC ها که معمولاً تک لایه هستند کاربرد چندانی پیدا نمی‌کنند. از طریق ایجاد کوپلینگ بین مایکرواستریپ و اسلات لاین، شیفت‌دهنده فاز پهن باند در محدوده فرکانسی ۳/۱-۱۰/۶ GHz و با شیفت فاز در محدوده ۲۷-۴ درجه ایجاد شده است [۱۱]. در خارج از این محدوده برای شیفت فاز دهنده، طرحی ارائه نشده است. در این ساختار خطوط اسلات لاین از طریق برداشتن فلز از روی سطح زمین ایجاد شده‌اند. این ساختار نیاز به ایجاد طرح در هر دو صفحه بالای زیر لایه و صفحه زمین نیاز دارد و به دلیل وجود ساختار زمین معیوب شده در فرکانسهای بالا، تلفات تشعشعی دارند. در طرح دیگری ترکیبی از خطوط انتقال مایکرواستریپ و استابهای مدار باز با طول یک دوم طول موج برای ایجاد شیفت فاز پهن باند استفاده شده است [۱۲]. مزایای طرح این است که در آن از خطوط کوپل شده مایکرو استریپ استفاده نشده است و ساختار آن تک لایه بوده و صفحه زمین هم تغییر داده نمی‌شود. اما این ساختار پهنای باند کمی داشته و برای کاربردهای باند وسیع مناسب نمی‌باشد و به دلیل اینکه از استابهای نیم طول موج مدار باز استفاده می‌کند، ابعاد ساختار بزرگ می‌شود. برای برطرف کردن این عیب از استاب مدار باز T شکل استفاده شده است. بجای اتصال T از دو خط انتقال چند قسمتی شعاعی استفاده شده است که پهنای باند را نیز افزایش داده است و میزان شیفت فاز $90^\circ \pm 9^\circ$ بوده است [۱۳]. بهر حال در این طرحها تنها شیفت فاز ۹۰ درجه پیاده‌سازی شده و ظاهراً در پیاده‌سازی شیفت فازهای کمتر از ۹۰ درجه با مشکل مواجه بوده‌اند.

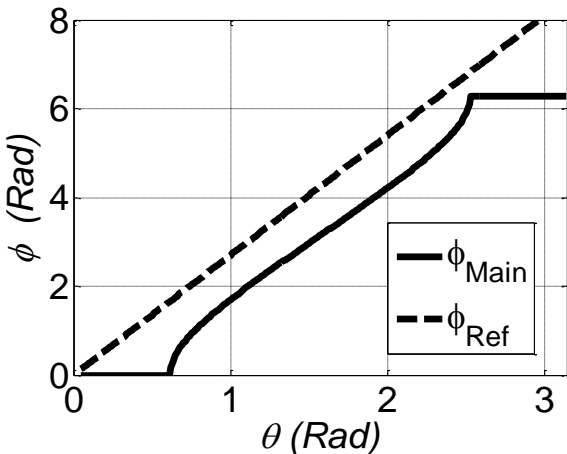
در تقسیم کننده‌های توان با نسبت دلخواه و ایزولاسیون مطلوب با استفاده از مقسم توان ویلکینسون، فاز در دهانه‌های متعادل و نامتعادل عملکرد آنها را تعیین می‌کند. برای حل مشکل عدم ثبات تغییر فاز در پهنای باند وسیع از پایدارسازی فاز در کنار تغییر دهنده‌های فاز استفاده می‌شود. روش کمترین مربعات که تابع خطا را براساس اختلاف فاز ۱۸۰ درجه بین دهانه‌های متعادل را بهینه و مینیمم می‌کند به نتیجه اختلاف فاز بین خروجی‌های متعادل بین ۱۷۰ تا ۱۸۰ درجه منجر می‌شود اما انعطاف‌پذیری کمتری در اختلاف فازهای غیر از ۱۸۰ درجه دارد [۱۴].

روش نشان می‌دهند که امپدانس ورودی به ازای مقادیر مختلف طول الکتریکی و رنج فرکانسی وسیعی ثابت و همان ۵۰ اهم است و اختلاف فاز بین مسیر اصلی و مسیر مرجع مقدار ثابت بوده و تضعیف قابل صرف نظر کردن است.



شکل (۱): مسیره‌های اصلی و مرجع در شیفت دهنده فاز تک قسمتی

با توجه به اینکه در شکل ۱، برای مسیر مرجع از خط انتقال معمولی استفاده شده است که طول فیزیکی آن ضریبی از طول فیزیکی خطوط انتقال بکار برده شده در شاخه اصلی می‌باشد، لذا میزان تاخیر فاز آن متناسب با θ می‌باشد و منحنی ϕ_{Ref} برحسب θ خطی می‌شود. در شکل ۲ میزان تاخیر طول خط مرجع به نحوی تنظیم شده است که $\phi_{Ref} - \phi_{Main}$ در محدوده وسیعی تقریباً ثابت می‌ماند. چنانچه ملاحظه می‌شود ϕ_{Ref} / θ کمی از ۲ بزرگتر است.



شکل (۲): میزان اختلاف فاز ϕ_{Main} در مسیر اصلی از دهانه ۱ تا دهانه ۲ و میزان اختلاف فاز ϕ_{Ref} در مسیر مرجع از دهانه ۳ تا ۴ در شبکه شکل ۱

مقایسه این ساختار از لحاظ مشخصات فاز با شیفت دهنده فاز شیفمن جالب به نظر می‌رسد. در شکل ۳ شیفت دهنده فاز شیفمن به همراه خط مرجع نشان داده شده است. برای حالت $\rho = \frac{Z_{0e}}{Z_{0o}} = 10$ ،

تطبيق امپدانس بصورت پهن باند در مدارات مخابراتی نیز امری اجتناب ناپذیر است زیرا امپدانسهای ورودی و خروجی مدارات فرستنده و گیرنده و آنتنها و شیفت دهنده‌های فاز لزوماً امپدانس استاندارد ۵۰ اهم نمی‌باشد. تا جایی که نویسندگان می‌دانند کلیه تحقیقاتی که تاکنون در زمینه شیفت دهنده‌های فاز انجام شده اند امپدانسهای منبع و بار را برابر با ۵۰ اهم فرض کرده‌اند. در صورتی که امپدانس بار از مقدار استاندارد متفاوت باشد لازم است مدارات تطبيق امپدانس مربوطه نیز در حالت فوق پهن باند طراحی شوند و پس از مدار شیفت دهنده فاز قرار بگیرند که این مسئله باعث پیچیدگی طراحی و بزرگ شدن ابعاد کلی سیستم‌های مخابراتی می‌شوند. طرحهایی که تاکنون ارائه شده‌اند حداکثر تا فرکانس ۱۰/۶ GHz عمل می‌کنند و تاکنون در محدوده‌های فرکانسی بالاتر طرحی ارائه نشده است. در این مقاله روشی برای طراحی و پیاده‌سازی شیفت دهنده فاز تفاضلی فوق پهن باند در محدوده فرکانسی ۱۸-۶ GHz ارائه شده است که می‌تواند با استفاده از یک ساختار تک لایه که صفحه زمین در آن تغییر نیافته است بدون استفاده از خطوط کوپل شده مایکرواستریپ، بطور همزمان شیفت فاز دلخواه و تطبيق امپدانسهای دلخواه را بنحوی که معیارهای طراحی برآورده شوند ایجاد کند. این ساختار نسبتاً ساده که متشکل از ترکیب سری خطوط انتقال مایکرواستریپ و استابهای اتصال کوتاه شده است برای پیاده‌سازی شیفت دهنده فاز مورد نظر استفاده شده است. در قسمت دوم مقاله در مورد ساختار هندسی پیشنهادی و تحلیل تئوری و روش طراحی توضیحاتی ارائه می‌شود. در قسمت سوم روش کمترین مربع خطا و روابط مداری و تحلیل الکترومغناطیسی بکار گرفته می‌شود. در قسمت چهارم و پنجم با توجه به رنج فرکانسی و کمیتهای توصیف کننده عملکرد بهینه‌سازی و طراحی انجام شده و نتایج شبیه‌سازی و ساخت ارائه شده‌اند.

۲- المانهای اصلی مایکرواستریپی شیفت فاز دهنده

ساختار مداری که از خطوط مایکرو استریپ و استابهای اتصال کوتاه تشکیل شده است از لحاظ تغییرات فاز نسبت به فرکانس رفتاری مشابه با شیفت دهنده فاز شیفمن دارد که از خطوط کوپل شده مایکرو استریپ تشکیل شده است. در شکل ۱ دو خط انتقال مایکرو استریپ و یک استاب اتصال کوتاه دیده می‌شود که امپدانس مشخصه کلیه خطوط ۵۰ اهم بوده و طول الکتریکی آنها همانطوریکه در شکل نشان داده شده θ می‌باشد. امپدانس مشخصه خط انتقال موجود در مسیر مرجع نیز ۵۰ اهم فرض شده و امپدانس کلیه دهانه‌ها نیز برابر با امپدانس استاندارد ۵۰ اهم است. یک مدل مناسب برای تحلیل و طراحی چنین ساختارهایی استفاده از ماتریس انتقال و ماتریس پراکندگی و روابط تبدیلی بین آنهاست.

ماتریس انتقال شبکه سه خط انتقالی از ضرب ماتریس انتقال شبکه‌های پشت سرهم قابل محاسبه است. انجام تحلیل براساس این

دهانه‌های ورودی و خروجی و اختلاف فاز دلخواه بین مسیرهای اصلی و مرجع را از طریق تنظیم امپدانس‌های مشخصه و طولهای الکتریکی خطوط انتقال بکار رفته در این ساختار ایجاد کرد. در مثال طراحی حالتی را در نظر می‌گیریم که امپدانسهای ورودی - خروجی برابر با مقدار استاندارد ۵۰ اهم باشد و بخواهیم تغییر فاز ۴۵ درجه را داشته باشیم.

۳- طراحی ساختار شیفت دهنده فاز با استفاده

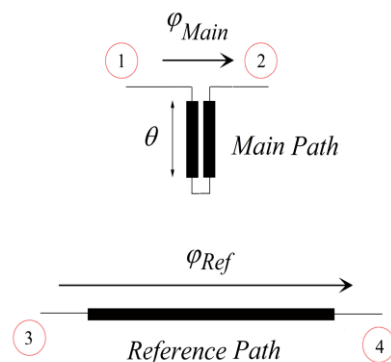
از روش بهینه سازی کمترین مربع خطا

برای طراحی از روش بهینه سازی کمترین مربع خطا استفاده می‌شود. هدف از طراحی این ساختار ایجاد شیفت فاز مشخص برحسب درجه در محدوده فرکانسی ۶-۱۸ GHz است به نحوی که ضرایب انعکاس از دید مسیرهای اصلی و مرجع نیز حتی الامکان کوچک باشد. در واقع انعکاس در باند عبور در مسیر اصلی و مرجع مقدار لحاظ شده را داشته باشد و اختلاف فاز بین دو مسیر نیز مقدار خواسته شده را برآورد. تمام اهداف طراحی در رابطه زیر گنجانده شده است. تعداد نقاط بهینه سازی در رنج فرکانسی بر طبق حجم محاسبات تعیین می‌شود. تابع خطای زیر در نظر گرفته شده است.

$$Error = 2 \sum_{n=1}^{40} [20 \log |\bar{S}_{Main_{11,n}}| + 30]^2 + \sum_{n=1}^{40} [20 \log |\bar{S}_{REF_{11,n}}| + 30]^2 + \sum_{n=1}^{40} [(\angle \bar{S}_{Main_{21,n}} - \angle \bar{S}_{REF_{21,n}}) - 45^\circ]^2 \quad (1)$$

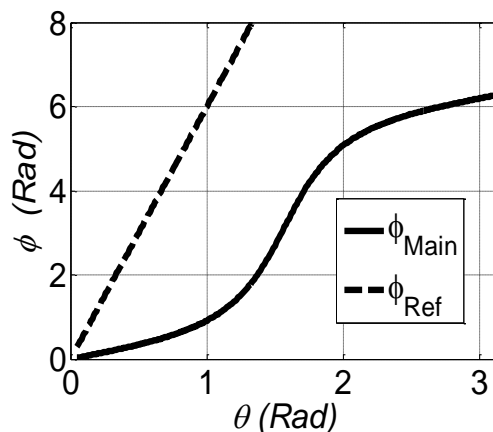
بمنظور افزایش پهنای باند، در مسیر اصلی و مسیر مرجع از ساختاری مشابه با شکل ۱ اما در حالت چند قسمتی استفاده شده است. تعداد قسمتها در مسیر اصلی ۵ قسمت و در مسیر مرجع ۴ قسمت در نظر گرفته شده است. طول و عرض کلیه خطوط انتقال بصورت متغیر در فرآیند بهینه‌سازی ابعاد وارد می‌شوند. طول و عرض خطوط انتقالی که بصورت سری به دهانه‌های ورودی و خروجی و به یکدیگر در مسیر اصلی متصل می‌شوند به ترتیب با LS_i و WS_i مشخص شده‌اند و طول و عرض خطوط انتقال مشابه در مسیر مرجع با $LSREF_j$ و $WSREF_j$ نمایش داده می‌شود. همچنین طول و عرض استابهای اتصال کوتاه شده در مسیر اصلی با LB_i و WB_i مشخص شده‌اند. طول و عرض استابهای مشابه بکار برده شده در مسیر مرجع با $LBREF_j$ و $WBREF_j$ نشان داده می‌شود. ابعاد چند خط انتقال بعنوان نمونه در شکل ۵ مشخص شده‌اند. در اینجا فرض شده است که امپدانس مشخصه کلیه دهانه‌ها ۵۰ اهم باشند. برای سادگی در ساخت و اتصال کانکتورها به مدار طراحی شده، یک تکه خط انتقال با طول 3mm و عرض 1.175 mm به هر یک از دهانه‌های ورودی - خروجی در مسیرهای مرجع و اصلی متصل شده است.

که متناظر با حالتی است که کوپلینگ بسیار شدیدی بین خطوط مایکرو استریپ ایجاد میشود و فاصله بین آنها باید خیلی کم باشد. در شکل ۴ رسم شده است.



شکل (۳): شیفت دهنده فاز شیفتن به همراه خط مرجع

در شکل ۴ نیز طول خط مرجع به نحوی تنظیم شده است که نسبت $\phi_{Ref} - \phi_{Main} / \theta$ تقریباً برابر با ۶ میشود. از مقایسه شکل ۲ و ۴ مشخص است که اولاً پهنای باند ساختار شکل ۱ از ساختار شکل ۳ بالاتر است و ثانياً برای ثابت نگه داشتن اختلاف فاز $\phi_{Ref} - \phi_{Main}$ در محدوده پهنای باند، طول خط مرجع برای ساختار شکل ۱ تقریباً نصف طول خط مرجع لازم برای ساختار شکل ۳ میباشد و لذا ابعاد مسیر مرجع کوچکتر می‌شود.



شکل (۴): میزان اختلاف فاز ϕ_{Main} در مسیر اصلی از دهانه ۱ تا دهانه ۲ و میزان اختلاف فاز ϕ_{Ref} در مسیر مرجع از دهانه ۳ تا ۴ در شبکه

شکل ۳

مشکل ساختار شکل ۱ این است که پهنای باند آن هنوز به اندازه ای بزرگ نیست که برای کاربردهای فوق پهن باند مناسب باشد. همچنین این ساختار در حالت خاص تحلیل شده که در آن امپدانسها و طولهای الکتریکی کلیه خطوط انتقال با هم برابر باشند. می‌توان از طریق چند قسمتی کردن ساختار این شکل و تغییر در ساختار خط مرجع، پهنای باند آنرا بهبود داده و امکان ایجاد تطبیق امپدانس بین

فرکانسی هم بصورت روابط بسته در برنامه کامپیوتری در نظر گرفته شده‌اند [۱۵]. در رابطه (۲)، ماتریس انتقال مربوط به استاب اتصال کوتاه i ام در فرکانس f می‌باشد و از رابطه زیر بدست می‌آید

$$[TB_{i,f}] = \begin{bmatrix} \frac{1}{ZB_{i,f} \tanh \gamma B_{i,f} LB_i} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4)$$

که در این رابطه $B_{i,f} = \alpha B_{i,f} + j\beta B_{i,f}$ ثابت انتشار و $ZB_{i,f}$ امپدانس مشخصه خط انتقال تشکیل دهنده استاب i ام در فرکانس f است.

مشابه با روشی که در محاسبه ماتریس پراکندگی نرمالیزه شده برای شبکه مسیر اصلی در بالا استفاده شد، ماتریس پراکندگی نرمالیزه شده برای شبکه مسیر مرجع نیز از ماتریس انتقال آن قابل محاسبه است. ماتریس انتقال این شبکه از رابطه زیر بدست می‌آید. این شبکه بصورت چهار قسمتی در نظر گرفته شده بنابراین

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{REF,f} = \left(\prod_{i=1}^4 [TSREF_{i,f}] [TBREF_{i,f}] \right) [TSREF_{5,f}] \quad (5)$$

که در این رابطه مشابه با (۳) و (۴)

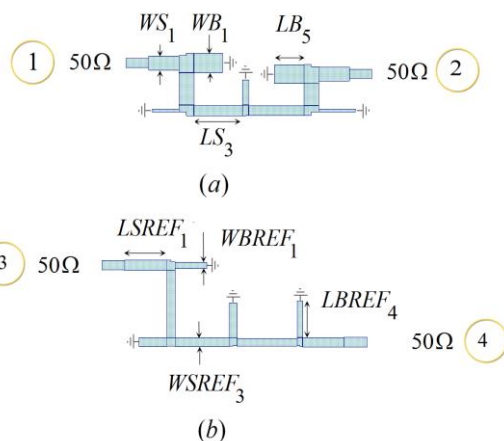
$$[TSREF_{i,f}] = \begin{bmatrix} \cosh \gamma SREF_{i,f} LSREF_i & ZSREF_{i,f} \sinh \gamma SREF_{i,f} LSREF_i \\ \frac{1}{ZSREF_{i,f}} \sinh \gamma SREF_{i,f} LSREF_i & \cosh \gamma SREF_{i,f} LSREF_i \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$[TBREF_{i,f}] = \begin{bmatrix} \frac{1}{ZBREF_{i,f} \tanh \gamma BREF_{i,f} LBREF_i} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (7)$$

که در این رابطه $SREF_{i,f} = \alpha SREF_{i,f} + j\beta SREF_{i,f}$ ثابت انتشار و $ZSREF_{i,f}$ امپدانس مشخصه خط انتقال سری i ام و $BREF_{i,f} = \alpha BREF_{i,f} + j\beta BREF_{i,f}$ ثابت انتشار و $ZBREF_{i,f}$ امپدانس مشخصه خط انتقال تشکیل دهنده استاب i ام در مسیر مرجع در فرکانس f است.

۴- محاسبه ابعاد با روش مداری و تحلیل تمام موج با فاز ۴۵ درجه

پس از محاسبه عناصر ماتریس پراکندگی برای شبکه‌های مسیر اصلی و مرجع از روابط فوق، و کمیت‌های توصیف کننده عملکرد کلی ساختار پیشنهادی در دهانه‌های ورودی و خروجی، لازم است رابطه (۱) بهینه‌سازی شود تا تابع خطا به حداقل مقدار قابل قبول برسد. برای آغاز بهینه‌سازی لازم است مقادیر اولیه برای متغیرها در نظر گرفته شوند. در اینجا چون امپدانس‌های منبع و بار برابر با 50Ω اهم فرض شده‌اند، بمنظور ایجاد شرایط تطبیق امپدانس در فرکانس مرکزی، طول فیزیکی اولیه برای کلیه خطوط انتقال واقع در مسیر اصلی و استابهای



شکل (۵): ابعاد چند خط انتقال بعنوان نمونه در شکل مشخص شده اند

در نوشتن تابع خطا فرض شده است که ضرایب انعکاس ماتریس پراکندگی نرمالیزه شده برای شبکه‌های مسیر اصلی و مسیر مرجع یعنی $\bar{S}Main_{1,n}$ و $\bar{S}REF_{1,n}$ تا حد -30 dB کاهش یابند و اختلاف فاز بین مسیر اصلی و مسیر مرجع یعنی $(\angle \bar{S}Main_{2,n} - \angle \bar{S}REF_{2,n})$ به 45° برسد. محدوده فرکانسی 18 GHz - 6 به 40 نقطه متساوی الفاصله تقسیم بندی شده است. در این مثال خاص تاکید بر کاهش ضریب انعکاس مسیر اصلی بوده است. لذا ضریب ۲ برای اولین عبارت در تابع خطا در نظر گرفته شده است. انتخاب ضرایب وزنی تا حدودی تجربی بوده و بستگی به کاربرد مورد نظر دارد.

ماتریس پراکندگی نرمالیزه نشده برای هر یک از شبکه‌های مسیره‌های مرجع یعنی $[SREF]$ و اصلی $[SMain]$ ، را می‌توان از روی ماتریس انتقال آنها یعنی $\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{Main}$ و $\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{REF}$ محاسبه کرد. با صرفنظر کردن از اثرات اتصالات T در مرحله طراحی اولیه، می‌توان ماتریس انتقال شبکه مسیر اصلی را از حاصلضرب ماتریس انتقال برای عناصر تشکیل دهنده شبکه یعنی خطوط انتقال سری و استابهای موازی بدست آورد مطابق زیر

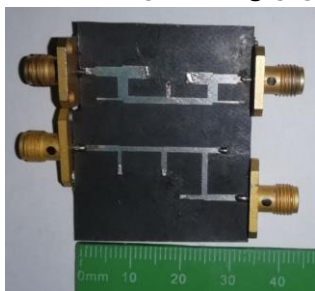
$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{Main,f} = \left(\prod_{i=1}^5 [TS_{i,f}] [TB_{i,f}] \right) [TS_{6,f}] \quad (2)$$

که $[TS_{i,f}]$ ماتریس انتقال مربوط به خط انتقال سری i ام در فرکانس f می‌باشد و از رابطه زیر بدست می‌آید [۱۲]

$$[TS_{i,f}] = \begin{bmatrix} \cosh \gamma S_{i,f} LS_i & ZS_{i,f} \sinh \gamma S_{i,f} LS_i \\ \frac{1}{ZS_{i,f}} \sinh \gamma S_{i,f} LS_i & \cosh \gamma S_{i,f} LS_i \end{bmatrix} \quad (3)$$

که در این رابطه $S_{i,f} = \alpha S_{i,f} + j\beta S_{i,f}$ ثابت انتشار و $ZS_{i,f}$ امپدانس مشخصه خط انتقال سری i ام در فرکانس f است و تابعی از ابعاد خط انتقال و مشخصات زیر لایه می‌باشند. در محاسبه آنها از روابط بسته مربوط به خطوط انتقال مایکرواستریپ که تا فرکانس 60 GHz دقت دارند، در برنامه کامپیوتری استفاده شده‌اند. کلیه اثرات پاشندگی

است و در باند ۶-۱۷ GHz میزان شیفت فاز بدست آمده از تحلیل تمام موج $8^\circ \pm 45^\circ -$ شده است همانطور که در (۵) مشخص شده در این مثال کاربرد ی خاص ، میزان تاکید بر کاهش ضرایب انعکاس در مسیر اصلی نسبت به ضریب انعکاس در مسیر مرجع دو برابر در نظر گرفته شده و در کاربردهایی که لازم است ضریب انعکاس مسیر مرجع نیز به همان مقدار ضریب انعکاس مسیر اصلی بهبود یابد میتوان ضرایب وزنی یکسان در تابع خطا در نظر گرفت و از تعداد قسمتهای بیشتری برای مسیر مرجع استفاده کرد.



شکل (۷): تصویر قطعه ساخته شده برای فاز ۴۵ درجه

جدول (۱): ابعاد شیفت دهنده فاز مدار طراحی شده، محاسبه شده

توسط برنامه کامپیوتری و تنظیم شده توسط نرم افزارهای

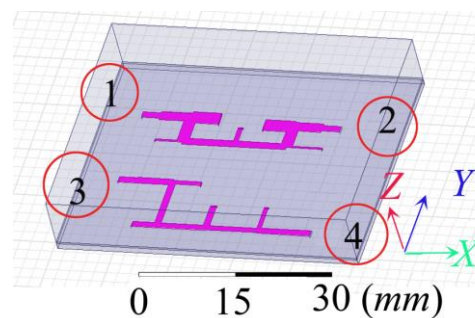
الکترومغناطیسی

	*	**		*	**
WS_1	1.81	1.81	LS_1	4.27	4.18
WS_2	1.99	1.99	LS_2	4.35	3.4
WS_3	1.36	1.36	LS_3	5.98	7.24
WS_4	1.28	1.28	LS_4	6.03	7.23
WS_5	1.95	1.95	LS_5	3.73	2.61
WS_6	1.81	1.81	LS_6	4.25	3.8
WB_1	2.42	2.42	LB_1	4.09	3.75
WB_2	0.38	0.38	LB_2	3.31	3.64
WB_3	0.83	0.83	LB_3	3.26	2.95
WB_4	0.38	0.38	LB_4	4.10	4.93
WB_5	2.38	2.38	LB_5	4.14	3.95
$WSREF_1$	1.27	1.27	$LSREF_1$	4.43	5.49
$WSREF_2$	1.13	1.11	$LSREF_2$	7.62	8.34
$WSREF_3$	1.08	1.06	$LSREF_3$	7.45	7.01
$WSREF_4$	1.13	0.94	$LSREF_4$	7.66	7.82
$WSREF_5$	1.35	1.14	$LSREF_5$	3.87	5.39
$WBREF_1$	0.53	0.8	$LBREF_1$	3.99	4.12
$WBREF_2$	1.15	1.08	$LBREF_2$	3.69	3.65
$WBREF_3$	1.16	1.07	$LBREF_3$	3.77	4.32
$WBREF_4$	0.66	0.69	$LBREF_4$	3.88	4.56

* Circuit dimensions obtained by computer program
Circuit dimensions after fine tuning with ** (mm)
EM softwares (mm)

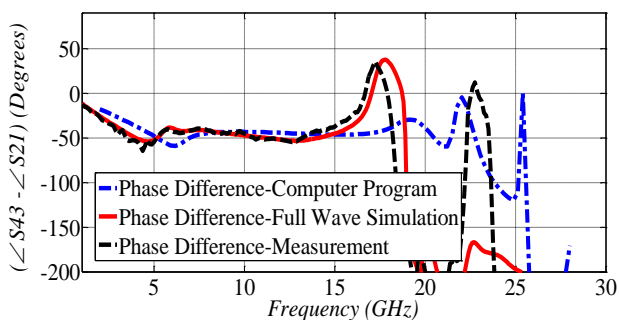
اتصال کوتاه را برابر با یک چهارم طول موج در فرکانس مرکزی طراحی یعنی در ۱۲ GHz فرض می‌کنیم و امپدانس مشخصه کلیه خطوط انتقال مایکرو استریپ واقع در مسیره‌های اصلی و مرجع را هم برابر با ۵۰ اهم در نظر می‌گیریم. در اینجا چون باید در طول باند فرکانسی، $(\angle S_{Main_{21}} - \angle S_{REF_{21}})$ برابر با 45° باشد، به منظور ایجاد شرایط اولیه تاخیر فاز در مسیر مرجع نسبت به مسیر اصلی، طول کلی مسیر مرجع از دهانه ۳ تا ۴ نسبت به مسیر اصلی از دهانه ۱ تا ۲ به اندازه تاخیر فاز معادل با ۴۵- درجه بیشتر در نظر گرفته می‌شود و طول فیزیکی اولیه کلیه خطوط انتقال سری واقع در مسیر مرجع را با هم برابر در نظر می‌گیریم. همچنین در هنگام بهینه‌سازی محدودیتهایی بر روی طول و عرض خطوط انتقال در نظر می‌گیریم تا قطعه قابل ساخت بوده و اثرات اتصالات T خیلی شدید نباشند. برنامه کامپیوتری بر روی یک کامپیوتر i3 (TM) core با فرکانس cpu برابر با ۲/۱۳ GHz اجرا شده و بعد از حدود (s) ۵۶۰۰ (کمتر از دو ساعت) به نتیجه رسیده و میزان تابع خطا از مقدار اولیه ۵۸۴۵۸ به ۵۱۲۸ کاهش پیدا کرد. ابعاد مدار توسط برنامه محاسبه شده در جدول ۱ بدست آمده است [۱۶]. این ساختار سپس در نرم افزارهای AWR [۱۷] و HFSS [۱۸] بصورت تمام موج تحلیل شده و با ثابت فرض کردن عرض خطوط انتقال واقع در مسیر اصلی، طول خطوط انتقال بنحوی تنظیم شده که اثرات پارازیتیکی مربوط به اتصالات T تا حد ممکن جبران شود. ابعاد نهایی در جدول ۱ آمده است.

ساختار شبیه سازی شده در نرم افزار HFSS در شکل ۶ نشان داده شده است. ساختار طراحی شده با مقادیر بدست آمده برای ابعاد هندسی، ساخته شد که تصویر آن در شکل ۷ ملاحظه می‌شود. عملکرد مدار ساخته شده با ماتریس قابل توصیف است بنابراین مشخصات ماتریس پراکندگی برای این ساختار توسط دستگاه نتورک آنالایزر Agilent 8722ES اندازه‌گیری شده که نتایج آن با نتایج شبیه‌سازی تمام موج و نتایج اجرای برنامه کامپیوتری مقایسه شده‌اند و در شکل‌های ۸ تا ۱۲ نشان داده شده است. نتایج به تفصیل در باند فرکانسی مورد نظر ارائه شده‌اند. سازگاری و انطباق نتایج روشهای تمام موج، بهینه‌سازی و ساخت موید تحقق هدف پژوهش است.



شکل (۶): ساختار شبیه سازی شده برای طراحی در نرم افزار HFSS

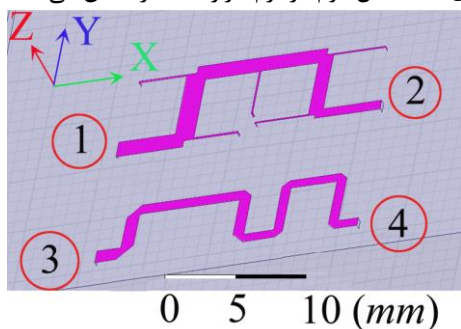
در این مثال ضریب انعکاس مسیره‌های اصلی و مرجع شبیه‌سازی شده تمام موج بهتر از ۱۰ dB در باند ۶-۱۷ GHz بدست آمده



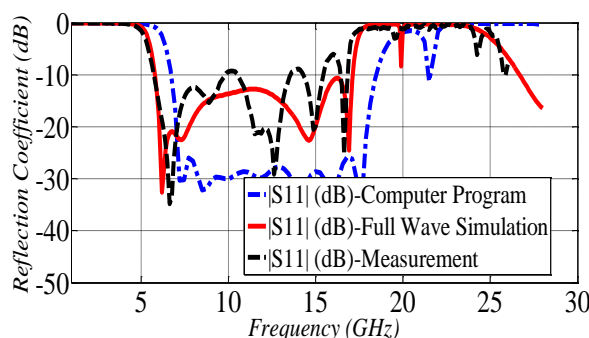
شکل (۱۲): نتایج حاصل از اجرای برنامه کامپیوتری، شبیه سازی تمام موج و اندازه گیری در مورد اختلاف فاز بین مسیر مرجع و مسیر اصلی

۵- محاسبه ابعاد با روش مداری و تحلیل تمام موج با در نظر گرفتن اختلاف فاز ۹۰ درجه

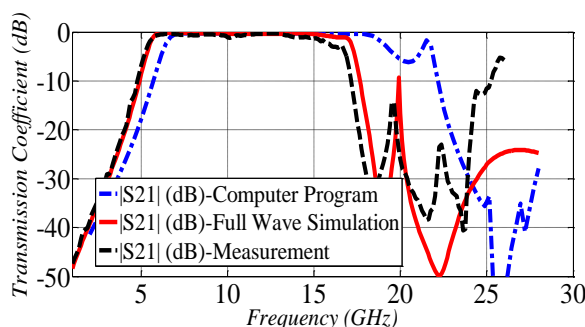
در عمل تضمینی برای مساوی بودن امپدانس بار و منبع نداریم. بنابراین روش باید کارآمدی لازم برای چنین حالتی را دارا باشد. بمنظور نشان دادن توانایی روش طراحی برای در نظر گرفتن امپدانسهای بار و منبع متفاوت از مقدار استاندارد ۵۰ اهم، حالتی را در نظر میگیریم که امپدانس دهانه‌های ورودی و خروجی شیفت دهنده فاز متفاوت با یکدیگر باشند. در این مثال فرض شده است که امپدانسهای دهانه‌های ورودی ۱ و ۳ برابر با ۵۰ اهم و امپدانس دهانه‌های خروجی ۲ و ۴ برابر با ۷۵ اهم باشند و اختلاف فاز بین مسیر مرجع و مسیر اصلی در محدوده فرکانسی ۶-۱۸ GHz باید برابر با ۹۰- درجه شود فرمول بندی مسئله همانند قبل است. برنامه کامپیوتری پس از اجرا بر روی همان سیستم کامپیوتر حالت قبلی، پس از حدود ۱۰۹۴ ثانیه (کمتر از نیم ساعت) به جواب رسیده و تابع خطا را از مقدار اولیه حدود ۵۷۱۱۲۲۴ تا مقدار ۳۶۴ کاهش داده است. ابعاد مدار پس از بهینه‌سازی کامپیوتری بصورت تمام موج شبیه‌سازی شد. بمنظور جبران اثرات پارازیتیکی اتصالات T، تنظیمات لازم بر روی ابعاد انجام شده است. ابعاد نهایی به ابعاد محاسبه شده توسط برنامه کامپیوتری بسیار نزدیک هستند و تنها طولهای برخی از خطوط انتقال تغییر کرده است تا اثرات پارازیتیکی اتصالات T و خمش های مایکرو استریپی را جبران نماید. شکل ۱۳ ساختار شبیه‌سازی شده مثال دوم در نرم افزار hfss را نشان می‌دهد.



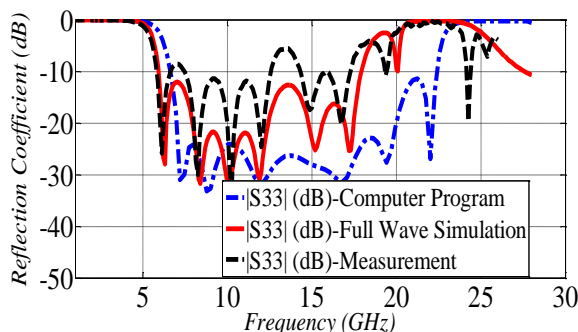
شکل (۱۳): ساختار شبیه سازی شده مثال دوم در نرم افزار hfss



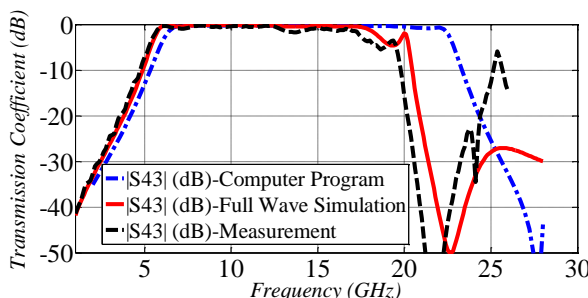
شکل (۸): نتایج حاصل از اجرای برنامه کامپیوتری، شبیه سازی تمام موج و اندازه گیری در مورد ضرایب انعکاس برای مسیر اصلی



شکل (۹): نتایج حاصل از اجرای برنامه کامپیوتری، شبیه سازی تمام موج و اندازه گیری در مورد ضرایب انتقال برای مسیر اصلی



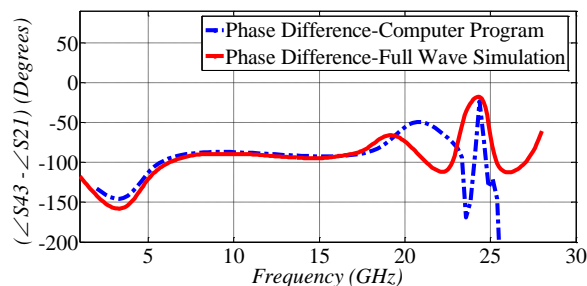
شکل (۱۰): نتایج حاصل از اجرای برنامه کامپیوتری، شبیه سازی تمام موج و اندازه گیری در مورد ضرایب انعکاس برای مسیر مرجع



شکل (۱۱): نتایج حاصل از اجرای برنامه کامپیوتری، شبیه سازی تمام موج و اندازه گیری در مورد ضرایب انتقال برای مسیر مرجع

مراجع

- [1] Krzysztof Wincza, Slawomir Gruszczynski, "Broadband Integrated 8×8 Butler Matrix Utilizing Quadrature Couplers and Schiffman Phase Shifters for Multibeam Antennas With Broadside Beam", IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, Vol. 64, no. 8, pp. 2596 - 2604 Aug. 2016.
- [2] A. Angelucci, P. Audagnotto, P. Corda, and B. Piovano, "Multiport power amplifiers for mobile-radio systems using microstrip Butler matrices," in Int. Symp. Antennas Propag. (AP-S), Dig., vol. 1. 1994, pp. 628-631.
- [3] Padilla P, Muñoz-Acevedo A, Sierra-Castañer M., "Low loss 360° Ku band electronically -reconfigurable phase shifter", AEU-Int J Electron Commun 2010;64:1100-4.
- [4] B. Schiffman, "A new class of broadband microwave 90-degree phase shifters," IRE Trans. Microw. Theory Tech., vol. MTT-6, no. 4, pp. 232-237, Apr. 1958.
- [5] C. Free and C. Aitchison, "Improved analysis and design of coupled line phase shifters," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 43, no. 9, pp. 2126-2131, Sep. 1995.
- [6] B. Schiek and J. Kohler, "A method for broadband matching of microstrip differential phase shifters," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. MTT-25, no. 8, pp. 666-671, Aug. 1977.
- [7] Keshavarz R, Movahhedi M, Abdipour A, "A broadband and compact asymmetrical backward coupled-line coupler with high coupling level", AEU-Int J Electron Commun, 2012;66:569-74.
- [8] مرضیه چهارپور و حجت غنودی "اسیلاتور متعامد تزویج چند گانه با شیفت فاز مطلوب جهت بهبود نویز فاز" مجله انجمن برق و الکترونیک ایران، سال شانزدهم، شماره چهاردهم، زمستان ۹۸
- [9] محمد رضا زبیری و احمد رضا اسکندری "طراحی و ساخت فیلترهای میان گذر و تک بانده و دو بانده جدید مدرن تغذیه صفر درجه جهت ارتباطات بی سیم"، روشهای هوشمند سازی در صنعت برق سال نهم، شماره سی و سه، بهار ۱۳۹۷
- [10] Somayeh Khajepour, Shahrooz Asadi, Mohammad Saeid Ghaffarian, Gholamreza Moradi, "Design of Novel Wideband Reflective Phase Shifters with Wide Range of Phase Applications", AEU-Int J Electron Commun, 2017; 71:30-36.
- [11] M. N. Moghadasi, G. Dadashzadeh, A. Dadgarpour, F. Jolani, B. S. Virdee, "COMPACT ULTRA-WIDEBAND PHASE SHIFTER", Progress In Electromagnetics Research Letters, Vol. 15, pp. 89-98, 2010
- [12] Zheng SY, Chan WS, Man KF, "Broadband phase shifter using loaded transmission line", IEEE Microw. Wireless Compon. Lett. 2010;20(9):498-500.
- [13] Yeung SH, Mei Z, Sarkar TK, Salazar-Palma M, "Design and testing of a single-layer microstrip ultrawideband 90 differential phase shifter", IEEE Microw. Wireless Compon. Lett. 2013;23(3):122-4.
- [14] همایون عریضی و پوریا سلیمی بروجنی "ساختار دو جهته بالون بر اساس زنجیر کردن مقسم توان ویلکینسون و تغییر دهنده فاز شیفت" مجله انجمن برق و الکترونیک ایران، سال شانزدهم، شماره چهارم، زمستان ۱۳۹۸
- [15] Pozar, D.M. (1998). Microwave Engineering (2nd edition). John Wiley.
- [16] Math Work Inc. "Optimization Toolbox of MATLAB 7.4.0.287 (R2007a) Software", January 2007.
- [17] Applied Wave Research, Inc. (2006). AWR Design Environment (Version 7.03).
- [18] Ansoft Corporation (2007). Ansoft HFSS (Version 11).



شکل (۱۴): نتایج حاصل از اجرای برنامه کامپیوتری و شبیه سازی تمام موج در مورد اختلاف فاز بین مسیر اصلی و مسیر مرجع در ۹۰ درجه

شکل ۱۴ مقایسه نتایج حاصل از اجرای برنامه کامپیوتری، شبیه سازی تمام موج در مورد اختلاف فاز بین مسیر مرجع و مسیر اصلی را نشان می دهد. جدول ابعاد و منحنی نتایج برای رعایت اختصار آورده نشدند.

۶- نتیجه گیری

در این مقاله یک شیفت دهنده فاز بررسی شده است که کاربرد آن در محدوده فرکانسی ۶-۱۸ GHz و بصورت UWB می باشد. برای پیاده سازی این شیفت دهنده از ترکیب خطوط انتقال مایکرواستریپی و استابهای اتصال کوتاه استفاده شده که با استفاده از این ترکیب در حالت چند قسمتی پهنای باند مورد نیاز حاصل شده است. ابتدا برای طراحی اولیه یک برنامه کامپیوتری بر مبنای بهینه سازی تابع خطا نوشته شده که از روابط بسته دقیق برای خطوط مایکرواستریپ استفاده کرده است. برای اجتناب از پیچیدگی این برنامه، اثرات پارازیتیک اتصالات T در آن لحاظ نشده است. پس از اجرای برنامه و ایجاد طرح اولیه که نسبتا سریع و دقیق بوده است، تنظیمات نهایی بر روی ابعاد مدار برای جبران اثرات اتصالات T توسط نرم افزارهای تمام موج انجام شده است. برای توصیف روش طراحی مذکور دو حالت متنوع در ۴۵ و ۹۰ درجه در نظر گرفته شد. در شیفت دهنده فاز ۴۵ درجه امپدانسهای ورودی و خروجی برابر با مقدار استاندارد ۵۰ اهم در نظر گرفته شده اند و میزان شیفت فاز هدف درجه بوده است. در حالت ۹۰ درجه حالت کلیتر که امپدانسهای دهانه های ورودی و خروجی نامساوی ۵۰ و ۷۵ اهم باشند تحلیل و شبیه سازی شد. در هر دو حالت، میزان ضرایب انعکاس و انتقال و شیفت فاز مورد نیاز که از شبیه سازی تمام موج برای ساختار بدست آمدند به نتایج مناسب و سازگار منجر شد. اختلافات بین نتایج تحلیل مدل مداری و نتایج حاصل از تحلیل تمام موج به دلیل وجود اثرات پارازیتیکی می باشد که بطور کامل قابل مدل سازی در برنامه کامپیوتری نیستند. چنانچه ملاحظه می شود نتایج اندازه گیری مطابقت بسیار خوبی با نتایج تحلیل تمام موج داشته و اختلافات جزئی ممکن است به دلایل مختلفی از جمله خطای ساخت و تلفات کانکتورها و ایده آل نبودن اتصالات کوتاه و خطای اندازه گیری و غیره باشد.