بهینه‌سازی و افزایش پهنای باند پیونده[1] خط شاخه‌ای[2] موجبری مجتمع‌شده در زیرلایه[3] به روش حداقل مربعات

همایون عریضی[1] ام‌البنین سلامی کناری[2] محمدامین چایچی‌زاده[3]

۱- استاد- دانشکده مهندسی برق- دانشگاه علم و صنعت ایران- تهران- ایران
h_oraizi@iust.ac.ir
۲- دانش‌آموخته- کارشناسی ارشد- دانشکده مهندسی برق- دانشگاه علم و صنعت ایران- تهران- ایران
o.salami.1985@yahoo.com
۳- دانش‌آموخته- کارشناسی ارشد- دانشکده مهندسی برق- دانشگاه علم و صنعت ایران- تهران- ایران
aminchaichizade@yahoo.com

چکیده: **پیونده‌های جهتی، عناصر غیر فعالی هستند که برای تقسیم یا ترکیب توان درمدارهای مایکروویو و موج میلیمتری و تراهرتز کاربرد زیادی دارند. با استفاده از تکنیک موجبر مجتمع‌شده در زیرلایه، این قطعه مایکروویوی به صورت هم‌زمان از بسیاری ویژگی‌های خوب مدارهای چاپی و موجبر مستطیلی از قبیل هزینه کم، سایز کوچک و تلفات انتقالی و تلفات تشعشعی بسیار کم برخوردارخواهدشد. در این مقاله سه نمونه پیونده خط شاخه‌ای با استفاده از تکنیک موجبر مجتمع‌شده در زیرلایه طراحی و برای افزایش پهنای باند فرکانسی آن از روش چندبخشی‌سازی بهره گرفته شده‌است. برای بهینه‌سازی تحلیل مداری از روش حداقل مربعات استفاده و در تمام مراحل طراحی پیونده بصورت نامتقارن و مقدار پیوند دلخواه درنظرگرفته شده‌است. سپس نتایج حاصل از تحلیل مداری با نتایج تحلیل تمام موج مقایسه‌شده‌است و یک نمونه پیونده دو بخشی ۳dB برای کاربرد در باند Ku طراحی و ساخته شده‌است. مشاهده می‌شود که تطابق خوبی بین نتایج اندازه‌گیری و شبیه‌سازی وجود دارد.**

کلمات کلیدی: **پیونده، چندبخشی، موجبر مجتمع‌شده در زیرلایه، روش حداقل مربعات، گرادیان مزدوج.**

تاریخ ارسال مقاله : ۱۳۹۰/۱۲/۲۷
تاریخ پذیرش مشروط : ۱۳۹۲/۹/۱۳
تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۳/۷/۲۶
نام نویسنده‌ی مسئول: دکتر همایون عریضی
نشانی نویسنده‌ی مسئول: ایران – تهران – نارمک – خیابان رسالت – خیابان هنگام – دانشگاه علم و صنعت ایران – دانشکده‌ی برق

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-07-04]

۱- مقدمه

یکی از پرکاربردترین خطوط انتقال در مایکروویو، ریزنوارک[۴] می باشد. به دلیل ویژگی‌های خوب مثل مقطع عرضی کوچک، تلفات محدود و هزینه کم، مدارهای مایکرواستریپ، در حال حاضر انتخاب اصلی برای مدارهای مجتمع مایکروویو و میلیمتری می‌باشند. اما یکی از ضعف‌های بزرگ آن‌ها عدم دستیابی به امپدانس‌های مشخصه بالا، به دلیل کوچک شدن بیش از حد عرض خط در امپدانس‌های بالا و بنابراین عدم قابلیت ساخت است. حساسیت به تداخل ایجاد شده از تابش سایر عناصر غیرفعال و فعال که روی زیرلایه مشترک هستند، نیز یکی دیگر از مشکلات این نوع خط انتقال می باشد. هم‌چنین عناصر موجبر مستطیلی و موجبر دایروی، به‌دلیل مزایای مهم‌شان مانند تلفات کم، ضریب کیفیت[۵] بالا، تحمل قدرت توان[۶] بالا و حفاظ الکترومغناطیسی بطور وسیعی در سیستم‌های ارتباطی مایکروویو و میلیمتری کاربرد دارند. اما به دلیل حجم و هزینه‌ی زیاد، مشکلات ساخت و ساختار غیرمسطح، برای مجتمع شدن در مدارهای مجتمع میلیمتری و مایکروویو، مناسب نیستند.

فناوری موجبر مجتمع‌شده در زیرلایه (SIW) که عضوی از خانواده مدارهای مجتمع‌شده در زیرلایه است، زیرلایه مسطح را با آرایه هایی از حفره‌های فلزی ترکیب کرده و یک موجبر فلزی ارائه می‌کند. فناوری SIW، ساخت مدارهای مجتمع مایکروویو و میلیمتری را با درجه‌ی فشردگی بالا و هزینه کم امکان‌پذیر می‌کند، درحالی‌که دارای مشخصات خوب موجبرهای مستطیلی نیز می باشد.

همان‌طور که بیان شد عناصر غیرفعال متعددی با استفاده از SIW قابل ساخت می‌باشند که یکی از این عناصر پیوننده‌های جهتی است. پیوننده‌های جهتی انواع مختلفی دارند، از قبیل پیوننده‌های خط پیونیده[۷]، چند روزنه[۸]، خط شاخه‌ای، دورگه حلقوی[۹] و .... پیوننده‌های زیادی با استفاده از خطوط SIW بررسی، طراحی و ساخته شده‌اند، در بعضی از آن ها از پیوند روزنه (شکاف) استفاده شده‌است [۳-۱] و یا به دلیل هم‌پوشانی میدان‌های الکترومغناطیسی، پیوند بین آن‌ها انجام می‌گیرد [۴]. علاوه بر ساختارهای مذکور، در سال ۲۰۱۰ یک پیوننده خط شاخه‌ای با استفاده از خطوط SIW طراحی و به دو روش مداری و تمام موج با نرم‌افزار شبیه ساز HFSS تحلیل شده‌است [۵].

هدف اصلی در این مقاله مدل‌سازی مداری پیوننده خط شاخه‌ایSIW و افزایش پهنای باند آن با استفاده از ساختار چندبخشی و افزایش شاخه‌های آن است [۶]. به همین دلیل تحلیل‌ها به طورکلی با N شاخه انجام شده‌است و ساختار با روش حداقل مربعات بهینه شده است.

۲- تئوری

درساختار SIW با استفاده از صفحه های فلزی بالایی و پایینی و دو ردیف متوالی میله‌های فلزی، چهار دیواره فلزی مشابه چهار دیواره موجبر مستطیلی تشکیل می‌گردد. بنابراین رفتار موج در SIW مشابه رفتار آن در موجبر مستطیلی می‌باشد. به همین دلیل تلاش‌های بسیاری برای مدل کردن SIW با موجبر مستطیلی انجام شده‌است تا بتوان به سادگی انواع ساختارهای مایکروویوی را بر اساس این خط انتقال طراحی و بررسی کرد. بنابراین روابط متعددی با استفاده از روش‌های مختلف از قبیل روش‌های عددی، برای مطابقت مشخصه‌های انتشارموج در SIW با موجبر مستطیلی بیان شده‌است. دراین مقاله از مدل ارائه شده در سال ۲۰۰۸ در مرجع [۷] استفاده شده‌است.

ابتدا طراحی با استفاده از خطوط انتقال موجبری انجام و محاسبات با استفاده از روابط موجود برای امپدانس، ضریب انتشار موج و تضعیف حاصل از هادی‌ها و دی‌الکتریک در موجبر مستطیلی انجام می‌گیرد. بعد از انجام طراحی و دستیابی به مقادیر بهینه برای عرض خطوط موجبری، عرض معادل SIW هر خط از رابطه (۱) محاسبه می‌شود [۷] :

$$a' = \frac{2a}{\pi}\cot^{-1}\left(\frac{\pi W}{4a}\ln\frac{W}{4r}\right) \qquad (۱)$$

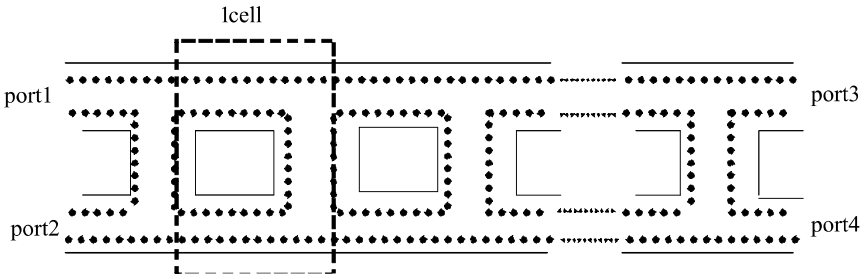
که در آن a'عرض SIW، W فاصله بین دو حفره متوالی، r شعاع حفره و a عرض موجبر معادل است.

۲-۱- تحلیل مداری پیوننده خط شاخه‌ای SIW

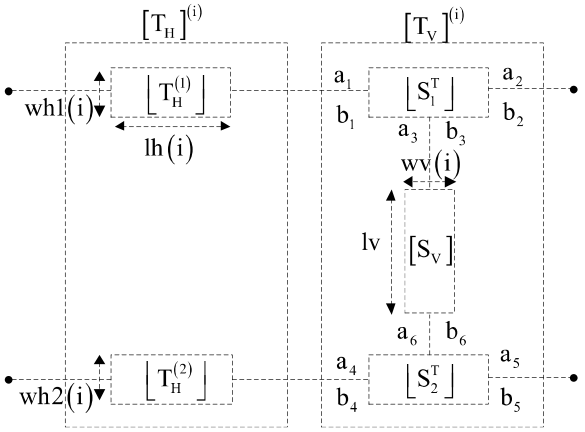
در شکل (۱) پیوننده خط شاخه‌ای SIW با n بخش نشان داده شده‌است. برای تحلیل مداری، ساختار به سلول‌هایی تقسیم می‌شود که به طور متوالی تکرار می‌شوند و مدار معادل هر سلول را می‌توان به دست آورد.

به این ترتیب به سادگی می‌توان در هر مرحله افزایش شاخه جدید، با ضرب ماتریس انتقال سلول جدید در ماتریس کل، ساختار را تحلیل نمود. همان‌طور که در شکل (۲) نشان داده‌شده، ساختار هر سلول به شبکه‌های افقی و عمودی ۴ دهانه‌ای تقسیم شده است.

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-07-04]



شکل (۱): پیوننده خط شاخه‌ای SIW با n بخش



شکل (۲): مدار معادل هر سلول به همراه ابعاد فیزیکی

ابتدا برای هریک از دو شبکه افقی و عمودی ماتریس انتقال را به دست آورده، سپس با ضرب دو ماتریس انتقال در یکدیگر، ماتریس انتقال معادل یک سلول به دست می‌آید. با توجه به شکل (۲) شبکه افقی از دو خط SIW موازی تشکیل شده‌است که با هم یک شبکه ۴ دهانه‌ای به وجود می‌آورند. ماتریس انتقال شبکه ۴ دهانه‌ای از درایه های ماتریس انتقال دو دهانه‌ای هریک از خطوط انتقال SIW به دست می‌آید. به این ترتیب ماتریس انتقال شبکه ۴ دهانه‌ای افقی، $[T_H]_{4\times4}$ به صورت رابطه (۲) می‌باشد:

$$[T_H]_{4\times4}=\begin{bmatrix} t^1_{H,11} & 0 & t^1_{H,12} & 0 \\ 0 & t^2_{H,11} & 0 & t^2_{H,12} \\ t^1_{H,21} & 0 & t^1_{H,22} & 0 \\ 0 & t^2_{H,21} & 0 & t^1_{H,22} \end{bmatrix} \qquad (۲)$$

که $t^{\ell}_{H,ij}$ درایه سطر iام و ستون jام از ماتریس انتقال ℓ ام افقی است.

همان‌طور که درشکل (۲) نشان داده شده‌است، شبکه عمودی از دو پیوندگاه T و یک خط انتقال تشکیل شده‌است. مشاهده می‌شود که دهانه ۳ پیوندگاه T اول و دهانه ۱ خط انتقال و همچنین دهانه ۳ پیوندگاه T دوم و دهانه ۲ خط انتقال مشترک هستند. بنابراین با ترکیب ماتریس های پراکندگی ۳*۳ دو تقاطع T و ماتریس پراکندگی ۲*۲ خط انتقال، می‌توان ماتریس پراکندگی ۴*۴ شبکه عمودی را به دست‌آورد.

برای محاسبه ماتریس پراکندگی تقاطع T نامتقارن آن را به دو بلوک پیوندگاه T متقارن و ناپیوستگی در عرض موجبر تفکیک کرده و مدار معادل هر یک به دست آورده می‌شود [۸]. برای محاسبه ماتریس پراکندگی پیوندگاه T متقارن صفحه H از مدار معادل مرجع [۹] استفاده شده‌است. مدار معادل این ساختار مدار موازی است، زیرا در روش استخراج این مدار معادل، ماتریس ادمیتانس به کار برده شده‌است. با فرض انتشار مود اصلی (TE_{10}) در ساختار و صرف‌نظر از مودهای مرتبه بالاتر، اندازه ادمیتانس‌های معادل برای ساختار یافت می‌شود. با استفاده از مقادیر بدست آمده برای ادمیتانس‌های معادل، ماتریس ادمیتانس ساختار بدست می‌آید و سپس ماتریس ادمیتانس به ماتریس پراکندگی تبدیل می شود. ماتریس پراکندگی ناپیوستگی تغییر در عرض موجبر با استفاده از تطبیق مودها به دست می‌آید [۸]. سپس ماتریس‌های پراکندگی دوبلوک را، که در یک دهانه مشترک هستند، با یکدیگر ترکیب کرده و ماتریس پراکندگی پیوندگاه T نامتقارن محاسبه می‌شود. روابط مربوط به نحوه محاسبه ماتریس پراکندگی پیوندگاه T نامتقارن به طور مفصل در پیوست آورده شده‌است.

با شماره‌گذاری صحیح دهانه‌ها و جابه‌جائی سطر و ستون مربوط به دهانه‌های ۲ و ۴ در ماتریس پراکندگی رابطه (۱۲) که در بخش ضمیمه آورده شده‌است، ماتریس پراکندگی شبکه‌ی ۴ دهانه‌ای عمودی با شماره‌گذاری صحیح دهانه‌ها به صورت رابطه (۳) به دست می‌آید.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix}=[S]\begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} \qquad (۳)$$

نحوه محاسبه ماتریس $[S]$ در رابطه (۴) آورده شده‌است.

حال می‌توان ماتریس انتقال شبکه را به دست آورد. به این منظور ابتدا ماتریس پراکندگی به ماتریس امپدانس و سپس ماتریس امپدانس به ماتریس انتقال تبدیل خواهدشد.

حال که ماتریس‌های انتقال شبکه‌های افقی وعمودی محاسبه‌شد، با ضرب دو ماتریس $[T_H]^{(i)}$ و $[T_V]^{(i)}$ ماتریس انتقال

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-07-04]

$$[S]=(1/E)\times\begin{bmatrix} Sl_{11}+Sl_{13}(S2_{11}Sl_{13}-DSl_{13}S3_{33}) & Sl_{12}+Sl_{13}(S2_{11}Sl_{23}-DSl_{23}S3_{33}) & Sl_{13}S2_{12}S3_{13} & Sl_{13}S2_{12}S3_{23} \\ Sl_{12}+Sl_{23}(S2_{11}Sl_{13}-DSl_{13}S3_{33}) & Sl_{22}+Sl_{23}(S2_{11}Sl_{23}-DSl_{23}S3_{33}) & Sl_{23}S2_{12}S3_{13} & Sl_{23}S2_{12}S3_{23} \\ S3_{13}S2_{12}Sl_{13} & S3_{13}S2_{12}Sl_{23} & S3_{11}+S3_{13}(S2_{22}S3_{13}-DSl_{33}S3_{13}) & S3_{12}+S3_{13}(S2_{22}S3_{23}-DSl_{33}S3_{23})a_5) \\ S3_{23}S2_{12}Sl_{13} & S3_{23}S2_{12}Sl_{13} & S3_{12}+S3_{23}(S2_{22}S3_{13}-DSl_{33}S3_{13}) & S3_{22}+S3_{23}(S2_{22}S3_{23}-DSl_{33}S3_{23})a_5) \end{bmatrix} \quad (۴)$$

هرسلول به دست می‌آید و با ضرب ماتریس انتقال سلول های متوالی، ماتریس انتقال کل از رابطه (۵) محاسبه می‌شود.

$$[T]=[T_H]^{(1)}\times[T_V]^{(1)}\times[T_H]^{(2)}\times[T_V]^{(2)}\times\cdots \times[T_H]^{(n)}\times[T_V]^{(n)}\times[T_H]^{(n+1)} \quad (۵)$$

برای محاسبه تابع خطای روش حداقل مربعات نیاز به مقادیر ماتریس پراکندگی می‌باشد. بنابراین برای محاسبه ماتریس پراکندگی ابتدا بایستی ماتریس انتقال را به ماتریس امپدانس و سپس ماتریس امپدانس را به ماتریس پراکندگی تبدیل کرد.

حال تابع خطا با استفاده از روش حداقل مربعات را به صورت رابطه (۶) ساخته می‌شود.

$$error=\sum_{K}\sum_{i=1}^{4}\sum_{j=1}^{4}w_{K,ij}\left(S_{K,ij}-G_{K,ij}\right)^2 \quad (۶)$$

در رابطه (۶)، $S_{K,ij}$ نشان دهنده پارامترهای پراکندگی است و تابع طول و عرض خطوط انتقال به کار رفته در ساختار مقسم توان است. $G_{K,ij}$ نشان دهنده مقادیر مطلوب برای $S_{K,ij}$ است که هدف دستیابی به آن‌ها است. $w_{K,ij}$ ضرایب وزن در بهینه سازی است. در این روش بازه فرکانسی مورد نظر به K قسمت تقسیم و در هر قسمت مقدار خطا محاسبه می‌شود. با حداقل کردن میزان خطا ساختار بهینه به دست می‌آید. در این قسمت برای حداقل کردن تابع خطا از الگوریتم گرادیان مزدوج[۱۰] بهره گرفته شده‌است. دلیل استفاده از این الگوریتم سرعت همگرایی بالای آن است[. ۱۰]

۲-۲- شبیه سازی و مقایسه نتایج

در این مقاله برای هر کدام از تحلیل‌های مداری بیان شده، با استفاده از نرم افزار برنامه نویسی Matlab برنامه‌ای نوشته شده‌است.برنامه برای حالت کلی n بخشی نوشته شده و طراحی و بهینه سازی به روش حداقل مربعات و با الگوریتم گرادیان مزدوج انجام گرفته‌است. بهینه سازی به صورت تابعی از پارامترهای طول و عرض هر یک از خطوط انتقال موجبری معادل SIW انجام می‌گیرد و در انتها از مقادیر بهینه شده برای عرض خطوط موجبری، عرض معادل SIW محاسبه می‌شود. در ادامه سه نمونه پیوننده با این روش طراحی شده‌است.

۲-۲-۱- پیونده تک بخشی ۶dB

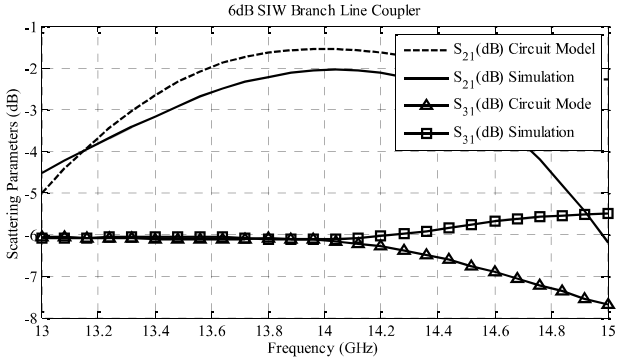
بیشترین اندازه پیوند قابل دستیابی در پیونده خط شاخه‌ای تک‌بخشی ۵dB است. در این قسمت با روش حداقل مربعات یک پیونده خط شاخه‌ای یک‌بخشی ۶dB طراحی شده‌است. مشخصات و ابعاد فیزیکی به دست آمده از این روش در جدول (۱) آورده شده‌است.

جدول (۱): مشخصات و ابعاد فیزیکی پیونده تک بخشی ۶dB

N=2, K=101, f_l =13.5(GHz) , f_u =14.5(GHz) , ε_r =3.55, h=0.78(mm), C=6(dB) مقدار تابع خطا قبل از بهینه‌سازی: 100.3317 مقدار تابع خطا بعد از بهینه‌سازی: 9.8093			
wh1(1)	9.8331(mm)	Z0h1(1)	40.5522 Ω
wh1(2)	8.5486(mm)	Z0h1(2)	51.7903 Ω
wh1(3)	9.8331(mm)	Z0h1(3)	40.5522 Ω
wv(1)	11.0223(mm)	Z0v(1)	33.9962 Ω
wv(2)	10.682(mm)	Z0v(2)	35.5543 Ω
wh2(1)	9.8331(mm)	Z0h2(1)	40.5522 Ω
wh2(2)	8.5486(mm)	Z0h2(2)	51.7903 Ω
wh2(3)	9.8331(mm)	Z0h2(3)	40.5522 Ω
lh(1)	0.2(mm)		
lh(2)	11.3091(mm)		
lh(3)	0.2(mm)		
lv	5.5327(mm)		

نتایج شبیه‌سازی روش مدار معادل با نرم‌افزار MATLAB به همراه نتایج روش حل تمام موج با نرم‌افزار HFSS در شکل-های (۳) و (۴) برای مقایسه آورده شده‌است.

ملاحظه می‌گردد که در پهنای باند حدود ٪۱۲ اندازه پیوند با ۰/۵dB تلرانس، برابر ۶dB و مقدار سمت‌گرایی و تلفات بازگشتی کمتر از ۱۰dB است.



شکل (۳): پارامترهای S_{21} و S_{31} پیونده ۶dB برحسب فرکانس

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-07-04]

۲-۲-۲- پیوننده متقارن دو بخشی ۳dB

برای افزایش پهنای باند فرکانسی پیوننده خط شاخه‌ای از روش چند بخشی‌سازی استفاده می‌شود. در ادامه یک پیوننده متقارن دو بخشی ۳dB طراحی شده‌است. مشخصات و ابعاد فیزیکی به دست آمده از روش حداقل مربعات در جدول (۲) آورده شده‌است.

نتایج شبیه‌سازی روش مدار معادل با نرم‌افزار MATLAB به همراه نتایج روش حل تمام موج با نرم‌افزار HFSS برای پیوننده متقارن دو بخشی ۳dB در شکل‌های (۵) و (۶) برای مقایسه آورده شده‌است.

مشاهده می‌شود که در محدوده فرکانسی ۱۳/۵GHz تا ۱۴/۲GHz مقدار پیوند با ۱dB تلرانس، برابر ۳dB و مقدار سمت‌گرایی و تلفات بازگشتی کمتر از ۱۷dB است.

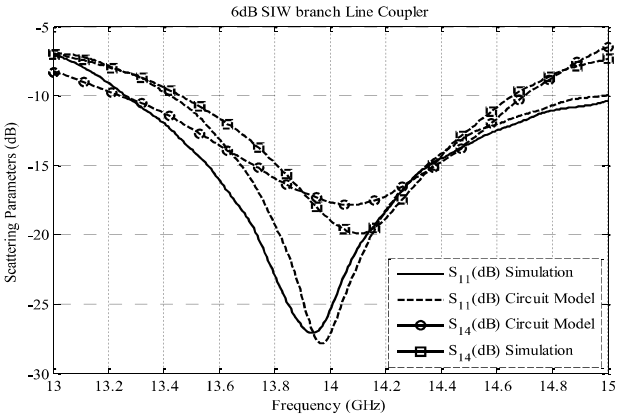
جدول (۲): مشخصات و ابعاد فیزیکی پیوننده متقارن دو بخشی ۳dB

N=3, K=101, f_l =13.5(GHz) , f_u =14.5(GHz) , ε_r =3.55, h=0.78(mm)
C=3(dB)
مقدار تابع خطا قبل از بهینه‌سازی: 375.1862
مقدار تابع خطا بعد از بهینه‌سازی: 3.5922

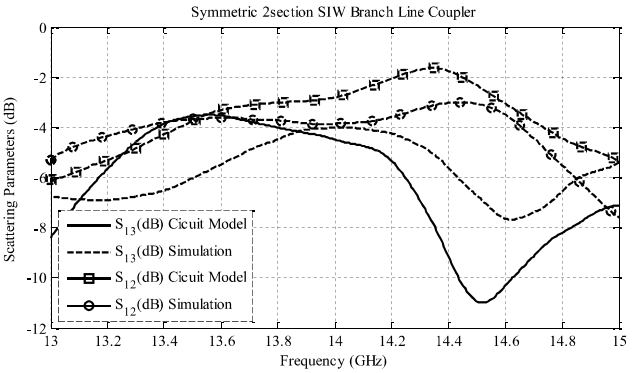
wh1(1)	9.4805(mm)	Z0h1(1)	53.9185 Ω
wh1(2)	8.8544(mm)	Z0h1(2)	50.7359 Ω
wh1(3)	10.1679(mm)	Z0h1(3)	48.3853 Ω
wh1(4)	9.4805(mm)	Z0h1(4)	53.9185 Ω
wv(1)	9.2399(mm)	Z0v(1)	57.1682 Ω
wv(2)	14.3783(mm)	Z0v(2)	30.8748 Ω
wv(3)	9.1637(mm)	Z0v(3)	57.9832 Ω
wh2(1)	9.3704(mm)	Z0h2(1)	54.9 Ω
wh2(2)	9.8548(mm)	Z0h2(2)	50.73 Ω
wh2(3)	10.1666(mm)	Z0h2(3)	48.39 Ω
wh2(4)	9.4805(mm)	Z0h2(4)	53.91 Ω
lh(1)	0.06(mm)		
lh(2)	9.4043(mm)		
lh(3)	9.0845(mm)		
lh(4)	0.06(mm)		
lv	6.9401(mm)		

۲-۲-۳- پیوننده نامتقارن دو بخشی ۳dB

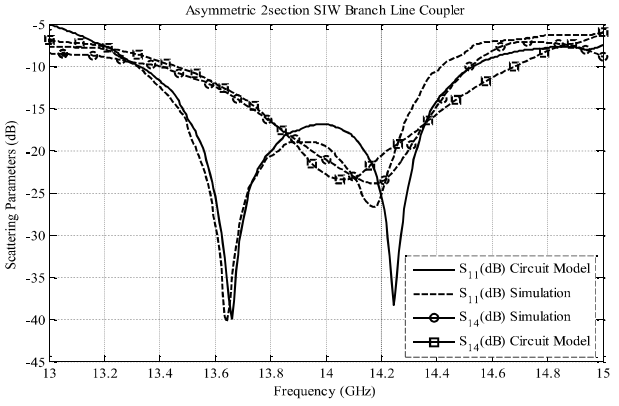
در این قسمت یک نمونه پیوننده خط شاخه‌ای دو بخشی نامتقارن ۳dB طراحی و ساخته شده‌است.در این نمونه امپدانس دهانه‌های ۱ تا ۴ به ترتیب برابر ۵۰ اهم، ۶۰ اهم، ۴۰ اهم و ۵۰ اهم می‌باشد. مشخصات و ابعاد فیزیکی به دست آمده از روش حداقل مربعات در جدول (۳) آورده شده‌است.



شکل (۴): پارامترهای S_{11} و S_{14} پیوننده ۶dB برحسب فرکانس



شکل (۵): پارامترهای S_{13} و S_{12} پیوننده متقارن دو بخشی ۳dB برحسب فرکانس



شکل (۶): پارامترهای S_{11} و S_{14} پیوننده متقارن دو بخشی ۳dB برحسب فرکانس

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-07-04]

جدول (۳): مشخصات و ابعاد فیزیکی پیوننده نامتقارن دو بخشی ۳dB

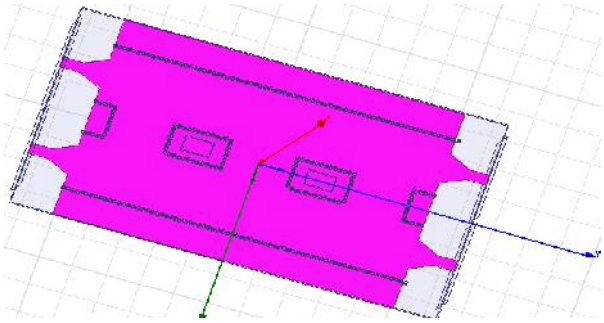
N=3, K=101, f_l =12.5(GHz) , f_u =14.5(GHz) , ε_r =3.55, h=0.78(mm)
C=3(dB)
مقدار تابع خطا قبل از بهینه‌سازی: 381.0504
مقدار تابع خطا بعد از بهینه‌سازی: 4.0222

wh1(1)	9.0791(mm)	Z0h1(1)	59.4542 Ω
wh1(2)	9.7178(mm)	Z0h1(2)	52.9419 Ω
wh1(3)	9.7044(mm)	Z0h1(3)	53.0608 Ω
wh1(4)	9.0794(mm)	Z0h1(4)	59.45 Ω
wv(1)	9.7845(mm)	Z0v(1)	53.1578 Ω
wv(2)	12.7343(mm)	Z0v(2)	36.268 Ω
wv(3)	9.7922(mm)	Z0v(3)	53.0882 Ω
wh2(1)	9.0788(mm)	Z0h2(1)	59.4572 Ω
wh2(2)	9.7176(mm)	Z0h2(2)	52.9432 Ω
wh2(3)	9.7043(mm)	Z0h2(3)	53.0621 Ω
wh2(4)	9.0792(mm)	Z0h2(4)	59.4531 Ω
lh(1)	6.6(mm)		
lh(2)	11.3763(mm)		
lh(3)	11.4016(mm)		
lh(4)	6.6(mm)		
lv	7.1974(mm)		

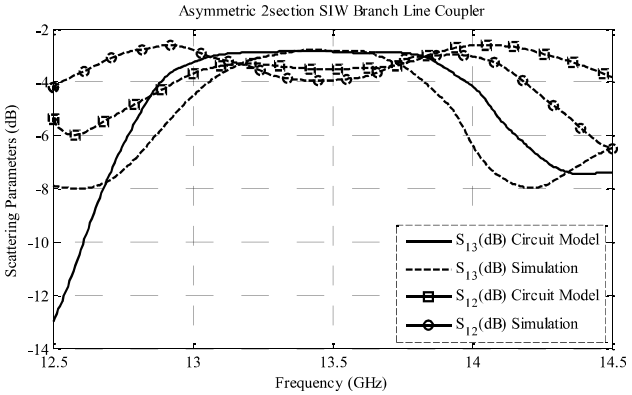
علاوه بر مدل مداری، ساختار در حالت تمام موج با استفاده از نرم افزار HFSS نیز شبیه‌سازی شده‌است و نتایج به دست آمده از مدل مداری با نمودارهای تمام موج آن مقایسه شده‌اند تا از صحت تحلیل و مدل ارائه شده اطمینان حاصل گردد. محیط شبیه‌سازی این پیوننده در نرم‌افزار HFSS در شکل (۷) نمایش داده‌شده‌است.

نتایج شبیه‌سازی پارامترهای پراکندگی برای پیوننده نامتقارن دو بخشی ۳dB در شکل‌های (۸) و (۹) نمایش داده شده‌است. ملاحظه می‌گردد که در باند فرکانسی ۱۲/۸GHz تا ۱۳/۷GHz (ابتدای باند Ku) مقدار تزویج با ۱dB تلورانس، برابر ۳dB و مقدار سمت‌گرایی و تلفات بازگشتی کمتر از ۱۶dB است.

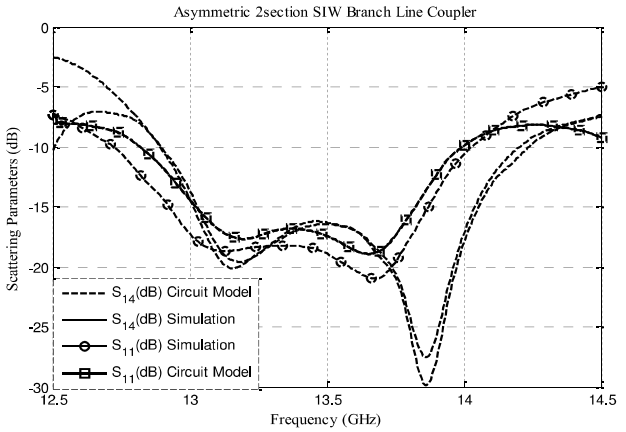
کلیه ی طراحی‌ها و شبیه سازی‌ها روی زیرلایه RO4003 از شرکت Rogers ، با $\varepsilon_r = 3/55$ ، انجام شده‌است. ضخامت زیرلایه انتخاب شده ۳۱ میلی اینچ، حدود ۰/۷۸ میلیمتر، است و قطر حفره‌های به کار برده شده برای تحقق SIW برابر با ۰/۵ میلیمتر با فاصله مرکز دو دایره‌ی متوالی ۰/۷ میلیمتر می‌باشد.



شکل (۷): محیط شبیه‌سازی پیوننده دوبخشی نامتقارن ۳dB در نرم-افزار HFSS



شکل (۸): پارامترهای S_{13} و S_{12} پیوننده نامتقارن دو بخشی ۳dB برحسب فرکانس

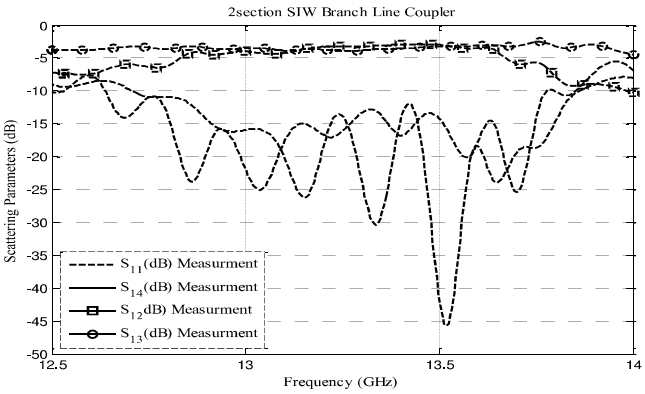


شکل (۹): پارامترهای S_{11} و S_{14} پیوننده نامتقارن دو بخشی ۳dB برحسب فرکانس

در هر ۴ دهانه پیوننده خط شاخه‌ای، از مبدل های SIW به مایکرواستریپ استفاده می‌شود، تا بتوان پیوننده را به وسیله ی متصل کننده‌های SMA از طریق خطوط مایکرواستریپ تغذیه کرد. برای طراحی مبدل خط SIW به مایکرواستریپ برای چهار دهانه پیوننده از روش ارائه شده در مقاله [۱۱] استفاده شده-است. نمونه ساخته‌شده این پیوننده و نتایج مربوط به اندازه-گیری این قطعه به ترتیب در شکل‌های (۱۰) و (۱۱) نشان داده شده‌است. ملاحظه می‌شود که نتایج اندازه‌گیری تطابق خوبی با نتایج شبیه‌سازی دارند.

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-07-04]

شکل (۱۰): نمونه پیوننده ساخته‌شده



شکل (۱۱): نتایج اندازه‌گیری پیوننده دوبخشی نامتقارن ۳dB ساخته-شده

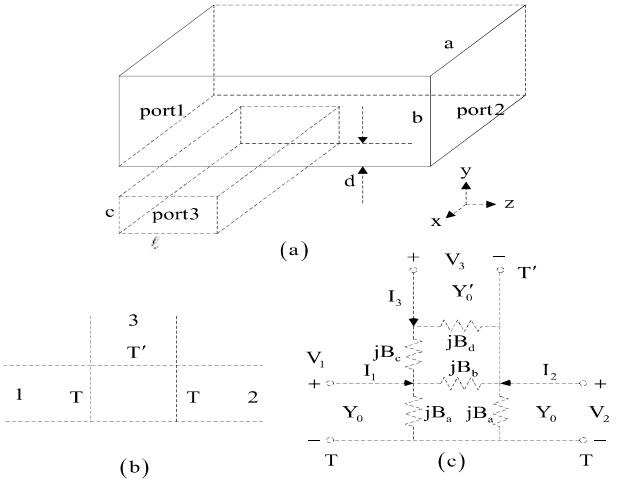
۳- نتیجه‌گیری

در این مقاله پیوننده خط شاخه‌ای با استفاده از تکنیک SIW طراحی شد که از ویژگی‌های خوب مدارهای چاپی وموجبر مستطیلی برخوردار است و برای افزایش پهنای باند فرکانسی پیوننده، از روش چندبخشی‌سازی بهره گرفته شده‌است. برای این عنصر غیرفعال مدل مداری به دست آورده‌شد که برای حالت کلی n بخشی، نامتقارن و مقدار پیوند دلخواه است و هیچ محدودیتی روی ساختار ایجاد نمی‌کند و برای بهینه‌سازی تحلیل مداری از روش حداقل مربعات با الگوریتم گرادیان مزدوج استفاده شده‌است. نمونه‌هایی از حالت تک بخشی ۶dB، دو بخشی متقارن و نامتقارن ۳dB طراحی شد. سپس نتایج حاصل از تحلیل مداری با نتایج تحلیل تمام موج مقایسه شده‌است. یک نمونه پیوننده دو بخشی نامتقارن ۳dB نیز ساخته و اندازه‌گیری شد.

پیوست

پارامترهای مدار معادل پیوندگاه T متقارن صفحه H :

پیوندگاه T متقارن و مدار معادل آن، در شکل (۱۲) نشان داده شده‌است. با فرض انتشار مود اصلی TE_{10} در ساختار و صرف‌نظر از مودهای مرتبه بالاتر، روابط (۷) برای ادمیتانس‌های B_a، B_b، B_c و B_d به دست می‌آید [۹].



شکل (۱۲): پیوندگاهT متقارن و مدار معادل آن، (a) پیوندگاه T صفحه H، (b) سطح مقطع افقی پیوندگاه، (c) مدار معادل

$$\frac{jB_a}{Y_0}=\tanh\frac{\gamma^A\ell}{2}$$

$$\frac{jB_c}{Y_0}=\frac{2\pi^2}{al\gamma^A}\sqrt{\frac{1}{a\ell}}\frac{1}{\left(\frac{\pi}{a}\right)^2+\left(\frac{\pi}{\ell}\right)^2-k^2}$$

$$\frac{jB_b}{Y_0}=\operatorname{csch}\left(\gamma^A\ell\right)-\frac{jB_c}{Y_0} \qquad (۷)$$

$$\frac{jB_d}{Y_0}=\frac{\gamma^B}{\gamma^A}\coth\left(\gamma^B a\right)-\frac{jB_c}{Y_0}$$

$$\gamma^A=\sqrt{\left(\frac{\pi}{a}\right)^2-k^2}\ ,\ \gamma^B=\sqrt{\left(\frac{\pi}{\ell}\right)^2-k^2}$$

ماتریس پراکندگی ناپیوستگی در عرض موجبر:

ناپیوستگی موجبری و مدار معادل آن در شکل (۱۳) نمایش داده شده‌است. برای ناپیوستگی موجبر از عرض کمتر به بیشتر، فقط شماره دهانه‌ها عوض می‌شوند. روابط (۸) در این ناپیوستگی برقرار است [8].

$$B=\left(S^H\right)A$$

$$S^H=\begin{bmatrix}\dfrac{\frac{k}{\beta_n}-\frac{1}{k\beta_m}}{\frac{k}{\beta_n}+\frac{1}{k\beta_m}} & 2\dfrac{Y_m}{Y_n}\dfrac{\frac{1}{\beta_m}}{\frac{k}{\beta_n}+\frac{1}{k\beta_m}}\\ 2\dfrac{Y_m}{Y_n}\dfrac{\beta_m}{\frac{k}{\beta_n}+\frac{1}{k\beta_m}} & \dfrac{\frac{\beta_n}{k}-k\beta_m}{\frac{\beta_n}{k}+k\beta_m}\end{bmatrix} \qquad (۸)$$

$$k=\sqrt{\frac{x_2-x_3}{x_1-x_0}}\ ,\ Y_m=\frac{1}{Z_f^V}\ ,\ Y_n=\frac{1}{Z_f^{IIa}}$$

$$\beta_m=\beta^V\ ,\ \beta_n=\beta^{IIa}$$

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-07-04]

$$M_1 = \frac{1}{1 - S_{22}^T S_{11}^H}$$

$$M_2 = S_{11}^H M_1 \ , M_3 = S_{21}^H M_1 \ , M_4 = S_{22}^T S_{12}^H$$

$$\begin{aligned}
S_{11}^{UT} &= S_{11}^T + S_{12}^T M_2 S_{21}^T \\
S_{12}^{UT} &= S_{12}^T S_{12}^H + S_{12}^T M_2 M_4 \\
S_{13}^{UT} &= S_{13}^T + S_{12}^T M_2 S_{23}^T \ , S_{21}^{UT} = M_2 S_{21}^T \\
S_{22}^{UT} &= S_{22}^H + M_3 M_4 \ , S_{23}^{UT} = M_3 S_{23}^T \\
S_{31}^{UT} &= S_{31}^T + S_{32}^T M_2 S_{21}^T \\
S_{32}^{UT} &= S_{32}^T S_{12}^H + S_{32}^T M_2 M_4 \ , S_{33}^{UT} = S_{33}^T + S_{32}^T M_2 S_{23}^T
\end{aligned} \qquad (۹)$$

ترکیب مـاتریس‌هـای پراکنـدگی دو شـبکه ۳ دهانـه‌ای پیوندگاه T و یک شبکه‌ی دو دهانه‌ای خط انتقال SIW:

باتوجه به شـکل (۲)، در قسـمت شـبکه‌ی عمـودی روابـط (۱۰) برقرار است:

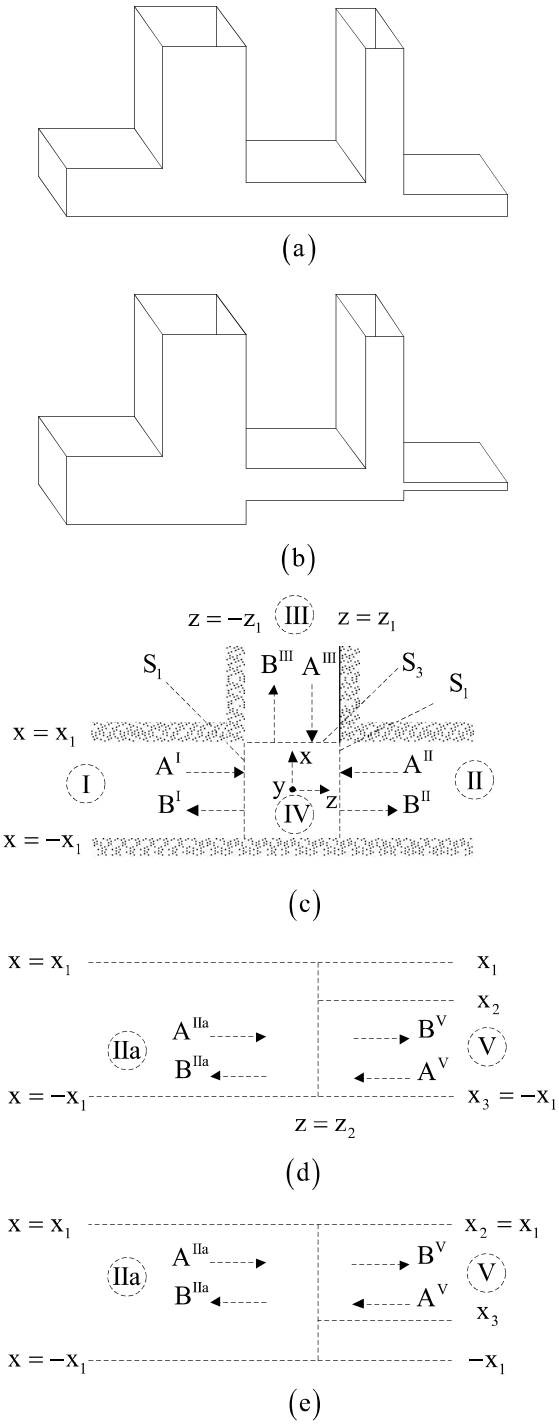
$$\begin{aligned}
b_1 &= Sl_{11} a_1 + Sl_{12} a_2 + Sl_{13} a_3 \\
b_2 &= Sl_{12} a_1 + Sl_{22} a_2 + Sl_{23} a_3 \\
b_3 &= Sl_{13} a_1 + Sl_{23} a_2 + Sl_{33} a_3 \\
a_3 &= S2_{11} b_3 + S2_{12} b_6 \\
a_6 &= S2_{21} b_3 + S2_{22} b_6 \\
b_4 &= S3_{11} a_4 + S3_{12} a_5 + S3_{13} a_6 \\
b_5 &= S3_{12} a_4 + S3_{22} a_5 + S3_{23} a_6 \\
b_6 &= S3_{13} a_4 + S3_{23} a_5 + S3_{33} a_6
\end{aligned} \qquad (۱۰)$$

با ساده‌سازی روابط بالا می‌توان a_3 و a_6 را برحسـب a_1، a_2، a_4 و a_5 طبق روابط (۱۱) نوشت:

$$\begin{aligned}
D &= S2_{11} S2_{22} - S2_{12} S2_{21} \\
E &= 1 - (S2_{11} Sl_{33} + S2_{22} S3_{33}) + D Sl_{33} S3_{33} \\
a_3 &= \begin{bmatrix} (S2_{11} Sl_{13} - D Sl_{13} S3_{33}) a_1 \\ +(S2_{11} Sl_{23} - D Sl_{23} S3_{33}) a_2 \\ +(S2_{12} S3_{13}) a_4 + (S2_{12} S3_{23}) a_5 \end{bmatrix} / E \\
a_6 &= \begin{bmatrix} (S2_{12} Sl_{13}) a_1 + (S2_{12} Sl_{23}) a_2 \\ +(S2_{22} S3_{13} - D Sl_{33} S3_{13}) a_4 \\ +(S2_{22} S3_{23} - D Sl_{33} S3_{23}) a_5 \end{bmatrix} / E
\end{aligned} \qquad (۱۱)$$

به‌این‌ترتیب b_1، b_2، b_4 و b_5 برحسب a_1، a_2، a_4 و a_5 یعنـی پارامترهای پراکندگی شبکه‌ی ۴ دهانه‌ای، طبق رابطـه (۱۲) بـه دست می‌آیند.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_4 \\ b_5 \end{bmatrix} = [S] \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_4 \\ a_5 \end{bmatrix} \qquad (۱۲)$$



شکل (۱۳): پیوندگاه موجبری نامتقارن و مدار معادل مربوط به آن، (a) از بالا باریک‌شده، (b) از پایین باریک‌شده، (c) بلوک ناپیوستگی پیوندگاه T متقارن، (d) بلوک ناپیوستگی در عرض موجبر از بالا باریک‌شده، (e) بلوک ناپیوستگی در عرض موجبر از پایین باریک‌شده

ترکیب ماتریس پراکندگی پیونـدگاه T متقـارن و ناپیوسـتگی در عرض موجبر منتج به روابط (۹) می‌شود.

مراجع

[1] A. Patrovsky,M. Daigle,K. Wu, " Coupling Mechanism in Hybrid SIW–CPW Forward Couplers for Millimeter-Wave Substrate Integrated

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-07-04]

Circuits",IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques, Vol. 56, No. 11, November 2008.

[2] E. Moldovan, R. G. Bosisio,K. Wu, " W-Band Multiport Substrate-Integrated Waveguide Circuits",IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques,Vol. 54,No. 2, February 2006.

[3] Ch. J. Chen,T. H. Chu,"Design of 60-GHz SIW Short-Slot Couplers",Microwave Conference, 2009. APMC 2009. Asia Pacific , December 2009.

[4] A. Patrovsky,M. Daigle,K. Wu, "Coupling Mechanism in Hybrid SIW–CPW Forward Couplers for Millimeter-Wave Substrate Integrated Circuits",IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques, Vol. 56, No. 11, November 2008.

[5] W. M. Abdel Wahab,D. Busuioc,S. Safavi –Naeini, "A Substrate-Integrated-Waveguide (SIW) Quadrature Hybrid-Junction for Low Cost Millimeter-Wave Planar Antenna Array", Antennas and Propagation Society International Symposium , July 2010.

[6] Fooks E.H.,R.A. Zakarevicius, "Microwave Engineering Using Microstrip Circuits",Englewood Cliff, 1990.

[7] W. Che, K. Deng, D. Wang,Y.L.Chow, "Analytical Equivalence Between Substrate Integrated Waveguide and Rectangular Waveguide",The Institution of Engineering and Technology, 2008.

[8] F. Arndt,I. Ahrens,U. Papziner, U. Wiechmann,R. Wilkait, "Optimized E-Plane T-Junction Series Power Dividers",IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques,Vol. MTT-35, No. 11, November 1987.

[9] Tao Y. , Shen Z., "Closed-form Expressions for the Equivalent Circuit Model of H-plane Waveguide T-junctions",Microwaves, Antennas & Propagation, IET, Vol. 4, No. 12, December 2010.

[10] H. Oraizi and J. Hamedfar, "Optimum Design of Broadband Branch-Line Coupler with Arbitrary Power Division and Impedance Transformation " , International Journal on Wireless & Optical Communications, Vol. 2, No. 2, December 2004.

[11] Dominic Deslandes, "Design Equations for Tapered Microstrip-to-Substrate Integrated Waveguide Transitions" ,Microwave Symposium Design(MTT), May 2010.

زیرنویس‌ها

[1] Coupler
[2] Branch line
[3] SIW (Substrate integrated Waveguide)
[4] Microstrip
[5] Q factor
[6] Power handling
[7] Coupled-Line coupler
[8] Multi-Hole directional coupler
[9] Hybrid ring coupler
[10] Gradient conjugate

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-07-04]

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-07-04]