

بهینه‌سازی و افزایش پهنای باند پیوننده خط شاخه‌ای، موجبری مجتمع شده در زیرلایه به روش حداقل مربعات

همایون عریضی^۱ ام البنین سلامی کناری^۲ محمدامین چایچیزاده^۳

۱- استاد- دانشکده مهندسی برق- دانشگاه علم و صنعت ایران- تهران- ایران

h_oraizi@just.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: پیوننده‌های جهتی، عناصر غیر فعالی هستند که برای تقسیم یا ترکیب توان در مدارهای مایکروویو و موج میلیمتری و تراهنترز کاربرد زیادی دارند. با استفاده از تکنیک موجبر مجتمع شده در زیرلایه، این قطعه مایکروویوی به صورت هم‌زمان از بسیاری ویژگی‌های خوب مدارهای چاپی و موجبر مستطبی از قبیل هزینه کم، سایز کوچک و تلفات انتقالی و تلفات تشبعشی بسیار کم برخوردار خواهد شد. در این مقاله سه نمونه پیوننده خط شاخه‌ای با استفاده از تکنیک موجبر مجتمع شده در زیرلایه طراحی و برای افزایش پهنای باند فرکانسی آن از روش چندبخشی‌سازی بهره گرفته شده است. برای بهینه‌سازی تحلیل مداری از روش حداقل مربعات استفاده و در تمام مراحل طراحی پیوننده بصورت نامتقارن و مقدار پیوند دلخواه در نظر گرفته شده است. سپس نتایج حاصل از تحلیل مداری با نتایج تحلیل تمام موج مقایسه شده است و یک نمونه پیوننده دو بخشی ۳dB برای کاربرد در باند Ku طراحی و ساخته شده است. مشاهده می‌شود که تطابق خوبی بین نتایج اندازه‌گیری و شبیه‌سازی وجود دارد.

کلمات کلیدی: پیوننده، چندبخشی، موجبر مجتمع شده 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 - دانشکده برق

چندبخشی و افزایش شاخه‌های آن است [۶]. به همین دلیل تحلیل‌ها به طور کلی با N شاخه انجام شده است و ساختار با روش حداقل مربعات بهینه شده است.

۱- مقدمه

یکی از پرکاربردترین خطوط انتقال در مایکروویو، ریزنوارک^۴ می‌باشد. 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 می‌باشد. هم‌چنین عناصر موجبر مستطیلی و موجبر دایروی، به دلیل مزایای مهم‌شان مانند تلفات کم، ضریب کیفیت^۵ بالا، تحمل قدرت توان^۶ بالا و حفاظت 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 مجتمع شده در زیرلایه (SIW) که عضوی از خانواده مدارهای مجتمع شده در زیرلایه است، زیرلایه مسطح را با آرایه‌هایی از حفره‌های فلزی ترکیب کرده و یک موجبر فلزی را ارائه می‌کند. فناوری SIW، ساخت مدارهای مجتمع مایکروویو و میلیمتری را با درجه‌ی فشرده‌گی بالا و هزینه کم امکان‌پذیر می‌کند، در حالی که دارای مشخصات خوب موجبرهای مستطیلی نیز می‌باشد.

همان‌طور که بیان شد عناصر غیرفعال متعددی با استفاده از SIW قابل ساخت می‌باشند که یکی از این عناصر پیوننده‌های جهتی است. پیوننده‌های جهتی انسواع مختلفی دارند، از قبیل پیوننده‌های خط پیونیده^۷، چند روزنه^۸، خط شاخه‌ای، دورگه^۹ حلقوی^{۱۰} و پیوننده‌های زیادی با استفاده از خطوط SIW بررسی، طراحی و ساخته شده‌اند، در بعضی از آن‌ها از پیوند روزنه (شکاف) استفاده شده است [۱-۳] 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 شده است [۵].

هدف اصلی در این مقاله مدل‌سازی مداری پیوننده خط شاخه‌ای SIW و افزایش پهنای باند آن با استفاده از ساختار

در ساختار SIW با استفاده از صفحه‌های فلزی بالایی و پایینی و دو ردیف متواالی 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 شده است تا بتوان به سادگی انواع ساختارهای مایکروویو 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 انتشار موج در SIW با موجبر مستطیلی بیان شده است. در این مقاله از مدل ارائه شده در سال ۲۰۰۸ در مرجع [۷] استفاده شده است.

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] :

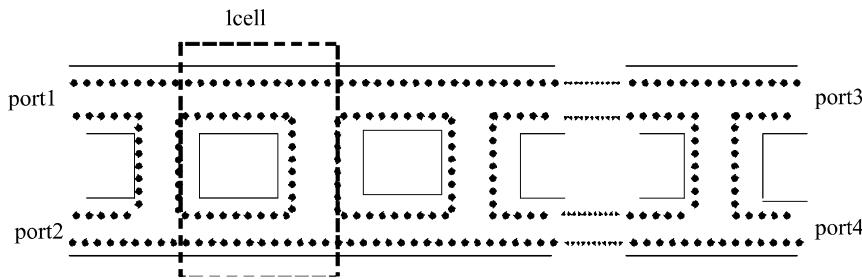
$$a' = \frac{2a}{\pi} \cot^{-1} \left(\frac{\pi W}{4a} \ln \frac{W}{4r} \right) \quad (1)$$

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

۲- تحلیل مداری پیوننده خط شاخه‌ای SIW

در شکل (۱) پیوننده خط شاخه‌ای SIW با n بخش نشان داده شده است. برای تحلیل مداری، ساختار به سلول‌هایی تقسیم می‌شود که به طور متواالی 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 داده شده، ساختار هر سلول به شبکه‌های افقی و عمودی ۴ دهانه‌ای تقسیم شده است.



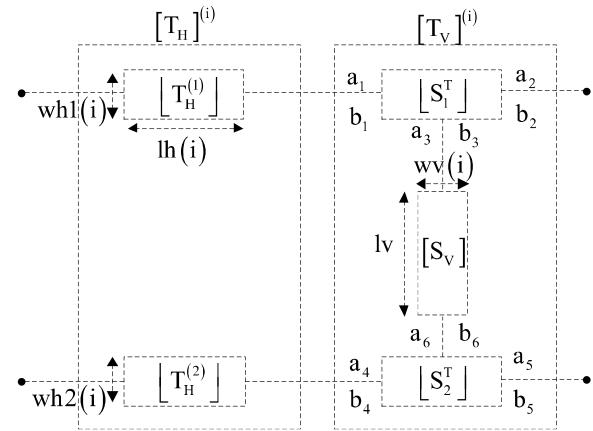
شکل (۱): پیوننده خط شاخهای SIW با n بخش

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 شده است، مدار معادل این ساختار مدار موازی است، زیرا در روش استخراج این مدار معادل، ماتریس ادمیتانس به کار برده شده است. با فرض انتشار مود اصلی (TE_{10}) در ساختار و صرف نظر 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 می‌شود. 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 شده است.

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

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = [S] \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} \quad (3)$$

نحوه محاسبه ماتریس $[S]$ در رابطه (۴) آورده شده است. 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 خواهد شد. حال که ماتریس‌های انتقال شبکه‌های افقی و عمودی محاسبه شد، با ضرب دو ماتریس $[T_H]^{(i)}$ و $[T_V]^{(i)}$ ماتریس انتقال



شکل (۲): مدار معادل هر سلوول 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 سلوول به دست می‌آید. با توجه به شکل (۲) شبکه افقی از دو خط SIW موازی تشکیل شده است که با هم یک شبکه ۴ دهانه‌ای به وجود می‌آورند. ماتریس انتقال شبکه ۴ دهانه‌ای از درایه‌های ماتریس انتقال دو دهانه‌ای هریک از خطوط انتقال SIW به دست می‌آید. به این ترتیب ماتریس انتقال شبکه ۴ دهانه‌ای افقی، $[T_H]_{4 \times 4}$ به صورت رابطه (۲) می‌باشد:

$$[T_H]_{4 \times 4} = \begin{bmatrix} t_{H,11}^1 & 0 & t_{H,12}^1 & 0 \\ 0 & t_{H,11}^2 & 0 & t_{H,12}^2 \\ t_{H,21}^1 & 0 & t_{H,22}^1 & 0 \\ 0 & t_{H,21}^2 & 0 & t_{H,22}^2 \end{bmatrix} \quad (2)$$

که درایه سطر ℓ ام و ستون ℓ ام از ماتریس انتقال T افقی است.

همان‌طور که در شکل (۲) نشان داده شده است، شبکه عمودی از دو پیوندگاه T و یک خط انتقال تشکیل شده است. مشاهده می‌شود که دهانه ۳ پیوندگاه T اول و دهانه ۲ خط انتقال و همچنین دهانه ۳ پیوندگاه T دوم و دهانه ۲ خط انتقال مشترک هستند. بنابراین با ترکیب ماتریس‌های پراکندگی 3×3 و تقاطع T و ماتریس پراکندگی 2×2 خط انتقال، می‌توان ماتریس پراکندگی 4×4 شبکه عمودی را به دست آورد.

$$[S] = (1/E) \times \begin{bmatrix} S_{11} + S_{13}(S_{21}S_{13} - D S_{13}S_{33}) & S_{12} + S_{13}(S_{21}S_{13} - D S_{13}S_{33}) & S_{13}S_{21}S_{33} & S_{13}S_{21}S_{23} \\ S_{12} + S_{23}(S_{21}S_{13} - D S_{13}S_{33}) & S_{12} + S_{13}(S_{21}S_{13} - D S_{13}S_{33}) & S_{13}S_{21}S_{33} & S_{13}S_{21}S_{23} \\ S_{13}S_{21}S_{13} & S_{13}S_{21}S_{13} & S_{11} + S_{13}(S_{22}S_{33} - D S_{13}S_{33}) & S_{12} + S_{13}(S_{22}S_{33} - D S_{13}S_{33})a_5 \\ S_{23}S_{21}S_{13} & S_{23}S_{21}S_{13} & S_{12} + S_{23}(S_{22}S_{33} - D S_{13}S_{33}) & S_{22} + S_{23}(S_{22}S_{33} - D S_{13}S_{33})a_5 \end{bmatrix} \quad (4)$$

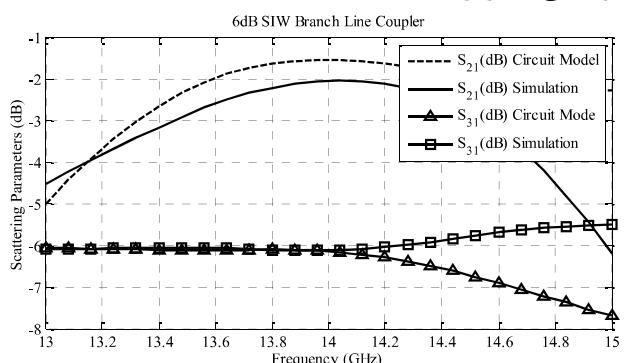
۱-۲-۲- پیوننده تک بخشی ۶dB

بیشترین اندازه پیوند قبل دستیابی در پیوننده خط شاخه‌ای تک بخشی ۵dB است. در این قسمت با روش حداقل مربعات یک پیوننده خط شاخه‌ای یک‌بخشی ۶dB طراحی شده است. مشخصات و ابعاد فیزیکی به دست آمده از این روش در جدول (۱) آورده شده است.

جدول (۱): مشخصات و ابعاد فیزیکی پیوننده 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)
wh1(2)	8.5486(mm)
wh1(3)	9.8331(mm)
wv(1)	11.0223(mm)
wv(2)	10.682(mm)
wh2(1)	9.8331(mm)
wh2(2)	8.5486(mm)
wh2(3)	9.8331(mm)
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 شده است. ملاحظه می‌گردد که در پهنه‌ی باند حدود ۱۲٪ اندازه پیوند با ۰/۵dB ترانس، برابر ۶dB و مقدار سمت‌گرایی و تلفات بازگشتی کمتر از ۱۰dB است.



شکل (۳): پارامترهای S₂₁ و S₃₁ پیوننده ۶dB بر حسب فرکانس

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

$$[T] = [T_H]^{(1)} \times [T_V]^{(1)} \times [T_H]^{(2)} \times [T_V]^{(2)} \times \dots \times [T_H]^{(n)} \times [T_V]^{(n)} \times [T_H]^{(n+1)} \quad (5)$$

برای محاسبه تابع خطای روش حداقل مربعات نیاز به مقادیر ماتریس پراکندگی می‌باشد. بنابراین برای محاسبه ماتریس پراکندگی ابتدا با استی 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.

$$\text{error} = \sum_K \sum_{i=1}^4 \sum_{j=1}^4 W_{K,ij} (S_{K,ij} - G_{K,ij})^2 \quad (6)$$

در رابطه (۶)، S_{K,ij} نشان‌دهنده پارامترهای پراکندگی است و تابع طول و عرض خطوط انتقال به کار رفته در ساختار مقسم توان است. G_{K,ij} نشان‌دهنده مقادیر مطلوب برای S_{K,ij} است که هدف دستیابی به آن‌ها است. W_{K,ij} ضرایب وزن در بهینه‌سازی است. در این روش بازه فرکانسی مورد نظر به K قسمت تقسیم و در هر قسمت مقدار خطا محاسبه می‌شود. با حداقل کردن میزان خطای ساختار بهینه به دست می‌آید. در این قسمت برای حداقل کردن تابع خطا از الگوریتم گرادیان مزدوج^۱ بهره گرفته شده است. دلیل استفاده از این الگوریتم سرعت همگرایی بالای آن است. [۱۰]

۲-۲- شبیه‌سازی و مقایسه نتایج

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

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 شده است. مشخصات و ابعاد فیزیکی به دست آمده از روش حداقل مربعات در جدول (۳) آورده شده است.

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 (۴) و (۶) برای مقایسه آورده شده است.

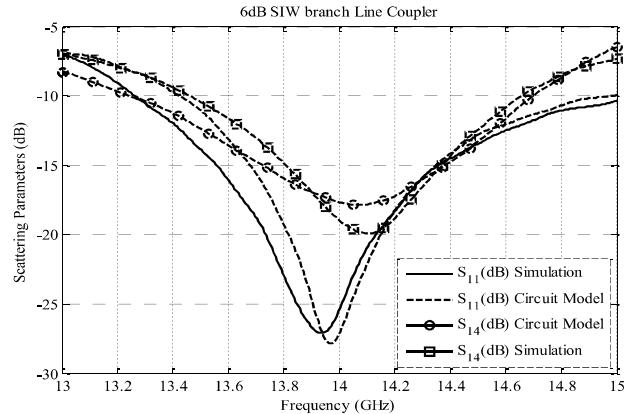
مشاهده می‌شود که در محدوده فرکانسی ۱۳/۵GHz تا ۱۴/۲GHz مقدار پیوند با ۱dB تلرانس، برابر ۳dB و مقدار سمت‌گرایی و تلفات بازگشتی کمتر از ۱۷dB است.

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

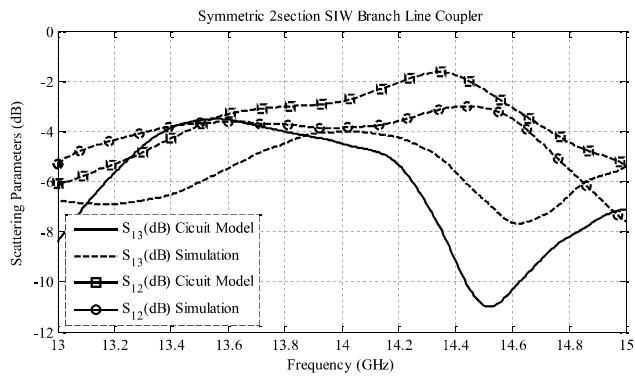
$N=3$, $K=101$, $f_i=13.5(\text{GHz})$, $f_o=14.5(\text{GHz})$, $\epsilon_r=3.55$, $h=0.78(\text{mm})$	$C=3(\text{dB})$
مقدار تابع خطا قبل از بهینه‌سازی: 375.1862	مقدار تابع خطا بعد از بهینه‌سازی: 3.5922
wh1(1)	9.4805(mm)
wh1(2)	8.8544(mm)
wh1(3)	10.1679(mm)
wh1(4)	9.4805(mm)
wv1)	9.2399(mm)
wv2)	14.3783(mm)
wv3)	9.1637(mm)
wh2(1)	9.3704(mm)
wh2(2)	9.8548(mm)
wh2(3)	10.1666(mm)
wh2(4)	9.4805(mm)
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

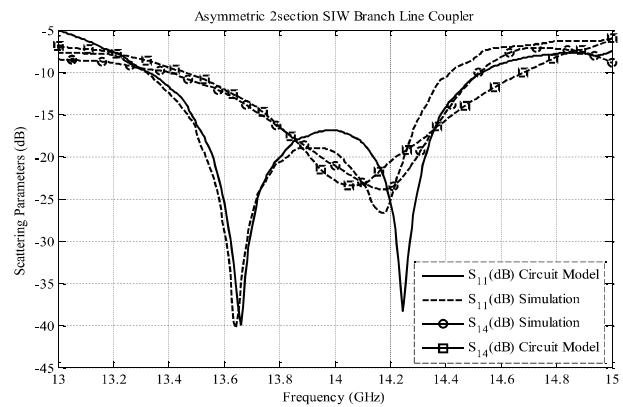
در این قسمت یک نمونه پیوننده خط شاخه‌ای دو بخشی نامتقارن ۳dB طراحی و ساخته شده است. در این نمونه امپدانس دهانه‌های ۱ تا ۴ به ترتیب برابر ۵۰ اهم، ۶۰، ۴۰، ۴۰ اهم و ۵۰ اهم می‌باشد. مشخصات و ابعاد فیزیکی به دست آمده از روش حداقل مربعات در جدول (۳) آورده شده است.



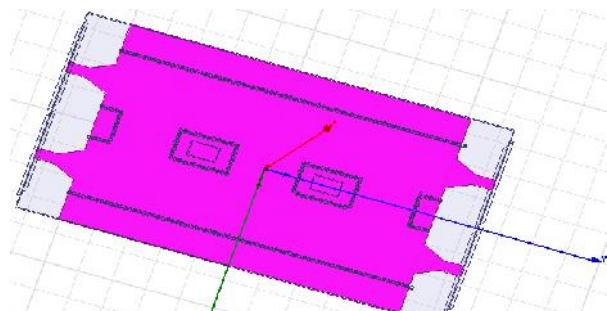
شکل (۴): پارامترهای S_{11} و S_{14} پیوننده ۶dB بر حسب فرکانس



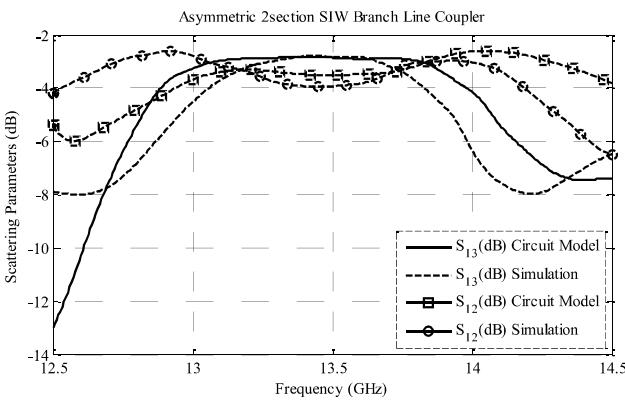
شکل (۵): پارامترهای S_{13} و S_{12} پیوننده متقارن دو بخشی ۳dB بر حسب فرکانس



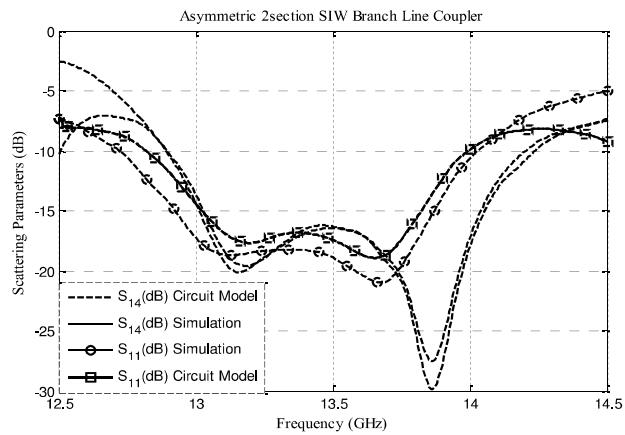
شکل (۶): پارامترهای S_{11} و S_{14} پیوننده متقارن دو بخشی ۳dB بر حسب فرکانس



شکل (۷): محیط شبیه‌سازی پیوننده دو بخشی نامتقارن ۳dB در نرم افزار HFSS



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



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

در هر ۴ دهانه پیوننده خط شاخه‌ای، از مبدل‌های SIW به مایکرواستریپ استفاده می‌شود، تا بتوان پیوننده را به سیله‌ی 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 ساخته شده این پیوننده و نتایج مربوط به اندازه‌گیری این قطعه به ترتیب در شکل‌های (۱۰) و (۱۱) نشان داده شده است. ملاحظه می‌شود که نتایج اندازه‌گیری تطابق خوبی با نتایج شبیه‌سازی دارند.

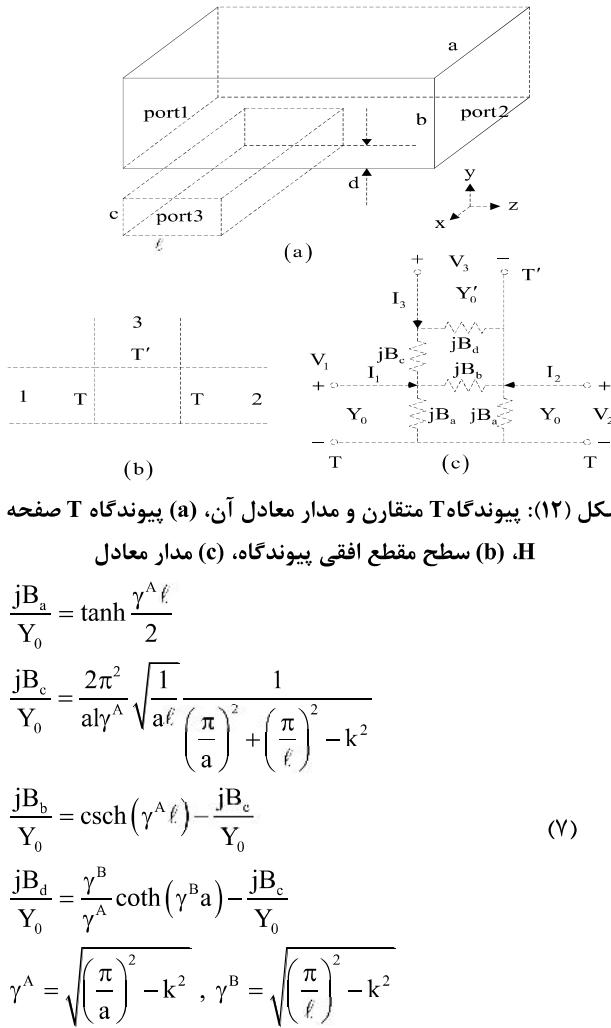
جدول (۳): مشخصات و ابعاد فیزیکی پیوننده نامتقارن دو بخشی ۳dB

$N=3$, $K=101$, $f_l=12.5(\text{GHz})$, $f_u=14.5(\text{GHz})$, $\epsilon_r=3.55$, $h=0.78(\text{mm})$	$C=3(\text{dB})$
مقدار تابع خطاب قبل از بهینه‌سازی: 381.0504	مقدار تابع خطاب بعد از بهینه‌سازی: 4.0222
wh1(1)	9.0791(mm)
wh1(2)	9.7178(mm)
wh1(3)	9.7044(mm)
wh1(4)	9.0794(mm)
wv(1)	9.7845(mm)
wv(2)	12.7343(mm)
wv(3)	9.7922(mm)
wh2(1)	9.0788(mm)
wh2(2)	9.7176(mm)
wh2(3)	9.7043(mm)
wh2(4)	9.0792(mm)
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 شده است 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 نرم افزار HFSS در شکل (۷) نمایش داده شده است.

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

کلیه‌ی طراحی‌ها و شبیه‌سازی‌ها روی زیرلایه RO4003 از شرکت Rogers، با $\epsilon_r=3/55$ ، انجام شده‌است. ضخامت زیرلایه انتخاب شده ۳۱ میلی اینچ، حدود ۷۸۰ میلی‌متر، است و قطر حفره‌های به کار برده شده برای تحقق SIW برابر با ۵/۵ میلی‌متر با فاصله مرکز دو دایره‌ی متواലی ۷۰ میلی‌متر می‌باشد.



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

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

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

$$\frac{jB_b}{Y_0} = \operatorname{csch}(\gamma^A \ell) - \frac{jB_c}{Y_0} \quad (7)$$

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

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

ماتریس پراکندگی ناپیوستگی در عرض موجبر:

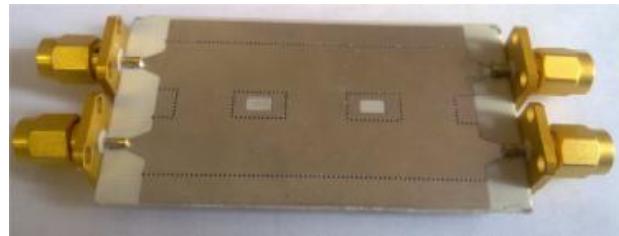
ناپیوستگی موجبری و مدار معادل آن در شکل (۱۳) نمایش داده شده است. برای ناپیوستگی موجبر از عرض کمتر به بیشتر، فقط شماره دهانه ها عوض می شوند. روابط (۸) در این ناپیوستگی برقرار است [۸].

$$B = (S^H) A$$

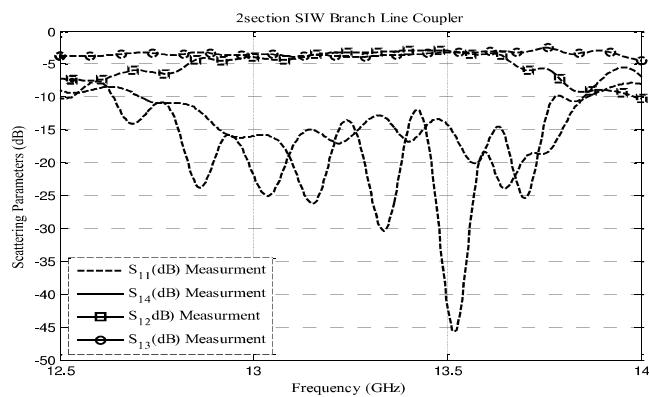
$$S^H = \begin{bmatrix} \frac{k}{\beta_n} - \frac{1}{k\beta_m} & 2 \frac{Y_m}{Y_n} \frac{1}{k + \frac{1}{k\beta_m}} \\ \frac{k}{\beta_n} + \frac{1}{k\beta_m} & \frac{1}{\beta_n} - \frac{1}{k\beta_m} \end{bmatrix} \quad (8)$$

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

$$\beta_m = \beta^V, \quad \beta_n = \beta^{ll}$$



شکل (۱۰): نمونه پیوندگاه ساخته شده



شکل (۱۱): نتایج اندازه گیری پیوندگاه دوبخشی نامتقارن ۳dB ساخته شده

۳- نتیجه گیری

در این مقاله پیوندگاه خط شاخه ای با استفاده از تکنیک SIW طراحی شد که از ویژگی های خوب مدارهای چاپی و موجبر مستطیلی برخوردار است و برای افزایش پهنای باند فرکانسی پیوندگاه، از روش چندبخشی سازی بهره گرفته شده است. برای این عنصر غیرفعال مدل مداری به دست آورده شد که برای حالت کلی n بخشی، نامتقارن و مقدار پیوند دلخواه است و هیچ محدودیتی روی ساختار ایجاد نمی کند و برای بهینه سازی تحلیل مداری از روش حداقل مربعات با الگوریتم گرادیان مزدوج استفاده شده است. نمونه هایی 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 شده است. یک نمونه پیوندگاه دو بخشی نامتقارن ۳dB نیز ساخته و اندازه گیری شد.

پیوست

پارامترهای مدار معادل پیوندگاه T متقارن صفحه H :
پیوندگاه T متقارن و مدار معادل آن، در شکل (۱۲) نشان داده شده است. با فرض انتشار مود اصلی TE_{10} در ساختار و صرف نظر از مودهای مرتبه بالاتر، روابط (۷) برای ادمینانس های B_a , B_b , B_c و B_d به دست می آید [۹].

$$\begin{aligned}
 M_1 &= \frac{1}{1 - S_{22}^T S_{11}^H} \\
 M_2 &= S_{11}^H M_1, M_3 = S_{21}^H M_1, M_4 = S_{22}^T S_{12}^H \\
 S_{11}^{UT} &= S_{11}^T + S_{12}^T M_2 S_{21}^T \\
 S_{12}^{UT} &= S_{12}^T S_{12}^H + S_{12}^T M_2 M_4 \\
 S_{13}^{UT} &= S_{13}^T + S_{12}^T M_2 S_{23}^T, S_{21}^{UT} = M_2 S_{21}^T \\
 S_{22}^{UT} &= S_{22}^H + M_3 M_4, S_{23}^{UT} = M_3 S_{23}^T \\
 S_{31}^{UT} &= S_{31}^T + S_{32}^T M_2 S_{21}^T \\
 S_{32}^{UT} &= S_{32}^T S_{12}^H + S_{32}^T M_2 M_4, S_{33}^{UT} = S_{33}^T + S_{32}^T M_2 S_{23}^T
 \end{aligned} \tag{9}$$

ترکیب ماتریس‌های پراکندگی دو شبکه ۳ دهانه‌ای
پیوندگاه T و یک شبکه‌ی دو دهانه‌ای خط انتقال SIW
باتوجه به شکل (۲)، در قسمت شبکه‌ی عمودی روابط
(۱۰) برقرار است:

$$\begin{aligned}
 b_1 &= S_{11} a_1 + S_{12} a_2 + S_{13} a_3 \\
 b_2 &= S_{12} a_1 + S_{22} a_2 + S_{23} a_3 \\
 b_3 &= S_{13} a_1 + S_{23} a_2 + S_{33} a_3 \\
 a_3 &= S_{21} b_3 + S_{22} b_6 \\
 a_6 &= S_{21} b_3 + S_{22} b_6 \\
 b_4 &= S_{31} a_4 + S_{32} a_5 + S_{33} a_6 \\
 b_5 &= S_{32} a_4 + S_{33} a_5 + S_{33} a_6 \\
 b_6 &= S_{33} a_4 + S_{33} a_5 + S_{33} a_6
 \end{aligned} \tag{10}$$

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

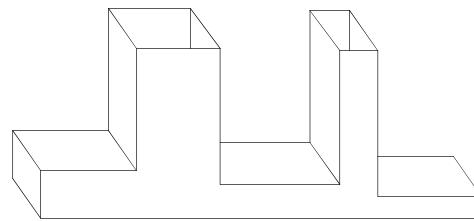
$$\begin{aligned}
 D &= S_{211} S_{222} - S_{212} S_{221} \\
 E &= 1 - (S_{211} S_{133} + S_{222} S_{333}) + D S_{133} S_{333} \\
 a_3 &= \left[\begin{array}{l} (S_{211} S_{133} - D S_{133} S_{333}) a_1 \\ + (S_{211} S_{123} - D S_{123} S_{333}) a_2 \\ + (S_{212} S_{313}) a_4 + (S_{212} S_{323}) a_5 \end{array} \right] / E \\
 a_6 &= \left[\begin{array}{l} (S_{212} S_{133}) a_1 + (S_{212} S_{123}) a_2 \\ + (S_{222} S_{313} - D S_{133} S_{313}) a_4 \\ + (S_{222} S_{323} - D S_{133} S_{323}) a_5 \end{array} \right] / E
 \end{aligned} \tag{11}$$

به این ترتیب b_1 ، b_2 ، b_3 و b_4 ، b_5 و b_6 برحسب a_1 ، a_2 ، a_4 و a_5 یعنی پارامترهای پراکندگی شبکه‌ی ۴ دهانه‌ای، طبق رابطه (۱۲) به دست می‌آیند.

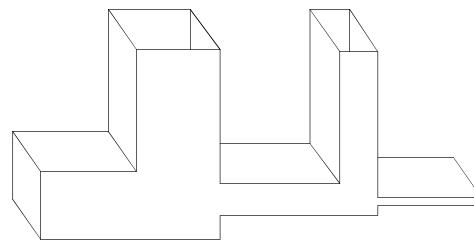
$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_4 \\ b_5 \end{bmatrix} = [S] \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_4 \\ a_5 \end{bmatrix} \tag{12}$$

مراجع

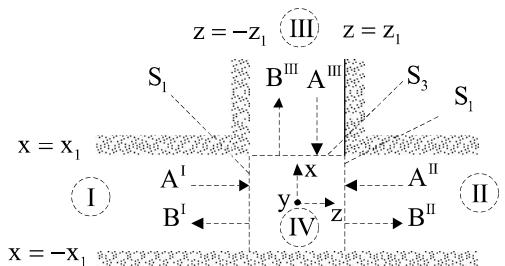
- [1] A. Patrovsky, M. Daigle, K. Wu, " Coupling Mechanism in Hybrid SIW-CPW Forward Couplers for Millimeter-Wave Substrate Integrated



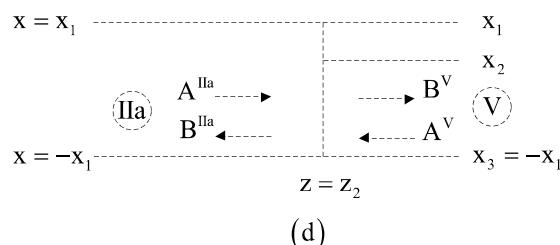
(a)



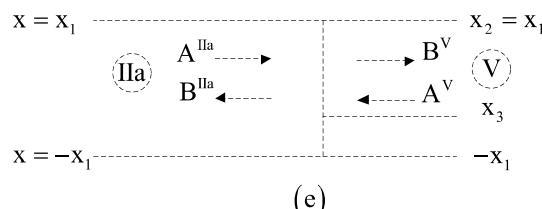
(b)



(c)



(d)



(e)

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

ترکیب ماتریس پراکندگی پیوندگاه T متقارن و ناپیوستگی در عرض موجبر منتج به روابط (۹) می‌شود.

-
- ⁹ Hybrid ring coupler
¹⁰ Gradient conjugate

- 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

