

ارائه روشی جهت کارایی Microstrip-To-CPS برای انتقال ریز موجها

نیما توحیدی قمصری^۱، نوید همراهی^۲

^۱ دانشجوی کارشناسی ارشد مهندسی برق، الکترونیک - دانشگاه آزاد اسلامی واحد یزد - دانشکده برق

^۲ دانشجوی کارشناسی ارشد مهندسی کامپیوتر، نرم افزار - دانشگاه آزاد اسلامی واحد زنجان - دانشکده برق، کامپیوتر و IT

چکیده

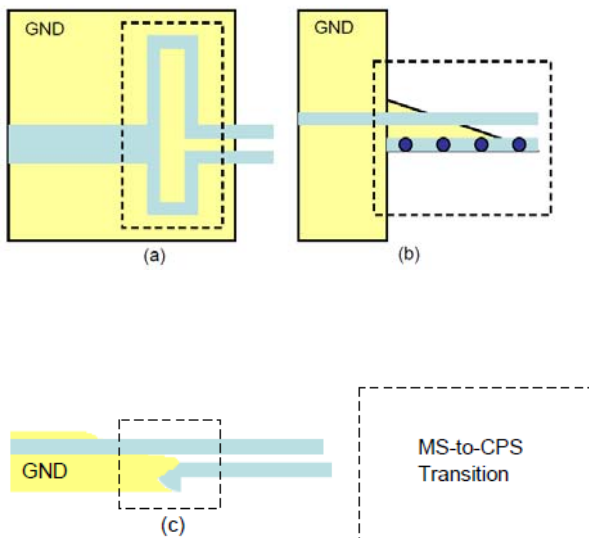
این مقاله طراحی خطوط راهنمای جدید برای انتقال Microstrip-To-CPS را معرفی می کند که در مبحث موج میلی متری کاربردهایی دارد. این جا انتقال مسیر پیشنهاد می شود که با فواید کاهش زمان طراحی همراه است و نیز به همان میزان بهبود پهنای باند به وسیله کاهش تأثیر جفت کردن ساختار به خصوص در باند فرکانس ۶۰ GHz مطرح می شود. در این روش انتقال جدید از وسیله شبیه سازی موج کامل سه بعدی EM، استودیو ماکروویو CST استفاده می شود و به طور تجربی تا فرکانس ۶۷ GHz اندازه گیری می شود به وسیله Agilent PNA EA۳۶۱C. در این مقاله ۲ ساختار Microstrip-To-CPS معرفی می شود. یک مسئله از اتصال T غیر متقارن استفاده می کند و حالت دیگر از اتصال متقارن بهره می برد. برای اندازه گیری تجربی انتقال Microstrip-To-CPS پشت به پشت Loss، عبوری کمتر از ۳ db که بیشتر از ۱۴٪ پهنای باند است اندازه گیری شد که با فرکانس مرکزی ۶۲ GHz برای ساختار غیر متقارن مطرح شد و Loss عبوری بیشتر از ۲/۸ db که بیشتر از ۲۲٪ پهنای باند است بدست می آید که برای ساختار متقارن در حدود فرکانس هدف (Target) ۶۰ GHz مطرح می شود.

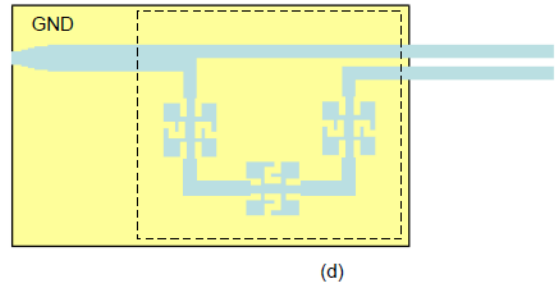
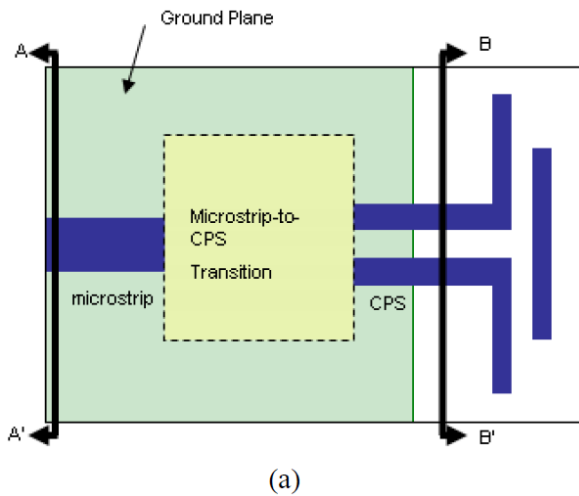
واژه های کلیدی: Microstrip-To-CPS، موج میلی متری، فرکانس ۶۰ GHz، Agilent PNA EA ۳۶۱ C، ۳ db، ۲ db.

(۱) مقدمه:

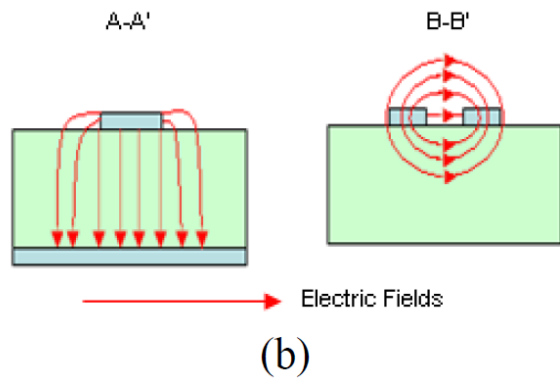
است آنچه که سیکل طراحی را افزایش می دهد. از طرف دیگر در شکل ۲، ۵، ۶، Stubs شعاعی، خطوط ارسالی مصنوعی و Via-Holes، به ترتیب برای انتقال Microstrip-To-CPS استفاده شده است. این مسائل به ترتیب زمینه پیچیده نیازمند است که با مسیر سیگنال و Drilling Vias همراه باشد که به هزینه بالا بالخصوص فرکانس ۶۰ GHz منتج می شود. در کنارها، هیچ خطوط راهنمای قابل دسترسی برای طراحی انتقال Microstrip-To-CPS وجود ندارد، تا مد ناهمگون در خط Microstrip زوج شده را القا کند، به جز این که ۲ مسیر نیاز دارد تا ۱۸۰ درجه خارج از فاز قرار بگیرند.

در سال های اخیر افزایش درخواست سیستم های ارتباطی بی سیم با سرعت بالا، توجه زیادی را به باند موج میلی متری در حدود ۵۷-۶۴ GHz معطوف کرده است؛ آنچه که برای ارتباطات فاصله کوتاه و ظرفیت بالا استفاده می شود. در این باند فرکانسی سیگنال ها به شدت ضعیف شده اند. به این دلیل است که به منظور افزایش بازدهی کار مفید ارتباطات لازم است از آنتن هایی با Gain بالا و Directive زیاد استفاده می شود. به منظور دست یابی به هزینه پایین و ساختار آسان و Directive زیاد از آنتن های Endfire Microstrip Planar مانند آنتن Quasi-Yagi به طور گسترده ای استفاده می شود. این نوع از آنتن های دی پل به Balun نیازمند است؛ آنچه که ورودی غیر متوازن را به خروجی متوازن تبدیل می کند و بالعکس که این تبدیل برای اتصال آنتن به سیستم و به همان میزان تست و اندازه گیری اجرای آنتن کاربرد دارد. ساختار خط انتقال Uniplanar یعنی Coplanarstripline (CPS) ساختار شناخته شده ای است که کاربرد آن برای تغذیه آنتن های دی پل چاپ شده و نیز سازماندهی کردن وسایل و ابزار حالت جامد بدون Via-Holes است. بنابراین انتقال Microstrip-To-CPS با Loss عبوری خوب و به همان میزان Loss برگشتی خوب با ویژگی باند کناری مورد نیاز است. همان طور که در شکل ۱ نشان داده شده است روش های گوناگونی در متون طراحی انتقال Microstrip-To-CPS معرفی شده است. در شکل یک و چهار اتصال T غیر متقارن برای پخش و ترکیب سیگنال در CPS استفاده شده است و در شکل ۳ اتصال T متقارن برای بهبود بازدهی انتقال در مقایسه با شکل ۴ استفاده شده است. این تأثیر جفت کردن، پیچیدگی برای طراحی Balun ها را معرفی می کند زیرا هر پارامتر طراحی به دیگر پارامترها وابسته





مطابق شکل ۱ انتقال Microstrip-To-CPS بخش a حلقه مربع در شکل ۲، ۳، ۴، بخش b با Via در شکل ۶، بخش شعاعی در شکل ۲، بخش d خط ارسالی مصنوعی در شکل ۵



a نما از بالا - b نمای سطح مقطع با زمینه الکتریکی انتقال Microstrip-To-CPS

مد ناهماهنگ در CPS با اختلاف فاز ۱۸۰ درجه القا می‌شود که بین ۲ خطوط Microstrip زوج شده وجود دارد. بنابراین زمینه الکتریکی در بخش CPS جهتی از یک Microstrip به دیگری دارد. آماده سازی یک نصف طول موج خط سیگنال بلندتر از خط سیگنال دیگر در انتقال Microstrip-To-CPS در شکل دوم می‌تواند تأثیر فاز ایجاد کند. این مقاله یک روش جدیدی از ساختن تأخیر فاز ۱۸۰ درجه در CPS به وسیله استفاده از حلقه نیم دایره نشان می‌دهد.

۳) خطوط راهنمای طراحی:

شکل ۳ و ۴ ترکیب از انتقال Microstrip-To-CPS پیشنهاد شده را نشان می‌دهد. هر دو ترکیب از نیم دایره بزرگ و ترکیبی از خطوط ارسال و نیم دایره کوچک شامل شده‌اند. به طور ایده‌آل تفاوت طول بین ۲ مسیر نیازمند این است که 0.5λ باشد، جایی که λ طول موج معرفی می‌شود، و این نیاز بدین منظور است که برابر کردن فاز ۱۸۰ درجه بین ۲ مسیر را اخذ کند. هیچ تغییر شکل دهنده طول موج ۱/۴ نیاز نیست زیرا می‌تواند پهنای باند این انتقال را محدود کند. (شکل ۵)

این مقاله خط راهنمای طراحی ساده‌ای را برای انتقال Microstrip-To-CPS برای باند فرکانس ۶۰ GHz ارائه می‌دهد. ساختار پشت به پشت (Microstrip-To-CPS) برای اندازه‌گیری با تحلیل‌گر شبکه ساخته شده است. هر دو اتصال T متقارن و غیر متقارن طراحی و ساخته شده است. هر دو ساختارها به صورت تجربی و تئوری مورد مطالعه قرار گرفته است و این امر به وسیله شبیه سازی‌های موج کامل سه بعدی و تحلیل‌گر شبکه انجام شده است، آنچه که می‌تواند تا ۶۷ GHz پارامترهای S را اندازه‌گیری کند. انتقال Microstrip-To-CPS در این مقاله در ماده زمینه پلیمر کریستال مایع طراحی شده است که ماده آلی، وزن کم و مواد انعطاف پذیر به همراه ویژگی‌های Loss بسیار عالی از خصوصیات آن است و این امر برای فرکانس‌های تا ۱۱۰ GHz و استحکام و ثبات مکانیکی خیلی خوب امکان پذیر است. این مقاله به ترتیب زیرا مرتب شده است. بخش دوم تئوری در مورد طراحی Balun و بخش سوم خطوط راهنمای طراحی برای هر دو ساختارهای متقارن و غیر متقارن را بحث می‌کند. بخش چهارم اندازه‌گیری و شبیه‌سازی را وسیله‌ای برای نشان دادن پارامترها می‌داند و در آخر بخش پنجم خلاصه و نتیجه‌گیری است.

۲) تئوری:

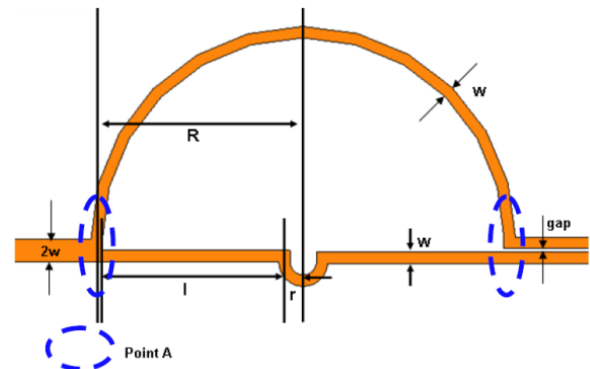
انتقال Microstrip-To-CPS یک نوع از روش‌هایی است که طراحی Balun می‌پردازد که نوعی از تغییر شکل دهنده‌های الکتریکی است که می‌تواند سیگنال‌ها یا الکتریکی که متوازن شده‌اند را به سیگنال‌هایی که متوازن نشده‌اند تبدیل کند و بالعکس. همان‌طور که در شکل دوم نشان داده شده است خط Microstrip متوازن نیست و CPS متوازن شده است. از زمانی که آنتن‌های دی پل Planar از زمینه همواره سر بریده (Truncated) به عنوان آلت انعکاس استفاده می‌کند، تغذیه آنتن‌ها باید با مد ناهماهنگ القا بشود.

$$\begin{aligned} \pi R - (2l + \pi r) &= \frac{\lambda_g}{2} \\ \Leftrightarrow \pi(r + l + \frac{w}{2}) - (2l + \pi r) &= \frac{\lambda_g}{2} \\ \Leftrightarrow \pi r + \pi l + \frac{\pi w}{2} - 2l - \pi r &= \frac{\lambda_g}{2} \quad (2) \\ \Leftrightarrow l(\pi - 2) &= \frac{\lambda_g}{2} - \frac{w\pi}{2} \\ \Leftrightarrow l &= \frac{\lambda_g - w\pi}{2\pi - 4} \end{aligned}$$

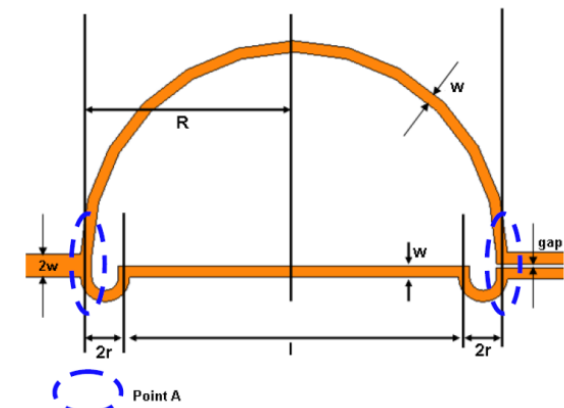
بعد از ساده سازی در معادله دوم جمله r حذف می شود و ارتباط بین دو مسیر معادله ای برای پارامتر l تهیه می کند. بنابراین شعاع مسیر دایره کوچک معلوم می کند که یک متغیر آزاد است و فقط طول l پارامتر طراحی اصلی است که وابسته به فرکانس است. بنابراین با محاسبه این ارزش Balun در فرکانس دلخواه می تواند طراحی شود. در معادله دوم λ_g از فرکانس Twrget تعیین می شود همان طور که گذردی نسبتی از زیر لایه دی الکتریک. ارزش شعاع برای حلقه نیم دایره کوچک به وسیله طراح انتخاب می شود و محدودیت این است که اندازه شعاع نیاز به مقدار بیشتری در مقایسه با پهنای CPS دارد. پهنای Microstrip بر اساس ضخامت و مقدار ثابت زیر لایه دی الکتریک تعیین می شود. در نتیجه تمام پارامترهای طراحی به منظور انتخاب شعاع مسیر نیم دایره وسیع در معادله ۱ به وسیله طراح محاسبه می شود. این ارزش های پارامترها یک نقطه شروع خوبی را برای طراحی انتقال Microstrip-TO-CPS بدون هیچ آشفتگی تهیه می کند. برای دومین سازه نشان داده شده در شکل چهارم به جای خطوط ارسال مستقیم مانند آنچه در شکل سوم معرفی شد. مسیر نیم دایره در نقطه A استفاده می شود که نقاط ترکیب را تقسیم و پخش می کند. این اتصال T متقارن بازدهی انتقال را بهبود خواهد بخشید. طول مسیر طولانی πR است که نصف محیط دایره با شعاع R است دو طول مسیر کوتاه با شعاع r از Microstrip مستقیم است. شعاع نصف حلقه وسیع بدین صورت است:

$$R = 2r + \frac{l}{2} \quad (3)$$

ارتباط بین دو مسیر به منظور اخذ اختلاف فاز 180° درجه می تواند این گونه بیان شود:



نمای بالایی از انتقال جدید Microstrip-To-CPS با اتصال T غیر متقارن (ساختار ۱)



نمای بالایی انتقال با اتصال T متقارن (ساختار ۲)

برای اولین طراحی نشان داده شده در شکل سوم، اتصال غیر متقارن در نقطه A استفاده می شود. با وجود فضای وسیع بین دو خطوط ارسال در محیط انتقال، جفت کردن پارازیتی کاهش پیدا خواهد کرد. طول مسیر حاوی πR است که نصف محیط دایره با شعاع R را شامل می شود. طول مسیر کوتاه برابر $2r + \pi r$ است که مجموع نصف محیط دایره کوچک با شعاع r و مجموع 2 Microstrip مستقیم از طول L است. شعاع نصف دایره وسیع بدین صورت است:

$$R = r + l + \frac{w}{2} \quad (1)$$

همان طور که قبلاً توضیح داده شد، برای دستیابی به تفاوت فاز 180° درجه به منظور القا مد ناهماهنگ در CPS، ارتباط بین مسیر طولانی و مسیر کوتاه بدین صورت می تواند بیان شود:

، $w=60 \mu\text{m}$ ، فضا $=20 \mu\text{m}$ و ابعاد ساختار دوم بدین صورت هستند: $r=100 \mu\text{m}$ ، $L=1800 \mu\text{m}$ ، $R=1100 \mu\text{m}$ ، $\text{فضا}=20 \mu\text{m}$

استودیو مایکروویو CST نرم افزار شبیه سازی الکترومغناطیس مربع کامل سه بعدی برای شبیه سازی پاسخ و تحلیل گر شبکه Agilent PNA EA۳۶ic استفاده شد که به همراه (بار باز کوتاه) Thru کالیبراسیون Solt به منظور اندازه گیری loss عبوری و loss برگشتی مورد استفاده قرار گرفت. این مطالب برای هر دو ترکیب یک ودوکه در شکل ۵ معرفی شده است. برای اندازه گیری در فرکانس ۶۰ GHz استفاده از اتصال دهنده Gppo در ساختار می تواند پاسخ غیر پیش بینی را تولید کند که به چگونگی سازمان یافتن اتصال دهنده ها و اتصال آلیاژها وابسته است. بنابراین ساختارها با دستگاه GSG اندازه گیری شد. به منظور اندازه گیری اجرای انتقال Microstrip-to-CST پیشنهاد شده به وسیله دستگاه انتقال CPW-to-Microstrip مربع بر coplanar بدون via (شکل ۷) استفاده شد که در شکل ۶ نشان داده شده است. این همچنین ساده سازی فرآیند ساختار را آسان می سازد.

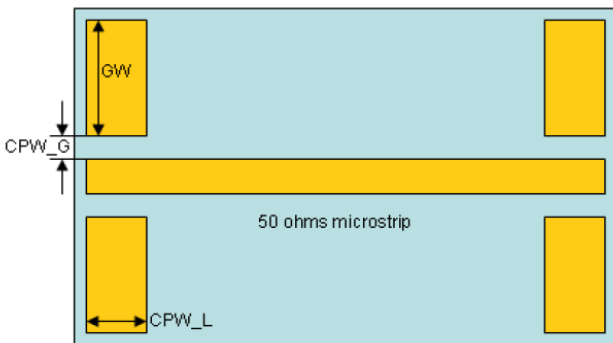


Fig. 6 Via-less CPW-to-microstrip transitions: $GW = 1000 \mu\text{m}$, $CPW_G = 70 \mu\text{m}$, $CPW_L = 200 \mu\text{m}$

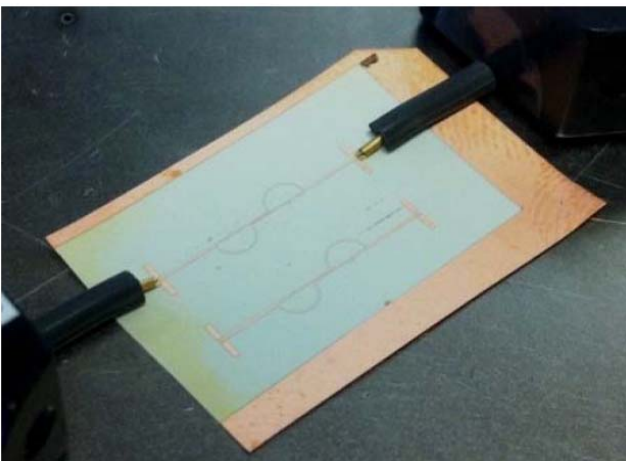


Fig. 7 Photograph of the first configuration while measuring the transition

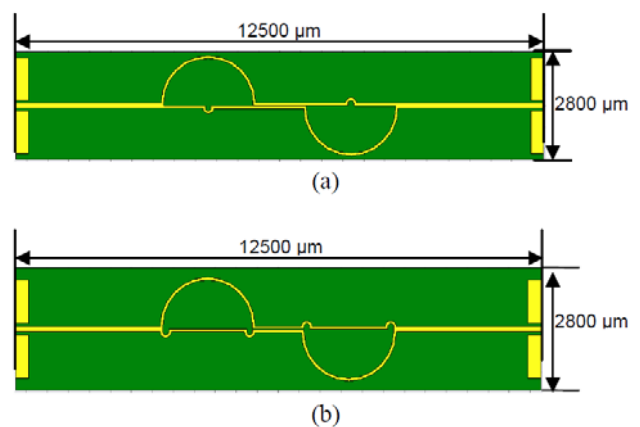
شکل ۸ و شکل ۹ نشان می دهد پارامترهای S از اشکال پشت به پشت متوازن شده که در شکل (a) ۵ و (b) ۵ ترتیب ارائه شده است. توافق کلی بین نتایج تجربی و تئوری رضایت بخش است. در هر دو شکل خط آشکار پاسخ شبیه

$$\begin{aligned} \pi R - (2\pi r + l) &= \frac{\lambda_g}{2} \\ \Leftrightarrow \pi(2r + \frac{l}{2}) - 2\pi r - l &= \frac{\lambda_g}{2} \\ \Leftrightarrow 2\pi r + \frac{\pi l}{2} - 2\pi r - l &= \frac{\lambda_g}{2} \quad (4) \\ \Leftrightarrow l(\frac{\pi}{2} - 1) &= \frac{\lambda_g}{2} \\ \Leftrightarrow l &= \frac{\lambda_g}{\pi - 2} \end{aligned}$$

همان طور که در معادله ۴ نشان داده شده جمله L حذف می شود و ارتباط بین مسیرها فرمولی برای L مانند ساختار قبلی تهیه می کند. فقط جمله L به فرکانس وابسته است و طراح می تواند شعاع حلقه کوچک با همان محدودیت ساختار اول را انتخاب کند. فضای بین CPS این جا مورد توجه نیست زیرا در مقایسه با اندازه مسیر دایره خیلی کوچک است. شبیه سازی نشان می دهد که کم کردن نصف اندازه فضا از هر دو مسیرهای کوتاه و طولانی اثری بر انتقال ندارد.

۴) شبیه سازی و اندازه گیری:

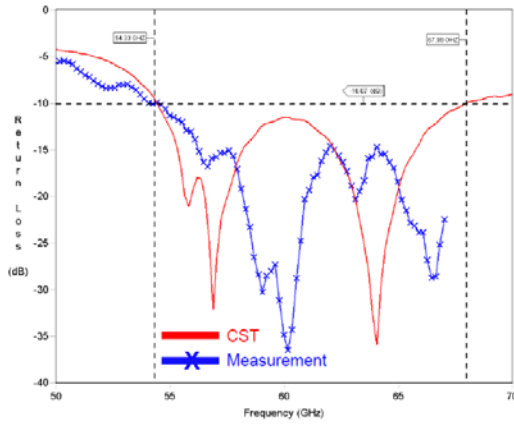
بر اساس خط راهنما که در بخش قبلی ارائه شد انتقال Microstrip-To-CPS پشت به پشت متوازن شده برای شبیه سازی و اندازه گیری در شکل ۵ طراحی شد. وجه مشخصه برای این انتقال پهنای باند ۵۷-۶۴GHz که با Loss برگشتی همراه است بهترین است از ۱۰dB و Loss عبوری از ۳dB بهتر است.



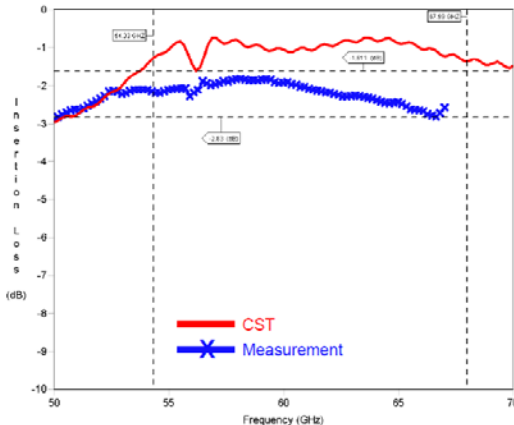
انتقال Microstrip-To-CPS پشت به پشت متوازن شد: (a) سازه یک با اتصال T غیر متقارن (b) ساختار دوم با اتصال T متقارن

زیر لایه دی الکتریک ۲-Mil ضخامت LCP با ضریب ثابت دی الکتریک ۳/۱۶ تأثیرات Loss ۰/۰۰۲ در ۶۰ GHz است. ابعاد ساختار اول بدین صورت هستند: $w=60 \mu\text{m}$ ، $r=100 \mu\text{m}$ ، $L=960 \mu\text{m}$ ، $R=1090 \mu\text{m}$ ،

شبه‌سازی شده شروع می‌کند. loss عبوری حداقل ۱/۸db در ۵۸/۲ GHZ است.



(a)



(b)

شکل ۹: پارامتر S از انتقال پشت به پشت متوازن از ساختار ۲ (a) Loss برگشتی (b) loss عبوری

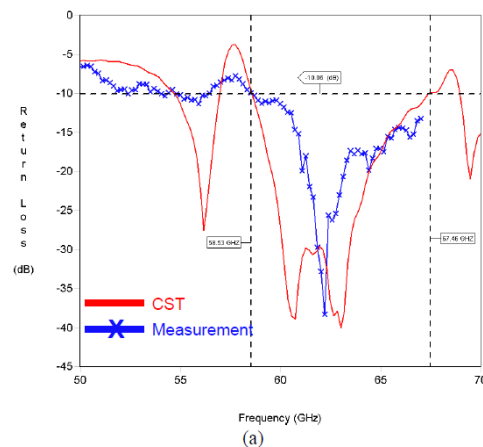
همان طور که در این مقاله بحث شد نتایج ساختار ۲ نشان می‌دهد که پهنای باند وسیع‌تری از ساختار اول وجود دارد که از اتصال T متقارن در نقطه A استفاده می‌شود (شکل ۳). همان‌طور که در شکل ۸ و ۹ نشان داده شده اینجا متغیر فرکانس عمیق و واضحی جود دارد. این اختلاف می‌توانست از گذردهی انتخابی برای زیر لایه نتیجه شده آنچه که فاکتور طراحی اصلی در ۶۰ GHZ می‌باشد. همان‌طور که در شکل ۱۰ نشان داده شده است همبستگی بهتری با ارزش کوچک‌تر از ضریب ثابت دی الکتریک نشان داده شد. اختلاف در loss عبوری بین اندازه گیری. شبه سازی به بازتاب بین ساختار و دستگاه می‌توانست شود. loss عبوری اندازه گیری شده (2db) هنوز ویژگی‌های مشخصه را رازی می‌کند.

۵) نتایج:

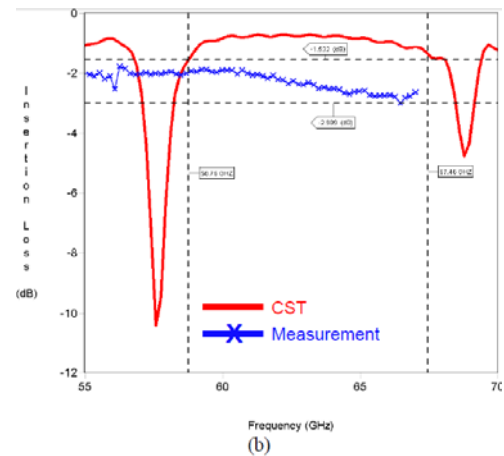
این مقاله طراحی جدید و اندازه گیری انتقالات Microstrip-To-CPU در طول خطوط راهنمای طراحی برای باند ۶۰ GHZ ارائه می‌دهد. با یک محاسبه

سازی شده از CST را ارائه می‌دهد درحالی‌که خطی که با ضربدر مشخص شده نوع تجربی را ارائه می‌دهد.

همان‌طور که در شکل ۸ نشان داده شده Loss برگشتی شبه سازی شده بهتر است از ۱۰db از ۵۸/۵۸GHZ به ۶۷GHZ و برای Loss عبوری بهتر است از ۱.۵۳db در باند فرکانس. برای نتیجه تجربی Loss برگشتی بهتر است از ۱۰db از ۵۸/۵۸GHZ به ۶۷GHZ و برای Loss عبوری بهتر است از ۳db در باند شبه آن. loss عبوری حداقل که به وسیله ساختار به دست آمده ۲/۲db در ۶۰/۳GHZ است.



(a)



(b)

شکل ۸: پارامتر S از انتقال پشت به پشت متوازن شده از ساختار یک loss(a) برگشتی (b) loss عبوری

برای ساختار دوم که از اتصال T متقارن استفاده می‌شود همان‌طور که در شکل ۹ نشان داده شده است. Loss برگشتی از شبه‌سازی CST پهنای باندی به اندازه ۲۲٪ از ۶۸ تا ۵۴/۵۸ GHZ دارد و loss عبوری بهتر است از ۱/۶۱db Loss. عبوری اندازه گیری شده بهتر است از ۲/۸۳db و پهنای باند ۱db اندازه‌گیری شده در فرکانس شبه آن ۵۴/۵ GHZ به عنوان نتیجه

۲.D. Woo, Y. Kim, K. Kim, Y. Cho, "A Simplified Design of Quasi-Yagi Antennas Using the New Microstrip-to-CPS Transitions," Antennas and Propagation Society International Symposium, ۲۰۰۷ IEEE, June. ۲۰۰۷, pp. ۷۸۱-۷۸۴.

۳.Y. Qian and T. Itoh, "A Broadband Uniplanar Microstrip-to-CPS Transition," Microwave Conference Proceedings, ۱۹۹۷. APMC '۹۷, ۱۹۹۷ Asia-Pacific, Dec. ۱۹۹۷, pp. ۶۰۹۶۱۲.

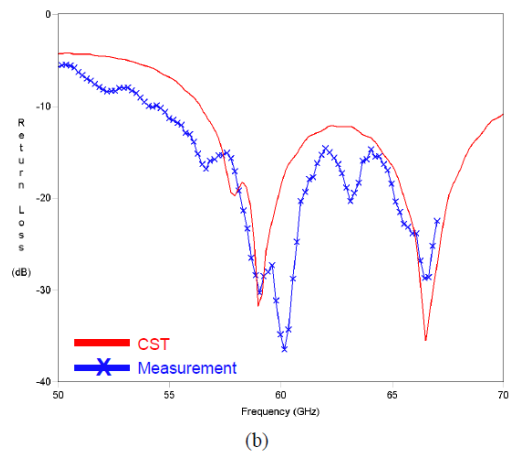
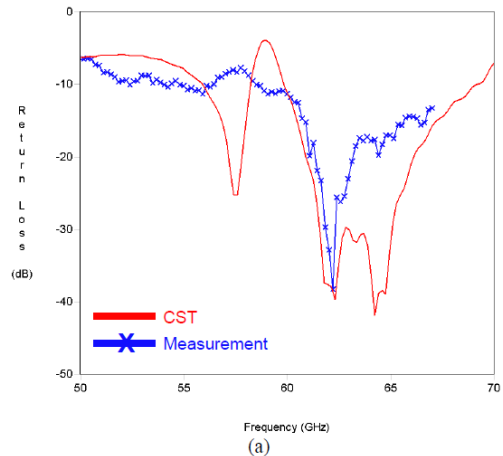
۴.N.I. Dib, R.N. Simons, L.P.B. Katehi, "New Uniplanar Transitions for Circuit and Antenna Applications," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol ۴۳, no. ۱۲, Dec. ۱۹۹۵, pp. ۲۸۶۸-۲۸۷۳.

۵.Y. Suh and K. Chang, "A Wideband Coplanar Stripline to Microstrip Transition," IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol. ۱۱, Jan. ۲۰۰۱, pp. ۲۸-۲۹.

۶.T. Ma, C. Wang, R. Hua, J. Tsai, "A Modified Quasi-Yagi Antenna With a New Compact Microstrip-to Coplanar Strip Transition using Artificial Transmission Lines," IEEE Trans. Antennas and Propagation, Vol. ۵۷, No. ۸, Aug. ۲۰۰۹, pp. ۲۴۶۹-۲۴۷۴.

۷.G. Zheng, J. Papapolymerou, M. M. Tentzeris, "Wideband Coplanar Waveguide RF Probe Pad to Microstrip Transitions Without Via Holes," IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. ۱۳, No. ۱۲, Dec. ۲۰۰۳, pp. ۵۴۴-۵۴۶. P : ۱۰۵۷

پارامتری ساده Balun در فرکانس Target می‌تواند طراحی شود و این مسئله زمان سیکل طراحی را می‌توانست کاهش دهد. مسیر دایره‌ای به جای مسیر مربع تأثیر جفت کردن بین مسیرها در انتقالات را کاهش می‌دهد و در طراحی به همان نسبت پهنای باند انتقال سادگی را تهیه می‌کند. همان‌طور که در شکل ۴ نشان داده شده در نقطه A استفاده اتصال T متقارن پهنای باند وسیع‌تری از ساختار یک را می‌دهد. برای ساختار یک loss عبوری بهتر بود از ۲/۸۱db از ۲۲٪ پهنای باند به همراه loss عبوری حداقل از ۱/۸db.



شکل ۱۰: پاسخ loss برگشتی برای (a) ساختار یک با $\epsilon_r=3$ و (b) ساختار ۲ با $\epsilon_r=2/9$.

مراجع:

۱.A.L. Amadjikpe, D. Choudhury, G.E. Ponchak, J. Papapolymerou, "High Gain Quasi-Yagi Planar Antenna Evaluation in Platform Material Environment for ۶۰ GHz Wireless Application," Microwave Symposium Digest, ۲۰۰۹. MTT '۰۹. IEEE MTT-S International, June. ۲۰۰۹, pp. ۳۸۵-۳۸۸.