ساختار دو جهته بالون بر اساس زنجیر کردن مقسم توان ویلکینسون و تغییر دهنده فاز شیفمن

همایون عریضی[1] **پوریا سلیمی بروجنی[2]**

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

h_oraizi@iust.ac.ir

۲- دانشجوی دکتری- دانشکده مهندسی برق- دانشگاه علم و صنعت-تهران- ایران

salimiporia70@gmail.com

چکیده: یک بالون مایکرواستریپ دو بانده بر اساس زنجیر کردن یک مقسم توان ویلکینسون چندقسمتی با تغییر دهنده فاز ۱۸۰ درجه با استفاده از الگوریتم بهینه سازی کمترین مربعات ارائه شده است. نوآوری این ساختار آن است که با تنظیم ابعادخط انتقال هایبه کار رفته، علاوه بر دست‌یابی به امپدانس‌های دلخواه در ورودی و خروجی امکان تغییر نسبت تقسیم توان بین دو خروجی را یافته‌ایم.ابتدا یک تئوری کلی برای تحلیل این ساختار به کمک ماتریس‌های انتقال بیان شده است. سپس طراحی بهینه ساختار بالون با استفاده از روش کمترین مربعات خطا صورت گرفته است. به منظور اثبات درستی روش، یک بالون نمونه ساخته و تست شده است. اندازه گیری‌های ساختار اول نشان می‌دهد که در دهانه‌های متعادل و نامتعادل تلفات بازگشتی به اندازه حداقل ۱۰ دسیبل در باندهای فرکانسی ۲,۵ تا ۵,۵ گیگاهرتز و ۱۰,۱ تا ۱۳ گیگاهرتز حاصل شده است. در این باندهای فرکانسی ایزولاسیون بین دهانه‌های متعادل کمتر از ۱۵- دسیبل می‌باشد. حال آن که میزان عدم تعادل دامنه و فاز بین دهانه‌های متعادل کمتر از ۰,۶ دسیبل و ۷°± است. این بالون به شکل مناسب برای لینک به سمت پایین تلویزیون ماهواره‌ای طراحی شده است.

واژه‌های کلیدی: تغییر دهنده فاز شیفمن، تقسیم توان دلخواه، بالون دوجهته چند طبقه، روش کمترین مربعات

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۶/۰۷/۰۳

تاریخ پذیرش مشروط مقاله: ۱۳۹۷/۰۷/۰۱

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۸/۰۲/۰۸

نام نویسنده‌ی مسئول: همایون عریضی

نشانی نویسنده‌ی مسئول: ایران – تهران –میدان رسالت- خیابان هنگام- خیابان دانشگاه- دانشگاه علم و صنعت ایران- دانشکده برق

[Downloaded from jiaeee.com on 2024-04-28]

[DOR: 20.1001.1.26765810.1398.16.4.12.3]

Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers - Vol.16- No.4- Winter2018

۱- مقدمه

امروزه در بسیاری از آنتن‌ها به خصوص آنتن‌های با پلاریزاسیون دوگانه و آنتن‌های بر مبنای دوقطبی، سطح توان تغذیه متفاوت با اختلاف فاز ثابت ۱۸۰ درجه نیاز است تا بتوانیم جهت الگوی تشعشعی را کنترل کنیم. در اکثر مقالاتی که در سال‌های اخیر در زمینه بالون به انجام رسیده‌اند هدف نویسندگان دستیابی به تقسیم توان برابر بوده است چرا که تصور عمومی بر آن است که تقسیم توان به صورت نابرابر در بالون ایجاد عدم تعادل می‌کند حال آن که این گونه نیست و اگر امپدانس‌های خروجی‌های متعادل با هم برابر باشند مشکل عدم تعادل پیش نمی‌آید. از این رو لزوم طراحی بالون‌هایی با نسبت تقسیم توان دلخواه بین دهانه‌های متعادل و امپدانس‌های منبع و بار دلخواه بیشتر آشکار می‌شود.

یکی از مشکلاتی که عموم تغییردهنده‌های فاز دارند عدم توانایی در ثابت نگه داشتن تغییر فاز در یک پهنای باند بزرگ می‌باشد. در [۱] از یک تکنیک مناسب برای پایدارسازی فاز استفاده شده است که ما نیز با استفاده از آن ساختارهای پایدارساز فاز را در کنار تغییر دهنده فاز اصلی خود اضافه کردیم. از آن جا که در این مقاله به دنبال یک روش عمومی برای طراحی بالون با مشخصات دلخواه می‌باشیم، از [۲] برای یافتن یک راه حل کلی در جهت مدل‌سازی مسئله بهره جستیم.

در [۳]از خطوط تزویج شده برای ساخت بالون خط شاخه ای چهار بانده با قابلیت طراحی باندها استفاده شده است. در [۴] از تشدید کننده‌های انتهای باز با مود دوگانه برای ساخت فیلتر بالون تک‌باند و دوبانده استفاده شده است. در [۵]یک بالون مرچند بهبود یافته ارائه شده است که به کمک یک خازن ورکتور و یک مقاومت سری تقسیم توان دلخواه بین خروجی ها را فراهم آورده است. استفاده از ترکیب سری مقاومت و خازن ورکتور ایده ای بوده است که در مقاله [۶] برای تحقق فیلتر بالون با قدرت انتخاب میزان تقسیم توان استفاده شده است. هر چند این دو مقاله اخیر به دلیل استفاده از خازن ورکتور نیاز به تحلیل بایاس dc دارند.

برای حذف هارمونیک های مرتبه بالای بالون، در [۷] از ایجاد صفرهای انتقال در مشخصه ساختار با استفاده از تشدید کننده خط شکافی بهره برده اند. به منظور حذف عدم تعادل، در [۸] از داخل زمین یک شکاف به شکل I در وسط و یک شکاف مستطیلی در نزدیکی یک دهانه متعادل قرار داده شده است. در [۹] یک روش بهینه سازی عمومی برای مقسم‌های توان ارائه شده است. مرجع [۱۰] روشی نوین برای طراحی مقسم توان ویلکینسون سه بانده به کمک ساختارهای T شکل ارائه کرده است.

در این مقاله طراحی بالون بر اساس تقسیم توان دلخواه و امپدانس دهانه های متعادل و نامتعادل قابل انتخاب در یک باند فرکانسی از پیش انتخاب شده صورت می گیرد. توجه شود که در مدل سازی مسئله، اثرات پاشندگی هم در نظر گرفته می شود.

۲- طراحی با استفاده از روش کمترین مربعات

برای بهینه سازی عناصر شبکه از روش معروف میانگین کمترین مربعات استفاده می کنیم. به این معنا که یک تابع خطا بر اساس نیازهای مسئله (در اینجا نسبت تقسیم توان دلخواه و ایزولاسیون مناسب و اختلاف فاز ۱۸۰ درجه بین دهانه های متعادل) تشکیل می دهیم و این تابع را با بکار گیری روشهای مینیمم سازی، بر روی یک پهنای باند داده شده مینیمم می سازیم تا مقادیر بهینهٔ المانها بدست آیند. برای تشکیل یک عبارت ریاضی بعنوان تابع خطا ابتدا باید بتوانیم ماتریس پراکندگی شبکه را در حالت کاملاً کلی با در نظر گرفتن انواع اثرات پاشندگی و تلفات زیر لایه محاسبه کنیم لازم به ذکر است که ما از مدل پاشندگی جانسون-کرشنینگ استفاده کردیم.در ادامه روشی برای محاسبهٔ پارامترهای پراکندگی ارائه شده است که به توضیح این روش می پردازیم.

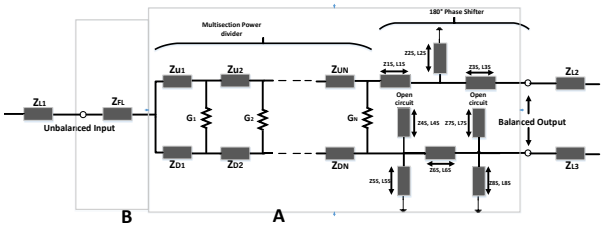
۲-۱- محاسبهٔ ماتریس پراکندگی در حالت کلی

در این بخش روش محاسبهٔ ماتریس پراکندگی را در حالت کلی همراه با در نظرگرفتن اثرات تلفات دی الکتریک و اثرات پاشندگی و در حالتی که دهانه‌های شبکه به امپدانس‌های کاملاً متفاوتی متصل هستند توضیح می‌دهیم. برای این منظور از ماتریس ABCD استفاده کرده‌ایم . بدلیل اینکه ماتریس ABCD برای شبکه های سه دهانه ای تعریف نمی‌شود باید ماتریس ادمیتانس شبکهٔ سه دهانه‌ای را محاسبه کرده و سپس ماتریس پراکندگی را از روی ماتریس ادمیتانس محاسبه نمود و نمی‌توان ماتریس پراکندگی را از روی ماتریس انتقال شبکهٔ سه دهانه‌ای محاسبه کرد. روش کار به این صورت است که ابتدا شبکهٔ اصلی را به دو زیر شبکه تقسیم می‌کنیم. شبکهٔ A را بصورت یک شبکهٔ چهار دهانه‌ی در نظر می‌گیریم و ماتریس ادمیتانس شبکهٔ چهار دهانه‌ی حاصل را محاسبه می‌کنیم . سپس با در نظر گرفتن این موضوع که جریان ورودی کل به شبکهٔ A برابر است با مجموع جریان‌های دو دهانه ورودی این شبکه و ولتاژ دو دهانه ورودی در این شبکه با یکدیگر برابرند، این شبکهٔ چهار دهانه‌ی را مجدداً به یک شبکهٔ سه دهانه‌ی تبدیل می‌کنیم و ماتریس ادمیتانس شبکهٔ A را حساب می‌کنیم ، سپس اثر شبکهٔ B را نیز درنظر می‌گیریم و ماتریس ادمیتانس کل را محاسبه می‌کنیم. پس از محاسبهٔ ماتریس ادمیتانس می‌توان ماتریس پراکندگی را به راحتی حساب کرد. شکل (۱) شمای کلی بالون طراحی شده را نشان می‌دهد. همان طور که دیده می‌شود این بالون با زنجیر کردن یک مقسم توان ۴ طبقه و یک تغییر دهنده فاز ۱۸۰ درجه ساخته شده است.

Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers - Vol.16- No.4- Winter 2018

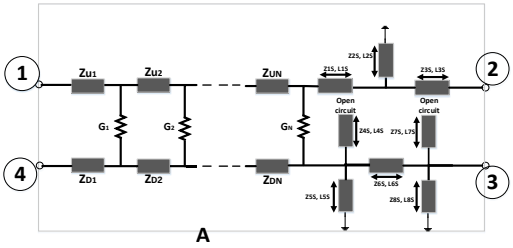
[Downloaded from jiaeee.com on 2024-04-28]

[DOR: 20.1001.1.26765810.1398.16.4.12.3]



شکل (۱): ساختار تقسیم کنندهٔ توان ویلکینسون استفاده شده

ابتدا شبکهٔ A رابصورت زیر تبدیل می کنیم:



شکل (۲): تبدیل شبکهٔ ۳دهانه‌ای A در شکل (۱) به یک شبکهٔ ۴دهانه‌ای

برای محاسبهٔ ماتریس ادمیتانس در شبکهٔ فوق ابتدا ماتریس ABCD را برای این شبکه محاسبه کرده و با استفاده از روابطی که در ادامه ذکر خواهیم کرد ماتریس ادمیتانس را از روی ماتریس انتقال بدست می‌آوریم. برای محاسبهٔ ماتریس انتقال در شبکهٔ فوق ، شبکه را به بلاک‌های متوالی چهار دهانه‌ای تفکیک کرده و برای هر کدام از بلاک‌ها ماتریس انتقال را بطور مجزا محاسبه می‌کنیم سپس با ضرب کردن ماتریس‌های انتقال مربوط به بلاک‌های متوالی ، ماتریس انتقال نهایی محاسبه می‌شود. در ادامه نحوهٔ محاسبهٔ ماتریس انتقال برای هر کدام از بلاکها آورده شده است اما اکنون فرض می‌کنیم نهایتاً ماتریس انتقال شبکهٔ فوق بدست آمده و می خواهیم ماتریس ادمیتانس شبکهٔ Aرا حساب کنیم. فرض می‌کنیم ماتریس انتقال برای شبکهٔ چهار دهانه‌ای ، به صورت زیربدست آمده باشد:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_4 \\ I_1 \\ I_4 \end{bmatrix} = [TA] \begin{bmatrix} V_2 \\ V_3 \\ -I_2 \\ -I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} & T_{13} & T_{14} \\ T_{21} & T_{22} & T_{23} & T_{24} \\ T_{31} & T_{32} & T_{33} & T_{34} \\ T_{41} & T_{42} & T_{43} & T_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ V_3 \\ -I_2 \\ -I_3 \end{bmatrix}$$

(۱)

اکنون ماتریس‌های زیر را تعریف می‌کنیم:

$$[C11] = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix}, \ [C12] = \begin{bmatrix} T_{13} & T_{14} \\ T_{23} & T_{24} \end{bmatrix},$$

$$[C21] = \begin{bmatrix} T_{31} & T_{32} \\ T_{41} & T_{42} \end{bmatrix}, \ [C22] = \begin{bmatrix} T_{33} & T_{34} \\ T_{43} & T_{44} \end{bmatrix}$$

(۲)

در اینصورت اگر ماتریس ادمیتانس شبکهٔ چهار دهانه‌ای بصورت زیر باشد،

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & Y_{13} & Y_{14} \\ Y_{21} & Y_{22} & Y_{23} & Y_{24} \\ Y_{31} & Y_{32} & Y_{33} & Y_{34} \\ Y_{41} & Y_{42} & Y_{43} & Y_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix}$$

(۳)

و ماتریس‌های زیر را تعریف کنیم:

$$[Y11] = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix}, \ [Y12] = \begin{bmatrix} Y_{13} & Y_{14} \\ Y_{23} & Y_{24} \end{bmatrix},$$

$$[Y21] = \begin{bmatrix} Y_{31} & Y_{32} \\ Y_{41} & Y_{42} \end{bmatrix}, \ [Y22] = \begin{bmatrix} Y_{33} & Y_{34} \\ Y_{43} & Y_{44} \end{bmatrix}$$

(۴)

با استفاده از رابطه (۵) می‌توان ماتریس ادمیتانس را از روی ماتریس انتقال محاسبه کرد.

$$\begin{bmatrix} [Y_{11}] & [Y_{12}] \\ [Y_{21}] & [Y_{22}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [C_{22}][C_{12}]^{-1} & [C_{21}] - [C_{22}][C_{12}]^{-1}[C_{11}] \\ -[C_{12}]^{-1} & [C_{12}]^{-1}[C_{11}] \end{bmatrix}$$

(۵)

اکنون برای محاسبهٔ ماتریس ادمیتانس شبکهٔ A با توجه به اینکه در شبکهٔ چهار دهانه‌ای فوق دهانه‌های ۱ و ۴ به یکدیگر متصلند ولتاژ این دهانه‌ها با یکدیگر برابر خواهند بود و جریان ورودی کل به شبکه برابر با مجموع جریان دهانه‌های ۱و۴ است. بنابر این:

$$V_1 = V_4 = V \quad \text{(۶-الف)} \qquad I = I_1 + I_4 \quad \text{(۶-ب)}$$

پس از اعمال شروط بالا می‌توان رابطه (۳) را به صورت رابطه زیر نوشت:

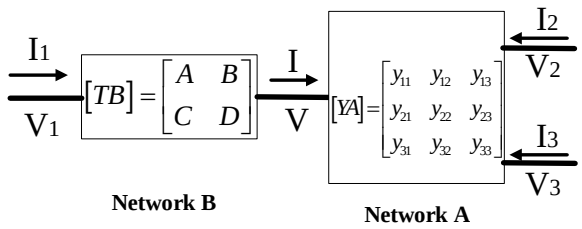
$$\begin{bmatrix} I \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11}+Y_{14}+Y_{41}+Y_{44} & Y_{12}+Y_{42} & Y_{13}+Y_{43} \\ Y_{21}+Y_{24} & Y_{23} & Y_{24} \\ Y_{31}+Y_{34} & Y_{32} & Y_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix}$$

(۷)

ماتریس حاصل را YA می‌نامیم:

$$[YA] = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} & y_{13} \\ y_{21} & y_{22} & y_{23} \\ y_{31} & y_{32} & y_{33} \end{bmatrix}$$

اکنون که ماتریس ادمیتانس شبکهٔ سه دهانه‌ای A محاسبه شد، اثر شبکهٔ B را نیز در نظر می‌گیریم و ماتریس ادمیتانس کل شکل (۳) را حساب می‌کنیم:



شکل (۳): نمایش بلوکی شبکهٔ شکل (۲)

[Downloaded from jiaeee.com on 2024-04-28]
[DOR: 20.1001.1.26765810.1398.16.4.12.3]
Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers - Vol.16- No.4- Winter2018

در مورد شبکهٔ B روابط ماتریس انتقال را می نویسیم:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = [TB]\begin{bmatrix} V \\ I \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} V \\ I \end{bmatrix} = [TB]^{-1}\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} V \\ I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix}$$

(۸)

با ترکیب روابط (۸)و (۷) داریم :

$$\begin{bmatrix} t_{21}V_1 + t_{22}I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} & y_{13} \\ y_{21} & y_{22} & y_{23} \\ y_{31} & y_{32} & y_{33} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} t_{11}V_1 + t_{12}I_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix}$$

(۹-الف)

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{t_{22} - y_{11}t_{12}} \begin{bmatrix} y_{11}t_{11} - t_{21} & y_{12} & y_{13} \\ y_{21}t_{11}(t_{22} - y_{11}t_{12}) + y_{21}t_{12}(y_{11}t_{11} - t_{21}) & y_{22}(t_{22} - y_{11}t_{12}) + y_{21}t_{12}y_{12} & y_{23}(t_{22} - y_{11}t_{12}) + y_{21}t_{13}y_{13} \\ y_{31}t_{11}(t_{22} - y_{11}t_{12}) + y_{31}t_{12}(y_{11}t_{11} - t_{21}) & y_{32}(t_{22} - y_{11}t_{12}) + y_{31}t_{12}y_{12} & y_{33}(t_{22} - y_{11}t_{12}) + y_{31}t_{12}y_{13} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix}$$

(۹-ب)

از آن جایی که ماتریس انتقال برای شبکهٔ B بصورت زیر تعریف می‌شود:

$$\begin{cases} TB = \begin{bmatrix} \cosh\gamma_1 l_1 & Z_{FL}\sinh\gamma_1 l_1 \\ Y_{FL}\sinh\gamma_1 l_1 & \cosh\gamma_1 l_1 \end{bmatrix} \\ \gamma_1 = \alpha_1 + j\beta_1 \end{cases}$$

(۱۰)

بنابر این

$$[TB]^{-1} = \begin{bmatrix} \cosh\gamma_1 l_1 & -Z_{FL}\sinh\gamma_1 l_1 \\ -Y_{FL}\sinh\gamma_1 l_1 & \cosh\gamma_1 l_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix}$$

(۱۱)

پس می‌توان نوشت:

$$y_{21}t_{11}(t_{22} - y_{11}t_{12}) + y_{21}t_{12}(y_{11}t_{11} - t_{21}) = y_{21}(t_{11}t_{22} - t_{12}t_{21}) = y_{21}$$

(۱۲)

بنابر این رابطه (۹-ب) به صورت زیر تبدیل می‌شود:

$$\begin{bmatrix} I_0 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{(t_{22} - y_{11}t_{12})}\begin{bmatrix} (y_{11}t_{11} - t_{21}) & y_{12} & y_{13} \\ y_{21} & y_{22}(t_{22} - y_{11}t_{12}) + y_{21}t_{12}y_{12} & y_{23}(t_{22} - y_{11}t_{12}) + y_{21}t_{12}y_{13} \\ y_{31} & y_{32}(t_{22} - y_{11}t_{12}) + y_{31}t_{12}y_{12} & y_{33}(t_{22} - y_{11}t_{12}) + y_{31}t_{12}y_{13} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} V_0 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix}$$

(۱۳)

و نهایتاً ماتریس ادمیتانس شبکهٔ سه دهانه‌ای شکل ۲ بدست آمده است. اکنون با توجه به روابط زیر می‌توان ماتریس پراکندگی را از روی ماتریس ادمیتانس بدست آورد ، ماتریس ادمیتانس رابطه (۱۳) را YT می نامیم:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = [YT]\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} YT_{11} & YT_{12} & YT_{13} \\ YT_{21} & YT_{22} & YT_{23} \\ YT_{31} & YT_{32} & YT_{33} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix}$$

(۱۴)

میدانیم که :

$$\begin{cases} V_1 = V_1^{+} + V_1^{-} \\ I_1 = \dfrac{V_1^{+} - V_1^{-}}{Z_{L1}} \end{cases}$$

(۱۵)

بنابر این با جایگذاری رابطهٔ (۱۶) در ماتریس ادمیتانس رابطه(۱۵)بدست می‌آید :

$$\begin{bmatrix} \dfrac{V_1^{+} - V_1^{-}}{Z_{L1}} \\ \dfrac{V_2^{+} - V_2^{-}}{Z_{L2}} \\ \dfrac{V_3^{+} - V_3^{-}}{Z_{L3}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} YT_{11} & YT_{12} & YT_{13} \\ YT_{21} & YT_{22} & YT_{23} \\ YT_{31} & YT_{32} & YT_{33} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} V_1^{+} + V_1^{-} \\ V_2^{+} + V_2^{-} \\ V_3^{+} + V_3^{-} \end{bmatrix}$$

(۱۶)

ادمیتانس‌های مربوط به دهانه‌های شبکه برابرند با:

$$Y_{L1} = 1/Z_{L1}\ ,\ Y_{L2} = 1/Z_{L2}\ ,\ \ Y_{L3} = 1/Z_{L3}$$

(۱۷)

بنابر این رابطهٔ (۱۶) به شکل زیر نوشته می‌شود:

$$\begin{bmatrix} Y_{L1} & 0 & 0 \\ 0 & Y_{L2} & 0 \\ 0 & 0 & Y_{L3} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} V_1^{+} \\ V_2^{+} \\ V_3^{+} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} Y_{L1} & 0 & 0 \\ 0 & Y_{L2} & 0 \\ 0 & 0 & Y_{L3} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} V_1^{-} \\ V_2^{-} \\ V_3^{-} \end{bmatrix} = [YT]\begin{bmatrix} V_1^{+} \\ V_2^{+} \\ V_3^{+} \end{bmatrix} + [YT]\begin{bmatrix} V_1^{-} \\ V_2^{-} \\ V_3^{-} \end{bmatrix}$$

(۱۸)

نهایتا ماتریس پراکندگی از رابطه (۱۹) به دست می‌آید:

$$\begin{cases} ([YT] + [YL])\begin{bmatrix} V_1^{-} \\ V_2^{-} \\ V_3^{-} \end{bmatrix} = ([YL] - [YT])\begin{bmatrix} V_1^{+} \\ V_2^{+} \\ V_3^{+} \end{bmatrix} \\ \Rightarrow \begin{bmatrix} V_1^{-} \\ V_2^{-} \\ V_3^{-} \end{bmatrix} = ([YT] + [YL])^{-1}([YL] - [YT])\begin{bmatrix} V_1^{+} \\ V_2^{+} \\ V_3^{+} \end{bmatrix} \\ V^{-} = [S]V^{+} \ \Rightarrow\ [S] = ([YT] + [YL])^{-1}([YL] - [YT]) \end{cases}$$

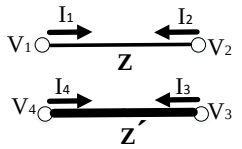
(۱۹)

در ادامه روش محاسبهٔ ماتریس انتقال برای شبکهٔ چهار دهانه‌ای شکل (۲) را توضیح می‌دهیم. برای محاسبهٔ ماتریس انتقال در این شبکه،

[Downloaded from jiaeee.com on 2024-04-28]

[DOR: 20.1001.1.26765810.1398.16.4.12.3]

شبکه را به بلاک‌های کوچکتر تفکیک می‌کنیم و ماتریس انتقال را برای هرکدام از آن‌ها بدست آورده و نهایتاً ماتریس‌های انتقال مربوط به بلاک‌های متوالی را در یکدیگر ضرب می‌کنیم. این شبکه ترکیب سری دو شبکه چهار دهانه‌ای است. شبکه اول یک ساختار خط انتقال موازی است که شکل (۴) آن را نشان می‌دهد :



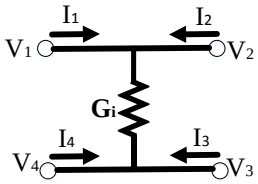
شکل (۴): ساختار دو خط انتقال مجاور

بنابر این ماتریس انتقال شبکهٔ تشکیل شده از دو خط انتقال مجاور به صورت زیر خواهد شد:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_4 \\ I_1 \\ I_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma_{i,k} l_i) & 0 & Z_{0,i,k}\sinh(\gamma_{i,k} l_i) & 0 \\ 0 & \cosh(\gamma'_{i,k} l'_i) & 0 & Z'_{0,i,k}\sinh(\gamma'_{i,k} l'_i) \\ Y_{0,i,k}\sinh(\gamma_{i,k} l_i) & 0 & \cosh(\gamma_{i,k} l_i) & 0 \\ 0 & Y'_{0,i,k}\sinh(\gamma'_{i,k} l'_i) & 0 & \cosh(\gamma'_{i,k} l'_i) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ V_3 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix}$$

(۲۰)

ماتریس فوق را $[P]_{i,k}$ می‌نامیم.



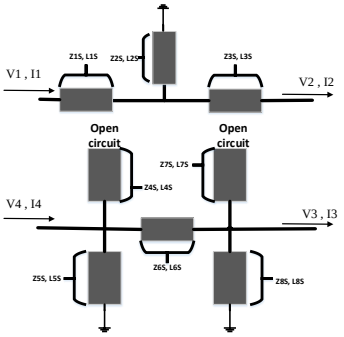
شکل (۵): ساختار یک مقاومت در بین خطوط انتقال

ماتریس انتقال برای مقاومت‌هادر شکل (۵)به صورت زیر بدست می‌آید:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_4 \\ I_1 \\ I_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ G_i & -G_i & 1 & 0 \\ -G_i & G_i & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ V_3 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} \qquad (۲۱)$$

ماتریس فوق را $[G]_i$ می نامیم . در محاسبهٔ ماتریس فوق فرض کرده ایم که مقاومتها مستقل از فرکانس بوده و در تمامی فرکانس‌ها مقداری ثابت داشته باشند.

حال باید ماتریس انتقال شیفت دهنده فاز ۱۸۰ درجه($[PS]$) را محاسبه کنیم. برای این منظور ابتدا ماتریس انتقال هر یک از خطوط را به دست می‌آوریم، سپس با توجه به آن ماتریس انتقال ۴*۴ را محاسبه می‌کنیم. شکل (۶) شمای کلی شیفت دهنده فاز را نشان می‌دهد.



شکل (۶): شمای کلی شیفت دهنده فاز

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = [PS2] \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} PS2_{11} & PS2_{12} \\ PS2_{21} & PS2_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \qquad (۲۲)$$

$$\begin{bmatrix} V_4 \\ I_4 \end{bmatrix} = [PS2] \begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} PS2_{11} & PS2_{12} \\ PS2_{21} & PS2_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix} \qquad (۲۳)$$

حال ماتریس انتقال خط بر پایه یک طول موج($[PS1]$) را در فرکانس kام محاسبه می‌کنیم:

$$[PS1] = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma_{1s,k} L_{1s}) & Z_{1s}\sinh(\gamma_{1s,k} L_{1s}) \\ \dfrac{\sinh(\gamma_{1s,k} L_{1s})}{Z_{1s}} & \cosh(\gamma_{1s,k} L_{1s}) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \dfrac{1}{Z_{2s} tgh(\gamma_{2s,k} L_{2s})} & 1 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \cosh(\gamma_{3s,k} L_{3s}) & Z_{3s}\sinh(\gamma_{3s,k} L_{3s}) \\ \dfrac{\sinh(\gamma_{3s,k} L_{3s})}{Z_{3s}} & \cosh(\gamma_{3s,k} L_{3s}) \end{bmatrix}$$

(۲۴)

پس از آن نوبت به محاسبه ماتریس انتقال خط بر پایه نیم طول موج ($[PS2]$) می‌رسد:

$$[PS2] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \dfrac{1}{Z_{5s} tgh(\gamma_{5s,k} L_{5s})} - \dfrac{tgh(\gamma_{4s,k} L_{4s})}{Z_{4s}} & 1 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \cosh(\gamma_{6s,k} L_{6s}) & Z_{6s}\sinh(\gamma_{6s,k} L_{6s}) \\ \dfrac{\sinh(\gamma_{6s,k} L_{6s})}{Z_{6s}} & \cosh(\gamma_{6s,k} L_{6s}) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \dfrac{1}{Z_{8s} tgh(\gamma_{8s,k} L_{8s})} - \dfrac{tgh(\gamma_{7s,k} L_{7s})}{Z_{7s}} & 1 \end{bmatrix}$$

(۲۵)

رابطه (۲۶) نحوه محاسبه ماتریس$[PS]$را نشان می‌دهد:

$$[PS] = \begin{bmatrix} PS1_{11} & 0 & PS1_{12} & 0 \\ 0 & PS2_{11} & 0 & PS2_{12} \\ PS1_{21} & 0 & PS1_{22} & 0 \\ 0 & PS2_{21} & 0 & PS2_{22} \end{bmatrix}$$

(۲۶)

بنابراین ماتریس انتقال شبکهٔ چهار دهانه‌ای شکل (۲) بصورت زیر محاسبه می‌شود:

[Downloaded from jiaeee.com on 2024-04-28]
[DOR: 20.1001.1.26765810.1398.16.4.12.3]
Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers - Vol.16- No.4- Winter2018

$$[TA]_k = \left(\prod_{i=2}^{N+1} [P]_{i,k} * [G]_{i-1} \right) * [PS]$$

(۲۷)

۲-۲- تشکیل تابع خطا برای بهینه سازی

توان منعکسه از دهانهٔ ۱ و توان‌های منتقله به دهانه های ۲و ۳ در فرکانس k ام بصورت زیر محاسبه می‌شوند:

$$\begin{cases} P_{1,k} = \frac{1}{2} \frac{|S_{11,k}|^2}{Z_{L1}} \\ P_{2,k} = \frac{1}{2} \frac{|S_{21,k}|^2}{Z_{L2}} \\ P_{3,k} = \frac{1}{2} \frac{|S_{31,k}|^2}{Z_{L3}} \end{cases} \quad (۲۸)$$

در این صورت توان کل خارج شونده ازدهانه‌ها برابر است با:

$$P_{tot,k} = P_{1,k} + P_{2,k} + P_{3,k} \quad (۲۹)$$

اکنون یک تابع خطا بصورت زیر تشکیل می‌دهیم، با فرض اینکه توان وارد شده به دهانه ۱ باید به نسبت K وارد دهانه ۲ و به نسبت (1-K) وارد دهانه ۳ بشود و میزان ایزولاسیون بین دهانه‌های خروجی(S23) و همچنین تلفات بازگشتی در دهانه‌های متعادل(S22 و S33) باید حتی الامکان نزدیک صفر باشند و اختلاف فاز بین دهانه‌های متعادل باید تا حد امکان در حوالی مضارب فرد °۱۸۰باشد ، تابع خطا بصورت رابطه (۳۰) خواهد شد:

(۳۰)

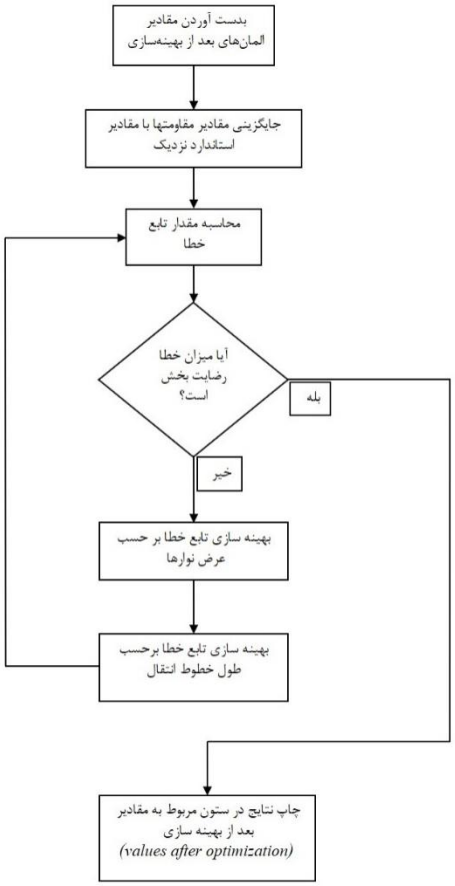
که در آن wt_1 تا wt_7 ضرایب وزنی هستند. برای بهینه سازی مقادیر

$$\varepsilon = wt_1 \sum_k P_{1,k} + wt_2 \sum_k \left[P_{2,k} - KP_{tot,k}\right]^2 + wt_3 \sum_k \left[P_{3,k} - (1-K)P_{tot,k}\right]^2$$

$$wt_4 \sum_k |S23_k|^2 + wt_5 \sum_k |S22_k|^2 + wt_6 \sum_k |S33_k|^2 +$$

$$wt_7 \sum_k (\cos(\angle S21_k - \angle S31_k) + 1)^2$$

المانهای شبکه باید یک تابع خطا برای مسئله تشکیل داده و سپس با مینیمم سازی تابع خطای مذکور با استفاده از اجرای با زمان محدود الگوریتم ژنتیک مقادیر پیش از بهینه سازی مناسبی را برای ابعاد ساختار (امپدانس و طول خطوط انتقال و مقاومتها) بدست آوریم. برای یافتن سریع مقادیر بهینه جهت مینیمم سازی تابع خطای فوق،پس از متوقف کردن الگوریتم ژنتیک از تابع fmincon در نرم افزار MATLAB استفاده کردیم. در این برنامه ابتدا تعداد قسمت‌های تقسیم کنندهٔ توان ، امپدانس منبع وامپدانس بار ، محدودهٔ باند فرکانسی مورد نظر برای طراحی ، نسبت تقسیم توان، پارامترهای فیزیکی زیر لایه، بعنوان ورودی و مقادیر پیش از بهینه سازی حاصل از الگوریتم ژنتیک به عنوان متغیر محلی به برنامه داده می‌شوند. مقادیر پس از بهینه سازی توسط برنامه محاسبه می شود. در شکل (۷) فلوچارت مراحل طراحی نمایش داده شده است.



شکل (۷): فلوچارت مراحل طراحی ساختار

مزایای روش بهینه‌سازی فوق نسبت به بهینه‌سازهای موجود در شبیه‌سازها شامل عدم نیاز به کامپیوترهای پیشرفته برای انجام محاسبات و سرعت بیشتر همگرایی جواب به دلیل دخالت انسان در روند بهینه‌سازی می‌باشند.

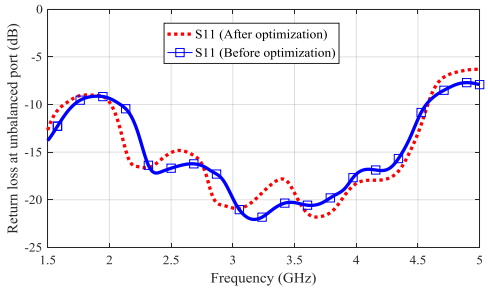
۳- مثال های شبیه سازی

ساختار به دست آمده را با نرم‌افزار CST شبیه‌سازی کردیم که در ادامه نتایج این شبیه‌سازی‌ها برای دو مثال نمونه ذکر می‌شود:

۳-۱- مثال اول

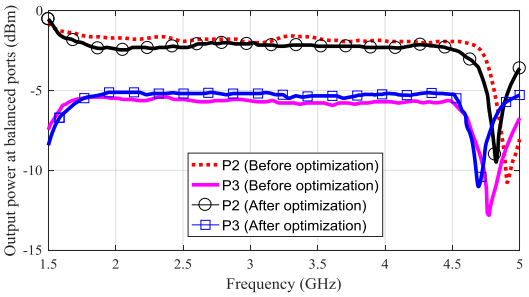
با استفاده از مقسم توان دو طبقه برای نسبت تقسیم توان ۲ و امپدانس دهانه نامتعادل ۵۰ اهم و امپدانس خروجی های متعادل ۷۵ اهم طراحی صورت گرفت. همان‌طور که در شکل (۸) می‌بینید در باند فرکانسی ۲,۲ تا ۴,۵ گیگا هرتز ساختار از تطبیق مناسبی در پورت نامتعادل برخوردار است.

[Downloaded from jiaeee.com on 2024-04-28]
[DOR: 20.1001.1.26765810.1398.16.4.12.3]
Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers - Vol.16- No.4- Winter 2018



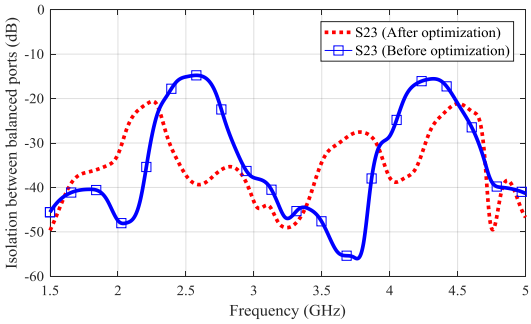
شکل (۸): تلفات بازگشتی دهانه نامتعادل

جهت اینکه از تقسیم مناسب توان در ساختار اطمینان حاصل کنیم به میزان ۱ وات توان را از سمتپورت نامتعادل وارد مجموعه کردیم و همان‌طورکه در شکل (۹) مشاهده می‌شود به طور متوسط به اندازه ۲٫۰۵- دسیبل توان به پورت ۲ و نصف آن یعنی ۵٫۰۵- دسیبل توان به پورت ۳ می‌رسد که در مجموع عددی نزدیک ۰ دسیبل (۱ وات) می‌شوند.

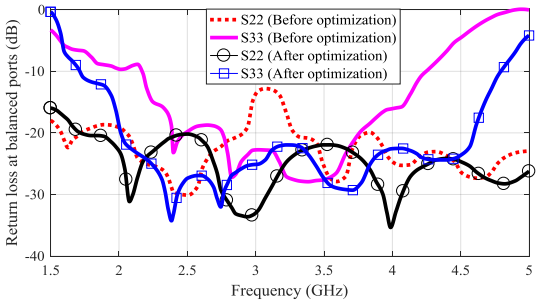


شکل (۹): توان خروجی در دهانه‌های متعادل

شکل‌های (۱۰) و (۱۱) نشان می‌دهند که عملکرد این مثال در پورت‌های متعادل در باند مدنظر مناسب است.

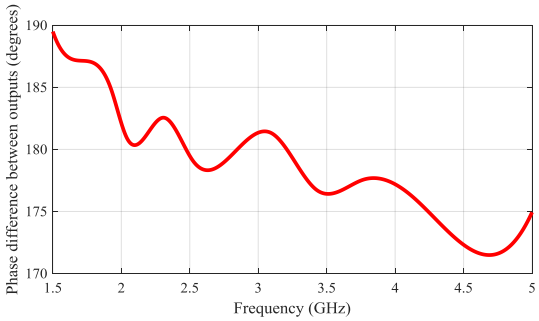


شکل (۱۰): ایزولاسیون بین دهانه‌های متعادل



شکل (۱۱): تلفات بازگشتی در دهانه‌های متعادل

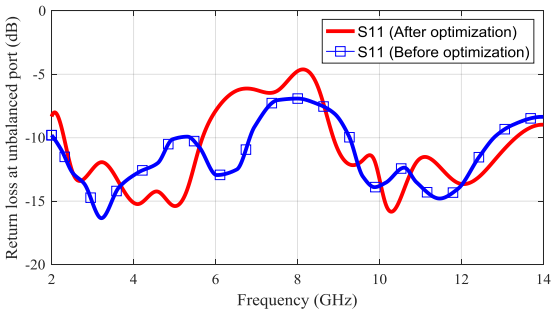
شکل (۱۲) از اختلاف فاز نزدیک ۱۸۰ درجه بین پورت‌های متعادل حکایت دارد.



شکل (۱۲): اختلاف فاز بین خروجی‌های متعادل

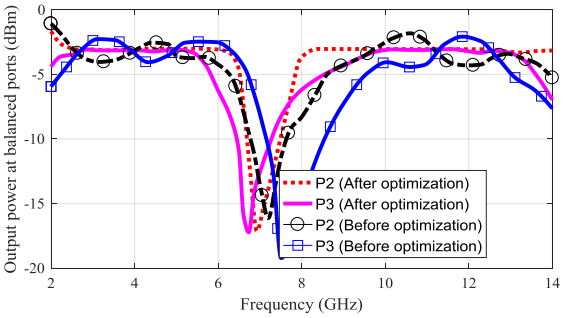
۳-۲- مثال دوم

با استفاده از مقسم توان چهار طبقه برای تقسیم توان برابر و امپدانس دهانه های نامتعادل و متعادل برابر با ۵۰ اهم طراحی انجام شد.مطابق شکل (۱۳) در باندهای فرکانسی ۲٫۵ تا ۵٫۵ گیگاهرتز و همچنین ۱۰٫۱ تا ۱۳ گیگاهرتز تطبیق ساختار در پورت نامتعادل مشهود است.



شکل (۱۳): تلفات بازگشتی دهانه نامتعادل

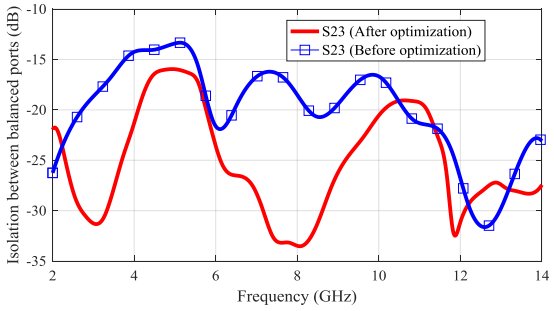
همان‌طور که شکل (۱۴) نشان می‌دهد توان دریافتی در هر یک از خروجی‌های متعادل حدود ۳- دسیبل (نصف) است.



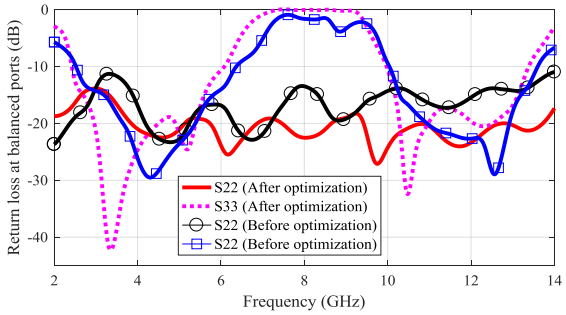
شکل (۱۴): توان خروجی در دهانه‌های متعادل

شکل‌های (۱۵) تا (۱۷) عملکرد مناسب مثال دوم در پورت‌های متعادل را به نمایش می‌گذارند.

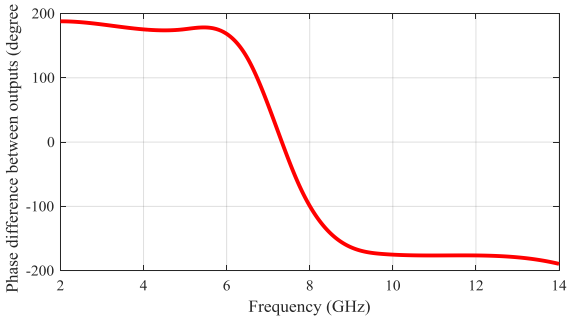
[Downloaded from jiaeee.com on 2024-04-28]
[DOR: 20.1001.1.26765810.1398.16.4.12.3]
Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers - Vol.16- No.4- Winter2018



شکل (۱۵): ایزولاسیون بین دهانه‌های متعادل



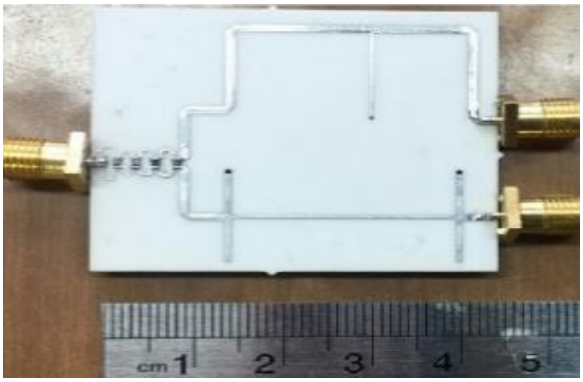
شکل (۱۶): تلفات بازگشتی در دهانه‌های متعادل



شکل (۱۷): اختلاف فاز بین خروجی‌های متعادل

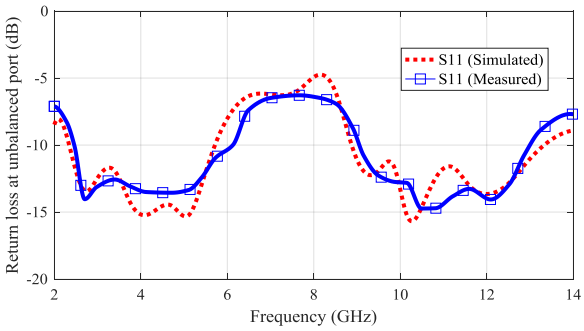
۴- نتایج ساخت

بالونی که مطابق با ویژگی های مثال دوم قسمت شبیه سازی، ساخته شد را در شکل (۱۸) مشاهده می‌کنید.

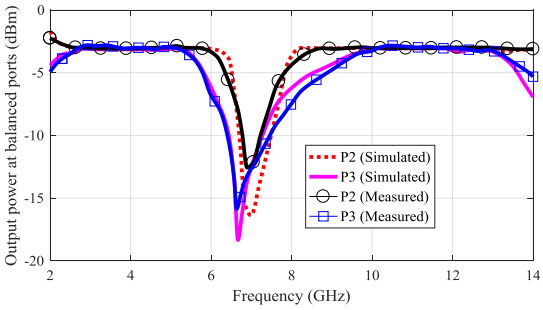


شکل (۱۸): تصویر بالون ساخته شده

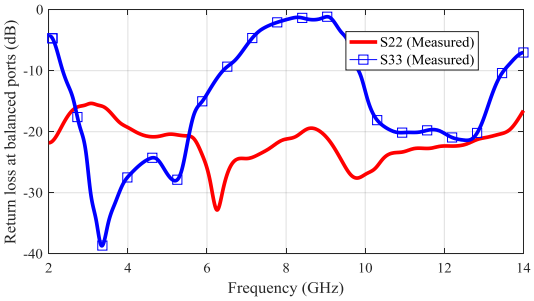
شکل‌های (۱۹) تا (۲۳) نتایج اندازه‌گیری را نشان می‌دهند و این نتایج با شبیه‌سازی‌های مثال دوم مقایسه شده‌اند.جهت جلوگیری از واپاشی این ساختار آن را درون اتاق آنتن قرار دادیم و با استفاده از تحلیل‌گر شبکه پارامترهای مرتبط را اندازه گرفتیم.



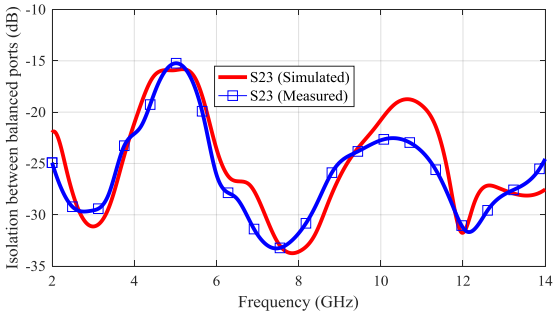
شکل (۱۹): مقایسه تلفات بازگشتی دهانه نامتعادل



شکل (۲۰): مقایسه توان خروجی در دهانه‌های متعادل

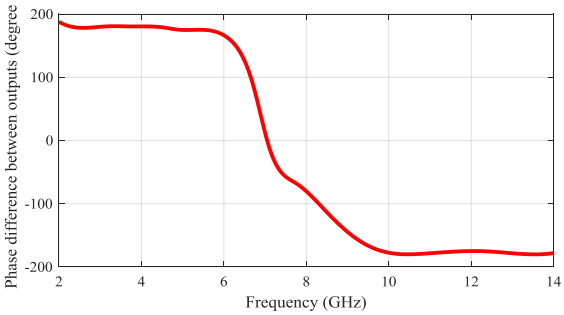


شکل (۲۱):تلفات بازگشتی اندازه‌گیری در دهانه‌های متعادل



شکل (۲۲):ایزولاسیون بیندهانه‌های متعادل

[Downloaded from jiaeee.com on 2024-04-28]
[DOR: 20.1001.1.26765810.1398.16.4.12.3]



شکل (۲۳): اختلاف فاز اندازه گیری شده بین دهانه‌های متعادل

همان‌طور که دیده می‌شود همخوانی مناسبی بین نتایج اندازه‌گیری شده و شبیه‌سازی مثال دوم وجود دارد.

۵- نتیجه‌گیری

ما با استفاده از ثابت ساز فاز و مقسم توان چند بخشی توانستیم پهنای باند نسبی ۷۵٪ از ساختار بگیریم که برای این نوع بالون بسیار خوب می‌باشد.همان طور که از مثال‌های شبیه‌سازی پیداست افزایش تعداد طبقات از دو به چهار کمک شایانی در پهن باند شدن ساختار کرده است و با استفاده از روش کمترین مربعات خطا در جهت اصلاح تمامی مشخصات بالون در باند وسیع گام برداشتیم. در کاربرد تلویزیون ماهواره‌ای، ترانسپوندری که سیگنال را از ماهواره به زمین (لینک رو به پایین) بازمی‌گرداند باید به طور نوعی در دو باند فرکانسی ۳۶۲۵ تا ۴۲۰۰ مگاهرتز و ۱۰۷۰۰ تا ۱۲۲۰۰ مگاهرتز عملکرد مناسب داشته باشد که این پهنای باند با استفاده از بالون طراحی شده به دست آمده است. در جدول (۱) مقایسه بین طرح حاضر و چند مرجع مرتبط آورده شده است.

مراجع

[1] Zhen-Yu Zhang, Yong-Xin Guo, Ling Chuen Ong and M. Y. W. Chia, "A new wide-band planar balun on a single-layer PCB," in IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 15, no. 6, pp. 416-418, June 2005.

[2] H. Oraizi and A. R. Sharifi, "Design and optimization of broadband asymmetrical multisectionwilkinson power divider," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 54, no. 5, pp. 2220-2231, May 2006.

[3] R. K. Barik, K. V. P. Kumar and S. S. Karthikeyan, "Design of a Quad-Band Branch Line Balun Using Extended Pi-Shaped Coupled Lines," in IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 26, no. 10, pp. 771-773, Oct. 2016.

[4] J. Wang, F. Huang, L. Zhu, C. Cai and W. Wu, "Study of a New Planar-Type Balun Topology for Application in the Design of Balun Bandpass Filters," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 64, no. 9, pp. 2824-2832, Sept. 2016.

[5] H. Zhu and A. M. Abbosh, "Modified Wideband Marchand Balun With Tunable Power Division Ratio and Constant Phase," in IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 26, no. 5, pp. 319-321, May 2016.

[6] C. Zhu, J. Xu, W. Kang, Z. Hu and W. Wu, "Design of miniaturisedbalun filter with tunable power division ratio and centre frequency," in Electronics Letters, vol. 53, no. 12, pp. 787-789, 6 8 2017.

[7] D. Chen, L. Zhu, H. Bu and C. Cheng, "A Wideband Balun Filter on a Triple-Mode Slotline Resonator With Controllable Bandwidth," in IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 27, no. 6, pp. 569-571, June 2017.

[8] Y. Geng, W. Wang, X. Chen, L. Han, L. Li and W. Zhang, "The Study and Design of a Miniaturized Microstrip Balun With a Wider Bandwidth," in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 15, no. , pp. 1727-1730, 2016.

[۹] مقنی مرتضی، عریضی همایون. طراحی بهینه مقسم توان ۶ دهانه ای با نسبت توان خروجی اختیاری. مجله مهندسی برق و الکترونیک ایران. ۱۳۹۴; ۱۲ (۲) :۷۵-۸۴

[۱۰] داراب، سینا؛ حسین میار نعیمی و بیژن ذاکری، ۱۳۹۲، طراحی جدید تقسیم کننده توان ویلکینسون نابرابر سه بانده، فصلنامه صنایع الکترونیک ۴(3) ،

جدول (۱): مقایسه طرح مقاله حاضر با برخی مراجع مرتبط

	پهنای باند نسبی (٪)	ابعاد نسبی	Amp./pha. Imbalance (dB/°)	Max $\lvert S_{21}\rvert/\lvert S_{31}\rvert$ (dB)	نسبت تقسیم توان دلخواه	عملکرد دوجهته
[1]	64	$0.6\lambda g \times 0.5\ \lambda g$	0.3/5	3.6/3.7	خیر	بله
[3]	90	$.26\lambda g \times .26\ \lambda g$	0.5/10	3.8/4.12	خیر	خیر
[4]	39	$.12\lambda g \times .12\ \lambda g$	0.5/10	4/4	خیر	خیر
[5]	70	$.17\lambda g \times .13\ \lambda g$	0.75/2	3.1/3.2	خیر	خیر
[6]	83	$.13\lambda g \times .14\ \lambda g$	3.4/1	3.6/3.8	خیر	خیر
طرح مقاله	75	$2\lambda g \times 1.6\ \lambda g$	0.6/7	3.76/3.58	بله	بله

[Downloaded from jiaeee.com on 2024-04-28]
[DOR: 20.1001.1.26765810.1398.16.4.12.3]
Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers - Vol.16- No.4- Winter2018