

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

همایون عربی^۱ پوریا سلیمی بروجنی^۲

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 ابعاد خط انتقال هاپیه کار رفته، علاوه بر دست یابی به امیدانس های دلخواه در ورودی و خروجی امکان تغییر نسبت تقسیم توان بین دو خروجی را یافته ایم. ابتدا یک تئوری کلی برای تحلیل این ساختار به کمک ماتریس های 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 گیری های ساختار اول نشان می دهد که در دهانه های 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 دهانه های متعادل کمتر از ۱۵- دسیبل می باشد. حال آن که میزان عدم تعادل دامنه و فاز بین دهانه های متعادل کمتر از ۰.۶ دسیبل و $\pm 7^\circ$ است. این بالون به شکل مناسب برای لینک به سمت پایین تلویزیون ماهواره ای طراحی شده است.

واژه های کلیدی: تغییر دهنده فاز شیفمن، تقسیم توان دلخواه، بالون دوجته 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 نویسنده ی مسئول: همایون عربی

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

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 امیدانس‌های 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 امیدانس‌های 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 شاخه‌ای چهار بانده با قابلیت طراحی باندها استفاده شده است. در [۴] از تشدید کننده‌های انتهایی باز با مود دوگانه برای ساخت فیلتر بالون تک‌باند و دوبانده استفاده شده است. در [۵] یک بالون مرجند بهبود یافته ارائه شده است که به کمک یک خازن ورکتور و یک مقاومت سری تقسیم توان دلخواه بین خروجی‌ها را فراهم آورده است. استفاده از ترکیب سری مقاومت و خازن ورکتور ایده‌ای 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 هارمونیک‌های مرتبه بالای بالون، در [۷] از ایجاد صفرهای انتقال در مشخصه ساختار با استفاده از تشدید کننده خط شکافی بهره برده‌اند. 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 بهینه‌سازی 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 امیدانس دهانه‌های متعادل و نامتعادل قابل انتخاب در یک باند فرکانسی از پیش انتخاب شده صورت می‌گیرد. توجه شود که در مدل‌سازی مسئله، اثرات پاشندگی هم در نظر گرفته می‌شود.

۲- طراحی با استفاده از روش کمترین مربعات

برای بهینه‌سازی عناصر شبکه از روش معروف میانگین کمترین مربعات استفاده می‌کنیم. 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 دهانه‌های متعادل) تشکیل می‌دهیم و این تابع را با بکارگیری روش‌های مینیمم‌سازی، بر روی یک پهنای باند داده شده مینیمم می‌سازیم تا مقادیر بهینه‌المانها 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 محاسبه پارامترهای پراکندگی ارائه شده است که به توضیح این روش می‌پردازیم.

۲-۱- محاسبه ماتریس پراکندگی در حالت کلی

در این بخش روش محاسبه ماتریس پراکندگی را در حالت کلی همراه با در نظر گرفتن اثرات تلفات دی الکتریک و اثرات پاشندگی و در حالتی که دهانه‌های شبکه به امیدانس‌های کاملاً متفاوتی متصل هستند توضیح می‌دهیم. برای این منظور از ماتریس ABCD استفاده کرده‌ایم. بدلیل اینکه ماتریس ABCD برای شبکه‌های سه دهانه‌ای تعریف نمی‌شود باید ماتریس ادمیتانس شبکه 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 شبکه سه دهانه‌ای محاسبه کرد. روش کار به این صورت است که ابتدا شبکه اصلی را به دو زیر شبکه تقسیم می‌کنیم. شبکه A را بصورت یک شبکه چهار دهانه‌ای در نظر می‌گیریم و ماتریس ادمیتانس شبکه چهار دهانه‌ای حاصل را محاسبه می‌کنیم. سپس با در نظر گرفتن این موضوع که جریان ورودی کل به شبکه A برابر است با مجموع جریان‌های دو دهانه ورودی این شبکه و ولتاژ دو دهانه ورودی در این شبکه با یکدیگر برابرند، این شبکه چهار دهانه‌ای را مجدداً به یک شبکه سه دهانه‌ای تبدیل می‌کنیم و ماتریس ادمیتانس شبکه A را حساب می‌کنیم، سپس اثر شبکه B را نیز در نظر می‌گیریم و ماتریس ادمیتانس کل را محاسبه می‌کنیم. پس از محاسبه 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.



$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = [YT] \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} YT_{11} & YT_{12} & YT_{13} \\ YT_{21} & YT_{22} & YT_{23} \\ YT_{31} & YT_{32} & YT_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} \quad (14)$$

میدانیم که :

$$\begin{cases} V_1 = V_1^+ + V_1^- \\ I_1 = \frac{V_1^+ - V_1^-}{Z_{L1}} \end{cases} \quad (15)$$

بنابر این با جایگذاری رابطه (۱۶) در ماتریس ادمیتانس رابطه (۱۵) بدست می آید :

$$\begin{bmatrix} \frac{V_1^+ - V_1^-}{Z_{L1}} \\ \frac{V_2^+ - V_2^-}{Z_{L2}} \\ \frac{V_3^+ - V_3^-}{Z_{L3}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} YT_{11} & YT_{12} & YT_{13} \\ YT_{21} & YT_{22} & YT_{23} \\ YT_{31} & YT_{32} & YT_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ + V_1^- \\ V_2^+ + V_2^- \\ V_3^+ + V_3^- \end{bmatrix} \quad (16)$$

ادمیتانس های مربوط به دهانه های شبکه برابرند با:

$$Y_{L1} = 1/Z_{L1}, Y_{L2} = 1/Z_{L2}, Y_{L3} = 1/Z_{L3} \quad (17)$$

بنابر این رابطه (۱۶) به شکل زیر نوشته می شود:

$$\begin{bmatrix} Y_{L1} & 0 & 0 \\ 0 & Y_{L2} & 0 \\ 0 & 0 & Y_{L3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ V_3^+ \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} Y_{L1} & 0 & 0 \\ 0 & Y_{L2} & 0 \\ 0 & 0 & Y_{L3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ V_3^- \end{bmatrix} = [YT] \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ V_3^+ \end{bmatrix} + [YT] \begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ V_3^- \end{bmatrix} \quad (18)$$

نهایتاً ماتریس پراکندگی از رابطه (۱۹) به دست می آید:

$$\begin{cases} ([YT] + [YL]) \begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ V_3^- \end{bmatrix} = ([YL] - [YT]) \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ V_3^+ \end{bmatrix} \\ \Rightarrow \begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ V_3^- \end{bmatrix} = ([YT] + [YL])^{-1} ([YL] - [YT]) \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ V_3^+ \end{bmatrix} \\ V^- = [S]V^+ \Rightarrow [S] = ([YT] + [YL])^{-1} ([YL] - [YT]) \end{cases} \quad (19)$$

در ادامه روش محاسبه ماتریس انتقال برای شبکه چهار دهانه ای شکل (۲) را توضیح می دهیم. برای محاسبه ماتریس انتقال در این شبکه،

در مورد شبکه B روابط ماتریس انتقال را می نویسیم:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = [TB] \begin{bmatrix} V \\ I \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} V \\ I \end{bmatrix} = [TB]^{-1} \begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} V \\ I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} \quad (8)$$

با ترکیب روابط (۸) و (۷) داریم :

$$\begin{bmatrix} t_{21}V_1 + t_{22}I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} & y_{13} \\ y_{21} & y_{22} & y_{23} \\ y_{31} & y_{32} & y_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t_{11}V_1 + t_{12}I_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} \quad (9-الف)$$

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{t_{22} - y_{11}t_{12}} \begin{bmatrix} y_{11}t_{11} - t_{21} & y_{12} & y_{13} \\ y_{21}t_{11}(t_{22} - y_{11}t_{12}) + y_{21}t_{12}(y_{11}t_{11} - t_{21}) & y_{22}(t_{22} - y_{11}t_{12}) + y_{21}t_{12}y_{12} & y_{23}(t_{22} - y_{11}t_{12}) + y_{21}t_{12}y_{13} \\ y_{31}t_{11}(t_{22} - y_{11}t_{12}) + y_{31}t_{12}(y_{11}t_{11} - t_{21}) & y_{32}(t_{22} - y_{11}t_{12}) + y_{31}t_{12}y_{12} & y_{33}(t_{22} - y_{11}t_{12}) + y_{31}t_{12}y_{13} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} \quad (9-ب)$$

از آن جایی که ماتریس انتقال برای شبکه B بصورت زیر تعریف می شود:

$$\begin{cases} TB = \begin{bmatrix} \cosh \gamma_1 l_1 & Z_{FL} \sinh \gamma_1 l_1 \\ Y_{FL} \sinh \gamma_1 l_1 & \cosh \gamma_1 l_1 \end{bmatrix} \\ \gamma_1 = \alpha_1 + j\beta_1 \end{cases} \quad (10)$$

بنابر این

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

پس می توان نوشت:

$$\begin{aligned} y_{21}t_{11}(t_{22} - y_{11}t_{12}) + y_{21}t_{12}(y_{11}t_{11} - t_{21}) &= \\ y_{21}(t_{11}t_{22} - t_{12}t_{21}) &= y_{21} \end{aligned} \quad (12)$$

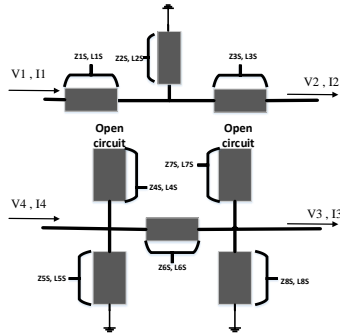
بنابر این رابطه (۹-ب) به صورت زیر تبدیل می شود:

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

و نهایتاً ماتریس ادمیتانس شبکه سه دهانه ای شکل ۲ بدست آمده است. اکنون با توجه به روابط زیر می توان ماتریس پراکندگی را از روی ماتریس ادمیتانس بدست آورد ، ماتریس ادمیتانس رابطه (۱۳) را Y_T می نامیم:



محاسبه می‌کنیم. شکل (۶) شمای کلی شیفت دهنده فاز را نشان می‌دهد.



شکل (۶): شمای کلی شیفت دهنده فاز

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

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

حال ماتریس انتقال خط بر پایه یک طول موج $[PS1]$ را در فرکانس k ام محاسبه می‌کنیم:

$$[PS1] = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma_{1s,k} L_{1s}) & Z_{1s} \sinh(\gamma_{1s,k} L_{1s}) \\ \frac{\sinh(\gamma_{1s,k} L_{1s})}{Z_{1s}} & \cosh(\gamma_{1s,k} L_{1s}) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z_{2s} \tanh(\gamma_{2s,k} L_{2s})} & 1 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \cosh(\gamma_{3s,k} L_{3s}) & Z_{3s} \sinh(\gamma_{3s,k} L_{3s}) \\ \frac{\sinh(\gamma_{3s,k} L_{3s})}{Z_{3s}} & \cosh(\gamma_{3s,k} L_{3s}) \end{bmatrix} \quad (۲۴)$$

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

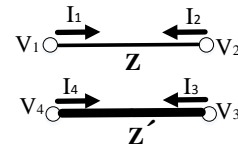
$$[PS2] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z_{5s} \tanh(\gamma_{5s,k} L_{5s})} - \frac{\tanh(\gamma_{4s,k} L_{4s})}{Z_{4s}} & 1 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \cosh(\gamma_{6s,k} L_{6s}) & Z_{6s} \sinh(\gamma_{6s,k} L_{6s}) \\ \frac{\sinh(\gamma_{6s,k} L_{6s})}{Z_{6s}} & \cosh(\gamma_{6s,k} L_{6s}) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z_{8s} \tanh(\gamma_{8s,k} L_{8s})} - \frac{\tanh(\gamma_{7s,k} L_{7s})}{Z_{7s}} & 1 \end{bmatrix} \quad (۲۵)$$

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

$$[PS] = \begin{bmatrix} PS1_{11} & 0 & PS1_{12} & 0 \\ 0 & PS2_{11} & 0 & PS2_{12} \\ PS1_{21} & 0 & PS1_{22} & 0 \\ 0 & PS2_{21} & 0 & PS2_{22} \end{bmatrix} \quad (۲۶)$$

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

شبکه را به بلاک‌های کوچکتر تفکیک می‌کنیم و ماتریس انتقال را برای هر کدام 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:

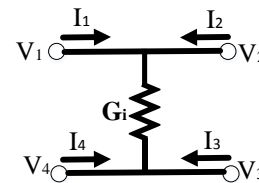


شکل (۴): ساختار دو خط انتقال مجاور

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

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_4 \\ I_1 \\ I_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma_{i,k} l_i) & 0 & Z_{0,i,k} \sinh(\gamma_{i,k} l_i) & 0 \\ 0 & \cosh(\gamma'_{i,k} l'_i) & 0 & Z'_{0,i,k} \sinh(\gamma'_{i,k} l'_i) \\ Y_{0,i,k} \sinh(\gamma_{i,k} l_i) & 0 & \cosh(\gamma_{i,k} l_i) & 0 \\ 0 & Y'_{0,i,k} \sinh(\gamma'_{i,k} l'_i) & 0 & \cosh(\gamma'_{i,k} l'_i) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ V_3 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (۲۰)$$

ماتریس فوق را $[P]_{i,k}$ می‌نامیم.



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

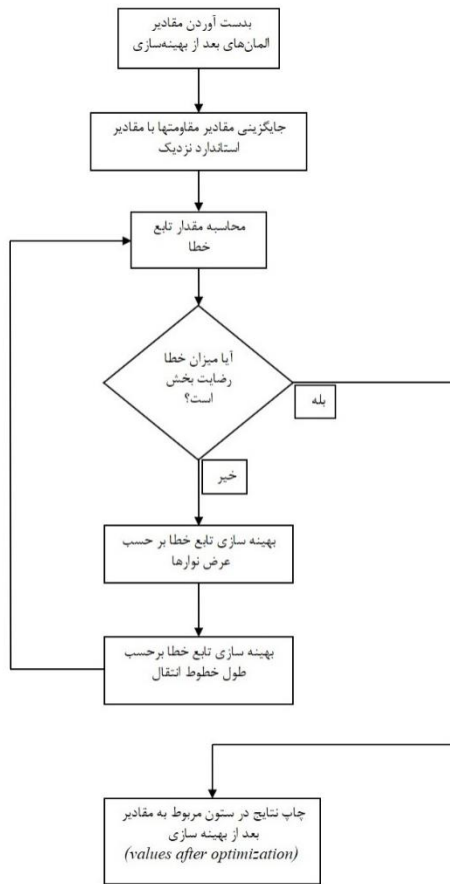
ماتریس انتقال برای مقاومت هادر شکل (۵) به صورت زیر بدست می‌آید:

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

ماتریس فوق را $[G]_i$ می‌نامیم. در محاسبه 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

فیزیکی زیر لایه، بعنوان ورودی و مقادیر پیش از بهینه سازی حاصل از الگوریتم ژنتیک به عنوان متغیر محلی به برنامه داده می شوند. 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 نرم افزار 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 نامتعالی ۵۰ اهم و امپدانس خروجی های متعادل ۷۵ اهم طراحی صورت گرفت. همان طور که در شکل (۸) می‌بینید در باند فرکانسی ۲،۲ تا ۴،۵ گیگا هرتز ساختار از تطبیق مناسبی در پورت نامتعالی برخوردار است.

$$[TA]_k = \left(\prod_{i=2}^{N+1} [P]_{i,k} * [G]_{i-1} \right) * [PS] \quad (27)$$

۲-۲- تشکیل تابع خطا برای بهینه سازی

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

$$\begin{cases} P_{1,k} = \frac{1}{2} \frac{|S_{11,k}|^2}{Z_{L1}} \\ P_{2,k} = \frac{1}{2} \frac{|S_{21,k}|^2}{Z_{L2}} \\ P_{3,k} = \frac{1}{2} \frac{|S_{31,k}|^2}{Z_{L3}} \end{cases} \quad (28)$$

در این صورت توان کل خارج شونده از دهانه‌ها برابر است با:

$$P_{tot,k} = P_{1,k} + P_{2,k} + P_{3,k} \quad (29)$$

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 180° باشد، تابع خطا بصورت رابطه (۳۰) خواهد شد:

$$(30)$$

که در آن w_1 تا w_7 ضرایب وزنی هستند. برای بهینه‌سازی مقادیر

$$\varepsilon = w_1 \sum_k P_{1,k} + w_2 \sum_k [P_{2,k} - KP_{tot,k}]^2 + w_3 \sum_k [P_{3,k} - (1-K)P_{tot,k}]^2$$

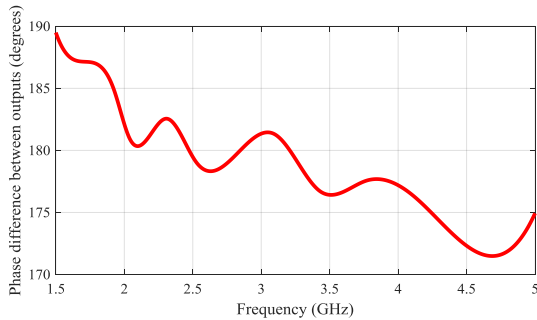
$$+ w_4 \sum_k |S_{23,k}|^2 + w_5 \sum_k |S_{22,k}|^2 + w_6 \sum_k |S_{33,k}|^2 +$$

$$+ w_7 \sum_k (\cos(\angle S_{21,k} - \angle S_{31,k}) + 1)$$

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` نرم افزار MATLAB استفاده کردیم. در این برنامه ابتدا تعداد قسمت‌های تقسیم کننده توان، امپدانس منبع و امپدانس بار، محدوده باند فرکانسی مورد نظر برای طراحی، نسبت تقسیم توان، پارامترهای



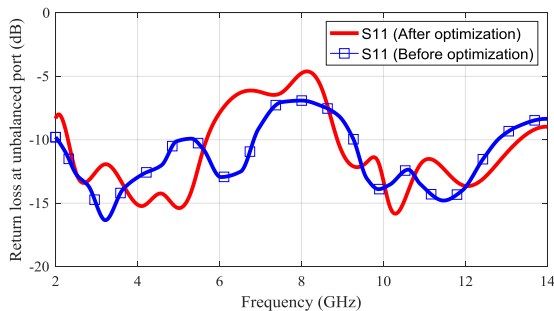
شکل (۱۲) از اختلاف فاز نزدیک ۱۸۰ درجه بین پورت‌های متعادل حکایت دارد.



شکل (۱۲): اختلاف فاز بین خروجی‌های متعادل

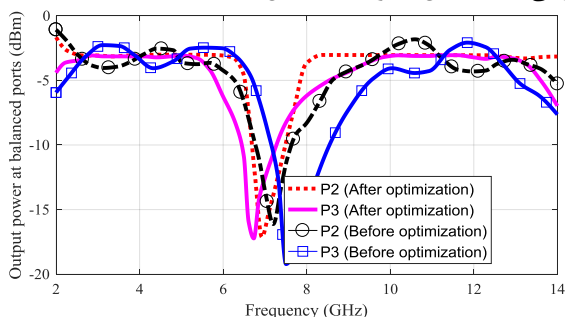
۳-۲- مثال دوم

با استفاده از مقسم توان چهار طبقه برای تقسیم توان برابر و امیداندس دهانه‌های 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.



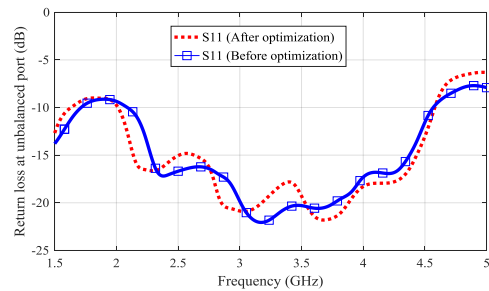
شکل (۱۳): تلفات بازگشتی دهانه نامتعادل

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



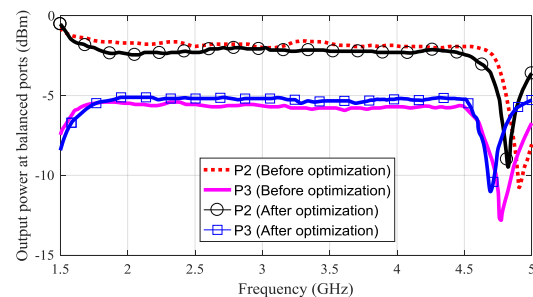
شکل (۱۴): توان خروجی در دهانه‌های متعادل

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



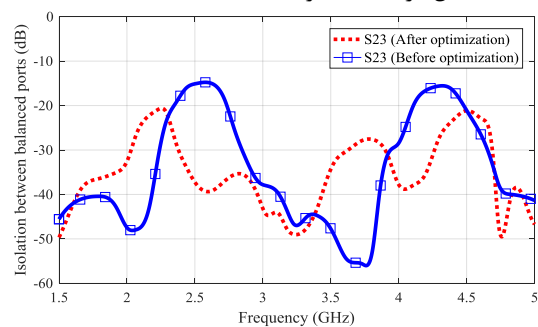
شکل (۸): تلفات بازگشتی دهانه نامتعادل

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

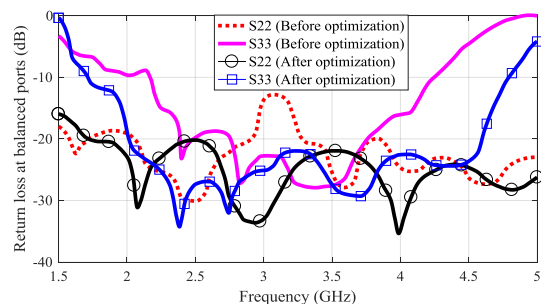


شکل (۹): توان خروجی در دهانه‌های متعادل

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

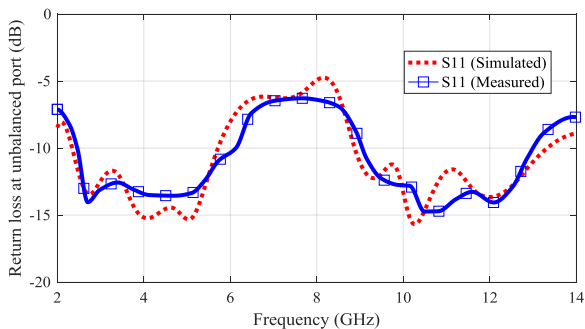


شکل (۱۰): ایزولاسیون بین دهانه‌های متعادل

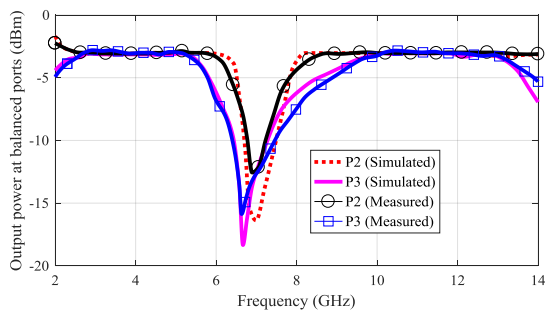


شکل (۱۱): تلفات بازگشتی در دهانه‌های متعادل

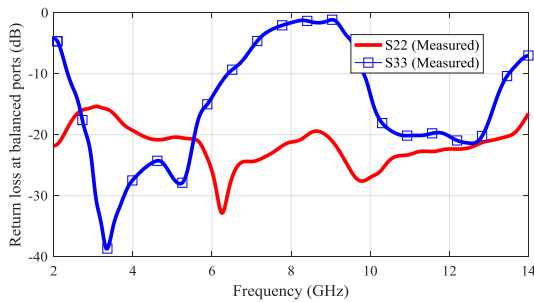
شکل های (۱۹) تا (۲۳) نتایج اندازه گیری را نشان می دهند و این نتایج با شبیه سازی های مثال دوم مقایسه شده اند. جهت جلوگیری از واپاشی این ساختار آن را درون اتاق آنتن قرار دادیم و با استفاده از تحلیل گر شبکه پارامترهای مرتبط را اندازه گرفتیم.



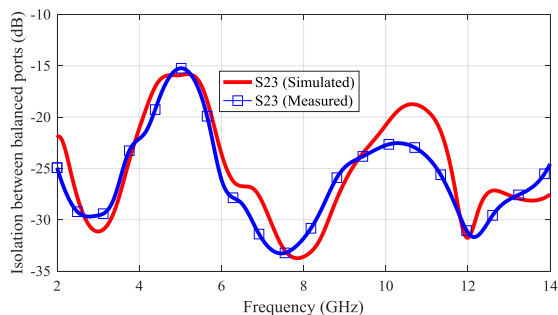
شکل (۱۹): مقایسه تلفات بازگشتی دهانه نامتعادل



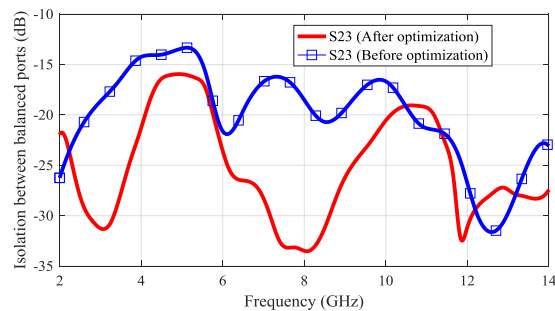
شکل (۲۰): مقایسه توان خروجی در دهانه های متعادل



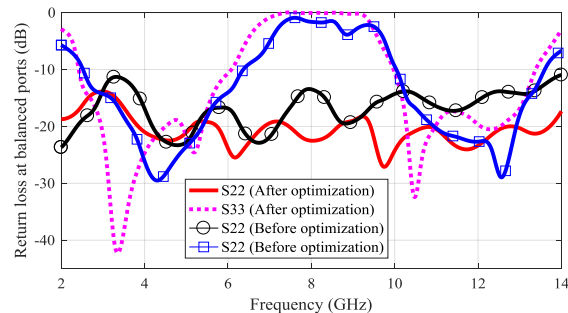
شکل (۲۱): تلفات بازگشتی اندازه گیری در دهانه های متعادل



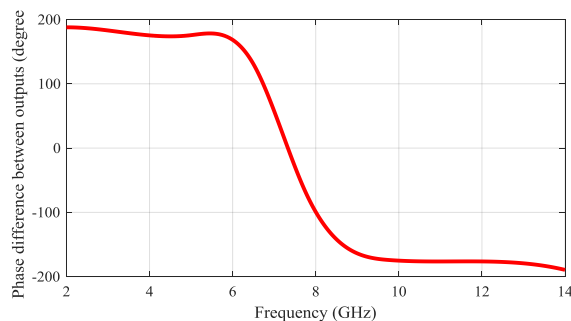
شکل (۲۲): ایزولاسیون بین دهانه های متعادل



شکل (۱۵): ایزولاسیون بین دهانه های متعادل



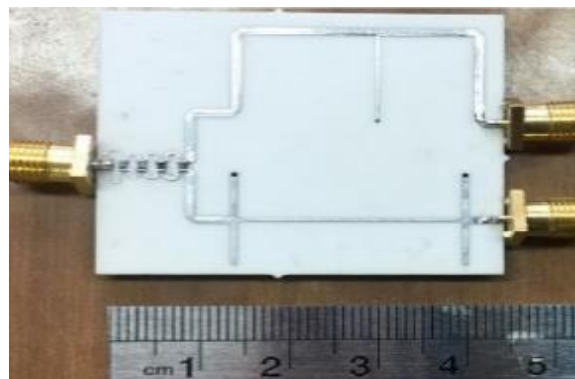
شکل (۱۶): تلفات بازگشتی در دهانه های متعادل



شکل (۱۷): اختلاف فاز بین خروجی های متعادل

۴- نتایج ساخت

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

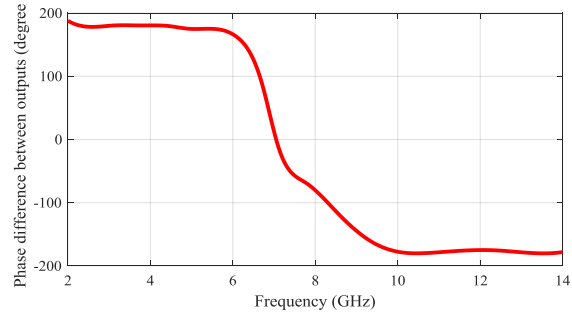


شکل (۱۸): تصویر بالون ساخته شده

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 multisection wilkinson 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 miniaturised balun 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.

- [9] 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)،



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. همان‌طور 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-

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

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