

# تحلیل و طراحی تزویجگر جهتی نامتقارن چند بخشی به همراه تطبیق امپدانس ورودی و خروجی

همایون عریضی<sup>۱</sup> محمد جواد سیاه کاری<sup>۲</sup>

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

[h\\_oraizi@iust.ac.ir](mailto:h_oraizi@iust.ac.ir)

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

[m.j.siahkari@gmail.com](mailto:m.j.siahkari@gmail.com)

**چکیده:** این مقاله به بررسی و تحلیل و طراحی تزویجگر (پیونده) نامتقارن چندبخشی با امپدانس‌های پایان‌دهی متفاوت می‌پردازد. ساختار یک پیونده خط کوپل شده مورد تحلیل و بررسی قرار گرفته است. در ابتدا ماتریس امپدانس آن استخراج شده است. در ادامه ماتریس انتقال به دست آمده، سپس ماتریس انتقال یک پیونده جهتی نامتقارن چندبخشی بر اساس مشخصات آن، استخراج شده است. در نهایت ماتریس انتقال کلی تزویجگر (پیونده) به ماتریس امپدانس آن تبدیل شده، و سپس ماتریس پراکندگی آن استخراج شده است. از روش حداقل مربعات کاهش یافته به منظور طراحی تزویجگر (پیونده) جهتی نامتقارن استفاده شده است. تابع خطا، که خود تابعی از ابعاد فیزیکی ساختار می‌باشد، بر اساس پارامترهای پراکندگی پیونده جهتی نامتقارن تشکیل شده است. ابعاد فیزیکی ساختار (طول و پهنا و خطوط و فاصله‌ی میان آن‌ها) با کمینه سازی تابع خطا به وسیله کد نوشته شده در نرم افزار MATLAB و استفاده از الگوریتم ژنتیک (GA) و الگوریتم گرادیان مزدوج (CGM) به دست می‌آید، سپس نرم افزار تحلیل تمام موج HFSS به منظور نهایی کردن ساختار بهینه تزویجگر (پیونده) جهتی نامتقارن مورد استفاده قرار گرفته است. در نهایت یک مثال از تزویجگر (پیونده) جهتی نامتقارن بر روی زیرلایه Rogers 4003 طراحی و ساخته شده، که نتایج اندازه گیری آن با نتایج شبیه سازی تطابق دارد. ضریب تزویج (پیوند) این ساختار 6 dB می‌باشد و در بازه فرکانسی 5.2 - 6.2 GHz با امپدانس‌های پایان‌دهی ۵۰، ۵۰، ۷۵ و ۱۰۰ اهم طراحی شده است.

**واژه‌های کلیدی:** پیونده، پیونده جهتی، پیونده جهتی نامتقارن، پیونده چندبخشی جهتی نامتقارن، تطبیق امپدانس

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۶/۱۰/۰۵

تاریخ پذیرش مشروط مقاله: ۱۳۹۷/۰۶/۱۲

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۸/۱۱/۲۶

نام نویسنده‌ی مسئول: همایون عریضی

نشانی نویسنده‌ی مسئول: ایران - تهران - نارمک - دانشگاه علم و صنعت ایران - دانشکده مهندسی برق

## ۱- مقدمه

تزویدگرهای جهتی به‌عنوان یکی از ادوات غیرفعال میکروویو، کاربرد گسترده‌ای در طراحی‌های RF نظیر فیلترها، شیفت دهنده‌های فاز و غیره دارد. انواع مختلف آن در باندهای فرکانسی متفاوت به‌صورت تک‌بخشی و چندبخشی با ساختارهای مختلف تحقق پیدا کرده‌اند [۱-۴]. در تزویدگرهای که مورد بررسی قرار گرفته‌اند، بهبود عملکرد و همچنین افزایش جنبه‌های مطلوب در تزویدگر نظیر بهبود سمت گرایی از طریق اضافه کردن ادوات جبران ساز [۵-۸]، کوچک‌سازی و چند باند کردن [۹-۱۰] و غیره از مواردی بوده‌اند که در طراحی لحاظ شده‌اند.

ساختار تزویدگرهای جهتی را از لحاظ فیزیکی و الکتریکی به دودسته متقارن و نامتقارن دسته‌بندی می‌کنند. برای طراحی تزویدگرهای جهتی متقارن که در آن‌ها ساختار، متقارن و امیدانس‌های پایان‌دهی نیز یکسان و یا از لحاظ وضعیت نسبت به طرفین تزویدگر متقارن می‌باشند، می‌توان از روش تحلیل و طراحی مدهای زوج و فرد استفاده کرد [۱۱-۱۳]. برای تحلیل و طراحی تزویدگرهای جهتی نامتقارن، نمی‌توان از مد زوج و فرد به‌عنوان پارامترهای طراحی ساختار استفاده کرد، و تحلیل و طراحی بر اساس پارامترهای مد  $C, \pi$  انجام می‌شود و بر اساس آن می‌توان کولپینگ بین دو خط نامتقارن را به دست آورد [۱۴-۱۹]. از ساختارهای نامتقارن می‌توان در کاربردهای بیشتری، نظیر افزایش پهنای باند [۲۰-۲۱]، ساختارهای تطبیق امیدانس و فیلترها استفاده کرد. در [۲۲-۲۳] از روش بهینه‌سازی حداقل مربعات به منظور طراحی ادوات غیرفعال میکروویو استفاده شده است. برای طراحی تزویدگر جهتی نامتقارن باید از پارامترهای گسترده خط (امیدانس و اندوکتانس خودی و متقابل) برای رسیدن به پارامترهای چهار پورتی تزویدگر جهتی نامتقارن استفاده کنیم.

تزویدگر جهتی نامتقارن با توجه به ساختار آن، [۱۴] دارای امیدانس‌های متفاوت در هر کدام از خطوط است. این نوع تزویدگر به لحاظ این‌که دارای امیدانس‌های مختلفی در هر کدام از پورت‌ها می‌باشد، می‌تواند به‌عنوان نمونه‌گیری از سیگنال، خصوصاً در ادوات تقویت‌کننده که دارای امیدانس‌هایی غیر از ۵۰ اهم می‌باشند، بدون نیاز به استفاده از ادوات اضافی به‌منظور تطبیق امیدانس، استفاده شوند.

برای رسیدن به ساختاری که بتوان در هر کدام از پورت‌ها امیدانس جداگانه و متفاوتی داشت همچنین تطبیق امیدانس درون خود ساختار لحاظ شده باشد، می‌توان از سری کردن و چندبخشی نمودن چند تزویدگر نامتقارن استفاده کرد.

در این مقاله با مرور بر آنچه برای تحلیل ساختار تزویدگر نامتقارن انجام شده است، در ابتدا، ماتریس انتقال یک بخش از تزویدگر نامتقارن را به‌صورت چهار پورتی استخراج می‌کنیم، سپس با

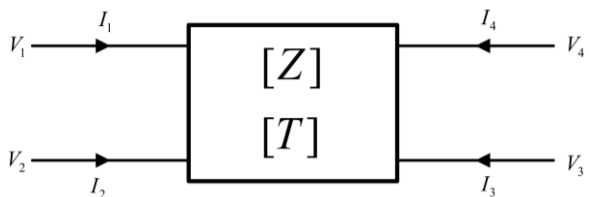
استفاده از خاصیت ماتریس انتقال در طراحی ادوات چندبخشی، یک تزویدگر جهتی چندبخشی را طراحی می‌کنیم. تزویدگری که علاوه بر خاصیت‌های متداول یک تزویدگر در میزان کولپینگ و میزان توان داده‌شده به پورت مستقیم و همچنین تطبیق امیدانس درون ساختار تزویدگر، دارای خاصیت فیلتری نیز باشد. به این نحو که در باند طراحی توان مدنظر را به پورت کوپل شده و مستقیم بدهد و در فاصله‌ی مشخصی از بالا و پایین باند عبور (باند گذار) و در یک بازه مشخص، مانند فیلتر با افت توان همراه باشد. برای رسیدن به این مطلوب، با چندبخشی کردن تزویدگر و همچنین انجام طراحی به‌صورت ساختار نامتقارن و افزایش درجه آزادی‌های موجود نسبت به خط متقارن، که شامل پهنای هر کدام از خطوط کوپل شده، طول خط و فاصله دو خط از یکدیگر است، دستیابی به این مهم بهتر صورت می‌گیرد.

به علت اینکه هر کدام از بخش‌های تزویدگر نامتقارن دارای ۴ متغیر (پهنای هر کدام از خطوط، طول خطوط و فاصله‌ی خطوط) هستند، در طراحی چندبخشی، تعداد متغیرها زیاد می‌شوند، در نتیجه طراحی به کمک نرم‌افزارهای تحلیل تمام موج امری زمان‌بر و غیرممکن می‌شود. در طراحی به کمک مدل‌های مداری ارائه شده و کد نویسی، می‌توان به‌صورت ساده‌تری شروط مدنظر را برای مشخصات فیزیکی ساختار در نظر گرفت، تا علاوه بر نتیجه مدنظر، بتوان قابلیت تحقق‌پذیری به‌صورت فیزیکی را نیز داشته باشد. به‌طور مثال اگر پهنای خطوط و فاصله‌ی دو بخش کناری با یکدیگر متناسب نباشند، امکان این وجود دارد که در تحلیل مداری این دو بخش به‌طور کلی از یکدیگر جدا شوند و یا به نحو مطلوب با یکدیگر تماس فیزیکی نداشته باشند. با این روش علاوه بر قرار دادن شروط مناسب، امکان دستیابی به طراحی بهینه در زمان کمتر نیز وجود دارد. این امر با استفاده از نرم‌افزارهای تمام موج به علت کثرت متغیرها تقریباً ناممکن است. در نتیجه ابتدا تابع خطا را تعریف می‌کنیم و با بهینه‌سازی در نرم‌افزار MATLAB و کمینه‌سازی مقدار خطا، مقادیر متغیرها را به دست می‌آوریم، سپس پارامترهای به‌دست‌آمده را بر روی نرم‌افزارهای تحلیل تمام موج نظیر Ansoft HFSS اعمال کرده و تحلیل را به کمک طراحی ساختار در این نرم‌افزار انجام می‌دهیم، و نتیجه را مقایسه می‌کنیم، سپس با ساخت و اندازه‌گیری تزویدگر که با این روش طراحی شده است، نتایج عملی را مورد بررسی قرار می‌دهیم.

## ۲- تحلیل ساختار

در ابتدا ساختار یک چهار پورتی را به همراه ماتریس امیدانس یا انتقال آن به‌صورت شکل (۱) در نظر می‌گیریم. در آن به‌صورت قراردادی جهت جریان‌ها و ولتاژها نشان داده شده‌اند. اگر ماتریس امیدانس ساختار شکل (۱) را به‌صورت معادله (۱) در نظر بگیریم باید از طریق آن ماتریس انتقال را به دست بیاوریم. در ابتدا برای به دست آوردن ماتریس انتقال، معادله (۱) را به فرم معادله (۲) می‌نویسیم. در

ادامه با توجه به این امر که در ماتریس انتقال باید جهت جریان‌ها به سمت بیرون و خلاف آنچه در شکل (۱) نشان داده شده است باشند و همچنین جهت ولتاژها باید به صورت استاندارد قرار بگیرند، معادله (۲) را به فرم معادله (۳) تبدیل می‌کنیم. در معادله (۳) نسبت به معادله (۲) در زیر ماتریس‌های  $[Z_A][Z_C]^{-1}$  و  $[Z_C]^{-1}$  جای ستون‌ها را عوض می‌کنیم و در زیر ماتریس‌های  $[Z_B]-[Z_A][Z_C]^{-1}$  و  $-[Z_C]^{-1}[Z_D]$  علاوه بر جابجایی ستون‌ها، درایه‌ها را نیز در یک منفی ضرب می‌کنیم. بدین ترتیب در معادله (۳) ما می‌توانیم ماتریس انتقال یک چهار پورتی را از ماتریس امپدانس آن استخراج کنیم.



شکل (۱): شماتیک ماتریس انتقال و امپدانس یک چهار پورتی

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [Z_{11}] & [Z_{12}] & [Z_{13}] & [Z_{14}] \\ [Z_{21}] & [Z_{22}] & [Z_{23}] & [Z_{24}] \\ [Z_{31}] & [Z_{32}] & [Z_{33}] & [Z_{34}] \\ [Z_{41}] & [Z_{42}] & [Z_{43}] & [Z_{44}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$= \begin{bmatrix} [Z_A] & [Z_B] \\ [Z_C] & [Z_D] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{bmatrix}$$

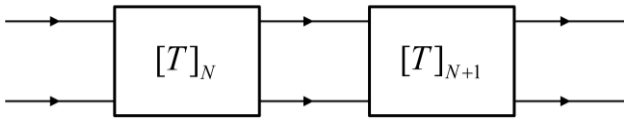
$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [Z_A][Z_C]^{-1} & [Z_B]-[Z_A][Z_C]^{-1} \\ [Z_C]^{-1} & -[Z_C]^{-1}[Z_D] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_3 \\ V_4 \\ I_3 \\ I_4 \end{bmatrix} \quad (2)$$

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

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [T_{12}] & [T_{11}] & [-T_{14}] & [-T_{13}] \\ [T_{22}] & [T_{21}] & [-T_{24}] & [-T_{23}] \\ [T_{32}] & [T_{31}] & [-T_{34}] & [-T_{33}] \\ [T_{42}] & [T_{41}] & [-T_{44}] & [-T_{43}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_4 \\ V_3 \\ -I_4 \\ -I_3 \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$= \begin{bmatrix} [A] & [B] \\ [C] & [D] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_4 \\ V_3 \\ -I_4 \\ -I_3 \end{bmatrix}$$

برای طراحی ساختار چندبخشی، باید آن را به صورت شکل (۲) در نظر بگیریم. در شکل (۲) هرکدام از بخش‌ها دارای یک ماتریس امپدانس و در نتیجه یک ماتریس انتقال جداگانه هستند که باید ماتریس انتقال را به کمک معادلات (۱) تا (۳) از ماتریس امپدانس استخراج نمود.



شکل (۲): شماتیک بلوک‌های مجاور برای تشکیل یک ساختار چندبخشی

ماتریس انتقال ساختار شکل (۲) را می‌توان به صورت معادله (۴) به دست آورد:

$$[T_N] = \left\{ \prod_{i=1}^{N-1} [T_i] \right\} \quad (4)$$

که در معادله (۴)،  $[T_i]$ ها ماتریس انتقال هرکدام از بخش‌ها می‌باشند که از طریق ماتریس امپدانس آن‌ها استخراج شده‌اند. اکنون که ماتریس انتقال کلی ساختار را به کمک معادله (۴) به دست آورده‌ایم، باید ماتریس پراکندگی را از آن استخراج کنیم. با توجه به معادله (۵) می‌توان ماتریس پراکندگی را از ماتریس امپدانس استخراج کرد. در آن  $[Y_{Term}]$  و  $[Z_{Term}]$  ماتریس ادیمیتانس و امپدانس پورت‌های پایان‌دهی ساختار است.

$$[S] = \sqrt{[Y_{Term}]} [Z_{Coupler} - Z_{Term}] [Z_{Coupler} + Z_{Term}]^{-1} \sqrt{[Z_{Term}]} \quad (5)$$

بدین منظور در ابتدا باید ماتریس امپدانس را از ماتریس انتقال به دست بیاوریم.

اگر ساختار ماتریس انتقال کلی ساختار شکل (۲) را به فرم ماتریس معادله (۳) در نظر بگیریم، برای به دست آوردن ماتریس امپدانس، در ابتدا آن را به فرم معادله (۶) می‌نویسیم:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_4 \\ V_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [A][C]^{-1} & -[A][C]^{-1}[D]+[B] \\ [C]^{-1} & -[C]^{-1}[D] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ -I_4 \\ -I_3 \end{bmatrix} \quad (6)$$

معادله (۶) را می‌توان به فرم معادله (۷) نوشت، که در نهایت آن را در معادله (۸) به صورت استاندارد می‌نویسیم. اکنون با توجه به معادله (۸)، که ماتریس امپدانس را به دست آورده‌ایم، با کمک معادله (۵) ماتریس پراکندگی را برای ساختار به دست می‌آوریم.

در ادامه به بررسی یک مثال برای بررسی صحت این روش می‌پردازیم.

### ۳- طراحی

اکنون با استفاده از تئوری ارائه شده، از روش MLS برای طراحی تزویجگر استفاده می‌کنیم. به این منظور در ابتدا باید تابع خطا را مشخص کنیم. با توجه به تعریف پورت‌ها، تابع خطا را به صورت معادله ۹ می‌نویسیم.

$$\begin{aligned} error = & \{W_1 \sum_{m=1}^M |S_{11}|^2 + W_2 \sum_{m=1}^M |S_{22}|^2 + W_3 \sum_{m=1}^M |S_{33}|^2 + W_4 \sum_{m=1}^M |S_{44}|^2 + W_5 \sum_{m=1}^M |S_{12}|^2 + \\ & W_6 \sum_{m=1}^M [|S_{13}| - C]^2 + W_7 \sum_{m=1}^M [|S_{14}| - T]^2\} / M + \\ & \{W_8 \sum_{n=1}^N [|S_{13}^U| - L_C^U]^2 + W_9 \sum_{n=1}^N [|S_{13}^D| - L_C^D]^2 + W_{10} \sum_{n=1}^N [|S_{14}^U| - L_T^U]^2 + W_{11} \sum_{n=1}^N [|S_{14}^D| - L_T^D]^2\} / N \end{aligned} \quad (9)$$

مجموع خطای هرکدام از آن‌ها، تابع خطا را تشکیل می‌دهیم که با استفاده از متد MLS میزان آن را کمینه می‌کنیم. الگوریتم بهینه سازی همانطور که در شکل (۳) نشان داده شده است، بدین صورت است که ابتدا بازه فرکانسی و میزان کوپلینگ و توان رسیده به پورت مستقیم را انتخاب می‌کنیم و سپس میزان افت خارج از باند در هرکدام از خروجی‌های را تعیین می‌کنیم. بدین ترتیب در ادامه با تعیین تعداد نقاط فرکانسی در داخل و خارج از باند، تعداد نقاط شبیه‌سازی را مشخص می‌کنیم. به منظور شبیه‌سازی در ادامه با استفاده از متد ارائه شده و با کمک الگوریتم ژنتیک تابع خطا را کمینه می‌کنیم. برای بهبود مشخصات، در نهایت مقادیر به دست آمده را به منظور دستیابی به مقدار کمینه مطلق خطا با توجه به مقادیر اولیه به دست آمده از الگوریتم ژنتیک، با یک الگوریتم محلی نظیر Fmincon (Conjugate Gradient Method) که به صورت می‌باشد، نهایی می‌کنیم، کمینه کردن تابع خطا و الگوریتم‌های مدنظر را در نرم‌افزار MATLAB انجام می‌دهیم و سپس با استفاده از نرم‌افزارهای تحلیل تمام موج آن‌ها را مقایسه کرده و اقدام ساخت و اندازه‌گیری می‌کنیم.

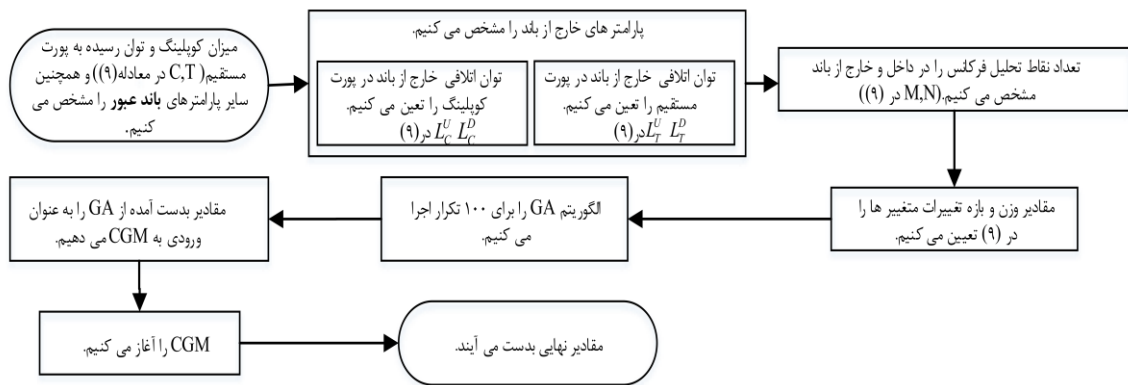
در شکل (۴) ساختار یک تزویجگر جهتی نامتقارن ۱۳ بخشی آورده شده است. که در آن  $W_{Di}$  و  $W_{Ui}$  به ترتیب عرض خط بالای و پایینی و  $S_i$  فاصله‌ی بین خطوط و  $L_i$  طول خطوط هستند. با توجه پارامترهای فیزیکی ساختار می‌توانیم با کمک [۱۹] ماتریس امپدانس هرکدام از بخش‌ها و همچنین به کمک [۲۴] ماتریس انتقال خطوط تغذیه را به دست بیاوریم و سپس به کمک معادلات مطرح شده در ابتدا، ماتریس انتقال و سپس ماتریس پراکندگی نهایی ساختار را به دست بیاوریم.

با توجه به تئوری مطرح شده، نتایج حاصل از بهینه‌سازی به کمک نرم‌افزار MATLAB برای تزویجگر جهتی 6 dB که دارای امپدانس‌های پورت‌های خروجی به ترتیب ۵۰ و ۷۵ و ۱۰۰ اهم و در باند 5.2 GHz - 6.2GHz با فرکانس مرکزی 5.8 GHz

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} [Z_{11} & Z_{12}] & [Z_{13} & Z_{14}] \\ [Z_{21} & Z_{22}] & [Z_{23} & Z_{24}] \\ [Z_{31} & Z_{32}] & [Z_{33} & Z_{34}] \\ [Z_{41} & Z_{42}] & [Z_{43} & Z_{44}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ -I_4 \\ -I_3 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} [Z_A] & [Z_B] \\ [Z_C] & [Z_D] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ -I_4 \\ -I_3 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (Y)$$

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

در معادله‌ی (۹)،  $C$ ، بیانگر کوپلینگ و  $T$  نسبت توان رسیده به پورت مستقیم و  $W_i$  ها میزان وزن هرکدام از عبارات و  $S_{11}$  میزان افت بازگشتی در پورت ۱ و  $S_{22}$ ،  $S_{33}$  و  $S_{44}$  میزان افت بازگشتی در پورت ۲ و ۳ و ۴ و  $S_{12}$  میزان ایزولاسیون و  $S_{13}$  میزان کوپلینگ و  $S_{14}$  میزان توان رسیده به پورت مستقیم است. برای تحقق ساختار فیلتری برای تزویجگر، همان‌طور که گفته شد در یک بازه فرکانسی معین و در فاصله‌ای مشخص از باند عبور، میزان افت مشخصی را برای پورت‌های مستقیم و کوپل شده تزویجگر در نظر می‌گیریم که در معادله (۹)، مقادیر  $L_C^D$ ،  $L_C^U$  میزان افت برای پایین و بالای باند پورت کوپل شده و  $S_{13}^D$ ،  $S_{13}^U$  به ترتیب پارامترهای پراکندگی برای بازه‌ی پایین و بالای باند، همچنین مقادیر  $L_T^D$ ،  $L_T^U$  میزان افت برای پایین و بالای باند پورت مستقیم هستند و  $S_{14}^D$ ،  $S_{14}^U$  به ترتیب پارامترهای پراکندگی برای بازه‌ی پایین و بالای باند، هستند. آنچه در معادله‌ی (۹)



شکل (۳): الگوریتم بهینه سازی

طراحی شده، در جدول (۱) ارائه شده است. زیر لایه آن Rogers 4003 با ضریب دی الکتریک 3.38 و ضخامت 0.8 mm می باشد.

جدول (۲): ابعاد طول های تغذیه توزیجگر جهت نامتقارن 6dB (mm)

$l_{f4}$	$l_{f3}$	$l_{f2}$	$l_{f1}$
4.37	3.95	3	3

همچنین برای تغذیه توزیجگر، طول های  $L_{f1}$ ,  $L_{f2}$ ,  $L_{f3}$ ,  $L_{f4}$  به سمت خارج کشیده شده اند که به کمک آن ها بتوان توزیجگر را به کانکتور متصل کرد، که این طول ها در جدول (۲) آورده شده اند. این طراحی در کامپیوتر Core i5, RAM 8 GB به مدت ۲۱۰ دقیقه طول کشیده است.

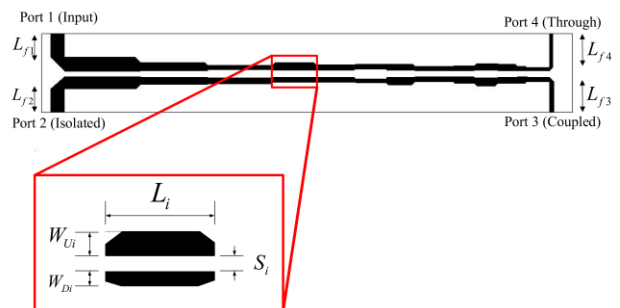
جدول (۱): ابعاد توزیجگر جهت نامتقارن 6dB (mm)

بخش	$W_{Ui}$	$W_{Di}$	$S_i$	$L_i$
۱	1.8	1.5	0.2	9.8
۲	1	0.9	0.3	8.7
۳	0.5	0.7	0.5	8.4
۴	1	0.6	0.4	5.6
۵	0.7	0.6	0.4	5.1
۶	0.6	0.5	0.7	4
۷	0.8	0.9	0.4	3.6
۸	0.5	0.6	0.2	5
۹	0.6	0.8	0.2	2.7
۱۰	0.8	1	0.4	3
۱۱	0.8	0.7	0.3	2.5
۱۲	0.5	0.8	0.2	1.2
۱۳	0.3	0.5	0.3	2.9

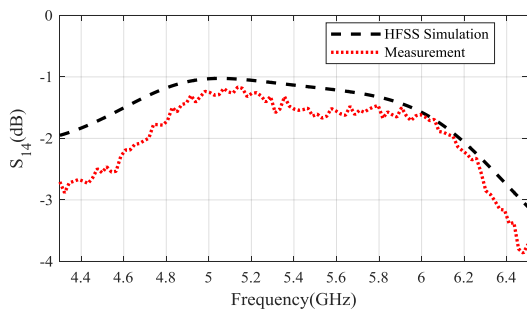
### ۳-۱- مقایسه نتایج

ساختار مورد نظر شکل (۴) را مطابق با پارامترهای جدول های (۱) و (۲) درون نرم افزار HFSS طراحی می کنیم و شبیه سازی را انجام می دهیم. طراحی انجام شده به صورت ساخته شده در شکل (۵) نشان داده شده است.

از مواردی که در طراحی تمام موج لحاظ شده است می توان به این مورد اشاره کرد که به علت متفاوت بودن ابعاد هر کدام از بخش ها با یکدیگر، به منظور کاهش اثرات عدم تطبیق بین دو بخش متوالی که ناشی از تفاوت ابعاد است، در نواحی که عدم پیوستگی بین خطوط وجود داشت، به صورت دستی و با زاویه ۴۵ درجه خطوط را برش فاری زدیم که عدم تطبیق کاهش یابد. بدیهی است به علت پیچیدگی مدل مداری این عدم پیوستگی را که می توان به صورت عدم پیوستگی در دو خط کوپل شده آن را بیان کرد، در مدل مداری و کد نوشته شده لحاظ نشده است، که خود امکان ایجاد تفاوت بین شبیه سازی با نرم افزار تمام موج و کد مدل مداری را شامل خواهد شد. نمودارهای پارامترهای پراکندگی ساختار در ادامه مورد بررسی قرار می گیرد. در شکل های (۶) تا (۹) نمودارهای پارامترهای پراکندگی توزیجگر جهت نامتقارن آورده شده است. در هر کدام از این شکل ها، نتایج شبیه سازی نرم افزار تمام موج HFSS و اندازه گیری به طور



شکل (۴): ساختار یک توزیجگر جهت ۱۳ بخشی



شکل(۹): نمودار  $S_{14}$  تزویجگر جهتی نامتقارن

#### ۴- نتیجه گیری

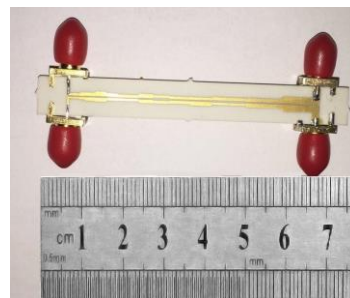
در این مقاله روشی برای بررسی و تحلیل ساختارهای چهار پورتی چندبخشی با تکیه بر تزویجگر جهتی نامتقارن ارائه شد. روش استفاده شده در این مقاله، بر اساس به دست آوردن ماتریس انتقال چهار پورتی از ماتریس امپدانس چهار پورتی و همچنین استخراج ماتریس پراکندگی چهار پورتی از روی ماتریس انتقال چهار پورتی، بود. به تفصیل در مورد تبدیل‌های ماتریسی موجود صحبت شد و همچنین یک تزویجگر جهتی نامتقارن با روش ارائه شده تحلیل و مورد بررسی قرار گرفت. و نتایج حاصل از روش تحلیل تمام موج در تحلیل ساختار چندبخشی با نتایج حاصل از اندازه‌گیری مورد مقایسه قرار گرفتند که تطبیق خوبی با یکدیگر داشتند.

#### مراجع

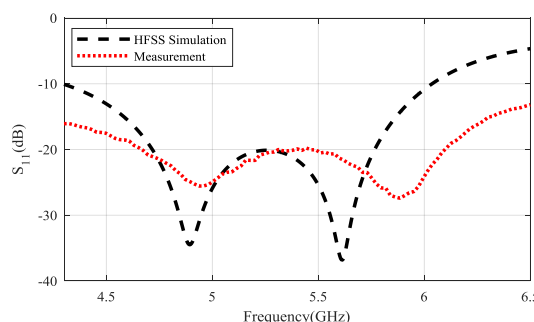
- [1] H. Oraizi and G. G. Gahdim, "Optimum design of broadband multisection coupled-line couplers with arbitrary coupling and impedance matching," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E86-B, no. 9, pp. 2709-2719, Sep. 2003
- [2] R. Levy, "Tables for Asymmetric Multi-Element Coupled-Transmission-Line Directional Couplers", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 12, no. 3, pp. 275-279, 1964.
- [3] E. Cristal and L. Young, "Theory and Tables of Optimum Symmetrical TEM-Mode Coupled-Transmission-Line Directional Couplers", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 13, no. 5, pp. 544-558, 1965.
- [4] D. Kammler, "The Design of Discrete N-Section and Continuously Tapered Symmetrical Microwave TEM Directional Couplers", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 17, no. 8, pp. 577-590, 1969.
- [5] S. L. March, "Phase Velocity Compensation in Parallel-Coupled Microstrip," 1982 *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Dallas, TX, USA, 1982, pp. 410-412.
- [6] Schaller, G. " Optimization of microstrip directional-couplers with lumped capacitors." *International Journal of Electronics and Communications* 3 1, no. 7-8 (1977): 301-307.

هم‌زمان برای مقایسه رسم شده که در ادامه بررسی نتایج به دست آمده می‌پردازیم.

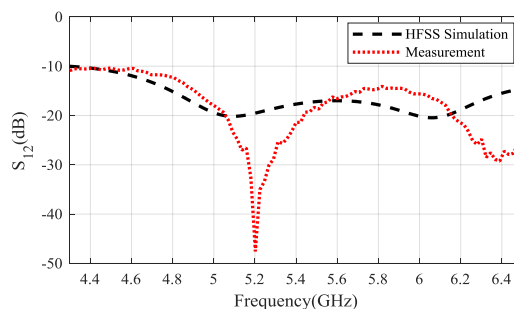
در شکل‌های (۶) تا (۹) به تطبیق خوبی مابین نتایج ناشی از نرم‌افزار تمام موج و اندازه‌گیری دست پیدا کرده‌ایم. اندک تفاوتی که مابین نتایج موجود دارد می‌تواند ناشی از ایجاد خم‌های لحاظ شده و اثرات آن باشد، زیرا همان‌طور که بیان شد امکان لحاظ کردن این خم‌ها به علت پیچیدگی مدل، در مدل مداری وجود نداشت و خود باعث ایجاد اختلاف در نتایج شده است.



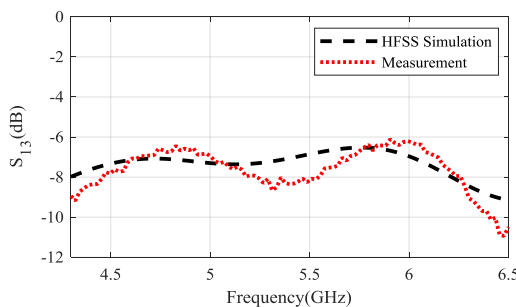
شکل(۵): نمونه ساخته شده



شکل(۶): نمودار  $S_{11}$  تزویجگر جهتی نامتقارن



شکل(۷): نمودار  $S_{12}$  تزویجگر جهتی نامتقارن



شکل(۸): نمودار  $S_{13}$  تزویجگر جهتی نامتقارن

[۲۳] عریضی همایون، سلامی کناری ام‌البنین، چایچی زاده محمدمامین. بهینه سازی و افزایش پهنای باند پیونده خط شاخه ای موجبری مجتمع شده در زیرلایه به روش حداقل مربعات. مجله مهندسی برق و الکترونیک ایران. ۱۳۹۴؛ ۱۲ (۲): ۸۵-۹۴

[24] 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.

- [7] J. Kajfez, D., "Raise Coupler Directivity with Lumped Compensation," *Microwaves*, Vol. 27, March 1978, pp. 64-70
- [8] M. Dydyk, "Microstrip directional couplers with ideal performance via single-element compensation," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 6, pp. 956-964, Jun 1999
- [9] P. L. Chi and T. Itoh, "Miniaturized Dual-Band Directional Couplers Using Composite Right/Left-Handed Transmission Structures and Their Applications in Beam Pattern Diversity Systems," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, no. 5, pp. 1207-1215, May 2009.
- [10] I-Hsiang Lin, M. DeVincentis, C. Caloz and T. Itoh, "Arbitrary dual-band components using composite right/left-handed transmission lines," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 4, pp. 1142-1149, April 2004.
- [11] J. Reed and G. J. Wheeler, "A Method of Analysis of Symmetrical Four-Port Networks," in *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 4, no. 4, pp. 246-252, October 1956.
- [12] D. Pozar, *Microwave engineering*. Hoboken, NJ: Wiley, 2012.
- [13] B. M. Oliver, "Directional Electromagnetic Couplers," in *Proceedings of the IRE*, vol. 42, no. 11, pp. 1686-1692, Nov. 1954.
- [14] T. Emery, Y. Chin, H. Lee and V. K. Tripathi, "Analysis and design of ideal non symmetrical coupled microstrip directional couplers," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Long Beach, CA, USA, 1989, pp. 329-332 vol.1.
- [15] S. Kal, D. Bhattacharya and N. B. Chakraborti, "Normal-Mode Parameters of Microstrip Coupled Lines of Unequal Width (Short Paper)," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 32, no. 2, pp. 198-200, Feb 1984
- [16] V. K. Tripathi and Y. K. Chin, "Analysis of the general nonsymmetrical directional coupler with arbitrary terminations," in *Microwaves, Optics and Antennas, IEE Proceedings H*, vol. 129, no. 6, pp. 360-362, December 1982
- [17] S. Kal, D. Bhattacharya, N.B. Chakraborti. (1984) Effect of Terminations on Directivity of Microstrip Coupler Using Non-Identical Coupled Lines. *IETE Technical Review* 1:7, pages 104-109.
- [18] E. G. Cristal, "Coupled-Transmission-Line Directional Couplers with Coupled Lines of Unequal Characteristic Impedances," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 14, no. 7, pp. 337-346, Jul 1966.
- [19] V. K. Tripathi, "Asymmetric Coupled Transmission Lines in an Inhomogeneous Medium," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 23, no. 9, pp. 734-739, Sep 1975.
- [20] P. K. Ikalainen and G. L. Matthaei, "Wide-Band, Forward-Coupling Microstrip Hybrids with High Directivity," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 35, no. 8, pp. 719-725, Aug 1987.
- [21] Ikalainen, P. K., and G. L. Matthaei, "Design of Broadband Dielectric Guide 3-dB Couplers," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-35, July 1987, pp. 621-628.

[۲۲] 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