

طراحی و شبیه‌سازی یک مقسم توان ویلکینسون سه بانده با ایزولاسیون بالا با استفاده از الگوریتم PSO

فرزاد خواجه‌خلیلی^(۱) - محمد امین هنرور^(۲)

(۱) دانشجوی دکتری - گروه مخابرات، دانشکده برق، واحد نجف‌آباد، دانشگاه آزاد اسلامی، نجف‌آباد، اصفهان، ایران

(۲) استادیار - دانشکده برق، واحد نجف‌آباد، دانشگاه آزاد اسلامی، نجف‌آباد، اصفهان، ایران

تاریخ پذیرش: ۱۳۹۴/۴/۲۱

تاریخ دریافت: ۱۳۹۴/۲/۷

خلاصه: در این مقاله، یک مقسم توان ویلکینسون سه بانده‌ی مایکرواستریپی، با استفاده از سه بخش سری شده‌ی معادل به‌جای خط انتقال ربع طول موج متداول، طراحی و شبیه‌سازی شده است. ساختار پیشنهادی دارای قابلیت‌گزینه‌گری بالا برای طراحی ابعاد می‌باشد. در همین راستا، با استفاده از الگوریتم PSO، انتخاب‌های بهینه برای طول‌های الکتریکی سه بخش سری شده‌ی معادل، امپدانس‌های مشخصه‌ی نظیر خطوط و در نهایت، طراحی سه مقاومت جهت ایزولاسیون بالا بین دهانه‌های خروجی، حاصل می‌گردد. نتایج بررسی‌های انجام شده در این مقاله حاکی از این حقیقت است که مقسم توان ویلکینسون پیشنهادی، علاوه بر ایزولاسیون بالا بین دهانه‌های خروجی، یک مقسم توان ویلکینسون سه بانده به‌منظور کاربرد در سیستم‌های مخابراتی بی‌سیم نظیر GSM 850، GSM 900، GPS، GSM 1800، GSM 1900، UMTS، WLAN و WiMAX خواهد بود. در ادامه، مقسم توان ویلکینسون طراحی شده، توسط نرم افزار CST-MW 2013 شبیه‌سازی شده است. نتایج شبیه‌سازی نشان دهنده‌ی مطلوب بودن ساختار پیشنهادی و مناسب بودن روش تحلیل و طراحی می‌باشد.

کلمات کلیدی: مقسم توان ویلکینسون، سه بانده، خط انتقال ربع طول موج، سه بخش سری شده‌ی معادل، ایزولاسیون، PSO.

Design and Simulation of a Wilkinson Power Divider with High Isolation for Tri-Band Operation Using PSO Algorithm

Farzad Khajeh-khalili⁽¹⁾ - Mohammad Amin Honarvar⁽²⁾

(1) Phd. Candidate - Department of Electrical Engineering, Najafabad Branch, Islamic Azad University, Najafabad, Esfahan, Iran

farzad.khajehkhalili.1989@ieee.org

(2) Assistant Professor - Department of Electrical Engineering, Najafabad Branch, Islamic Azad University, Najafabad, Esfahan, Iran

amin.honarvar@pel.iaun.ac.ir

In this article, a microstrip tri-band Wilkinson power divider, using the equivalent three section transmission line instead of common quarter-wavelength transmission line with help of PSO algorithm, design and simulated. Optimized choices for electrical lengths of equivalent three section transmission line, characteristic impedances of lines and finally design of three resistors for high isolation between output ports will be obtained. The results of the researches in this article show that the proposed Wilkinson power divider, besides high isolation between output ports, will be a tri-band Wilkinson power divider to be used in communication wireless systems such as GSM 850, GSM 900, GPS, GSM1800, GSM 1900, UMTS, WLAN and WiMAX. Next, the designed Wilkinson power divider is going to be simulated by CST-MW 2013 software. The result of simulation show that the proposed structure, analysis and design method are suitable.

Index Terms: Wilkinson power divider, Tri-band, quarter-wavelength transmission line, equivalent three section transmission line, isolation, PSO.

۱- مقدمه

مقسم توان ویلکینسون^۱ به دلیل ویژگی‌های منحصر به فرد آن نظیر طراحی ساده و ایزولاسیون^۲ بالا بین دهانه‌های خروجی، یکی از مهم‌ترین بلوک‌هایی است که در طراحی سیستم‌های مخابراتی بی‌سیم به منظور تقسیم یا ترکیب توان استفاده می‌شود [۱].

نمونه‌ی اولیه‌ی مقسم توان ویلکینسون [۲]، شامل دو قطعه خط انتقال ربع طول موج^۳ بود که هنگام استفاده در فرکانس‌های پایین میکروویوی، منجر به این مشکل می‌شد که ابعاد مدار بزرگ شود. از طرفی، مهم‌ترین نقیصه‌ی این مقسم توان، محدود بودن پهنای باند آن است. لذا، بهبود این دو مشکل اساسی مطرح شده، مهم‌ترین چالش پیش روی پژوهشگرانی است که در این زمینه فعالیت می‌کنند.

در سال‌های اخیر و با ظهور عملکرد چندباندی سیستم‌های مخابراتی بی‌سیم، مطالعات زیادی در راستای طراحی مقسم توان ویلکینسون چندباندی انجام شده است [۳-۹].

در [۳]، یک مقسم توان ویلکینسون دو بانده با استفاده از روش چند بخشی^۴ سری شده و یک بلوک RLC موازی جهت ایزولاسیون بالا بین دهانه‌های خروجی ارائه گردیده که در دو فرکانس کار f_1 و $f_2 = 2f_1$ عمل می‌کند. همان‌طور که مشخص است، فرکانس کار این این ساختار به دلیل وابستگی به فرکانس f_1 ، دارای قدرت گزینش‌گری پایینی است.

در [۴]، مشکل پایین بودن قدرت گزینش‌گری فرکانس کار در مرجع [۳] برطرف گردید و یک مقسم توان ویلکینسون دوباندی با دو فرکانس کاری دلخواه معرفی گردید. در این طرح نیز به منظور افزایش ایزولاسیون بین دهانه‌های خروجی، از یک بلوک RLC موازی استفاده شده است. اما این ساختار دارای ابعاد بزرگی می‌باشد.

در [۵]، یک مقسم توان ویلکینسون دو بانده‌ی جدید با استفاده از مدل خط انتقالی π ، به‌جای خط انتقال ربع طول موج متداول، ارائه گردیده است. مهم‌ترین ویژگی این طرح، ابعاد کوچک آن در قیاس با نمونه‌های قبلی معرفی شده است. اما مشکل این طرح نیز عدم اختیاری بودن فرکانس‌های کار ساختار است.

در [۶]، یک مقسم توان ویلکینسون دوباندی با یک بلوک RLC سری، جهت ایزولاسیون بالا بین دهانه‌های خروجی ارائه گردیده است. مهم‌ترین ویژگی این ساختار، ابعاد کوچک آن بود اما این طرح نیز قابلیت گزینش‌گری بالایی برای فرکانس‌های کار نداشت.

در [۷]، یک نمونه مقسم توان ویلکینسون ارائه گردیده است که به‌منظور ایزولاسیون بالا بین دهانه‌های خروجی، از یک بلوک RLC موازی و سری جدید و ابتکاری استفاده شده بود. اما مهم‌ترین مشکل این طرح، محدود بودن پهنای باند آن می‌باشد. در [۸]، یک مقسم توان ویلکینسون سه بانده با سه بخش سری شده ارائه گردیده است. این طرح ایزولاسیون مناسبی بین دهانه‌های خروجی داشت ولی ابعاد ساختار، ابعادی تقریباً بزرگ است.

در [۹] نیز یک مقسم توان ویلکینسون چهار بانده با استفاده از دو قطعه مدل خط انتقالی T، ارائه گردید. این طرح با وجود پهنای باند مناسب، ابعادی تقریباً بزرگ داشت.

اما در طی سال‌های اخیر، مقسم‌های توان ویلکینسون با ابعاد کوچک نیز ارائه شده‌اند [۱۵-۱۰].

در [۱۰]، یک مقسم توان ویلکینسون با استفاده از مدل خط انتقالی T نامتقارن ارائه گردید. مزیت بزرگ این ساختار، ابعاد بسیار کوچک آن می‌باشد. اما این طرح نیز خالی از نقص نبود؛ چرا که پهنای باند محدودی دارد.

در [۱۲]، یک مقسم توان ویلکینسون چهار راهی که به‌طور قابل توجهی ایزولاسیون بین دهانه‌های خروجی را افزایش داده است ارائه شده است. برای این منظور، به‌جای مقاومت ۱۰۰ اهمی متداول، از یک بلوک امپدانسی در امتداد خط انتقال ربع طول موج استفاده شده است. این ساختار با وجود بهبود پارامتر ایزولاسیون، پهنای باند محدودی دارد. اما، ویژگی بارز دیگر این طرح، ابعاد کوچک آن می‌باشد.

در [۱۳]، یک مقسم توان ویلکینسون دو بانده با ابعاد کوچک معرفی گردید. در این طرح، به‌منظور افزایش ایزولاسیون بین دهانه‌های خروجی، به‌جای مقاومت ۱۰۰ اهمی متداول، از یک بلوک مختلط که شامل چهار المان فشرده می‌باشد، استفاده شده است. این ساختار نیز دارای ابعاد کوچکی می‌باشد.

در [۱۵]، یک مقسم توان ویلکینسون تک بانده با ابعاد کوچک و قابلیت حذف هارمونیک ارائه شده است. این ساختار شامل دو بخش سری شده، دو سلف فشرده بین این دو بخش و یک مقاومت ۱۰۰ اهمی به‌منظور ایزولاسیون مناسب بین دهانه‌های خروجی می‌باشد. استفاده از دو سلف فشرده بین دو بخش سری شده، مهم‌ترین دلیل کوچک شدن ابعاد این ساختار می‌باشد.

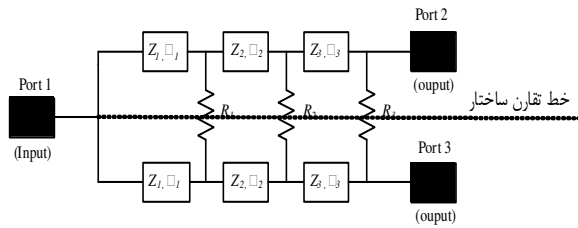
اگرچه مطالعات و تحقیقات بسیاری در راستای بهبود عملکرد این مقسم‌های توان و هم‌چنین کاهش ابعاد آن‌ها انجام شده است؛ ولی، کماکان به عنوان یک چالش، طراحی یک مقسم توان ویلکینسون چند بانده با ابعاد کوچک، مورد توجه محققان می‌باشد.

در این مقاله، یک مقسم توان ویلکینسون سه بانده، با ابعاد کوچک استفاده از سه بخش سری شده به‌منظور عملکرد در چندین باند فرکانسی پرکاربرد در سیستم‌های مخابراتی بی‌سیم نظیر

GSM 900 (890-960 MHz), GSM 850 (824-894 MHz)
GSM 1800 (1710-1885 MHz), GPS (1565-1585 MHz)
UMTS (1920-2200 MHz), GSM 1900 (1850-1990 MHz)
WiMAX (2500-2690 MHz), WLAN (2400-2484 MHz)

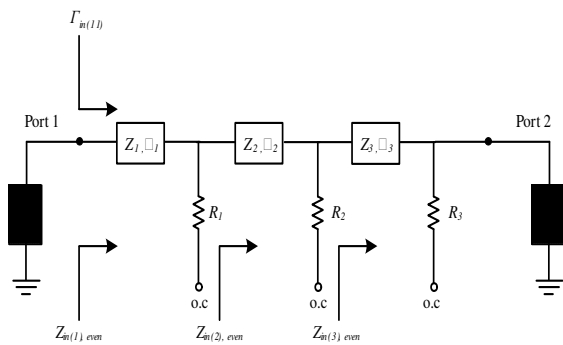
طراحی، شبیه‌سازی و با الگوریتم PSO^۵، بهینه‌سازی شده است. ساختار سه بخش سری شده‌ی پیشنهادی، با استفاده از خطوط انتقال میکرواستریپ^۶ پیاده‌سازی شده است و ترکیب‌بندی نهایی آن شامل سه بخش سری شده و سه مقاومت به‌منظور مهیا کردن شرایط ایزولاسیون مناسب بین دهانه‌های خروجی می‌باشد.

زوج و مد فرد استفاده می‌شود. در ادامه، این روش تحلیل را به تفصیل بررسی می‌نماییم.



شکل (۳): مدار معادل مقسم توان ویلکینسون پیشنهادی
Fig.(3): Equivalent circuit of the proposed Wilkinson power divider

۲-۱- تحلیل مداری برای مد زوج معادل



شکل (۴): مدل مداری برای مد زوج مقسم توان ویلکینسون پیشنهادی
Fig. (4): Circuit model for even-mode of the proposed Wilkinson power divider

بر اساس روش تحلیل مد زوج و فرد، مدار نمایش داده شده در شکل (۳) نسبت به خط تقارن ساختار، به دو مدار ساده‌تر تقسیم می‌شود. در روش تحلیل مد زوج، مقاومت‌های ایزولاسیون R_1 ، R_2 و R_3 مدار باز می‌باشند.

مدل مداری معادل مد زوج برای ساختار پیشنهادی، در شکل (۴) نمایش داده شده است. بر اساس تئوری خط انتقال، $\Gamma_{in(1)}$ که ضریب بازگشت، در فرکانس کار f در ورودی دهانه‌ی اول است، با استفاده از روابط زیر حاصل می‌گردد:

$$Z_{in(3),even} = Z_3 \times \frac{Z_0 + jZ_3 \tan(\theta_3)}{Z_3 + jZ_0 \tan(\theta_3)}, \quad (1)$$

$$Z_{in(2),even} = Z_2 \times \frac{Z_{in(3),even} + jZ_2 \tan(\theta_2)}{Z_2 + jZ_{in(3),even} \tan(\theta_2)}, \quad (2)$$

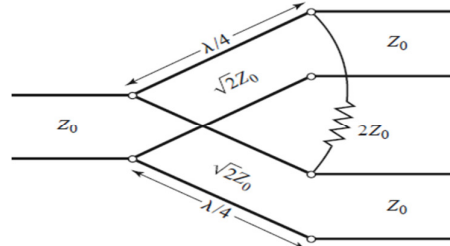
$$Z_{in(1),even} = Z_1 \times \frac{Z_{in(2),even} + jZ_1 \tan(\theta_1)}{Z_1 + jZ_{in(2),even} \tan(\theta_1)}. \quad (3)$$

لذا خواهیم داشت:

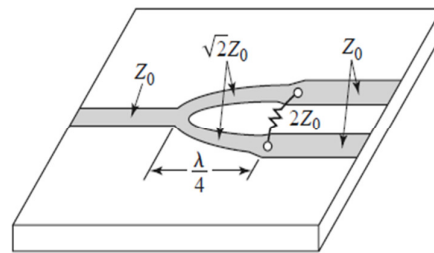
$$\Gamma_{in(1)} = \frac{Z_{in(1),even} - 2Z_0}{Z_{in(1),even} + 2Z_0}. \quad (4)$$

۲- معرفی و تحلیل ساختار پیشنهادی

مقسم توان ویلکینسون اولیه با نسبت تقسیم توان برابر در دهانه‌های خروجی، شامل یک جفت خط انتقال ربع طول موج و یک مقاومت به-منظور ایزولاسیون بین دهانه‌های خروجی می‌باشد [۱]. شکل (۱)، مدل خط انتقالی معادل و شکل (۲)، مدل مایکرواستریپی مقسم توان ویلکینسون اولیه را نمایش می‌دهد.



شکل (۱): مدل خط انتقالی معادل مقسم توان ویلکینسون اولیه
Fig. (1): Equivalent transmission line circuit of the conventional Wilkinson power divider



شکل (۲): مقسم توان ویلکینسون اولیه در فرم مایکرواستریپی
Fig. (2): Conventional Wilkinson power divider in microstrip form

مهم‌ترین نقیصه‌ی این مقسم توان، محدود بودن پهنای باند آن می‌باشد که با توجه به ظهور سیستم‌های مخابراتی بی‌سیم چندباندی امروزی، پهن‌بند و چندباند کردن این ساختار، از مهم‌ترین مسائلی است که پیش روی پژوهشگران می‌باشد.

در این مقاله، به منظور افزایش پهنای باند در طراحی یک مقسم توان ویلکینسون، به جای استفاده از یک قطعه خط انتقال ربع طول موج، از سه بخش سری شده استفاده شده است.

شکل (۳) مدار معادل مقسم توان ویلکینسون پیشنهادی را نشان می‌دهد. برای به دست آوردن معادلات حاکم بر مدل پیشنهادی، با توجه به شکل ساختار و تقارن مدار، از تحلیل مد زوج و فرد^۷ استفاده شده است. Z_1 ، Z_2 و Z_3 امپدانس‌های مشخصه‌ی هر یک از سه بخش سری شده، θ_1 ، θ_2 و θ_3 ، طول‌های الکتریکی نظیر R_1 ، R_2 و R_3 نیز مقاومت‌های ایزولاسیون هستند. Z_0 معرف امپدانس مشخصه‌های دهانه‌های ورودی و خروجی ساختار می‌باشد.

با توجه به شکل (۳)، به دلیل تقارن ساختار نسبت به خط تقارن مشخص شده در شکل، به منظور تحلیل ساختار از روش تحلیل مد

به منظور فراهم شدن شرایط تطبیق و ایزولاسیون مناسب در فرکانس‌های کار f_1 ، f_2 و f_3 می‌باشد.

در این مقاله، برای رسیدن به مقادیر بهینه‌ی طراحی، از الگوریتم PSO به دلیل کارایی آن در طراحی مدارات مایکروویوی، استفاده شده است. بر اساس روابطی که در بخش‌های (۱-۲) و (۲-۲) ارائه گردید، تابع هدف^۹ برای طراحی بهینه به صورت رابطه‌ی (۹) حاصل می‌گردد.

$$F = \min \left[\sum_{i=1}^3 \frac{\Gamma_{in(11)} f(i)}{n} + \sum_{i=1}^3 \frac{\Gamma_{in(23)} f(i)}{n} \right]. \quad (9)$$

رابطه‌ی (۹) نشان دهنده‌ی این موضوع است که در هر فرکانس کار بایستی پارامتر ضریب بازگشت، مقداری حداقل شود. لذا، نتایجی که با اعمال این شرط حاصل گردد، نتایجی بهینه برای طراحی می‌باشد. اکنون برای به‌کارگیری الگوریتم PSO به منظور طراحی پارامترهای بهینه، به طور مختصر، این الگوریتم را در بخش (۳) معرفی می‌نماییم.

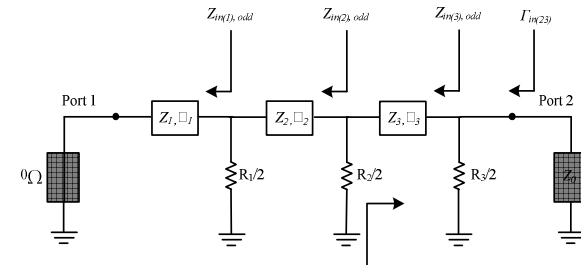
۳- بهینه‌سازی و محاسبه‌ی پارامترهای طراحی

۱-۳ الگوریتم PSO

الگوریتم بهینه‌سازی PSO، یکی از مهم‌ترین الگوریتم‌هایی است که در حوزه‌ی هوش جمعی^{۱۱} قرار می‌گیرد. این الگوریتم، توسط Kennedy و Eberhart در سال ۱۹۹۵ میلادی معرفی گردید [۱۶]. الگوریتم PSO در طی سال‌های اخیر به دلیل سادگی و کارا بودن، در الکترومغناطیس و طراحی مدارات مایکروویوی، محبوبیت فراوانی کسب کرده است [۱۷-۱۸]. این الگوریتم با الهام از رفتار اجتماعی جاندارانی مانند پرندگان و ماهی‌ها که در گروه‌هایی کوچک و بزرگ کنار هم زندگی می‌کنند، طراحی شده است. در این الگوریتم، تمام اعضای جمعیت در ارتباط با یکدیگر می‌باشند و از طریق تبادل اطلاعات، به حل مسأله می‌پردازند. در این الگوریتم، هر عضو جمعیت یک ذره^{۱۱} نامیده می‌شود. این ذره‌ها در فضای جستجوی تابعی که هدف بهینه کردن آن می‌باشد، پخش می‌شوند. موقعیت هر ذره از طریق محاسبه‌ی تابع هدف بررسی می‌شود. سپس با استفاده از ترکیب اطلاعات محل فعلی‌اش و بهترین موقعیتی که قبلاً در آن بوده است و هم‌چنین اطلاعات یک یا چند ذره از بهترین ذرات موجود در جمع، جهتی برای حرکت انتخاب می‌شود. پس از این‌که تمام ذرات موقعیت خود را به‌روزرسانی کردند، یک مرحله از الگوریتم به پایان می‌رسد. این مراحل تا زمانی که جواب مورد نظر به دست آید، چندین بار تکرار می‌شوند. در واقع می‌توان مجموعه ذراتی که در جستجوی یافتن کمینه‌ی یک تابع هستند را همانند دسته‌ای از پرندگان دانست که به دنبال غذا می‌گردند. اساس کار این الگوریتم را می‌توان این‌گونه خلاصه کرد که در هر لحظه، هر ذره، مکان خود را در فضای جستجو با توجه به بهترین مکانی که تاکنون در آن قرار گرفته است و بهترین مکانی که در کل همسایگان‌ش وجود دارد، تنظیم می‌کند. الگوریتم PSO همانند سایر الگوریتم‌های تکاملی^{۱۲} با ایجاد یک جمعیت اولیه‌ی تصادفی شروع می‌شود. جمعیت اولیه شامل تعداد N ذره می‌باشد که به‌طور تصادفی مقادری اولیه شده‌اند. هر ذره دارای

که در روابط فوق، θ_1 ، θ_2 و θ_3 طول‌های الکتریکی نظیر هر بخش سری شده در فرکانس‌های کار f_1 ، f_2 و f_3 و $Z_{in(2), even}$ ، $Z_{in(1), even}$ و $Z_{in(3), even}$ امپدانس‌های ورودی دیده شده از منبع، به‌سوی بار، از ابتدای هر بخش سری شده‌ی معادل است.

۲-۲ تحلیل مداری برای مد فرد معادل



شکل (۵): مدل مداری برای مد فرد مقسم توان ویلکینسون پیشنهادی
Fig. (5): Circuit model for odd-mode of the proposed Wilkinson power divider

در تحلیل مد فرد برای ساختار پیشنهادی، یک زمین مجازی در مرکز مدار نمایش داده شده در شکل (۳)، ایجاد می‌شود. بدین ترتیب مدار از صفحه‌ی میانی به دو نیم شده که با نگاه کردن از دهانه‌ی دوم، مقاومت‌های ایزولاسیون به‌صورت $R_1/2$ ، $R_2/2$ و $R_3/2$ دیده می‌شوند. مدل مداری معادل مد فرد برای ساختار پیشنهادی، در شکل (۵) نمایش داده شده است. بر اساس تئوری خط انتقال، $\Gamma_{in(23)}$ که ضریب بازگشت، در فرکانس کار f است، با استفاده از روابط زیر حاصل می‌گردد:

$$Z_{in(1), odd} = jZ_1 \tan(\theta_1), \quad (5)$$

$$Z_{in(2), odd} = Z_2 \times \left(\frac{Z_{in(1), odd} R_1}{R_1 + 2Z_{in(1), odd}} + jZ_2 \tan(\theta_2) \right) / (Z_2 + jZ_{in(1), odd} R_1) / R_1 + 2Z_{in(1), odd} \tan(\theta_2), \quad (6)$$

$$Z_{in(3), odd} = Z_3 \times \left(\frac{Z_{in(2), odd} R_2}{R_2 + 2Z_{in(2), odd}} + jZ_3 \tan(\theta_3) \right) / (Z_3 + jZ_{in(2), odd} R_2) / R_2 + 2Z_{in(2), odd} \tan(\theta_3). \quad (7)$$

لذا خواهیم داشت:

$$\Gamma_{in(23)} = \frac{Z_{in(1), odd} - Z_0}{Z_{in(1), odd} + Z_0}. \quad (8)$$

که در روابط فوق، θ_1 ، θ_2 و θ_3 طول‌های الکتریکی نظیر هر بخش سری شده در فرکانس‌های کار و $Z_{in(1), odd}$ ، $Z_{in(2), odd}$ و $Z_{in(3), odd}$ امپدانس‌های ورودی دیده شده از بار، به‌سوی منبع، از انتهای هر بخش سری شده‌ی معادل است.

۲-۳ معرفی مجهولات و تعیین تابع هدف به منظور بهینه‌سازی

با توجه به روابط مطرح شده در فوق، هدف از طراحی، پیدا کردن مقادیر بهینه برای پارامترهای R_3 ، R_2 ، R_1 ، θ_3 ، θ_2 ، θ_1 ، Z_3 ، Z_2 ، Z_1

Table (1): Elective parameters of PSO for optimizing this article
جدول (۱): پارامترهای انتخابی الگوریتم PSO برای مسأله‌ی این مقاله

پارامترهای PSO	مقادیر انتخابی برای الگوریتم PSO
N	20
Θ_{max}	0.7
Θ_{min}	0.4
i_{max}	200
c_1	2
c_2	2

با توجه به این مقادیر و اهداف مطرح شده برای مسأله‌ی بهینه‌سازی این مقاله، بر اساس روابطی که در بخش‌های (۱-۲) و (۲-۲) از رایه گردید و همچنین تابع هدف که در بخش (۲-۳) و در رابطه‌ی (۹) معرفی گردید، نتایج حاصل از الگوریتم PSO برای امیدانس‌ها، طول‌های الکتریکی و مقاومت‌های بهینه، در جدول (۲) آورده شده است. لازم به ذکر است مقادیر امیدانس‌ها و مقاومت‌ها بر حسب اهم و طول‌های الکتریکی بر حسب درجه می‌باشند.

۴- نتایج حاصل از شبیه‌سازی مقسم توان ویلکینسون سه بانده‌ی پیشنهادی

بر اساس تحلیلی که در بخش‌های (۲) و (۳) از رایه گردید، می‌توان یک قطعه خط انتقال ربع طول موج را با سه بخش سری شده‌ی معادل جایگزین کرد. لذا می‌توان در طراحی یک مقسم توان ویلکینسون، به منظور چند بانده شدن ساختار، از این سه بخش سری شده‌ی جایگزین استفاده نمود.

Table (2): Designing parameters of PSO
جدول (۲): پارامترهای طراحی حاصل از الگوریتم PSO

مجهولات طراحی	مقادیر حاصل از الگوریتم PSO
Z_1	89
Z_2	70.71
Z_3	85
Θ_1	46
Θ_2	51
Θ_3	46
R_1	110
R_2	210
R_3	348

طرح پیشنهادی بر روی زیرلایه‌ی Rogers_RO4003 با ثابت دی-الکتریک $\epsilon_r = 3.55$ ، ضخامت $h = 1.57 \text{ mm}$ و $\tan \delta = 0.0027$ توسط نرم‌افزار CST-MW 2013 پیاده‌سازی شده است. فرکانس مرکزی برای طراحی ابعاد خطوط میکرواستریپ $f = 900 \text{ MHz}$ گزینش شده است.

شکل (۶)، ترکیب‌بندی نهایی مقسم توان ویلکینسون پیشنهادی را نشان می‌دهد. برای امکان نصب کانکتور SMA، در ورودی و خروجی مقسم توان ویلکینسون پیشنهادی، خطوط تغذیه‌ی ۵۰ اهمی قرار داده

دو مقدار موقعیت و سرعت می‌باشد که با یک بردار موقعیت و یک بردار سرعت نمایش داده می‌شوند. این ذرات در فضای مسأله شروع به حرکت می‌کنند و با محاسبه‌ی مقدار تابع برازندگی موقعیت‌های بهتر را جستجو می‌کنند. هر ذره برای جستجو نیاز به دو حافظه دارد؛ یک حافظه به ذخیره‌ی بهترین موقعیت هر ذره در گذشته و یک حافظه به ذخیره‌ی بهترین موقعیت پیش آمده در میان همه‌ی ذرات، اختصاص داده می‌شود. با استفاده از اطلاعات حاصل از این حافظه‌ها، ذرات تصمیم می‌گیرند که در مرحله‌ی بعد، چگونه حرکت کنند. در هر بار تکرار، تمام ذرات، سرعت و موقعیتشان را بر حسب بهترین جواب‌های مطلق و محلی به‌روز می‌کنند [۱۹]. موقعیت هر ذره در جمعیت، به-وسیله‌ی جمع سرعت همان ذره با موقعیت فعلی آن مطابق رابطه‌ی (۱۰) محاسبه می‌شود:

$$X_j(i) = X_j(i-1) + V_j(i). \quad (10)$$

در رابطه‌ی (۱۰)، X موقعیت j امین ذره و V نمایانگر سرعت آن می‌باشد. تعداد تکرار نیز با i نشان داده شده است. متغیر سرعت، فرآیند بهینه‌سازی را به جلو می‌برد و نشان دهنده‌ی دانش تجربی ذره و تبادل اطلاعات اجتماعی آن با سایر همسایگانش می‌باشد. سرعت نیز از طریق رابطه‌ی (۱۱) محاسبه می‌گردد:

$$V_j(i) = \theta(i)V_j(i-1) + c_1r_1[P_{best,j} - X_j(i-1)] + c_2r_2[G_{best} - X_j(i-1)]. \quad (11)$$

در رابطه‌ی (۱۱)، $V_j(i)$ مولفه‌ی i ام از سرعت ذره j ام می‌باشد. r_1 و r_2 دو عدد تصادفی با توزیع یکنواخت در فاصله‌ی (۰,۱) می‌باشند. پارامترهای c_1 و c_2 فاکتورهای یادگیری فردی و گروهی بوده که بر اساس نتایج تجربی، معمولاً مقدار $c_1 = c_2 = 2$ را اختیار می‌کنند [۲۰]. $P_{best,j}$ و G_{best} نیز به ترتیب بهترین موقعیت محلی که ذره تاکنون دیده است و بهترین موقعیت سراسری که تمام ذرات تاکنون به آن دست پیدا کرده‌اند، می‌باشند.

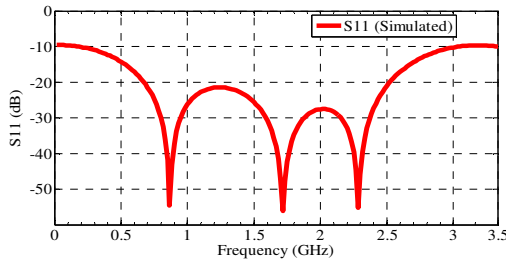
$\theta(i)$ یا وزن اینرسی^{۱۳}، به‌منظور کنترل سرعت ذرات در تکرارهای آزمایش می‌باشد. $\theta(i)$ طبق رابطه‌ی (۱۲) تعریف می‌گردد [۱۹]:

$$\theta(i) = \theta_{max} - \left(\frac{\theta_{max} - \theta_{min}}{i_{max}} \right) i. \quad (12)$$

θ_{max} و θ_{min} به ترتیب مقادیر اولیه و نهایی وزن اینرسی هستند. i_{max} حداکثر تعداد تکرارها در الگوریتم است. برای θ_{min} و θ_{max} به طور تجربی ثابت شده است که اگر مقادیر $\theta_{min} = 0.4$ و $\theta_{max} = 0.7$ را اختیار کنند، معمولاً بهترین جواب برای حل مسأله‌ی بهینه‌سازی حاصل خواهد گردید [۲۱].

۳-۲- بهینه‌سازی پارامترهای طراحی برای این مقاله

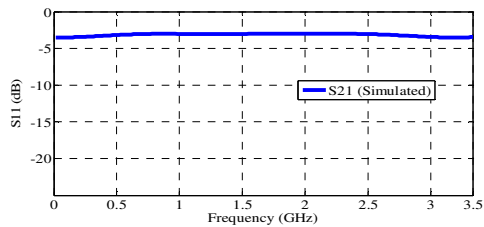
حال برای بهینه‌سازی مسأله‌ی مطرح شده در این مقاله، از پارامترهای انتخابی استفاده شده‌ی مربوط به الگوریتم PSO که در جدول (۱) نمایش داده شده است، استفاده شده است.



شکل (۷): اندازه‌ی ضریب بازگشت S_{11} مقسم توان ویلکینسون پیشنهادی
Fig. (7): S_{11} parameter of the proposed Wilkinson power divider

۴-۲- ضریب گذردهی از دهانه‌ی اول به دهانه‌ی دوم

برای یک مقسم توان ویلکینسون با نسبت تقسیم توان برابر ایده‌آل، بایستی مقدار مقدار پارامتر S_{21} برابر 3dB باشد. اندازه‌ی ضریب گذردهی از دهانه‌ی اول به دهانه‌ی دوم مقسم توان ویلکینسون پیشنهادی، در شکل (۸) نمایش داده شده است. مقدار پارامتر S_{21} در سه فرکانس کار $f_1 = 900 \text{ MHz}$ ، $f_2 = 1800 \text{ MHz}$ و $f_3 = 2400 \text{ MHz}$ به ترتیب برابر مقادیر 3.01 dB، -3.01 dB و -3.01 dB می‌باشد. همان‌طور که مشخص است این مقادیر بسیار نزدیک به مقدار ایده‌آل است که نشان دهنده‌ی تقسیم برابر توان و هم‌چنین مناسب بودن طراحی و شبیه‌سازی انجام شده می‌باشد.

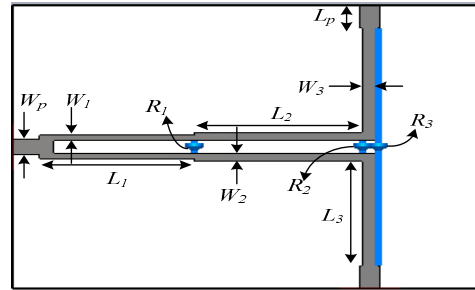


شکل (۸): اندازه‌ی ضریب گذردهی S_{21} مقسم توان ویلکینسون پیشنهادی
Fig. (8): S_{21} parameter of the proposed Wilkinson power divider

۴-۳- فاکتور ایزولاسیون

فاکتور ایزولاسیون بین دهانه‌های خروجی S_{23} ، یکی از مهم‌ترین پارامترهای مطرح برای یک مقسم توان ویلکینسون می‌باشد که معمولاً توسط یک مقاومت ۱۰۰ اهمی حاصل می‌شود. اما در این مقاله، با توجه به هدف طراحی بهینه جهت ایزولاسیون بالا بین دهانه‌های خروجی، از سه مقاومت با مقادیر طراحی شده در بخش (۲-۳) استفاده شده است. شکل (۹) پارامتر S_{23} مقسم توان ویلکینسون پیشنهادی را نمایش می‌دهد. مشاهده می‌شود که مقدار پارامتر S_{23} در سه فرکانس کار $f_1 = 900 \text{ MHz}$ ، $f_2 = 1800 \text{ MHz}$ و $f_3 = 2400 \text{ MHz}$ به ترتیب برابر مقادیر 57.5 dB، -54 dB و -51 dB می‌باشد. همان‌طور که مشاهده می‌شود مقدار فاکتور ایزولاسیون در تمامی فرکانس‌های کار، کمتر از 50 dB می‌باشد که نشان دهنده‌ی این حقیقت است که بین دهانه‌های خروجی، ایزولاسیون بسیار بالایی ایجاد شده است.

شده است. ابعاد نهایی در جدول (۳) نمایش داده شده است. لازم به ذکر است ابعاد ساختار مقسم توان ویلکینسون پیشنهادی $56 \times 54 \text{ mm}^2$ است. برای یک مقسم توان ویلکینسون، سه مشخصه از ماتریس پراکنندگی به نام‌های ضریب بازگشت^{۱۴} در ورودی (دهانه‌ی اول) S_{11} ، ضریب گذردهی^{۱۵} از دهانه‌ی اول به دهانه‌ی دوم S_{21} و فاکتور ایزولاسیون^{۱۶} بین دهانه‌های خروجی (دهانه‌های دوم و سوم) S_{23} می‌باشند، مشخص کننده‌ی کیفیت و کارایی آن می‌باشد.



شکل (۶): ترکیب بندی نهایی مقسم توان ویلکینسون پیشنهادی
Fig. (6): Final configuration of the proposed Wilkinson power divider

لذا، این سه مشخصه‌ی مقسم توان ویلکینسون پیشنهادی را در این بخش بررسی می‌نماییم.

Table (3): Final dimensions of the proposed Wilkinson power divider

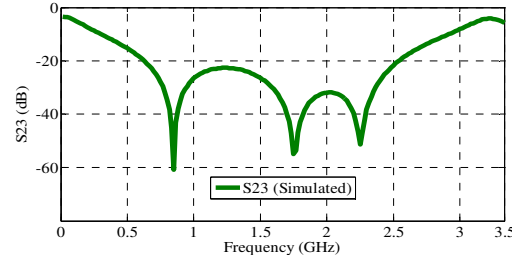
جدول (۳): ابعاد نهایی مقسم توان ویلکینسون پیشنهادی

پارامترهای ابعاد	مقادیر نهایی بر حسب میلی‌متر
L_p	5
W_p	3.5
L_1	26.32
L_2	29.11
L_3	25.65
W_1	1.27
W_2	1.9
W_3	2.71

۴-۱- ضریب بازگشت در ورودی

پارامتر ضریب بازگشت در ورودی S_{11} مقسم توان ویلکینسون پیشنهادی در شکل (۷) نمایش داده شده است. با احتساب مقدار $S_{11} < -15 \text{ dB}$ به‌عنوان پهنای باند، مقدار اندازه‌ی پارامتر S_{11} در سه فرکانس کار $f_1 = 900 \text{ MHz}$ ، $f_2 = 1800 \text{ MHz}$ و $f_3 = 2400 \text{ MHz}$ به ترتیب برابر مقادیر 51.7 dB، -55.5 dB و -51.6 dB می‌باشد که نشان دهنده‌ی مناسب بودن طراحی و شبیه‌سازی انجام شده می‌باشد.

همان‌طور که از جدول (۴) مشخص است، پارامترهای S_{11} ، S_{21} و S_{23} ، پارامترهایی هستند که کارایی و قابلیت‌های یک مقسم توان ویلکینسون را بیان می‌کنند. لذا، مقایسه‌ی این پارامترها بین ساختار پیشنهادی و دیگر مقسم‌های توان، مزیت‌های طرح پیشنهادی و بهبودهای حاصل شده را مشخص خواهد نمود. مقایسه‌ی انجام شده حاکی از این حقیقت است که مقدار پارامتر S_{11} در سه فرکانس کار ساختار، کمتر از -50 dB است که در مقایسه با دیگر طرح‌های ارائه شده، شرایط بسیار مناسبی دارد. همچنین، پارامتر S_{21} ساختار پیشنهادی، در تمامی فرکانس‌های کار، -3.01 dB می‌باشد که بیان‌گر تقسیم توان برابر بین دهانه‌های خروجی مقسم توان ویلکینسون پیشنهادی می‌باشد. از طرفی، پارامتر S_{23} ساختار پیشنهادی نیز در هر سه فرکانس کار، کمتر از -50 dB می‌باشد که از جمله مهم‌ترین مزیت‌های این طرح نسبت به دیگر طرح‌های ارائه شده می‌باشد.



شکل (۹): اندازه‌ی پارامتر S_{23} مقسم توان ویلکینسون پیشنهادی
Fig. (9): S_{23} parameter of the proposed Wilkinson power divider

اکنون به منظور انجام یک مقایسه بین مقسم توان ویلکینسون پیشنهادی در این مقاله و دیگر طرح‌های ارائه شده در مقالات، پارامترهای اساسی این ساختارها را بررسی می‌نماییم. این مقایسه در جدول (۴) بیان شده است. مشاهده می‌شود که مقسم توان ویلکینسون پیشنهادی در این مقاله، به دلیل استفاده از الگوریتم بهینه‌سازی PSO، از شرایط مطلوبی برخوردار است.

Table (4): Performance comparison of this work with other power dividers

جدول (۴): مقایسه‌ی عملکرد این مقاله با مقسم‌های توان دیگر

Ref.	Operating band	Frequency (GHz)	S_{11} (dB)	S_{21} (dB)	S_{23} (dB)
[3]	Dual-band	1 / 2	-40 / -40	-3.05 / -3.1	-35 / -41
[4]	Dual-band	1 / 1.8	-30 / -40	-3.05 / -3.1	-38 / -40
[5]	Dual-band	1.9 / 4.775	-27 / -22	-3.1 / -3.55	-38 / -25
[6]	Dual-band	1 / 4	-40 / -40	-3.05 / -3.2	-40 / -40
[8]	Tri-band	0.9 / 1.17 / 2.43	-40 / -42 / -25	-3.1 / -3.2 / -3.5	-40 / -47 / -28
[9]	Quad-band	0.9/1.8/2.7/3.6	-29/-36/-36/-35	-3.2/-3.2/-3.6/-3.9	-40/-35/-40/-40
[13]	Dual-band	0.5 / 2	-48 / -45	-3.05 / -3.1	-45 / -40
[14]	Single-band	2.65	-30	-3.05	-38
This work	Tri-band	0.9 / 1.8 / 2.4	-51.7/-55.5/-51.6	-3.01/-3.01/-3.01	-57.5/-54/-51

پی‌نوشت:

- 1- Wilkinson power divider
- 2- Isolation
- 3- The quarter-wavelength transformer
- 4- Multiple sections method
- 5- Particle swarm optimization
- 6- Microstrip
- 7- Even-odd mode analysis
- 8- Propagation constant
- 9- Objective function
- 10- Swarm intelligence
- 11- Particle
- 12- Evolutionary computation
- 13- Inertia weight
- 14- Reflection coefficient
- 15- Insertion loss
- 16- Isolation factor

۵- نتیجه‌گیری

در این مقاله، یک مقسم توان ویلکینسون سه بانده با تقسیم توان برابر، ارائه گردید. در همین راستا، به جای استفاده از خط انتقال ربع طول موج متداول، از سه بخش سری شده استفاده گردید. طراحی پارامترهای ساختار به کمک الگوریتم PSO حاصل گردید. مقسم توان ویلکینسون پیشنهادی دارای ایزولاسیون بالایی بین دهانه‌های خروجی می‌باشد. نتایج شبیه‌سازی این موضوع را اثبات نمود که طراحی و بهینه‌سازی ساختار پیشنهادی مناسب بوده و می‌تواند چندین باند فرکانسی سیستم‌های مخابراتی بی‌سیم نظیر GSM 900/GSM 850/WiMAX و WLAN/UMTS/GSM 1900/GSM 1800/GPS را پوشش دهد.

References

- [1] D.M. Pozar, "Microwave Engineering", 3rd ed., pp. 333-337, New York: Wiley, 2005.
- [2] E.J. Wilkinson, "An N-way hybrid power divider", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. 8, No. 1, pp. 116-118, Jan. 1960.
- [3] L. Wu, H. Yilimaz, A. Pascht, M. Berroth, "A dual-frequency Wilkinson power divider: For a frequency and its first harmonic", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 15, No. 2, pp. 107-109, Feb. 2005.
- [4] L. Wu, H. Yilimaz, M. Berroth, "A dual-frequency Wilkinson power divider", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. 54, No. 1, pp. 278-284, Jan. 2006.
- [5] A.S.S. Mohra, "Compact dual band Wilkinson power divider", Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 50, No. 6, pp. 1678-1681, Jun. 2008.
- [6] Y. Wu, Y. Liu, Sh. Li, H. Zhou, "Compact dual-band equal power divider circuit for large frequency-ratio application", Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves, Vol. 31, No. 2, pp. 228-236, Sep. 2009.
- [7] X. Wang, I. Sakagami, A. Mase, M. Ichimura, "Wilkinson power divider with complex isolation component and its miniaturization", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. 62, No. 3, pp. 422-430, Mar. 2014.
- [8] M. Chongcheawchamnan, S. Patisang, M. Krairiksh, I.D. Robertson, "Tri-band Wilkinson power divider using a three-section transmission-line transformer", Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 16, No. 8, pp. 452-454, Aug. 2006.
- [9] B. Xia, L. Sh. Wu, J. Mao, L. Yang, "A new quad-band Wilkinson power divider", Journal of Electromagnetic Waves and Applications, Vol. 28, No. 13, pp. 1622-1634, Aug. 2014.
- [10] L. Chang, H. Tseng, "Compact Wilkinson power divider using two-section asymmetrical T-structures", Electronics Letters, Vol. 49, No. 8, pp. 516-517, Apr. 2013.
- [11] H. Tseng, H. Wu, "Compact planar Wilkinson power divider using π -equivalent shunt-stub-based artificial transmission lines", Electronics Letters, Vol. 46, No. 19, pp. 1327-1328, Sep. 2010.
- [12] W. Choe, J. Jeong, "Compact modified Wilkinson power divider with physical output port isolation", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 24, No. 2, pp. 81-83, Feb. 2014.
- [13] N. Gao, G. Wu, Q. Tang, "Design of a novel compact dual-band Wilkinson power divider with wide frequency ratio", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 10, No. 4, pp. 236-239, Oct. 2013.
- [14] J. Wang, J. Ni, Y.X. Guo, D. Fang, "Miniaturized Microstrip Wilkinson power divider with harmonic suppression", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 19, No. 7, pp. 440-442, July 2009.
- [15] R. Mirzavand, M.M. Honari, A. Abdipour, G.R. Moradi, "Compact Microstrip Wilkinson power dividers with harmonic suppression and arbitrary power division ratios", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. 61, No. 1, pp. 61-68, Jan. 2013.
- [16] J. Kennedy, R. Eberhart, "Particle swarm optimization", Proceeding of the IEEE/ICNN, pp. 1942-1948, Perth, WA, Nov./Dec. 1995.
- [17] W. Wang, Y. Lu, J.S. Fu, Y. Zh. Xiang, "Particle swarm optimization and finite-element based approach for microwave filter design", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. 41, No. 5, pp. 1800-1803, May 2005.
- [18] O.T. Altinoz, A.E. Yilmaz, "Particle swarm optimization with parameter dependency walls and its sample application to the Microstrip-like interconnect line design", International Journal of Electronics and Communications, Vol. 66, No. 10, pp. 107-114, May 2011.
- [19] Y. Shi, R. Eberhart, "A modified particle swarm optimizer", Proceeding of the IEEE/ICEC, pp. 69-73, Anchorage, AK, May 1998.
- [20] R. Eberhart, Y. Shi, "Particle swarm optimization: developments, applications and resources", Proceeding of the IEEE/CEC, Vol. 1, pp. 81-86, Seoul, May 2001.
- [21] Y. Shi and R. Eberhart, "Comparing inertia weights and constriction factors in particle swarm optimization", Proceeding of the IEEE/CEC, Vol. 1, pp. 84-88, La Jolla, CA, July 2000.