

طراحی و شبیه‌سازی یک مقسم توان فیلتری دوباندی توسط تشدیدکننده‌های امیدانس پله‌ای و معرفی روش جدید برای ایجاد صفر انتقال

مجتبی میرزائی^(۱) - محمدامین هنرور^(۲)

(۱) کارشناس ارشد - دانشکده مهندسی برق، واحد نجف‌آباد، دانشگاه آزاد اسلامی، نجف‌آباد، ایران

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

تاریخ دریافت: ۱۳۹۵/۴/۱۹ تاریخ پذیرش: ۱۳۹۶/۷/۲۴

خلاصه: در این مقاله، یک مقسم توان کوچک با پاسخ فیلتری دوباندی، با استفاده از تشدیدکننده‌های امیدانس پله‌ای دو مدی، برای کاربرد WLAN طراحی و شبیه‌سازی شده است. تشدیدکننده‌ی امیدانس پله‌ای توسط تحلیل مد زوج و فرد مورد بررسی قرار گرفته تا فرکانس‌های تشدید آن در فرکانس‌های ۲/۴ و ۵/۲ گیگا هرتز و برای کاربرد WLAN تنظیم شوند. همچنین توانسته‌ایم با معرفی یک روش جدید برای تغذیه تشدید کننده‌های امیدانس پله‌ای و با استفاده از تئوری حذف موج، چند صفر انتقال در اطراف فرکانس‌های تشدید ایجاد کنیم. سپس به خاطر کاهش دادن ابعاد و امکان اجرایی کردن روش تغذیه معرفی شده در ساختار مقسم توان، دو عدد تشدید کننده‌های امیدانس پله‌ای به شکل مارپیچی درآمده‌اند تا در طراحی مقسم توان فیلتری، به کار گرفته شوند. در نهایت به کمک روش‌های پیشنهادی، مقسم توان فیلتری طراحی شده، چهار صفر انتقال در اطراف باندهای عبور خود دارد که این امر علاوه بر بهبود گزینش‌گری فرکانس، ایزولاسیون خارج از باندهای عبور را نیز بالا برده است. مقسم توان فیلتری ارائه شده در این مقاله دارای ابعاد بسیار کوچک $0.14 \lambda_g \times 0.15 \lambda_g$ طول موج هدایت در فرکانس مرکزی باند عبور اول است، ایزولاسیون بالا بین دهانه‌های خروجی و عملکرد مناسب در باندهای عبور می‌باشد.

کلمات کلیدی: مقسم توان فیلتری، چندمدی، تشدیدکننده امیدانس پله‌ای، چندباندی، صفر انتقال، باند عبور.

Design and Simulation of a Dual-Band Filtering Power Divider Using Stepped Impedance Resonators and a Novel Method for Generation of Transmission Zeros

Mojtaba Mirzaei⁽¹⁾ - Mohammad Amin Honarvar⁽²⁾

(1) MSc - Department of electrical engineering, Najafabad branch, Islamic Azad University, Najafabad, Isfahan, Iran

Mirzaei.mojtaba@gmail.com

(2) Assistant Professor - Department of electrical engineering, Najafabad branch, Islamic Azad University, Najafabad, Isfahan, Iran

Amin.honarvar@pel.iaun.ac.ir

In this article, a compact power divider with dual-band frequency response, is designed and simulated using dual-mode stepped impedance resonators (SIRs), for WLAN application. The resonant frequencies of the proposed SIR are investigated using even- and odd-mode analysis for frequencies of 2.4 GHz and 5.2 GHz. A new method is presented for feeding the SIRs that uses the wave cancelation theory to create transmission zeros near the passbands. Finally, four transmission zeros are generated around both passbands to improve the selectivity and out of band isolation. For reducing the circuit size and possibility of the feeding method implementation, two spiral SIRs are used to design the filtering power divider. The proposed filtering power has a miniature size ($0.14 \lambda_g \times 0.15 \lambda_g$), good isolation between the output ports and appropriate operation at the passbands.

Index Terms: Filtering power divider, multi-mode, stepped impedance resonator, multi-band, transmission zero, bassband.

۱- مقدمه

مقسم‌های توان^۱ یکی از مهمترین اجزای سیستم‌های مخابراتی می‌باشند که به دلیل داشتن توانایی تقسیم توان ورودی بین دو یا چند دهانه^۲ خروجی، در مدارات مایکروویوی مثل تقویت‌کننده‌های توان^۳، مخلوط‌کننده‌های متعادل شونده^۴ و آنتن‌های آرایه‌ای^۵ استفاده می‌شوند [۱].

با افزایش روزافزون سیستم‌های مخابراتی بیسیم با عملکرد چندباندی، مطالعات زیادی در راستای طراحی مقسم‌های توان چندباندی انجام گردیده است [۲-۵]. در [۲]، یک مقسم توان نابرابر با عملکرد دوباندی، توسط دو گروه خط انتقال و دو استاب^۶ مدارباز طراحی شده است. در [۳]، یک مقسم توان دوباندی با ابعاد کوچک طراحی شده که برای افزایش ایزولاسیون^۷ بین دهانه‌های خروجی، به جای مقاومت ۱۰۰ اهم متداول، از چهار المان فشرده استفاده کرده است. در [۴]، با استفاده از سه بخش سری شده و سه مقاومت ایزولاسیون، یک مقسم توان سه-باندی ارائه شده است.

از آنجا که مقسم‌های توان رایج، معمولاً قابلیت ایجاد ایزولاسیون بالایی خارج از باندهای فرکانسی خود را ندارند، در مدارات مایکروویوی برای فیلتر کردن سیگنال‌های ناخواسته، از مقسم‌های توان و فیلترهای میان‌گذر به طور همزمان استفاده می‌شود. بدیهی است این امر موجب اشغال فضای مداری زیادی در سیستم‌های مخابراتی جدید که تمایل زیادی برای کاهش ابعاد دارند، خواهد شد.

فیلترهای میان‌گذر از کلیدی‌ترین المان‌های مایکروویوی می‌باشند که وظیفه‌ی حذف و عبور سیگنال، به ترتیب، در باند توقف و باند عبور خود را دارند. در سال‌های اخیر، فیلترهای میان‌گذر چندباندی با ابعاد کوچک، گزینش‌گری فرکانس^۸ بالا و باندهای عملکردی کاربردی، به طور گسترده مورد بررسی قرار گرفته‌اند. در این میان، یکی از محبوب‌ترین روش‌های طراحی، استفاده از تشدیدکننده‌های چندمدی^۹ می‌باشد [۶-۸].

در [۶]، یک فیلتر میان‌گذر دوباندی، با استفاده از تشدیدکننده امپدانس پله‌ای^{۱۰} دومی ارائه شده که دارای قدرت گزینش‌گری فرکانس بالا و ابعاد کوچکی است. در [۷]، برای ایجاد عملکرد چندباندی، از تشدیدکننده^{۱۱} SLTRR استفاده شده است و در نهایت، یک فیلتر چهار باندی با هشت صفر انتقال اطراف باندهای عبور طراحی شده است. در [۸]، ایجاد دو مسیر با طول‌های متفاوت بین دهانه‌های ورودی و خروجی یک تشدیدکننده‌ی چندمدی و استفاده از تئوری حذف موج^{۱۲}، باعث تولید صفرهای انتقال برای یک فیلتر سه‌باندی شده است.

با افزایش تقاضا برای کاهش ابعاد سیستم‌های مخابراتی، ادغام فیلترهای میان‌گذر و مقسم‌های توان در یک المان مایکروویوی که به صورت همزمان وظیفه‌ی فیلتر کردن و تقسیم توان را انجام دهد، به یک چالش

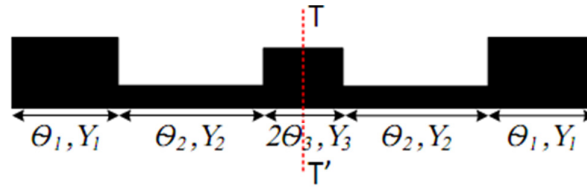
جذاب برای پژوهشگران بدل گردیده است. در این میان، بیشتر مقالاتی که تاکنون در این زمینه ارائه گردیده‌اند، مقسم‌های توان فیلتری تک-باندی هستند و تعداد اندکی از آن‌ها بر روی مقسم‌های توان با پاسخ چندباندی تمرکز داشته‌اند [۹-۱۴].

در [۸]، یک مقسم توان فیلتری تک‌باندی توسط خطوط انتقال^{۱۳} CRLH با سه صفر انتقال اطراف باند عبور گزارش شده است. در [۹]، یک مقسم توان با پاسخ فیلتری توسط دو جفت تشدیدکننده مارپیچی شکل ارائه شده که صفرهای انتقال با استفاده از روش تزویج ورودی-خروجی^{۱۴} ایجاد گردیده‌اند. در [۱۱]، نویسنده با به کارگیری تشدیدکننده‌های دومی استاب بارگزاری شده^{۱۵}، یک مقسم توان فیلتری تک‌باندی با باند توقف وسیع طراحی کرده است که دارای ابعاد نسبتاً بزرگی است. ترکیب دو فیلتر میان‌گذر با ساختار تغذیه^{۱۶}، باعث طراحی مقسم‌های توان یک و دوباندی در [۱۲] شده است ولی این مقسم‌های توان ابعاد بزرگی دارند. در [۱۳]، [۱۴]، دو مقسم توان با پاسخ فیلتری دوباندی توسط تشدیدکننده‌های استاب بارگذاری شده ارائه گردیده است که فرکانس‌های کاری با تغییر ابعاد تشدیدکننده‌ها تنظیم می‌شوند.

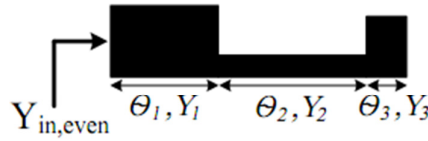
در این مقاله، یک مقسم توان فیلتری دوباندی کوچک برای کاربرد WLAN، با استفاده از تشدیدکننده‌های امپدانس پله‌ای (SIRS) مارپیچی شده، در فرکانس‌های ۲/۴ GHz و ۵/۲ GHz طراحی گردیده است. تحلیل مد زوج و فرد برای بررسی مشخصات فرکانسی SIR پیشنهادی استفاده گردیده و تاثیرات تغییر ابعاد هر یک از قسمت‌های SIR، بر فرکانس‌های تشدید مدهای زوج و فرد مورد مطالعه قرار گرفته است. به کمک یک روش تغذیه جدید برای SIRها و تعریف دو مسیر انتشار بین دهانه‌های ورودی و خروجی، صفرهای انتقالی پیرامون باندهای عبور تشکیل گردیده است تا ایزولاسیون خوبی بین باندهای عبور ایجاد شود و توانایی گزینش‌گری فرکانس افزایش یابد.

۲- تشدیدکننده امپدانس پله‌ای دو مدی:

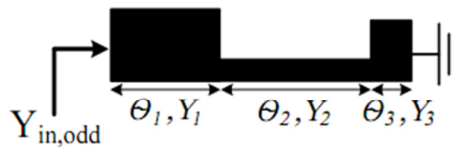
شکل (۱-الف) ساختار پایه‌ی SIR پیشنهادی را نشان می‌دهد که از سه خط انتقال به هم چسبیده با طول‌های الکتریکی θ_1 ، θ_2 و θ_3 و ادمیتانس‌های مشخصه‌ی Y_1 ، Y_2 و Y_3 تشکیل شده است. از آنجا که این تشدیدکننده نسبت به صفحه‌ی T-T^{۱۷} تقارن دارد، می‌توان از تحلیل مد زوج و فرد برای بررسی مشخصات فرکانس‌های تشدید استفاده کرد. در این تحلیل، صفحه تقارن T-T^{۱۸} یک بار به عنوان دیوار مغناطیسی برای مد زوج و بار دیگر به عنوان دیوار الکتریکی برای مد فرد گماشته می‌شود. مدارات معادل مد زوج و مد فرد، به ترتیب در شکل‌های (۱-ب) و (۱-پ) قابل مشاهده است.



(الف)



(ب)



(پ)

شکل (۱): الف- ساختار اولیه SIR پیشنهادی، ب- مدار معادل مد زوج، پ- مدار معادل مدل فرد

Fig. (1): a- Initial prototype of the proposed SIR, b- even-mode equivalent circuit, c- odd-mode equivalent

براساس دانش شبکه‌های میکروویوی مطرح شده در [۱]، ادمیتانس ورودی یک خط انتقال با طول الکتریکی θ و ادمیتانس مشخصه Y_0 ، به صورت زیر به دست می‌آید:

$$Y_{in} = Y_0 \frac{Y_L + jY_0 \tan(\theta)}{Y_0 + jY_L \tan(\theta)} \quad (1)$$

به کمک رابطه‌ی (۱) ادمیتانس ورودی برای مدهای زوج و فرد SIR پیشنهادی قابل محاسبه می‌باشد:

$$Y_{in,even} = jY_1 \left(\frac{K_1 \tan(\theta_3) + K_1 K_2 \tan(\theta_2)}{A} + \frac{K_2 \tan(\theta_1) - \tan(\theta_1) \tan(\theta_2) \tan(\theta_3)}{A} \right) \quad (2)$$

$$A = K_2 - \tan(\theta_2) \tan(\theta_3) - K_1 \tan(\theta_1) \tan(\theta_3) - K_1 K_2 \tan(\theta_1) \tan(\theta_2)$$

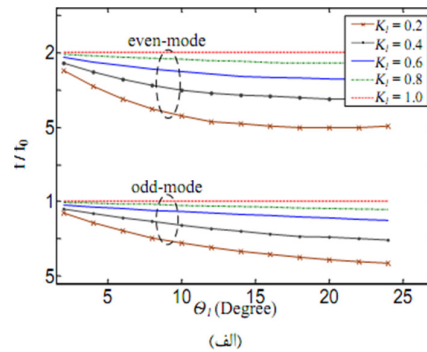
$$Y_{in,odd} = jY_1 \left(\frac{-K_1 \cot(\theta_3) + K_1 K_2 \tan(\theta_2)}{B} \right) + \quad (3)$$

$$\frac{K_2 \tan(\theta_1) + \tan(\theta_1) \tan(\theta_2) \cot(\theta_3)}{B}$$

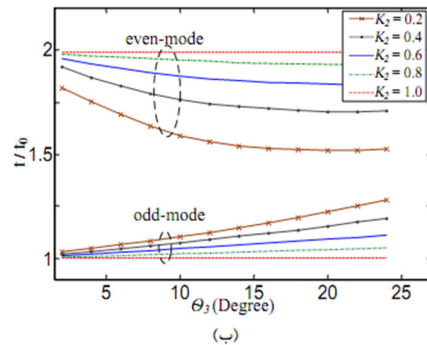
$$B = K_2 + \tan(\theta_2) \cot(\theta_3) + K_1 \tan(\theta_1) \cot(\theta_3) - K_1 K_2 \tan(\theta_1) \tan(\theta_2)$$

در این رابطه $K_1 = Y_2/Y_1$ و $K_2 = Y_2/Y_3$ ، نسبت ادمیتانس مشخصه قسمت دوم به ادمیتانس مشخصه قسمت‌های اول و سوم را نشان می‌دهند. عبارات تشدید مدهای زوج و فرد، با برابر صفر قرار دادن $\text{Im}(Y_{in})$ در روابط (۲) و (۳) استنتاج می‌شوند:

$$K_1 \tan(\theta_3) + K_1 K_2 \tan(\theta_2) + K_2 \tan(\theta_1) - \tan(\theta_1) \tan(\theta_2) \tan(\theta_3) = 0 \quad (4)$$



(الف)

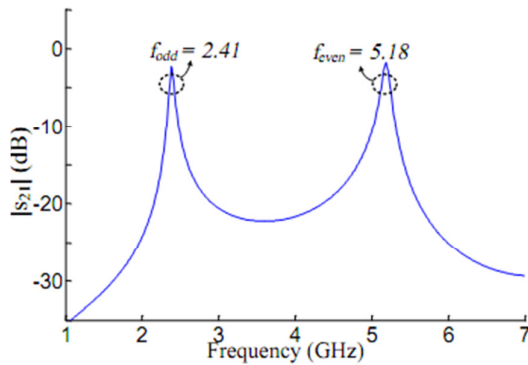


(ب)

شکل (۲): الف- تغییرات فرکانس نرمالیزه شده‌ی مد زوج و فرد در برابر مقادیر مختلف θ_1 و K_1 (وقتی که $K_2=1$) ب- تغییرات فرکانس نرمالیزه شده‌ی مد زوج و فرد در برابر مقادیر مختلف θ_3 و K_2 (وقتی که $K_1=1$)

Fig. (2): a- Variation of the normalized frequencies of the even- and odd-mode against different values of θ_1 and K_1 (when $K_2=1$) b- variation of the normalized frequencies of the even- and odd-mode against different values of θ_3 and K_2 (when $K_1=1$)

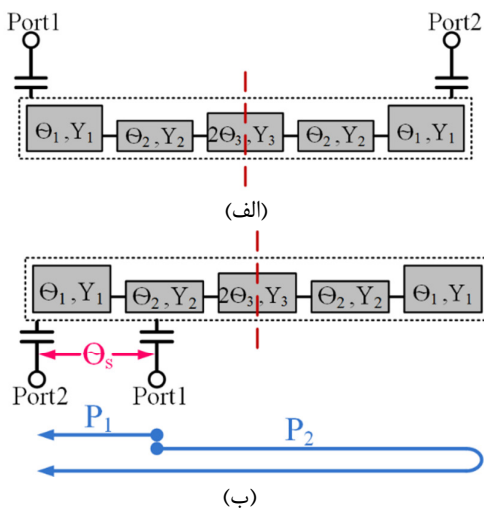
پس برای به کارگیری این تشدیدکننده در طراحی یک مقسم توان با پاسخ فرکانسی فیلتری، ایجاد چند صفر انتقال در اطراف فرکانس‌های تشدید، امری ضروری می‌باشد.



شکل (۳): پاسخ فرکانسی شبیه‌سازی شده SIR پیشنهادی
Fig. (3): Simulated frequency response of the proposed SIR

۳- روند تولید صفرهای انتقال

به طور معمول، روش کلی برای تغذیه کردن تشدیدکننده‌های یک یا چند مدی، تزویج دهانه‌های ورودی و خروجی به دو سر ابتدایی و انتهایی آنها می‌باشد. شکل (۴-الف)، ساختار این روش را برای SIR پیشنهادی نشان می‌دهد. در این روش برای عبور سیگنال، یک مسیر تزویج بین دهانه‌های ورودی و خروجی ایجاد می‌شود. با عبور سیگنال از تشدیدکننده، قطب‌های انتقال مورد نظر، در فرکانس‌های تشدید ایجاد می‌گردند. لازم به ذکر است، SIR پیشنهادی برای پاسخ فرکانسی نمایش داده شده در شکل (۳)، توسط همین روش تغذیه شده است.



شکل (۴): الف- ساختار روش تغذیه رایج برای SIR، ب- ساختار روش تغذیه پیشنهادی برای SIR

Fig. (4): a- Prototype of the prevalent feeding method for SIR b- prototype of the proposed feeding method for SIR

در این مقاله روش دیگری برای تغذیه‌ی تشدیدکننده پیشنهاد شده است که در آن به جای تزویج دهانه‌های ورودی و خروجی به دو سر

$$-K_1 \cot(\theta_3) + K_1 K_2 \tan(\theta_2) + K_2 \tan(\theta_1) + \tan(\theta_1) \tan(\theta_2) \cot(\theta_3) = 0 \quad (5)$$

اگر مجموع طول‌های الکتریکی θ_1 ، θ_2 و θ_3 در فرکانس طراحی f_0 برابر 90° باشد، معادلات (۴) و (۵) به صورت زیر بازنویسی می‌گردند:

$$-K_1 \tan[\Gamma_1(\theta_3)] + K_1 K_2 \tan[\Gamma_1(90^\circ - (\theta_1 + \theta_3))] + K_2 \tan[\Gamma_1(\theta_1)] - \tan[\Gamma_1(\theta_1)] \tan[\Gamma_1(90^\circ - (\theta_1 + \theta_3))] \tan[\Gamma_1(\theta_1)] = 0 \quad (6)$$

$$-K_1 \cot[\Gamma_2(\theta_3)] + K_1 K_2 \tan[\Gamma_2(90^\circ - (\theta_1 + \theta_3))] + K_2 \tan[\Gamma_2(\theta_1)] + \tan[\Gamma_2(\theta_1)] \tan[\Gamma_1(90^\circ - (\theta_1 + \theta_3))] \cot[\Gamma_2(\theta_3)] = 0 \quad (7)$$

در روابط فوق $\Gamma_1 = \frac{f_{\text{even}}}{f_0}$ و $\Gamma_2 = \frac{f_{\text{odd}}}{f_0}$ ، به ترتیب فرکانس‌های

نرمالیزه شده‌ی مد زوج و مد فرد در فرکانس طراحی f_0 می‌باشند. برای محاسبه‌ی فرکانس‌های تشدید مدهای زوج و فرد SIR پیشنهادی (f_{odd} و f_{even})، کفایت معادلات (۶) و (۷) برای هر مقدار مشخص θ_1 ، θ_3 ، K_1 و K_2 در فرکانس طراحی f_0 حل گردد.

شکل‌های (۲-الف) و (۲-ب) روند تغییرات فرکانس‌های تشدید نرمالیزه شده‌ی مد زوج و مد فرد $\frac{f_{\text{odd}}}{f_0}$ را به ازای مقادیر مختلف θ_1 ، K_1 و

θ_3 ، K_2 نمایش می‌دهند که با چندین بار حل معادلات (۶) و (۷) توسط نرم‌افزار MATLAB به دست آمده‌اند. می‌توان مشاهده کرد که با افزایش مقدار θ_1 از 2° تا 25° و همچنین کاهش مقدار K_1 ، فرکانس‌های تشدید نرمالیزه شده‌ی هر دو مد زوج و فرد کم می‌شوند، در صورتی که افزایش θ_1 از 2° تا 25° و کاهش K_2 باعث زیاد شدن فرکانس نرمالیزه شده‌ی مد فرد و کم شدن فرکانس نرمالیزه شده‌ی مد زوج خواهد شد. این روند تغییرات متفاوت نشان از انعطاف‌پذیری بالای این تشدیدکننده برای طراحی در فرکانس‌های تشدید مختلف می‌باشد.

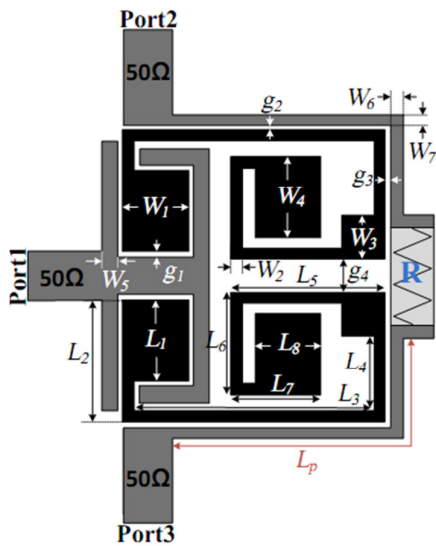
شکل (۳) پاسخ فرکانسی شبیه‌سازی شده‌ی SIR پیشنهادی را برای مقادیر $\theta_1 = 23^\circ$ ، $\theta_3 = 6^\circ$ ، $Y_1 = 0.244$ ، $Y_2 = 0.0095$ و $Y_3 = 0.0150$ در فرکانس طراحی $f_0 = 3.3$ GHz نشان می‌دهد. به ازای این مقادیر مدهای فرد و زوج، به ترتیب در فرکانس‌های $f_{\text{odd}} = 2.42$ GHz و $f_{\text{even}} = 5.18$ GHz تشدید خواهد کرد.

مشخص است که فرکانس اول تشدید SIR پیشنهادی، حدوداً 0.9 گیگا هرتز از فرکانس طراحی f_0 پایین‌تر است. این موضوع بدان معنی است که ابعاد الکتریکی تشدیدکننده‌ی پیشنهاد شده در این مقاله، کوچکتر از ابعاد الکتریکی تشدیدکننده‌ی نیم طول موج متداول برای طراحی فیلترهای میان‌گذر خواهد بود که در کل باعث کمتر شدن ابعاد مقسم توان پیشنهادی در قسمت‌های بعد خواهد شد.

همان‌گونه که در شکل (۳) مشخص است، هیچ‌گونه صفر انتقال ذاتی برای SIR پیشنهادی، پیرامون فرکانس‌های تشدید قابل مشاهده نیست.

با فرض $m=0$ ، رابطه‌ی (۱۲) به این معنی است که صفرهای انتقال در فرکانس‌هایی رخ می‌دهند که طول الکتریکی θ_s برای آن‌ها 90° باشد. ساختار نمایش داده شده در شکل (۴-ب)، توسط نرم‌افزار ADS_schematic_2011 شبیه‌سازی گردیده و روند جابجایی فرکانس صفرهای انتقال برای LS‌های مختلف در شکل (۵) نمایش داده شده است (LS طول فیزیکی متناظر با طول الکتریکی θ_s در فرکانس طراحی f_0 می‌باشد).

دو صفر انتقال اول ایجاد شده توسط این روش تغذیه، پیرامون هر یک از فرکانس‌های تشدید، در شکل قابل مشاهده است. مشخص است که با افزایش مقادیر LS، صفرهای انتقال به فرکانس‌های بالاتر انتقال پیدا می‌کنند و این در حالی است که فرکانس‌های تشدید تغییر قابل ملاحظه‌ای ندارد. توانایی تنظیم صفرهای انتقال، بدون ایجاد تغییر در فرکانس‌های تشدید تشدیدکننده، امتیازی بزرگ برای این روش تغذیه می‌باشد.



شکل (۶): پیکربندی اصلی مقسم توان فیلتری طراحی شده
Fig. (5): Main configuration of the designed filtering power divider

۴- مقسم توان فیلتری دوباندی

به منظور بررسی مطالب بیان شده در دو قسمت قبل، یک مقسم توان فیلتری دو باندی بر اساس تشدید کننده‌ی امپدانس پله‌ای دو مدی، برای کاربرد WLAN طراحی گردیده و پیکربندی آن در شکل (۶) نمایش داده شده است. به خاطر کاهش دادن ابعاد مدار و همچنین امکان اجرایی کردن ساختار تغذیه‌ی پیشنهادی بر روی یک مقسم توان، پیشنهادی به شکل مارپیچ در آمده است. در این مقسم توان، یک مارپیچی شکل، بین دهانه‌ی ورودی و هر یک از دهانه‌های خروجی قرار گرفته است تا مقسم توان طراحی شده، به طور همزمان توانایی تقسیم توان و فیلترکردن سیگنال‌های ناخواسته را داشته باشد. همچنین یک مقاومت $100\ \Omega$ اهمی با ابعاد استاندارد $3.2\text{mm} \times 1.6\text{mm}$ برای ایجاد ایزولاسیون مناسب بین دهانه‌های خروجی، به کار گرفته شده است.

ابتدایی و انتهایی تشدیدکننده، هر دو در یک سمت تشدیدکننده و با فاصله‌ی الکتریکی θ_s از یکدیگر قرار می‌گیرند. این کار باعث ایجاد دو مسیر انتشاری P_1 و P_2 بین دهانه‌های ورودی و خروجی خواهد شد که در شکل (۴-ب) نمایش داده شده است. جریان‌های سیگنال عبوری از این دو مسیر، توسط تئوری حذف موج [۱۴]، در قسمت خروجی یکدیگر را خنثی کرده و به همین دلیل صفرهای انتقالی در اطراف فرکانس‌های تشدید تولید می‌شوند. پارامترهای ادیمیتانس این ساختار را می‌توان به صورت جمع پارامترهای ادیمیتانس دو مسیر P_1 و P_2 بین دهانه‌های ورودی و خروجی به دست آورد:

$$Y_{21} = Y_{21}^{P_1} + Y_{21}^{P_2} \quad (8)$$

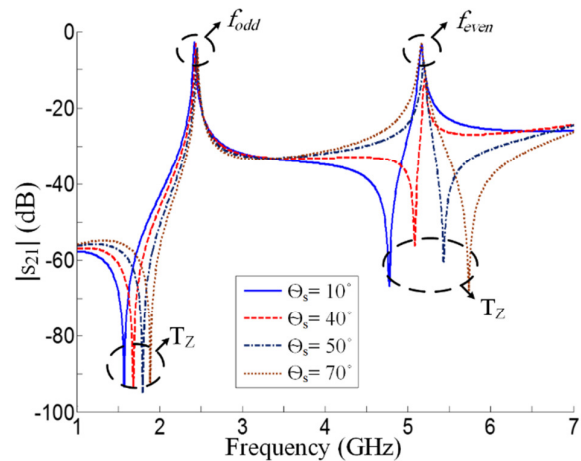
نظر به اینکه در قسمت قبل $\theta_1 + \theta_2 + \theta_3 = 90^\circ$ در نظر گرفته شد، به کمک تبدیلات پارامترهای ABCD به پارامترهای ادیمیتانس بیان شده در [۱]، داریم (برای سادگی در محاسبات $Y_1 = Y_2 = Y_3 = Y_0$ فرض شده است:

$$Y_{21} = jY_0 \frac{1}{\sin(\theta_s)} \quad (9)$$

$$Y_{21}^{P_2} = jY_0 \frac{1}{\sin(360^\circ - \theta_s)} \quad (10)$$

با توجه به آنچه در [۱۶] بیان شده است، صفرهای انتقال همیشه در فرکانس‌هایی رخ می‌دهند که $Y_{21} = 0$ گردد، پس با توجه به روابط (۹) و (۱۰) داریم:

$$Y_{21} = jY_0 \left(\frac{1}{\sin(\theta_s)} + \frac{1}{\sin(360^\circ - \theta_s)} \right) \quad (11)$$



شکل (۵): پاسخ فرکانسی شبیه سازی شده SIR برای روش تغذیه پیشنهادی
شکل (۴-ب)

Fig. (5): simulated frequency response of the SIR for the proposed feeding method of the Fig. (4b)

با حل معادله‌ی فوق رابطه‌ی زیر، برای یافتن صفرهای انتقال به دست می‌آید:

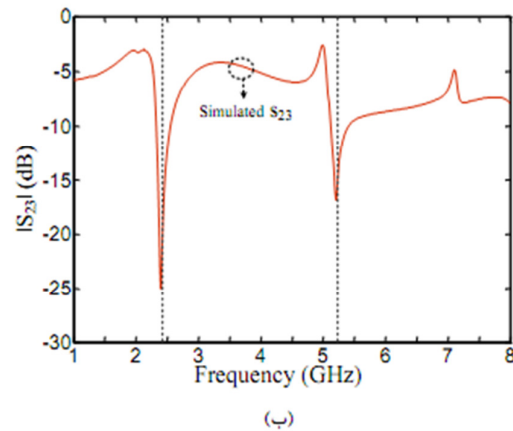
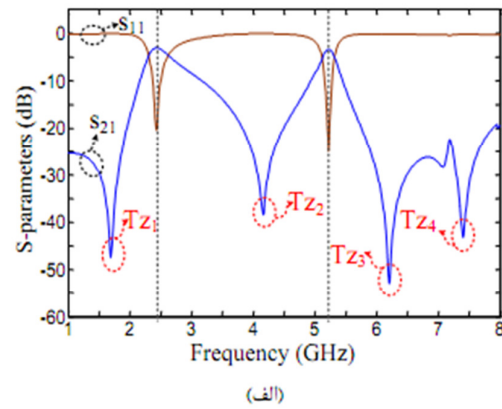
$$\theta_s = (2m + 1) \times 90^\circ \quad m = 0, 1, 2, \dots \quad (12)$$

$L_1=3$ mm, $L_2=4.5$ mm, $L_3=8.9$ mm, $L_4=2.8$ mm, $L_5=5.7$ mm, $L_6=3.8$ mm, $L_7=3.3$ mm, $L_8=2.4$ mm, $W_1=2.4$ mm, $W_2=0.4$ mm, $W_3=1.6$ mm, $W_4=3$ mm, $W_5=0.6$ mm, $W_6=0.5$ mm, $W_7=0.4$ mm, $g_1=0.1$ mm, $g_2=0.15$,mm, $g_3=0.3$ mm, $g_4=1.2$ mm

با توجه به پاسخ فرکانس پارامترهای S نمایش داده شده در شکل (۷-الف)، چهار صفر انتقال T_{z1} , T_{z2} , T_{z3} و T_{z4} در اطراف باندهای عبور قابل مشاهده هستند که ضمن ارتقاء قدرت گزینش‌گری فرکانس مقسم توان فیلتری پیشنهادی، ایزولاسیون خارج از باندهای عبور را نیز بالا می‌برند. دو صفر انتقال اول با استفاده از روش تغذیه‌ی بیان شده در قسمت قبل تولید گردیده و به ترتیب در فرکانس‌های $1/69$ و $4/17$ گیگا هرتز تنظیم شده‌اند. صفر انتقال T_{z3} نیز که با استفاده از همین روش، ولی در فرکانسی بالاتر از فرکانس‌های محدوده پیرامون باندهای عبور تشکیل شده و توسط طول تزویج بین دهانه‌های خروجی و SIRها (L_p)، به فرکانس $6/22$ گیگا هرتز انتقال یافته است. همچنین صفر انتقال T_{z4} به کمک روش تزویج ورودی- خروجی در فرکانس $7/5$ گیگا هرتز تشکیل شده است.

مقسم توان فیلتری پیشنهادی دارای دو باند عبور، به ترتیب با فرکانس‌های مرکزی $2/42$ و $5/21$ گیگا هرتز پهنای باندهای نسبی $5/4$ ٪ و $2/4$ ٪ می‌باشد. همچنین اندازه‌ی تلفات عبوری و تلفات بازگشتی در فرکانس‌های مرکزی به ترتیب برابر 3.32 dB و 20.5 dB برای باند عبور اول و 3.69 dB و 24.9 dB برای باند عبور دوم به دست می‌آید.

شکل (۷-ب) نتایج شبیه‌سازی پارامتر S_{23} مقسم توان پیشنهادی را نشان می‌دهد. مشاهده می‌شود که اندازه پارامتر S_{23} در فرکانس‌های $2/39$ و $5/2$ گیگا هرتز به ترتیب برابر 25 dB و $16/5$ dB می‌باشد که نشان‌دهنده‌ی وجود ایزولاسیون خوبی بین دهانه‌های خروجی است. ابعاد نهایی مقسم توان برابر $11/9 \times 12/3$ میلی‌متر مربع یا $g \times 115 \lambda_g$ گردیده است که g طول موج هدایت در فرکانس مرکزی باند عبور اول است.



شکل (۷): الف- نمودار $|S_{11}|$ و $|S_{21}|$ شبیه‌سازی شده‌ی مقسم توان فیلتری پیشنهادی، ب- نمودار $|S_{23}|$ شبیه‌سازی شده‌ی مقسم توان فیلتری پیشنهادی
Fig. (7): a- Simulated $|S_{11}|$ and $|S_{21}|$ of the proposed filtering power divider, b- simulated $|S_{23}|$ of the proposed filtering power divide

مقسم توان فیلتری پیشنهادی، توسط نرم افزار HFSS_15.0 بر روی زیر لایه‌ی Rogers_RO4003 با ضخامت 0.7874 میلی‌متر، $\epsilon_r=3.55$ و $\tan\delta=0.0027$ شبیه‌سازی گردیده و ابعاد بهینه‌سازی شده‌ی آن به شرح زیر است:

Table (1): Performance comparison of the presented filtering power divider with other filtering power dividers

جدول (۱): مقایسه عملکرد مقسم توان فیلتری ارائه شده در این مقاله با سایر مقسم‌های توان فیلتری

	Operating band	CF (GHz)	IL (dB)	RL (dB)	$ S_{23} $ (dB)	Size(λ_g^2)
Ref.[8]	Single-band	3.75	3.85	> 20	> 17	$0.070 \lambda_g^2$
Ref.[9]	Single-band	2.45	3.7	> 22	-	$0.045 \lambda_g^2$
Ref.[10]	Single-band	2.41	4.2	24	> 16.6	$0.202 \lambda_g^2$
Ref.[11]	Dual-band	1.8/2.96	3.8/3.9	> 10	26/20	$0.202 \lambda_g^2$
Ref.[12]	Dual-band	3.5/5	3.7/3.9	17/15	8/6	$0.094 \lambda_g^2$
Ref.[13]	Dual-band	2.2/2.7	< 3.5	> 17	> 16	$0.147 \lambda_g^2$
This work	Dual-band	2.42/5.21	3.3/3.7	20/24	25/16.5	$0.021 \lambda_g^2$

جدول (۱)، عملکرد مقسم توان فیلتری معرفی شده در این مقاله را با برخی دیگر از طرح‌های ارائه شده در مقالات مقایسه کرده است. این مقایسه نشان می‌دهد که مقسم توان فیلتری پیشنهادی دارای ابعادی بسیار کوچک است و همچنین مشخصات عملکردی خوبی نسبت به سایر مقسم‌های توان طراحی شده در مقالات دیگر دارد.

۵- نتیجه گیری

با استفاده از دو عدد SIR دومی ماریپیچی شکل، یک مقسم توان فیلتری دوباندی، برای کاربرد WLAN در فرکانس‌های مرکزی ۲/۴۲ گیگا هرتز و ۵/۲۱ گیگا هرتز طراحی شد. برای تولید صرفه‌های انتقال مورد نیاز این مقسم توان فیلتری، یک روش جدید برای تغذیه تشدیدکننده‌ها معرفی شد. با استفاده از این روش و همچنین به کمک روش توزیع ورودی- خروجی، چهار صفر انتقال اطراف باندهای عبور تشکیل شد تا ایزولاسیون خارج از باندهای عبور ارتقا یابد. مقسم توان فیلتری طراحی شده، توسط نرم‌افزار HFSS 15.0 شبیه‌سازی شد و پس از مقایسه‌ی نتایج شبیه‌سازی با مقسم‌های توان فیلتری دیگر، مشخص شد که مقسم توان پیشنهادی ضمن ارائه‌ی عملکرد مناسب، ابعاد بسیار کوچکی دارد.

- پی‌نوشت:
- 1-Power divider
 - 2-Port
 - 3-Power amplifiers
 - 4-Balanced mixers
 - 5-Antenna arrays
 - 6-Stub
 - 7-Isolation
 - 8-Frequency selectivity
 - 9-Multi-mode resonator
 - 10- Stepped impedance resonators (SIRs)
 - 11- Stub-loaded trigonal ring resonator (SLTRR)
 - 12- Wave cancelation
 - 13- Composite right-/left-handed(CRLH)
 - 14- Source-load coupling
 - 15- Stub loaded

References

- [1] D.M. Pozar, "Microwave Engineering", 3rd ed., pp. 333-337, New York: Wiley, 2005.
- [2] Y. Wu, Y. Liu, Y. Zhang, J. Gao, H. Zhou, "A dual band unequal Wilkinson power divider without reactive components", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. 57, No. 1, pp. 216-222, Jan. 2009.
- [3] 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.
- [4] F. Khajeh-Khalili, M. A. Honarvar, "Design and simulation of a Wilkinson power divider with high isolation for tri-band operation using PSO algorithm", Journal of Intelligent Procedures in Electrical Technology, Vol. 6, No. 23, pp. 13-20, Dec. 2015. (in Persian).
- [5] F. Khajeh-Khalili, M. A. Honarvar, "A design of triple lines Wilkinson power divider for application in wireless communication systems", Journal of Electromagnetic Waves and Applications, Vol. 30, pp. 2110-2124, Oct. 2016.
- [6] H.W. Deng, Y.J. Zhao, X.S. Zhang, W. Chen, J.K. Wang, "Compact and high selectivity dual-band dual-mode microstrip BPF with single stepped-impedance resonator", Electronics Letters, Vol. 47, No. 5, pp. 326-327, Mar. 2011.
- [7] M. Mirzaei, M.A. Honarvar, "Compact planar quad-band bandpass filter for application in GPS, WLAN, WiMAX and 5G WiFi", Progress In Electromagnetics Research Letters, Vol. 63, pp. 115-121, 2016.
- [8] S. Luo, L. Zhu, S. Sun, "Compact dual-dode triple-band bandpass filters using three pairs of degenerate modes in a ring resonator", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. 59, No. 5, pp. 1222-1229, May. 2011.
- [9] X. Ren, K.Song, B. Hu, Q. Chen, "Compact filtering power divider with good frequency selectivity and wide stopband based on composite right-/left-handed transmission lines", Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 56, No. 9, pp. 2122-2125, Sep. 2014.
- [10] K. Song, X. Ren, F. Chen, Y. Fan, "Compact in-phase power divider integrated filtering response using spiral resonator", IET Microwave Antennas Propagation, Vol. 59, No. 4, pp. 228-234, Mar. 2014.
- [11] K. Song, "Compact filtering power divider with high frequency selectivity and wide stopband using embedded dual-mode resonator", Electronics Letters, Vol. 51, No. 6, pp. 495-497, Mar. 2015.
- [12] Y.C. Li, Q. Xue, X.Y. Zhang, "Single- and dual-band power dividers integrated with bandpass filters", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. 61, No. 1, pp. 69-76, Jan. 2013.
- [13] Q. Li, Y. Zhang, Y. Fan, "Dual-band in-phase filtering power dividers integrated with stub-loaded resonators", IET Microwave Antennas Propagation, Vol. 9, No. 7, pp. 695-699, May. 2015.
- [14] C. Cai, J. Wang, Y. Deng, J.L. Li, "Design of compact dual-mode dual-band filtering power divider with high selectivity", Electronics Letters, Vol. 51, No. 22, pp. 1795-1796, Oct. 2015.
- [15] M. Gholipoor, M. A. Honarvar, "UWB bandpass filters with triple notched band characteristics implemented using wave cancellation technique", Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 58, No. 8, pp. 1875-1879, Aug. 2016.
- [16] H. Liu, B. Ren, X. Guan, P. Wen, Y. Wang, "Quad-band high-temperature superconducting bandpass filter using quadruple-mode square ring loaded resonator", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. 62, No. 12, pp. 2931-2941, Dec. 2014.

