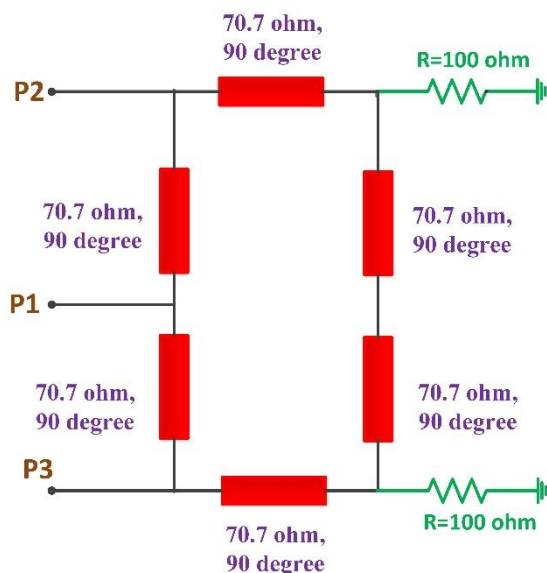


طراحی و ساخت تقسیم کننده توان جیسل کوچک شده با قابلیت حذف هارمونیک بالا با استفاده از فیلتر پایین گذر

سید وهاب الدین مکی و سیده میترا رحمتی نژاد



شکل ۱: تقسیم کننده توان نوعی جیسل.

معایب این نوع از تقسیم کننده های توان به شمار می رود. طراحی و ساخت فیلترهای میکرواستریپ با کارایی بالا در سال های اخیر [۱۱] تا [۱۴]، محققان را بر آن داشت تا با استفاده از این نوع فیلترها، مشکلات فوق در تقسیم کننده های توان جیسل را مرتفع سازند [۱۵] تا [۱۷]. در [۱۸] با استفاده از خطوط امپدانس پله ای، یک تقسیم کننده توان جیسل با اندازه کوچک و قابلیت حذف هارمونیک بالا (۷ هارمونیک) معرفی شد. در [۱۹] با استفاده از خطوط خمیده میکرواستریپ، یک تقسیم کننده توان جیسل در سال ۲۰۱۷ معرفی شد. در این مرجع طراحان بر روی بهبود پهنای باند کاری و کوچک کردن اندازه مدار تمرکز کرده اند. در سال ۲۰۱۸ به منظور حذف هارمونیک های دوم و سوم، یک مقسم توان جیسل با استفاده از خطوط امپدانس پله ای خمیده طراحی و ساخته شده است [۲۰]. اندازه بزرگ این مدار از معایب این طراحی به شمار می رود.

در این مقاله با استفاده از فیلترهای پایین گذر در ساختار تقسیم کننده های توان جیسل، یک تقسیم کننده توان با قابلیت حذف هارمونیک و اندازه بسیار کوچک طراحی و ساخته خواهد شد. در قسمت بعد به چگونگی به کارگیری این فیلترها در ساختار مقسم توان جیسل پرداخته می شود.

۲- مراحل طراحی

تقسیم کننده نوعی جیسل در شکل ۱ نشان داده شده که این طرح از شش خط انتقال میکرواستریپ با امپدانس 70.7Ω اهم و فاز 90° درجه تشکیل گردیده است. دو مقاومت 100Ω اهم نیز به منظور ایجاد ایزولاسیون به کار گرفته شده است [۷]. به منظور طراحی تقسیم کننده توان جیسل با قابلیت حذف هارمونیک و ابعاد کوچک، شش فیلتر

چکیده: در این مقاله با استفاده از جایگذاری فیلتر پایین گذر در ساختار تقسیم کننده توان جیسل، یک تقسیم کننده توان با قابلیت حذف تا ۹ هارمونیک در فرکانس کاری ۹۳۰ مگاهرتز، طراحی، تحلیل و ساخته شده است. به منظور ارائه تحلیل گام به گام، ابتدا رزوناتور اولیه فیلتر پایین گذر مورد بررسی قرار گرفته و مکان اولین صفر انتقال آن محاسبه شده است. سپس با استفاده از تضعیفگرهای مستطیلی، پهنای باند قطع آن افزایش یافته است. پس از جایگذاری فیلتر طراحی شده در الگوی پیشنهادی جیسل، مدار نهایی ساخته شده و نتایج آن استخراج گردیده است. نتایج ساخت نشان می دهد که این مدار نسبت به مقسم توان نوعی جیسل دارای 99% کوچک سازی می باشد. به علاوه در فرکانس کاری، میزان تلفات بازگشتی دهانه ۱، دهانه ۲، ایزولاسیون و تلفات عبوری به ترتیب برابر 16.5 ، 17 ، 36 و 31.6 دسی بل می باشند.

کلیدواژه: تقسیم کننده توان، تقسیم کننده توان جیسل، تقسیم کننده توان ویلکینسون، فیلتر پایین گذر، فیلتر مایکروویو.

۱- مقدمه

در دهه های اخیر، تقسیم کننده های توان به طور گسترده در سیستم های مخابراتی و الکترونیکی، مانند آنتن های آرایه ای، تقویت کننده های قدرت و میکسرها مورد استفاده قرار گرفته اند [۱] و [۲]. وظایف اصلی این مدارات غیر فعال، تقسیم یا ترکیب سیگنال ها در فرکانس های رادیویی می باشد [۳]. در این میان، تقسیم کننده های توان جیسل و ویلکینسون، مشهورترین تقسیم کننده های توان می باشند. مزیت عمده تقسیم کننده های توان ویلکینسون، ابعاد کوچک آنها و پدید آوردن ایزولاسیون بالا بین دهانه های ورودی و خروجی می باشد [۴] تا [۶]. تقسیم کننده های جیسل، کاربردهای بیشتری در کاربردهای توان بالا در هر دو حالت تک بانده و دوبانده را دارا هستند [۷] تا [۹]. این ویژگی کارآمد به دلیل تعبیه مقاومت های ایزولاسیون در خارج از مدار که قابلیت خنک سازی را فراهم می کند می باشد [۱۰]. در [۸] با استفاده از استاب های کوتاه و استاب های انتهایی، تقسیم کننده توان جیسل دوبانده طراحی شده و به طور مشابه در [۹]، یک مقسم توان دوبانده با ایزولاسیون بالا و با استفاده از خطوط کوپل طراحی گردیده است.

اگرچه تقسیم کننده توان جیسل عادی [۷] دارای ویژگی های بارز متعددی همچون کار در چند باند فرکانسی و همین طور قابلیت استفاده در توان های بالا بوده است، ابعاد بزرگ و عدم حذف هارمونیک به عنوان

این مقاله در تاریخ ۸ اردیبهشت ماه ۱۳۹۸ دریافت و در تاریخ ۵ آذر ماه ۱۳۹۸ بازنگری شد.

سید وهاب الدین مکی (نویسنده مسئول)، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه رازی، کرمانشاه، ایران، (email: v.makki@razit.ac.ir).
سیده میترا رحمتی نژاد، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه رازی، کرمانشاه، ایران، (email: s.m.rahmati@razi.ac.ir).

Archive of SID

جدول ۱: مقادیر سلف و خازن‌های مدار معادل رزوناتور ۱.

سلف	L_1	L_2	L_3	L_4	L_5	L_6
مقادیر	۲,۵۴	۶,۲۲	۶,۵۹	۰,۱۱	۰,۱۲	۰,۱۵
خازن	C_1	C_2	C_3	C_4	C_5	C_6
مقادیر	۰,۲۶	۰,۳۳	۰,۲۲	۰,۱۸	۰,۲۷	۰,۲۱

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left\{ \left(1 + 12 \frac{w}{h}\right)^{-0.5} + 0.7 \cdot 4 \left(1 - \frac{w}{h}\right)^2 \right\}, \quad (1)$$

$$\frac{w}{h} \leq 1$$

$$Z_c = \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln \left(\frac{\lambda h}{W} + 0.25 \frac{W}{h} \right), \quad \frac{w}{h} \leq 1 \quad (2)$$

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{w}{h}\right)^{-0.5}, \quad \frac{w}{h} \geq 1 \quad (3)$$

$$Z_c = \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \left\{ \frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W}{h} + 1.344 \right) \right\}^{-1}, \quad \frac{w}{h} \geq 1 \quad (4)$$

در این روابط، h و ϵ_r به ترتیب ضخامت و ضریب گذردهی زیرلایه می‌باشند، w عرض خط امپدانس تطبیق و η امپدانس فضای آزاد و برابر 120π است. با کمک این روابط عرض خط امپدانس تطبیق محاسبه می‌شود که مقدار آن $w_1 = 1.87 \text{ mm}$ می‌باشد.

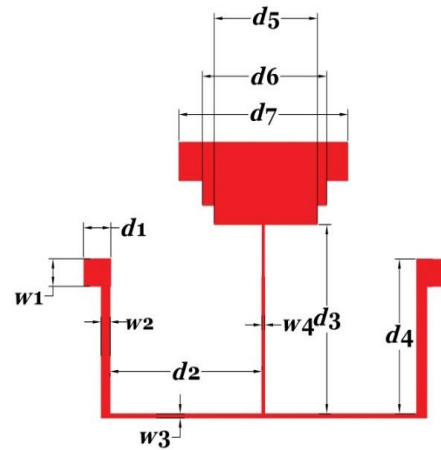
به منظور ارائه یک روش تحلیلی، مدار معادل سلفی-خازنی رزوناتور اولیه در شکل ۲-ب پیشنهاد و مقادیر المان‌های مربوط محاسبه شده است به طوری که هر خط میکرواستریپ با یک سلف و دو خازن کناری معادل گردیده است (مدل خط انتقال). مقادیر سلف و خازن نیز که در جدول ۱ ارائه شده با استفاده از (۵) و (۶) محاسبه می‌شوند. در این روابط، Z_c امپدانس خط و λ_g طول موج هدایت در فرکانس قطع هستند [۳]

$$L_s = \frac{1}{\omega} \times Z_c \times \sin \frac{\pi \times l}{\lambda_g} \quad (5)$$

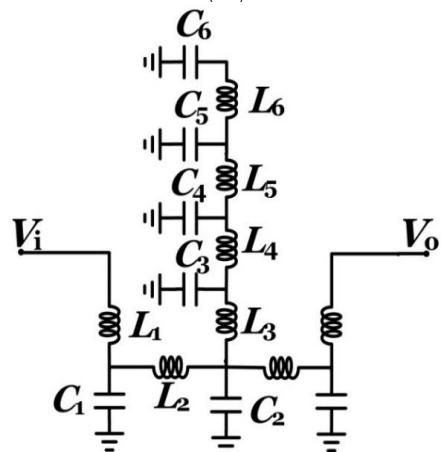
$$C_s = \frac{1}{\omega} \times \frac{1}{Z_c} \times \tan \frac{\pi \times l}{\lambda_g} \quad (6)$$

در این مدار معادل، سلف‌های L_1 و L_2 و خازن‌های C_1 و C_2 به ترتیب به سلف‌ها و خازن‌های خط انتقال اصلی U شکل اشاره دارند. سلف L_3 مربوط به خط امپدانس بالای w_2 می‌باشد. به علاوه، خازن C_3 مجموع قسمتی از خازن خط w_2 و خط امپدانس پایین d_5 می‌باشد. سلف‌های L_4 تا L_6 و خازن‌های C_4 تا C_6 ، مربوط به خطوط امپدانس پایین با عرض d_5 ، d_6 و d_7 می‌باشند. خاطر نشان می‌شود خازن C_5 ، مجموع قسمتی از خازن خط d_6 با خازن انتهایی است.

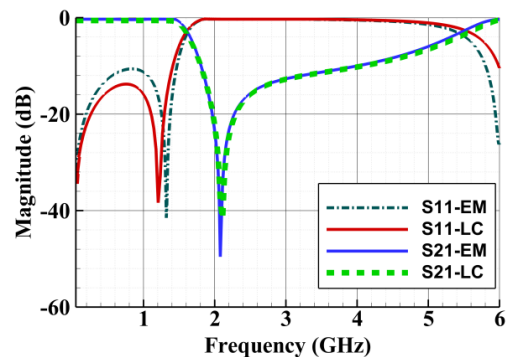
شکل ۲-ج نشان می‌دهد که رزوناتور طراحی شده قادر به تولید یک صفر انتقال قوی در فرکانس 2.05 گیگاهرتز می‌باشد. مکان این صفر انتقال با استفاده از تابع تبدیل مدار شکل ۲-ب در (۷) محاسبه می‌شود. محاسبه مکان اولین صفر انتقال و پارامترهای دخیل در آن، این امکان را فراهم می‌سازد که فرکانس صفر انتقال و متعاقباً فرکانس قطع فیلتر در فرکانس دلخواه تنظیم شود. به عنوان مثال (۷) نشان می‌دهد که تغییر کدام سلف و خازن و طول خط مربوط به آن، تأثیر بیشتری در فرکانس اولین صفر انتقال تولید شده دارد



(الف)



(ب)



(ج)

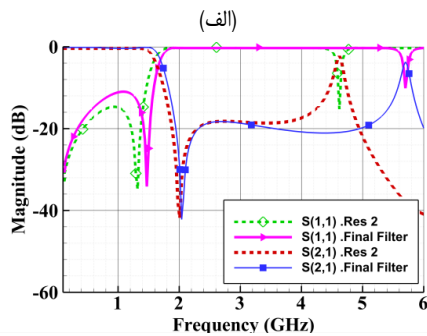
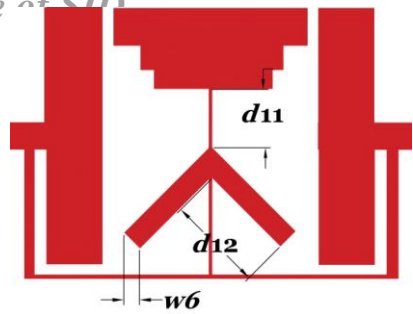
شکل ۲: (الف) ساختار رزوناتور ۱، (ب) مدار معادل سلفی خازنی رزوناتور ۱ و (ج) مقایسه پاسخ فرکانسی مدار سلفی-خازنی و پاسخ الکترومغناطیسی.

پایین‌گذر با این خطوط جایگزین می‌شود. بنابراین فیلتر پایین‌گذر برای به کارگیری در ساختار تقسیم‌کننده توان جیسل طراحی می‌گردد.

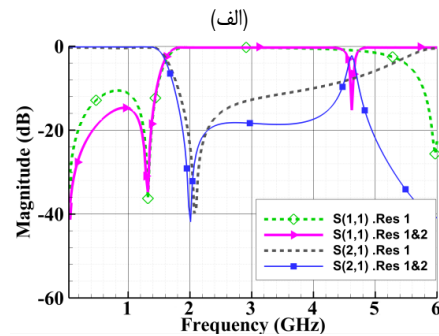
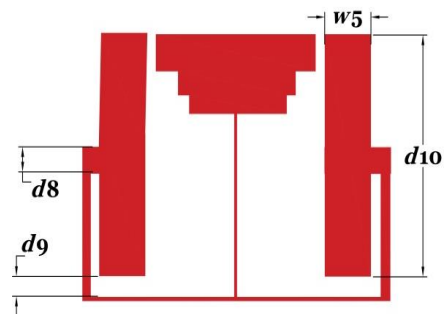
۳- مراحل طراحی فیلتر پایین‌گذر

۳-۱ رزوناتور ۱

رزوناتور اولیه پیشنهادی (رزوناتور ۱) برای طراحی فیلتر پایین‌گذر در شکل ۲-الف مشاهده می‌شود که به صورت خط انتقال U شکل و رزوناتورهای مستطیلی امپدانس پله‌ای است که روی خطوط میکرواستریپ امپدانس بالا قرار گرفته است. دو استاب مستطیلی نیز به منظور دستیابی به تطبیق ۵۰ اهم (d_1) متصل شده است. روابط (۱) تا (۴)، روابط مربوط به محاسبه عرض امپدانس تطبیق می‌باشد [۳]



(الف)



(ب)

شکل ۴: (الف) رزوناتور ۲ اصلاح‌شده و (ب) مقایسه پاسخ فرکانسی رزوناتور ۱ و ۲ اصلاح‌شده.

شکل ۳: (الف) رزوناتور ۲ و (ب) مقایسه پاسخ فرکانسی رزوناتور ۱ و ۲.

پاسخ فرکانسی فیلتر نهایی نشان‌دهنده این است که قطب انتقال مزاحم به فرکانس‌های بالاتر منتقل شده و فیلتر نهایی دارای فرکانس قطع این فیلتر ۱٫۶ گیگاهرتز می‌باشد. متعاقباً باند قطع فیلتر نهایی تا فرکانس ۵٫۷۲ گیگاهرتز توسعه یافته است. همچنین تلفات بازگشتی فیلتر و تلفات عبوری فیلتر در باند قطع به ترتیب ۲۰- و ۰٫۴- دسی‌بل می‌باشند که مقادیر قابل قبولی به حساب می‌آید. ابعاد فیلتر طراحی شده به منظور به کارگیری در ساختار تقسیم‌کننده توان برابر $۱۳/۸۷ \times ۱۰/۰۴$ میلی‌متر مربع می‌باشد که برابر با اندازه الکتریکی $۰/۸۷ \times ۰/۱۲ \lambda_g^2$ است (λ_g برابر طول موج هدایت در فرکانس قطع فیلتر می‌باشد). در گام آخر خواهیم دید که چگونه این باند قطع وسیع، موجب حذف هارمونیک در ساختار تقسیم‌کننده توان پیشنهادی خواهد شد.

نمودار توزیع جریان سطحی فیلتر نهایی در فرکانس قطع فیلتر و باند قطع فیلتر به ترتیب در شکل‌های ۵-الف و ۵-ب نمایش داده شده است. همان‌طور که انتظار می‌رفت در شکل ۵-الف چگالی جریان بیشتری بر روی رزوناتور مرکزی فیلتر قرار دارد. دلیل این است که اولین صفر انتقال توسط این رزوناتور تولید می‌شود. این چگالی در باند قطع فیلتر (شکل ۵-ب) بر روی رزوناتورهای تضعیفگر منتقل شده است.

ابعاد فیلتر به شرح زیر است (تمامی ابعاد بر حسب میلی‌متر می‌باشند):

$$w_1 = 1.87, w_2 = 0.37, w_3 = 0.15, w_4 = 0.13, \\ w_5 = 2, w_6 = 0.56, d_1 = 2.1, d_2 = 6.46, d_3 = 6.88, \\ d_4 = 5.6, d_5 = 4.4, d_6 = 5.3, d_7 = 6.7, d_8 = 1.87, \\ d_9 = 0.33, d_{10} = 9.3, d_{11} = 2, d_{12} = 3.73$$

۴- طراحی تقسیم‌کننده توان جیسل

شکل مدار مرسوم و متداول جیسل در شکل ۱ مشاهده شد. همچنین بیان گردید که طراحی تقسیم‌کننده توان جیسل کوچک‌شده با استفاده از فیلتر پایین‌گذر، نیازمند طراحی و جایگذاری فیلتر پایین‌گذر با مشخصات مطلوب، به جای خط انتقال ۹۰ درجه با امپدانس مشخصه ۷۰٫۷ اهم موجود در مدار عادی جیسل است. این کار به دلیل افزایش پهنای باند و

$$f_{TZ} = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sqrt{\frac{1}{\sqrt{A^2 - B} + A}} \quad (7) \\ A = (L_r(C_r + C_f + C_o + C_e) + L_o(C_o + C_e)) \\ B = 4L_r L_o (C_r + C_f)(C_o + C_e)$$

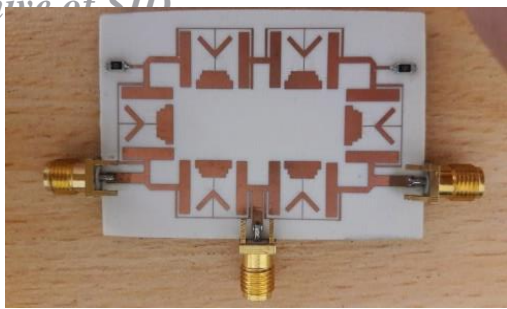
به علاوه، شکل ۲-ج تطابق خوبی بین پاسخ الکترومغناطیسی و پاسخ مدار معادل پیشنهادی نشان می‌دهد که بیانگر صحت مدار پیشنهادی و درستی محاسبه مقادیر سلف و خازن می‌باشد. همچنین مشهود است که رزوناتور اولیه فاقد باند قطع مناسب است و از این رو در گام بعدی به پیشنهاد رزوناتورهای تضعیفگر برای توسعه باند قطع پرداخته می‌شود.

۳-۲ رزوناتور

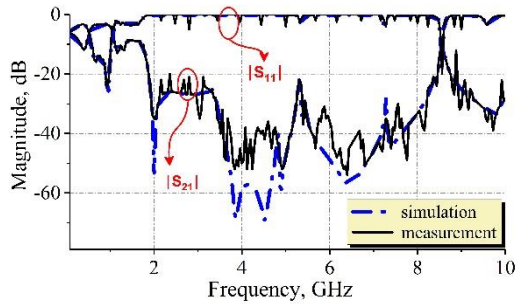
همان‌طور که در پاسخ فرکانسی شکل ۲-ج دیده می‌شود پاسخ فرکانسی رزوناتور اولیه دارای مسایلی می‌باشد که از جمله می‌توان به کم‌بودن تیزی در ناحیه باند گذار و کم‌بودن پهنای باند قطع اشاره کرد. از این رو در این مرحله، از رزوناتورهای مستطیلی برای مرتفع کردن این دو مشکل استفاده می‌شود. شکل ۳-الف، پیکربندی مدار پس از اضافه کردن این رزوناتورها را نشان می‌دهد که آن را رزوناتور ۲ می‌نامیم. واضح است که رزوناتورهای مستطیلی به صورت متقارن در مدار قرار گرفته‌اند. شکل ۳-ب نیز مقایسه‌ای بین پاسخ فرکانسی مدار در این مرحله و مرحله قبل را نشان می‌دهد و بیانگر این است که رزوناتور ۲ توانسته باند قطع فیلتر را تا فرکانس ۴٫۲۲ گیگاهرتز گسترش دهد (بر اساس سطح تضعیف ۲۰ دسی‌بل). علی‌رغم این موفقیت، وجود یک قطب انتقال قوی در فرکانس ۴٫۶۷ گیگاهرتز، همچنان یک نکته منفی تلقی می‌شود و بنابراین در مرحله آخر، با اضافه کردن دو خط میکرواستریپ مورب، سعی بر تضعیف یا جابه‌جایی این قطب انتقال داریم.

۳-۳ ساختار فیلتر پیشنهادی

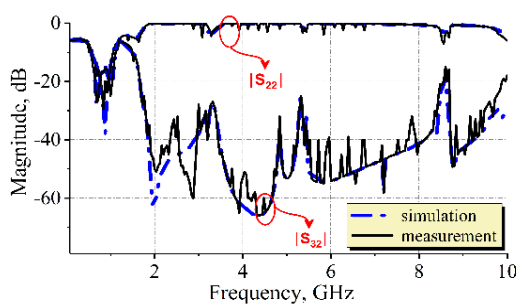
شکل ۴-الف ساختار فیلتر نهایی و چگونگی قرارگیری خطوط مورب را نشان می‌دهد و مقایسه پاسخ فیلتر نهایی و مقایسه پاسخ فرکانسی رزوناتور ۱ و ۲ اصلاح‌شده نیز در شکل ۴-ب نشان داده شده است.



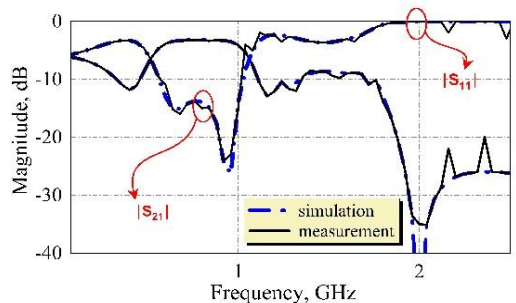
(الف)



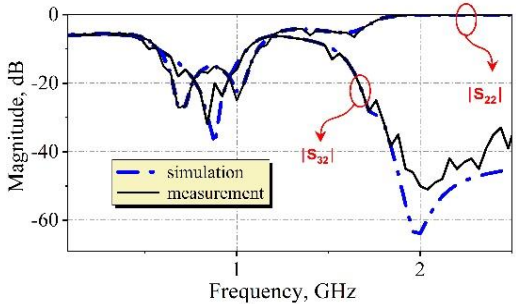
(ب)



(ج)



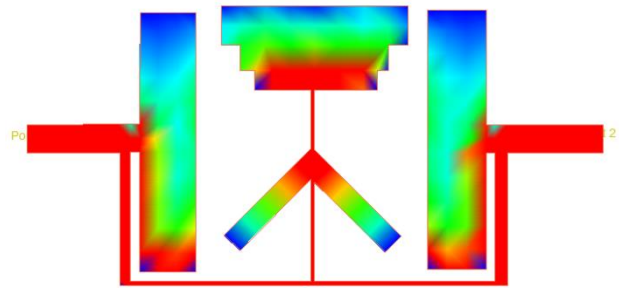
(د)



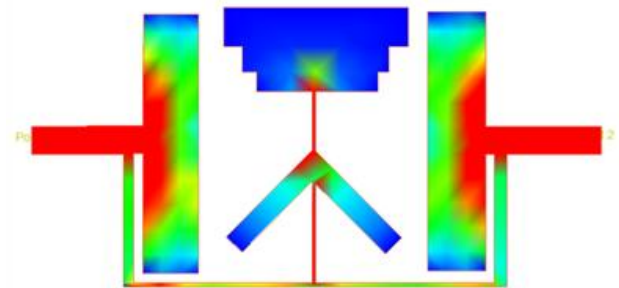
(ه)

شکل ۷: (الف) مدار ساخته شده، (ب) نتایج شبیه سازی و اندازه گیری شده $|S_{11}|$ و $|S_{21}|$ ، (ج) نتایج شبیه سازی و اندازه گیری شده $|S_{22}|$ و $|S_{32}|$ ، (د) نتایج شبیه سازی و اندازه گیری شده $|S_{11}|$ و $|S_{21}|$ تا ۲٫۵ گیگاهرتز و (ه) نتایج شبیه سازی و اندازه گیری شده $|S_{22}|$ و $|S_{32}|$ تا ۲٫۵ گیگاهرتز.

صحت نتایج نرم‌افزاری، مدار بر روی زیرلایه مذکور ساخته و سپس نتایج آن اندازه‌گیری و استخراج شده است. شکل ۷- الف تصویر مدار

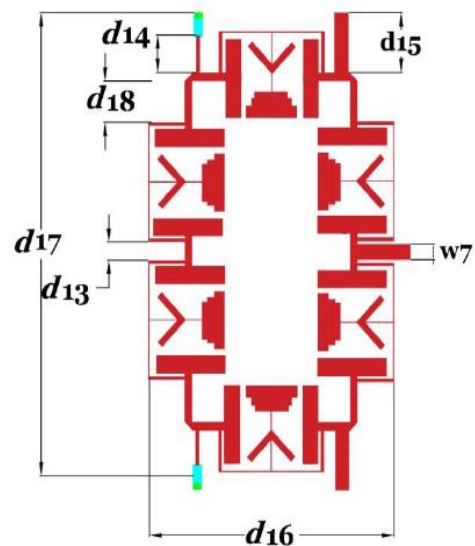


(الف)



(ب)

شکل ۵: (الف) توزیع جریان سطحی در فرکانس قطع فیلتر (۱٫۶ گیگاهرتز) و (ب) توزیع جریان سطحی در باند قطع فیلتر (۴ گیگاهرتز).



شکل ۶: ساختار تقسیم‌کننده توان نهایی.

یا حذف هارمونیک مورد استفاده قرار می‌گیرد. بنابراین در گام آخر خطوط ۷۰/۷ اهم را با فیلتر پایین‌گذر طراحی شده جایگزین می‌کنیم. مطابق الگوی تقسیم‌کننده توان عادی جیسل، دو مقاومت ۱۰۰ اهم نیز به منظور ایجاد ایزولاسیون بین دهانه‌های خروجی در نظر گرفته شده است (شکل ۶).

ابعاد مقسم توان نهایی در شکل ۶ به شرح زیر است (تمامی ابعاد بر حسب میلی‌متر می‌باشند):

$$w_7 = 1,87, \quad d_{13} = 2,12, \quad d_{14} = 4,42, \quad d_{15} = 7, \\ d_{16} = 29,2, \quad d_{17} = 51,1, \quad d_{18} = 5,8$$

۵- ساخت و اندازه‌گیری

مدار پیشنهادی بر روی زیرلایه Rogers_۴۰۰۳ با ضریب گذردهی ۳/۳۸، ضخامت ۰/۷۶۲ میلی‌متر و تلفات تانژانت ۰/۰۰۲۷ شبیه‌سازی و ساخته شده است. پس از شبیه‌سازی و آنالیز با نرم‌افزار ADS، برای تأیید

جدول ۲: مقایسه طرح پیشنهادی و مقالات چاپ‌شده.

پهنای باند (%)	اندازه λ_g (درصد کوچک‌سازی)	حذف هارمونیک m ام								
		۳ rd	۳ rd	۴ th	۵ th	۶ th	۷ th	۸ th	۹ th	
جیسل نوعی در فرکانس ۹۳۰ مگاهرتز	۳۴٪	-	-	-	-	-	-	-	-	-
[۱۵]	۱۱٪	1.08×0.1	۳۰	۲۵	۴۰	-	-	-	-	-
[۱۶]	۲۴٪	0.32×0.29 ۱۰٪	۴۶	۳۵	۴۱	۴۱	۳۴	-	-	-
[۱۷]	۹٫۵٪	0.14×0.26 ۵۸٪	۲۸٫۲	۲۵٫۳	۴۴٫۹	۴۸	۷۸	۴۵	۳۵	-
[۱۸]	۳۷٪	0.19×0.148 ۷۷٫۳٪	۱۷	۲۸	۴۷	۵۷	۳۵	۲۰	-	-
[۱۹]	۵۵٪	0.27×0.25 ۴۶٪	۱۶	۲۵	۱۷	۱۹	-	-	-	-
[۲۰]	۳۰٪	۲۹٪	۲۵	۳۵	-	-	-	-	-	-
مدار پیشنهادی	۳۴٫۸٪	0.15×0.226 ۷۹٪	۱۴	۲۶	۲۶	۴۱٫۲	۳۹	۲۳	۵۲	۴۱٫۳

مراجع

- [1] A. R. Moznebi and K. Afrooz, "Substrate integrated waveguide (SIW) filtering power divider/combiner with high selectivity," *Wireless Personal Communications*, vol. 97, no. 1, pp. 1117-1127, May 2017.
- [2] K. H. Yusof, N. Seman, and M. H. Jamaluddin, "Design of U-shaped in-phase power divider employing ground-slotted technique for wideband applications," *Wireless Personal Communications*, vol. 81, no. 1, pp. 359-371, Nov. 2015.
- [3] J. S. G. Hong and M. J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, John Wiley & Sons, 2004.
- [4] N. Nagai, E. Maekawa, and K. Ono, "New N-way hybrid power dividers," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 25, no. 12, pp. 1008-1012, Dec. 1977.
- [5] K. Song, S. Hu, F. Zhang, Y. Zhu, and Y. Fan, "Compact dual-band filtering-response power divider with high in-band frequency selectivity," *Microelectronics J.*, vol. 69, no. 11, pp. 73-76, Nov. 2017.
- [6] C. Shao, Y. Li, and J. X. Chen, "Compact dual-band microstrip filtering power divider using T-junction structure and quarter-wavelength SIR," *Electronics Letters*, vol. 53, no. 6, pp. 434-436, Mar. 2017.
- [7] U. H. Gysel, "A new N-way power divider/combiner suitable for high-power applications," in *Proc. IEEE-MTT-S Int. Microwave Symp.*, pp. 116-118, Palo Alto, CA, USA, 12-14 May 1975.
- [8] Z. Sun, L. Zhang, Y. Liu, and X. Tong, "Modified Gysel power divider for dual-band applications," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 21, no. 1, pp. 16-18, Jan. 2011.
- [9] M. J. Park, "Coupled line Gysel power divider for dual-band operation," *Electronics Letters*, vol. 47, no. 10, pp. 599-601, May 2011.
- [10] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, Wiley, 2012.
- [11] S. M. H. Mousavi, S. V. A. D. Makki, H. Siahkamari, S. Alirezadee, and M. Ahmadi, "Performance improvement of microstrip LPF based on transfer function analysis," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 26, no. 5, pp. 322-324, May 2016.
- [12] L. Kumar and M. S. Parihar, "A wide stopband low-pass filter with high roll-off using stepped impedance resonators," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 28, no. 5, pp. 404-406, Apr. 2018.
- [13] S. M. H. Mousavi, S. V. A. D. Makki, S. Raziani, H. Siahkamari, and S. A. Malakooti, "Vertical response microstrip lowpass filter using stepped impedance lines and radial resonators," *Wireless Personal Communications*, vol. 97, no. 1, pp. 633-645, May 2017.

ساخته‌شده را نشان می‌دهد. نتایج حاصل از شبیه‌سازی و ساخت و همچنین مقایسه آنها بر روی یک نمودار در شکل ۷-ب، ۷-ج، ۷-د و ۷-ه نشان داده شده است. فرکانس کاری تقسیم‌کننده توان ۹۳۰ مگاهرتز می‌باشد که دارای پهنای باند ۳۴٫۸٪ است. دیده می‌شود که در فرکانس اصلی میزان تلفات بازگشتی دهانه ۱، دهانه ۲، ایزولاسیون و تلفات عبوری به ترتیب برابر با ۱٫۶۵، ۱۷، ۳۶ و ۳٫۱۴ دسی‌بل می‌باشند. ضمناً اندازه فیزیکی مدار 51.1×29.2 میلی‌متر مربع است که معادل اندازه الکتریکی $0.226 \times 0.15 \lambda_g$ می‌باشد (λ_g طول موج هدایت در فرکانس کاری است). اندازه به دست آمده ۲۱٪ اندازه یک تقسیم‌کننده توان جیسل نوعی در فرکانس مربوط می‌باشد. این میزان کوچک‌سازی بر اساس مقایسه یک تقسیم‌کننده توان جیسل نوعی در این فرکانس کاری و تقسیم‌کننده توان پیشنهاد شده است. با در نظر گرفتن خطوط با امپدانس مشخصه ۷۰/۷ اهم (شکل ۶) و اندازه دهانه‌ها، اندازه تقسیم‌کننده توان نوعی جیسل ۶۸۴۰ میلی‌متر مربع می‌باشد. این اندازه به ۱۴۹۲ میلی‌متر مربع در این طرح کاهش یافته است (کاهش تقریباً ۷۹٪). جدول ۲ نتایج اندازه‌گیری به دست آمده در این مقاله را با مقالات اخیر مقایسه می‌کند. تقسیم‌کننده توان پیشنهادی در مقایسه با مراجع ارائه‌شده در جدول ۲ عملکرد بسیار بهتری دارد. به عنوان مثال، [۱۶] تا [۲۰] توانایی حذف تا هشتمین هارمونیک را دارند، که در طرح پیشنهادی هارمونیک نهم نیز حذف گردیده است. علاوه بر این، اندازه مدار پیشنهادی در مقایسه با این مراجع، بسیار کوچک‌تر می‌باشد.

۶- نتیجه‌گیری

در این مقاله یک مقسم توان جیسل با استفاده از جایگذاری شش فیلتر پایین‌گذر مشابه در الگوی تقسیم‌کننده توان عادی جیسل پیشنهاد و ساخته شده است. از ویژگی‌های بارز این مدار می‌توان به قابلیت حذف تا ۹ هارمونیک و کوچک‌سازی تا ۷۹٪ اشاره کرد. این مقسم توان با ارائه مشخصات مطلوب، قابل کاربرد در سیستم‌های مخابراتی می‌باشد.

Archive of SID

سید وهاب‌الدین مکی تحصیلات خود را در مقاطع کارشناسی، کارشناسی ارشد و دکتری برق مخابرات گرایش میدان به ترتیب در سال‌های ۱۳۶۹، ۱۳۷۳ و ۱۳۸۷ از دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی به پایان رسانده است و از سال ۱۳۷۳ تاکنون استادیار دانشکده برق و کامپیوتر دانشگاه رازی می‌باشد. همچنین در سال‌های ۱۳۶۹ الی ۱۳۷۲ مدرس مرکز آموزش شرکت‌های مخابرات کرمانشاه و تهران بوده است همچنین در سال‌های ۱۳۸۰ الی ۱۳۸۶ در مرکز تحقیقات اداره کل فرستنده‌های رادیویی معاونت بهره‌برداری صدا و سیما به عنوان کارشناس فنی و در سال‌های ۱۳۸۶ الی ۱۳۸۸ به عنوان مدیر کل فناوری اطلاعات استانداری کرمانشاه مشغول به کار بوده است. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارتند از: آنتن، مدارات فعال و غیر فعال مایکروویو و شبیه‌سازی کامپیوتری و کاربردهای آن.

سیده میترا رحمتی‌نژاد تحصیلات خود را در مقاطع کارشناسی و کارشناسی ارشد برق الکترونیک در سال‌های ۱۳۹۳ و ۱۳۹۵ از دانشگاه رازی به پایان رسانده است. نام‌برده از سال ۱۳۹۶ به عنوان مدرس فعالیت داشته و دروس آزمایشگاه سیستم‌های دیجیتال ۱ و آزمایشگاه سیستم‌های دیجیتال ۲ را در دانشگاه رازی تدریس نموده است. از طرف دیگر همین دروس به اضافه دروس سیگنال‌ها و سیستم‌ها و فیزیک الکترونیک را در دانشگاه صنعتی کرمانشاه تدریس می‌نماید. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارتند از: آنتن، فیلترهای میکرواستریپ، مدارت دیجیتال و برنامه‌نویسی به زبان‌های توصیف سخت افزار و شبکه‌های عصبی.

- [14] L. Kumar and M. S. Parihar, "Compact hexagonal shape elliptical low pass filter with wide stop band," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 26, no. 12, pp. 978-980, Nov. 2016.
- [15] Y. Wu, W. Zhang, Y. Liu, and W. Chen, "A novel harmonics-suppression coupled-line gysel power divider for complex terminated impedances," *Electromagnetics*, vol. 34, no. 8, pp. 633-658, Oct. 2014.
- [16] S. A. Malakooti, H. Siahkamari, and B. Afzali, "A novel compact Gysel power divider with harmonic suppression," in *Proc. 22nd Iranian Conf. on Electrical Engineering, ICEE'14*, pp. 1678-1683, Tehran, Iran, 20-22 May 2014.
- [17] G. Karimi, H. Siahkamari, and F. Khamin-Hamedani, "A novel miniaturized Gysel power divider using lowpass filter with harmonic suppression," *AEU-International J. of Electronics and Communications*, vol. 69, no. 5, pp. 856-860, May 2015.
- [18] H. Siahkamari, S. V. Makki, and S. A. Malakooti, "Using microstrip LPF in Gysel power divider for extreme size reduction and higher order harmonic suppression," *Frequenz*, vol. 69, no. 7-8, pp. 323-328, Apr. 2015.
- [19] H. Shahi and H. Shamsi, "Compact wideband Gysel power dividers with harmonic suppression and arbitrary power division ratios," *AEU-International J. of Electronics and Communications*, vol. 79, no. 9, pp. 16-25, Sept. 2017.
- [20] E. Moradi, A. R. Moznebi, K. Afrooz, and M. Movahhedi, "Gysel power divider with efficient second and third harmonic suppression using one resistor," *AEU-International J. of Electronics and Communications*, vol. 89, no. 5, pp. 116-122, May 2018.