

تحلیل طراحی و ساخت تقسیم کننده توان ویلکینسون نامتعادل با امپدانس دهانه‌های برابر و پاسخ فیلتری توسط خطوط انتقال تزویج شده متامتریالی

سیده یلدا ترابی^۱، غلامرضا داداشزاده^{۲*}

۱- دانشجوی دکتری ۲- دانشیار، دانشکده مهندسی برق و الکترونیک، دانشگاه شاهد، تهران، ایران

(دریافت: ۹۷/۱۰/۱۷، پذیرش: ۹۷/۱۲/۱۱)

چکیده: در این مقاله تقسیم کننده توان ویلکینسون نامتعادل با ابعاد کوچک و امپدانس دهانه‌های برابر ارائه می‌شود. ساختار پیشنهادی با استفاده از دو فیلتر خط تزویج شده متامتریالی به جای استفاده از دو مبدل امپدانس ربع موج در تقسیم کننده توان‌های ویلکینسون معمولی، طراحی شده است که می‌تواند علاوه بر امکان تقسیم نابرابر توان، از پاسخ فیلتری با قابلیت فرکانس‌گزینی دلخواه نیز برخوردار باشد. استفاده از خطوط تزویج شده متامتریالی و عدم استفاده از هیچ مبدل ربع موجی در پایانه‌های ورودی و خروجی به دلیل برابری امپدانس پایانه‌های ساختار، منجر به کاهش چشمگیر ابعاد تقسیم کننده پیشنهادی به میزان بیشتر از ۶۵٪ در قیاس با ابعاد نوع عادی مشابه خود شده است. تقسیم کننده توان پیشنهادی برای کار در فرکانس $GHZ32/1$ در نرم افزار HFSS و ADS طراحی و شبیه سازی شده است و جهت تأیید نتایج به دست آمده، یک نمونه عملی از آن در آزمایشگاه ساخته و آزموده شده است. مطابقت خوبی بین نتایج حاصل از شبیه سازی و ساخت حاصل شده است که بیانگر مطلوب بودن ساختار پیشنهادی و مناسب بودن روش طراحی است.

کلیدواژه‌ها: تقسیم کننده ویلکینسون، نابرابر، پاسخ فیلتری، خطوط تزویج شده، متامتریال

۱- مقدمه

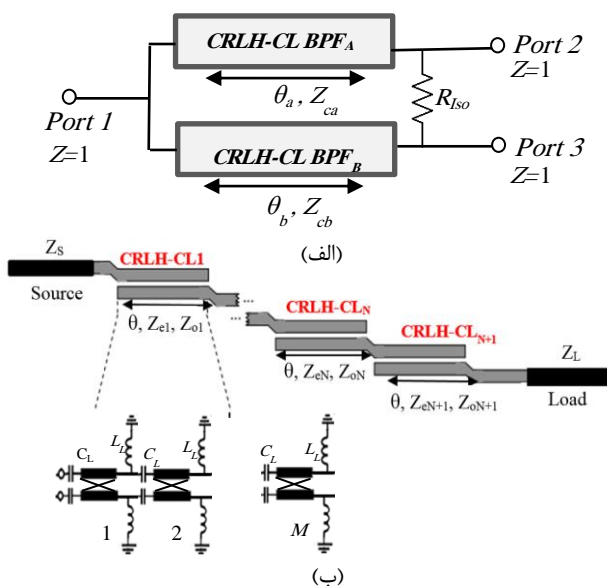
الکترومغناطیسی [۵]، خطوط ریزنوار با شیارهای جانبی با عمق مناسب در کنار ریزنوار [۶] یا خطوط ریزنوار تزویج شده [۷] اشاره نمود. با استفاده از این روش‌ها اگرچه پهنای مناسب خط ریزنوار به ازای یک امپدانس مشخصه تا حدود خاصی افزایش می‌یابد، ولی همچنان برای نسبت تقسیم توان‌های بیشتر از ۱۰ مشکل ساخت وجود دارد و این روش‌ها نیز پاسخگو نیست. اخیراً نویسندگان در مرجع [۸]، روش جدیدی مبتنی بر خطوط تزویج شده متامتریال معرفی کردند که در آن با بارگذاری خطوط ریزنوار تزویج شده معمولی با المان‌های فشرده سلفی و خازنی، امکان تحقق عملی نسبت تقسیم توان بالا تا حد نسبت تقسیم ۱:۱۵ بدون هیچ گونه مشکلی در پیاده سازی عملی به سهولت فراهم می‌شود. در این ساختارها، اگرچه مشکل تحقق عملی نسبت تقسیم‌های بالا تا حدود زیادی حل شد و حتی تقسیم کننده پیشنهادی در مرجع [۹]، از پاسخ فیلتری نیز برخوردار بود ولی در این تقسیم کننده‌ها مانند بسیاری دیگر از تقسیم کننده‌های نامتعادل، به دلیل متفاوت بودن امپدانس پایانه‌های خروجی، استفاده از دو مبدل امپدانس ربع موج اضافی در دهانه‌های خروجی لازم و ضروری بود که خود منجر به اشغال فضای فیزیکی زیادی می‌شد.

به غیر از تقسیم کننده توان نامتعادل با نسبت تقسیم توان دلخواه، فیلترهای میان گذر نقش مهمی را در سامانه‌های ماکروویو

تقسیم کننده توان ویلکینسون به خاطر مزایای ویژه آن مانند برخورداری از ساختار و تحلیل ساده، جداسازی کامل دهانه‌های خروجی و ایجاد تطبیق در تمام دهانه‌ها، نقش مهمی را در بسیاری از سامانه‌های ماکروویوی مانند میکسرهای بالانس شده، شیفتر دهنده‌های فاز و تغذیه آنتن‌های آرایه‌ای ایفا می‌کند [۷-۱]. در آنتن‌های آرایه‌ای، جهت سنتز الگوی تشعشعی، ضروری است که تغذیه سامانه با تقسیم کننده توان‌های نابرابر ویلکینسون با نسبت تقسیم به دلخواه نابرابر صورت بگیرد. با افزایش نسبت تقسیم توان در دهانه‌های خروجی تقسیم کننده، امپدانس یکی از خطوط ریزنوار مبدل ربع موج بزرگ می‌شود. با افزایش امپدانس خطوط ریزنوار، پهنای خطوط کاهش می‌یابد که این موضوع برای امپدانس‌های بزرگ‌تر از 120Ω که عموماً مربوط به نسبت تقسیم توان‌های بیشتر از ۴ می‌شود، تحقق عملی خطوط را با مشکل مواجه می‌سازد. برای حل این مشکل تاکنون روش‌های بسیاری پیشنهاد شده است [۷-۳]. از جمله این روش‌ها می‌توان به جایگزینی خطوط ریزنوار معمولی با خطوط ریزنوار با صفحه زمین ناقص شده [۴-۳]، خطوط ریزنوار با ساختارهای بانده ممنوعه

* نویسنده پاسخگو: gdadashzadeh@shahed.ac.ir

خط تزویج شده متامتریالی نیز متشکل از M سلول با بخش‌های راست‌گرد و چپ‌گرد است که بخش چپ‌گرد از بارگذاری‌های موازی سلفی (L_L) و سری خازنی (C_L) با استفاده از عناصر فشرده یا توزیعی محقق می‌شود و بخش راست‌گرد مبتنی بر خطوط تزویج شده ریزنوار معمولی است. از آنجایی که در خطوط تزویج شده متامتریالی، طول الکتریکی سلول واحد بسیار کوچک‌تر از طول موج در فرکانس طراحی است، لذا می‌توان این خطوط را به صورت خطوط تزویج شده همگن در نظر گرفت که طول الکتریکی و امپدانس مشخصه معادل مد زوج و فرد آن از تئوری مدهای تزویج شده قابل استخراج است [۱۵]. در تحلیلی که در ادامه آورده شده است با تحریک هم‌فاز و غیر هم‌فاز تقسیم‌کننده پیشنهادی، روابط طراحی دقیقی استخراج می‌گردد.



شکل (۱): (الف) ساختار تقسیم‌کننده توان ویلکینسون پیشنهادی، (ب) مبدل امپدانس مبتنی بر فیلتر خط تزویج شده متامتریالی [۹]

۲-۲- تحریک هم‌فاز

در تحریک هم‌فاز، دو منبع جریان با فاز یکسان به دهانه‌های ۲ و ۳ اعمال می‌شوند. در این شرایط، در صورتی که نسبت ولتاژ دهانه ۳ به دهانه ۲، k باشد، هیچ جریانی از مقاومت ایزولاسیون، R_{Iso} عبور نمی‌کند، لذا این مقاومت قابل صرف‌نظر کردن است. شکل (۲) نیمه مدارهای معادل مربوط به دهانه ۲ و دهانه ۳ را در تحریک هم‌فاز نشان می‌دهد. با در نظر گرفتن نسبت تقسیم توان دلخواه k^2 ، امپدانس ورودی دیده شده از دهانه‌های خروجی به سمت شاخه‌های a و b و Z_{ina}^c و Z_{imb}^c از روابط زیر به دست آمده می‌آید. برای سادگی تمامی امپدانس‌های موجود برحسب امپدانس مرجع $50\ \Omega$ اهم نرمالیزه شده‌اند.

RF مانند شبکه‌های شکل‌دهی بیم ایفا می‌کنند و معمولاً نیاز است که جهت فیلتر نمودن و تقسیم نابرابر سیگنال، به صورت هم‌زمان در امتداد تقسیم‌کننده‌های نامتعادل قرار بگیرند. از آنجایی که استفاده از دو المان غیرفعال در کنار هم فضای فیزیکی زیادی را اشغال می‌کنند، در مراجع مختلف روش‌های مختلفی جهت یکپارچه کردن آن‌ها با جایگزینی مبدل‌های ربع موج در دهانه‌های خروجی یا بین دهانه‌های خروجی و ورودی با فیلترهای میان‌گذر ارائه شده است [۱۴-۱۰]. این تقسیم‌کننده‌ها، اگرچه امکان تقسیم هم‌زمان توان با پاسخ فیلتری را فراهم می‌کنند، ولی همچنان یک یا چند مورد از محدودیت‌هایی مانند اشغال فضای فیزیکی زیاد، فرکانس‌گزینی ضعیف، عدم وجود معادلات طراحی یا نسبت تقسیم توان پایین رادارند.

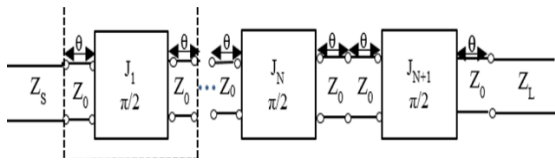
در این مقاله، تقسیم‌کننده ویلکینسون نامتعادل جدیدی با پاسخ فیلتری و امپدانس دهانه‌های برابر مبتنی بر خطوط تزویج شده متامتریالی معرفی می‌گردد که علاوه بر برخورداری از پاسخ فیلتری با فرکانس‌گزینی دلخواه و نسبت تقسیم توان بالای ۱:۱۲، نیاز به هیچ‌گونه مبدل ربع موج اضافی در دهانه‌های خروجی ندارد و لذا از ساختار بسیار فشرده‌ای برخوردار است. معادلات طراحی برای ساختار پیشنهادی به صورت فرم بسته ارائه شده و یک نمونه برای کار در فرکانس ۱/۳۲ GHz در نرم‌افزار HFSS، طراحی و شبیه‌سازی گردیده و در نرم‌افزار ADS به صورت مداری مدل‌سازی شده است. در نهایت جهت تأیید عملی نتایج به دست آمده، یک نمونه آزمایشگاهی ساخته و آزموده شده است. تطابق خوب بین نتایج آزمایش و شبیه‌سازی تمام‌موج و مداری، حاکی از مطلوب بودن ساختار پیشنهادی و مناسب بودن روش طراحی است.

۲- تئوری و طراحی

۱-۲- ساختار پیشنهادی

شکل (۱-الف) ساختار تقسیم‌کننده توان نامتعادل پیشنهادی با امپدانس دهانه‌های برابر و پاسخ فیلتری را نشان می‌دهد. این ساختار از دو فیلتر خط تزویج شده متامتریالی به عنوان دو مبدل ربع موج بین دهانه‌های ورودی و خروجی، $CRLH\ BPF_A$ و $CRLH\ BPF_B$ ، و یک مقاومت ایزولاسیون، R_{Iso} جهت جداسازی الکتریکی دهانه‌های خروجی تشکیل شده است. شکل (۱-ب) ساختار کلی یک فیلتر خط تزویج شده متامتریالی از مرتبه N را نشان می‌دهد که متشکل از $N+1$ خط تزویج شده متامتریالی با طول الکتریکی معادل $\theta = -90^\circ$ است که امپدانس معادل مد زوج و فرد هر بخش با $Z_{e/oi}$ ، $(i=1, 2, \dots, N+1)$ ، نام‌گذاری شده‌اند. هر

حال از آنجایی که در ساختار پیشنهادی، این مدل‌ها با فیلترهای خط تزویج شده متامتریالی $CRLH-BPFA$ و $CRLH-BPFB$ ، شکل (۱)، جایگزین شده‌اند لذا ماتریس انتقال این فیلترها بایستی با ماتریس انتقال نشان داده شده در رابطه (۴) برابر باشد. شکل (۳) مدار معادل یک فیلتر خط تزویج شده متامریال با مرتبه N را نشان می‌دهد که در آن هر بخش خط تزویج شده متامتریالی با دو خط متامتریالی با امپدانس مشخصه Z_0 و طول الکتریکی 90° - درجه که در دو انتهای یک معکوس‌کننده ادیتمانس $i, i \in \{1, 2, \dots, N+1\}$ قرار گرفته مدل‌سازی شده است.



شکل (۳): مدار معادل فیلتر خط تزویج شده متامریال مرتبه N [۱۵]

با معادل قرار دادن ثابت انتشار و امپدانس تصویر این مدار معادل با ساختار اصلی، رابطه زیر برای امپدانس مشخصه مد زوج و فرد هر بخش به دست آمده می‌آید [۱۵].

$$Z_{ei/oi} = Z_0(1 \pm J_i Z_0 + (J_i Z_0)^2) \quad i = 1, 2, \dots, N+1 \quad (۴)$$

همان‌طور که مشاهده می‌شود، رابطه به دست آمده برای امپدانس مشخصه مد زوج و فرد هر بخش خط تزویج شده متامتریالی مشابه رابطه مربوط به امپدانس مشخصه مد زوج و فرد هر بخش خط تزویج شده در فیلترهای خط تزویج شده معمولی مبتنی بر خطوط ریزنوار است. از این‌رو در طراحی مقادیر معکوس کننده‌های ادیتمانس شکل (۳)، می‌توان از معادله طراحی فیلترهای خط تزویج شده معمولی مطابق رابطه زیر استفاده نمود [۱۵].

$$Z_0 J_1 = \sqrt{\frac{\pi \Delta}{2g_1}}, Z_0 J_i = \frac{\pi \Delta}{2\sqrt{g_{n-1}g_n}}, Z_0 J_{N+1} = \sqrt{\frac{\pi \Delta}{2g_N g_{N+1}}} \quad (۵)$$

در این رابطه، عناصر یک فیلتر پایین‌گذر مرتبه N با فرکانس قطع $\Omega C = 1$ و پهنای باند نسبی Δ است. با به دست آمده آمدن این مقادیر معکوس کننده‌های ادیتمانس، ماتریس انتقال فیلتر خط تزویج شده متامریال برای مقادیر زوج و فرد N از روابط زیر محاسبه می‌شود.

$$T_{N=odd} = \begin{bmatrix} T_0 & 0 \\ 0 & T_1 \end{bmatrix}, \quad T_{N=Even} = \begin{bmatrix} 0 & T_2 \\ T_3 & 0 \end{bmatrix} \quad (۶)$$

$$Z_{ina} = Z_{ca} \frac{(1+k^2) + jZ_{ca} \tan \theta_a}{Z_{ca} + j(1+k^2) \tan \theta_a} \quad (۱)$$

$$Z_{inb} = Z_{cb} \frac{1+k^2 + jZ_{cb} \tan \theta_b}{Z_{cb} + j \frac{1+k^2}{k^2} \tan \theta_b} \quad (۲)$$

در این روابط، Z_{ca} ، Z_{cb} ، θ_a و θ_b به ترتیب نشان‌دهنده امپدانس مشخصه و طول الکتریکی مدل‌های امپدانس بین دهانه ورودی ۱ و دهانه‌های خروجی ۲ و ۳ می‌باشند. در تقسیم‌کننده‌های ویلکینسون معمولی، طول الکتریکی این مدل‌های امپدانس در حول فرکانس کاری 90° درجه است. درحالی‌که در حالت کلی طول الکتریکی آن‌ها می‌تواند از رابطه (۳) تعیین شود.

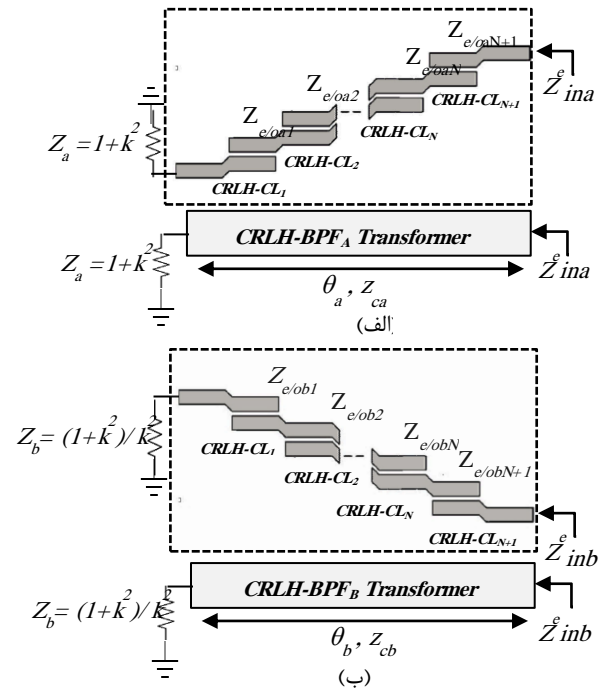
$$\theta_{a/b} = \pm(90^\circ + n180^\circ) = \pm(2n+1)90^\circ \quad (۳)$$

که در آن، n عدد صحیح است. با توجه به این رابطه، ماتریس انتقال این مدل‌ها از رابطه زیر تعیین می‌شود.

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \pm j(-1)^n Z_{ca/b} \\ \pm \frac{j(-1)^n}{Z_{ca/b}} & 0 \end{bmatrix} \quad (۴)$$

با جایگذاری در (۱) و (۲) و در نظر گرفتن شرایط تطبیق $Z_{ina} = 1$ و $Z_{inb} = 1$ ، امپدانس مشخصه‌های مدل‌های امپدانس، Z_{ca} و Z_{cb} ، از رابطه زیر به دست آمده می‌آیند [۸].

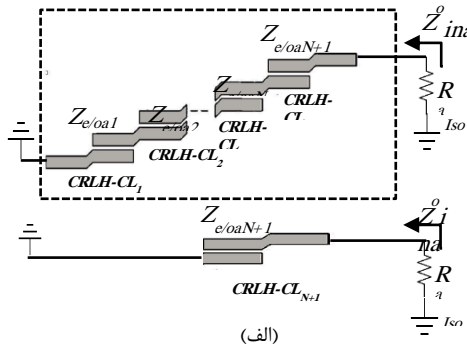
$$Z_{ca} = \sqrt{1+k^2} \quad Z_{cb} = \frac{Z_{ca}}{k} \quad (۵)$$



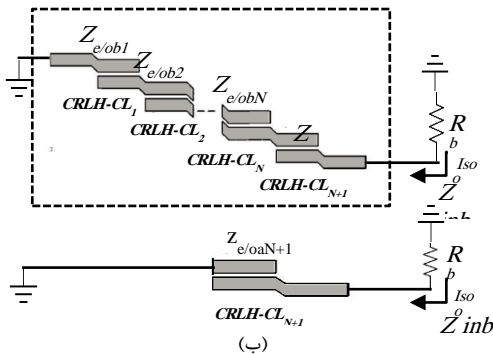
شکل (۲): نیمه مدارهای معادل تحریک هم‌فاز، (الف) نیمه مدار شاخه a بین دهانه ۱ و دهانه ۲، (ب) نیمه مدار شاخه b بین دهانه ۱ و دهانه ۳

$$R_{Iso}^a = \frac{1}{C_A^2}, \quad R_{Iso}^b = \frac{1}{C_B^2} \quad (12)$$

در نهایت مقاومت ایزولاسیون R_{Iso} ، از اتصال سری R_{Iso}^a و R_{Iso}^b به صورت $R_{Iso} = R_{Iso}^a + R_{Iso}^b$ به دست می آید.



(الف)



(ب)

شکل (۴): نیمه مدارهای معادل تحریک غیر هم فاز، (الف) نیمه مدار شاخه a بین دهانه ۱ و دهانه ۲، (ب) نیمه مدار شاخه b بین دهانه ۱ و دهانه ۳ [۱۵]

۲-۴- طراحی خطوط تزویج شده متامتریال

با توجه به نسبت تقسیم توان و فرکانس گزینی مورد نظر، مقادیر امپدانس مشخصه‌های هر بخش فیلتر خط تزویج شده متامتریال، Z_o و Z_e از روابط (۶) و (۷) به دست آمده می آیند. این مقادیر با طراحی مناسب سلف و خازن‌های بارگذاری شده و خازن تزویج، طبق معادلات طراحی زیر به سهولت قابل تحقق است [۸].

$$C_L = \frac{M(Z_o + Z_e)}{\omega\pi Z_o Z_e + \omega^2 L_R M(Z_o + Z_e)} \quad (13)$$

$$L_L = \frac{4MZ_o Z_e}{\omega\pi(Z_o + Z_e) + 4M\omega^2 C_R Z_o Z_e} \quad (14)$$

$$C_m = \frac{\pi}{4Mk\omega} \left(\frac{1}{Z_o} - \frac{1}{Z_e} \right) \quad (15)$$

در روابط بالا، L_L و C_L به ترتیب بارگذاری‌های سلفی و خازنی مورد استفاده جهت تحقق هر بخش خط تزویج شده متامتریالی و ω فرکانس زاویه‌ای کاری است. C_m و L_R نیز به ترتیب پارامترهای واحد سلول خازن و سلف سلفی و خازن تزویج مربوط

$$T_0 = (-1)^{N+1/2} \left(\frac{n=1}{N+1/2} \right), T_1 = (-1)^{N+1/2} \left(\frac{n=1}{N+1/2} \right), \quad (9)$$

$$T_2 = (-1)^{N/2} j Z_0^2 \left(\frac{n=1}{N/2} \right), T_3 = (-1)^{N/2} j \left(\frac{n=1}{N/2+1} \right).$$

با مقایسه روابط (۸) و (۹) با رابطه (۴) می توان نتیجه گیری نمود که جهت معادل سازی ماتریس انتقال فیلتر خط تزویج شده متامتریال با ماتریس انتقال به دست آمده از رابطه (۴)، مرتبه فیلتر خط تزویج شده بایستی زوج بوده و امپدانس مشخصه Z_0 بایستی برابر با امپدانس مشخصه مبدل‌های امپدانس، یعنی Z_{ca} و Z_{cb} به دست آمده از رابطه (۵) باشد.

۲-۳- تحریک غیر هم فاز

در تحریک غیر هم فاز، این بار دو منبع جریان با فاز یکسان ولی غیر هم علامت به دهانه‌های ۲ و ۳ اعمال می شوند، در این شرایط، در صورتی که نسبت ولتاژ دهانه ۳ به دهانه ۲، $1/k$ باشد، با استفاده از قوانین جمع آثار و هم پاسخی، می توان نشان داد که هیچ جریانی وارد دهانه ۱ نمی شود و این موضوع مشابه این می ماند که این دهانه اتصال کوتاه شود. هم چنین مقاومت ایزولاسیون به صورت ترکیب سری دو مقاومت R_{Iso}^a و R_{Iso}^b که گره مشترک بین آن‌ها به صورت مجازی زمین می شود، قابل نمایش است. شکل (۴) نیمه مدارهای معادل مربوط به دهانه ۲ و دهانه ۳ را در تحریک غیر هم فاز نشان می دهد. با در نظر گرفتن نسبت تقسیم توان دلخواه k^2 ، امپدانس ورودی دیده شده از دهانه‌های خروجی به سمت شاخه‌های a و b ، Z_{ina}^o و Z_{inb}^o به دست می آید [۱۵]. برای سادگی تمامی امپدانس‌های موجود بر حسب امپدانس مرجع 50Ω نرمالیزه شده است.

$$Z_{ina}^o = R_{Iso}^a \frac{(Z_{eaN+1} - Z_{oaN+1})^2}{(Z_{eaN+1} + Z_{oaN+1})^2} = R_{Iso}^a C_A^2 \quad (10)$$

$$Z_{inb}^o = R_{Iso}^b \frac{(Z_{ebN+1} - Z_{obN+1})^2}{(Z_{ebN+1} + Z_{obN+1})^2} = R_{Iso}^b C_B^2 \quad (11)$$

در این روابط، C_A و C_B به ترتیب نشان دهنده ضریب تزویج آخرین بخش خطوط تزویج شده متامتریال است. حال با ارضای شرایط تطبیق در دهانه‌های خروجی، $Z_{ina}^o = 1$ و $Z_{inb}^o = 1$ ، مقادیر مقاومت‌های R_{Iso}^a و R_{Iso}^b از روابط (۹) و (۱۰) به صورت زیر حاصل می شوند.

توان نابرابر با نسبت تقسیم توان ۱:۱۲ و پاسخ فیلتری است که تأییدکننده صحت روش طراحی و کاربردی بودن ساختار پیشنهادی است. لازم به ذکر است، از آنجایی که تقسیم‌کننده توان پیشنهادی برای کار در فرکانس ۱/۳۲ GHz طراحی شده است، لذا در تحقق هر بخش خط تزویج شده CRLH، از سلف و خازن‌های فشرده به دلیل برخورداری از ابعاد کوچک و تحلیل راحت‌تر استفاده شده است. اما با توجه به بروز اثرات پارازیتی در فرکانس‌های بالا، معمولاً بیشتر از ۶ GHz، استفاده از این عناصر در این فرکانس‌ها مناسب نیست. از این‌رو، در این فرکانس‌ها، هر بخش خط تزویج شده CRLH، بهتر است با عناصر نیم‌فشرده یا توزیعی مانند خازن‌های اینتردیجیتال و استاب‌ها محقق گردد. شایان ذکر است که استفاده از این عناصر در فرکانس‌های بالا به جای عناصر فشرده، علاوه بر کاهش اثرات پارازیتی، منجر به کاهش تلفات نیز می‌گردد. مقایسه عملکرد تقسیم‌کننده توان پیشنهادی با دیگر تقسیم‌کننده‌های توان نیز در جدول (۲) خلاصه شده است.

جدول (۲): مقایسه بین عملکرد تقسیم‌کننده توان فیلتری پیشنهادی با دیگر تقسیم‌کننده‌های توان

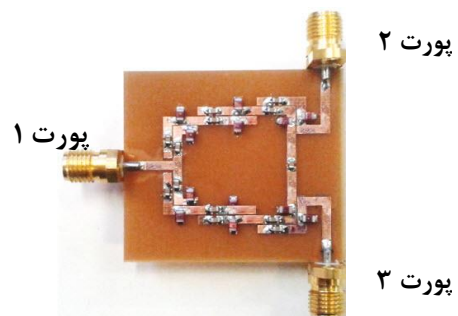
مرجع	پاسخ فیلتری	ابعاد نسبی	نسبت تقسیم توان	ایزولاسیو ن	پهنای باند نسبی ۱۰dB
	(%)	(%)		(dB)	(%)
[۵]	ندارد	۱۰۰	۱:۶	>۲۰	۱۲/۳
[۷]	ندارد	۱۰۰	۱:۱۰	>۲۰	۱۶
[۱۰]	دارد	۱۰۰	۱:۱	>۲۷	۱۱،۱
[۱۱]	دارد	۱۰۰	۱:۱	>۲۰	۵
[۱۲]	دارد	۴۰	۱:۸	N/A	۸،۹۷
[۱۳]	دارد	۱۰۰	۱:۲	>۲۳	۱۲،۶
[۱۴]	دارد	۲۰۰	۱:۲	>۲۳	۸
پیشنهادی	دارد	۲۵،۵	۱:۱۲	>۲۰	۸،۵

همان‌طور که گزارش ارائه شده در این جدول نشان می‌دهد، تقسیم‌کننده توان پیشنهادی با استفاده از خطوط تزویج شده CRLH و تنظیم مناسب عناصر بارگذاری شده و تزویج بین خطوط نه تنها از نسبت تقسیم توان بالایی برخوردار است بلکه به دلیل عدم استفاده از میدل امیدانسی در دهانه‌های خروجی، ابعاد ساختار را به ۳۵/۵٪ ابعاد تقسیم‌کننده توان معمولی کاهش داده است. علاوه بر این، به دلیل استفاده از میدل امیدانس فیلتری خط تزویج شده CRLH بین دهانه ورودی و خروجی، از پاسخ فیلتری با فرکانس‌گزینی بالا برخوردار است. مقایسه این تقسیم‌کننده با تقسیم‌کننده‌هایی با پاسخ فیلتری [۱۴-۱۰] نیز نشان می‌دهد که در غالب این تقسیم‌کننده‌ها، بیشتر پاسخ فیلتری مورد تأکید قرار گرفته و لذا از نسبت تقسیم توان پایینی برخوردار هستند،

جدول (۱): مقادیر سلف و خازن‌های فشرده در نمونه ساخته شده

L_{La1} (nH)	L_{La2} (nH)	L_{La3} (nH)	C_{La1} (pF)	C_{La2} (pF)	C_{La3} (pF)
۱۱	۹/۵	۱۱	۰/۱	۰/۳	۰/۱
L_{Lb1} (nH)	L_{Lb2} (nH)	L_{Lb3} (nH)	C_{Lb1} (pF)	C_{Lb2} (pF)	C_{Lb3} (pF)
۷/۲	۵/۳	۷/۲	۳/۲	۲/۹	۳/۲

با توجه به تقریبی بودن مقادیر المان‌های فشرده به کار گرفته شده، پروسه بهینه‌سازی جهت رسیدن به پاسخ مطلوب در ساختار پیشنهادی صورت گرفته است. ابعاد ذکر شده در شکل (۶)، ابعاد نهایی به دست آمده پس از انجام بهینه‌سازی است. شکل (۷) تصویری از نمونه ساخته شده را نشان می‌دهد که در قیاس با تقسیم‌کننده‌های توان فیلتری مبتنی بر خطوط تزویج شده معمولی، نه تنها از کاهش ۶۵ درصدی ابعاد برخوردار بوده بلکه توانسته نسبت تقسیم توان بالای ۱:۱۲ را بدون استفاده از هیچ میدل امیدانسی در دهانه‌های خروجی محقق کند. جهت مقایسه، نتایج اندازه‌گیری به همراه نتایج مربوط به شبیه‌سازی تمام موج HFSS و شبیه‌سازی مداری ADS در شکل (۷) ارائه شده است.



شکل (۷): نمونه ساخته شده تقسیم‌کننده توان پیشنهادی

همان‌طور که مشاهده می‌شود، تطابق خوبی بین نتایج اندازه‌گیری و شبیه‌سازی وجود دارد و اندک اختلاف بین آن‌ها به تلورانس ناشی از ساخت در گذردهی الکتریکی قیرلایه و المان‌های فشرده غیر ایدئال مربوط می‌شود. مطابق شکل‌های (۸-الف)، (۸-ب) و (۸-ج)، اتلاف تزویجی اندازه‌گیری شده از دهانه ۱ به دهانه‌های ۲ و ۳، $|S_{21}|$ و $|S_{31}|$ ، به ترتیب نزدیک $-1/6$ dB و $-1/8$ dB و $|S_{11}|$ ، $|S_{22}|$ و $|S_{33}|$ ، بهتر از -25 dB در فرکانس مرکزی اندازه‌گیری شده ۱/۳۲ GHz با پهنای باند نسبی ۸/۵٪ می‌باشند. همچنین ایزولاسیون اندازه‌گیری شده بین دهانه‌های خروجی ۲ و ۳، $|S_{23}|$ ، نیز بهتر از -20 dB در پهنای باند طراحی است. مطابق شکل (۸-د) نیز اختلاف فاز اندازه‌گیری شده بین دهانه‌های ۲ و ۳ بین -3 درجه و $1/5$ درجه در پهنای باند کاری است. همان‌طور که مشاهده می‌شود، نتایج به دست آمده حاکی از تحقق تقسیم‌کننده

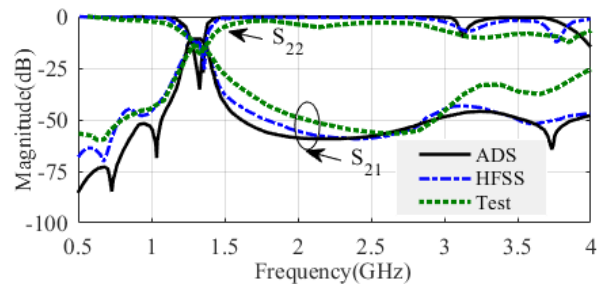
۴- نتیجه‌گیری

در این مقاله، روش مناسبی برای تحقق تقسیم‌کننده‌های توان نامتعادل فیلتری با نسبت تقسیم توان بالا و امپدانس دهانه‌های برابر معرفی گردید. در روش پیشنهادی به جای استفاده از خطوط ریز نوار ربع مجزا که در آن‌ها دستیابی به امپدانس مشخصه‌های بالا به دلیل محدودیت‌های ساخت دشوار بود، از فیلترهای خط تزویج شده متامتریالی استفاده شد. استفاده از این فیلترها نه تنها امکان دستیابی به نسبت تقسیم‌های بالا را با طراحی مناسب المان‌های سلفی و خازنی فشرده بارگذاری شده در خطوط فراهم می‌کرد بلکه امکان ایجاد پاسخ فیلتری با فرکانس‌گزینی دلخواه را نیز میسر می‌نمود. همچنین عدم استفاده از مبدل امپدانس در دهانه‌های خروجی به دلیل برابری امپدانس دهانه‌ها، منجر به کاهش چشمگیر ابعاد تقسیم‌کننده پیشنهادی در قیاس با ابعاد نوع عادی مشابه خود گردید. روش مناسبی برای طراحی تقسیم‌کننده پیشنهادی ارائه و معادلات طراحی به فرم بسته استخراج گردید. در نهایت تقسیم‌کننده توان نابرابر با نسبت تقسیم ۱:۱۲ در فرکانس ۱/۳۲ GHz با پاسخ فیلتری با پهنای باند نسبی ۸٪، طراحی و نتایج شبیه‌سازی پارامترهای پراکندگی آن در نرم‌افزار مداری تمام موج HFSS و نرم‌افزار مداری ADS ارائه گردید. همچنین جهت تأیید نتایج به دست آمده، یک نمونه عملی از آن در آزمایشگاه ساخته و آزموده گردید. تطبیق خوب به دست آمده بین نتایج حاصل از شبیه‌سازی و ساخت، حاکی از مناسب بودن ساختار پیشنهادی و روش طراحی است.

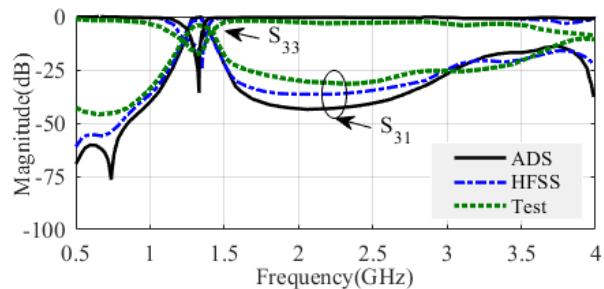
۵- منابع

- [1] H. Ahn and I. Wolff, "General design equations, small-sized impedance transformers, and their application to small-sized three-port 3-dB power dividers," IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. 49, no. 7, pp. 1277-1288, 2001.
- [2] F. Freidooni, S. Chamani, S.A. Mirtaheri and M.A. sebt, "Broadband 180 degree phase shifter with low phase error," Journal of Applied Electromagnetics, no. 2, pp.19-23, 2014(in Persian).
- [3] J. Lim, G. Lee, Y. Jeong, D. Ahn, and K. Choi, "A 1: 6 Unequal Wilkinson Power Divider," in 2006 EUMC, 2006, pp. 200-203
- [4] H. Tahera and R. Farrella, "Microstrip unequal Wilkinson power divider with 1:11 division ratio", J ELECTROMAGNET WAVE Journal, vol.29, pp.1-12, Jul.2015.
- [5] C.-P. Chang, C.-C. Su, S.-H. Hung, and Y.-H. Wang," A 6:1 unequal wilkinson power divider with EBG CPW", PROG ELECTROMAGN RES. Letter, vol. 8, pp. 151-159, 2009.
- [6] Moradian, M. and H. Oraizi, "Application of grooved substrates for design of unequal Wilkinson power dividers," Electron. Lett., vol. 44, no. 1, Jun. 2008.
- [7] Li B, Wu X, Wu W. "A 10:1 unequal Wilkinson power divider using coupled lines with two shorts," IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol. 19, pp.789-791, Dec. 2009.

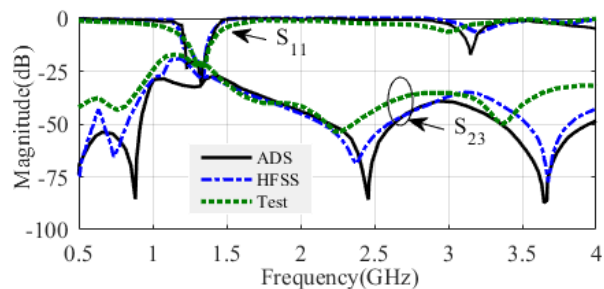
به گونه‌ای که بیشترین نسبت تقسیم توان گزارش شده در آن‌ها نسبت تقسیم ۱:۸ است. علاوه بر این، از لحاظ ابعاد فیزیکی نیز اندازه بزرگ‌تری در قیاس با تقسیم‌کننده پیشنهادی دارند. نوآوری اصلی ساختار پیشنهادی، استفاده از فیلترهای خط‌تزیج شده متامتریال به جای مبدل‌های ربع موج مجزا در تقسیم‌کننده‌های ویلکینسون معمولی است که نه تنها باعث کاهش چشمگیر ابعاد می‌شود بلکه امکان تحقق پاسخ فیلتری با نسبت تقسیم توان بالا را فراهم می‌کند (شکل ۸).



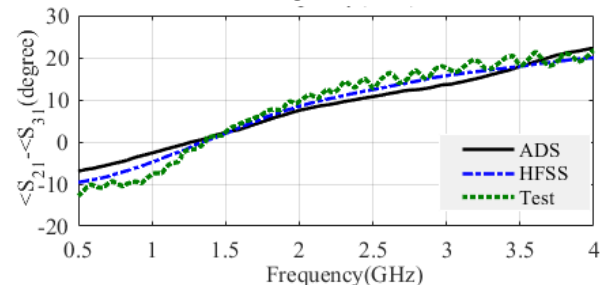
(الف)



(ب)



(ج)



(د)

شکل ۸): پارامترهای پراکندگی به دست آمده از نتایج اندازه‌گیری و شبیه‌سازی مدل مداری (ADS) و تمام موج (HFSS) ساختار پیشنهادی، (الف) $|S_{21}|$ و $|S_{22}|$ ، (ب) $|S_{31}|$ و $|S_{33}|$ ، (ج) $|S_{11}|$ و $|S_{23}|$ ، و (د) اختلاف فاز

بین S_{21} و S_{31}

- [12] K. Song and Q. Xue, "Novel ultra-wideband (UWB) multilayer slot line power divider with bandpass response," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 20, no. 1, pp. 13–15, 2010.
- [13] L. Gao and X. Y. Zhang, "Novel 2:1 Wilkinson power divider integrated with bandpass filter," *Microw Opt Technol Lett.*, vol. 55, no. 3, pp. 646–648, 2013.
- [14] P. Deng and L. Dai, "Unequal Wilkinson Power Dividers with Favorable Selectivity and High-Isolation Using Coupled-Line Filter Transformers," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 60, no. 6, pp. 1520–1529, 2012.
- [15] R. Mongia, I. J. Bahl, P. Bhartia, and S. J. Hong, *RF and microwave coupled-line circuits*. Norwood ,MA: Artech House, 2007.
- [8] Y. Torabi and G. Dadashzadeh, "A compact 1:15 unequal Wilkinson power divider using A-CRLH coupled lines," *Microw Opt Technol Lett.*, vol. 60, no. 1, pp. 117–122, 2017.
- [9] Y. Torabi and G. Dadashzadeh, "Compact filtering unequal Wilkinson power divider with 1:15 power dividing ratio using composite right/left handed-coupled lines," In 2017 ICEAA, 2017.
- [10] Y. C. Li, Q. Xue, and X. Y. Zhang, "Single-and dual-band power dividers integrated with bandpass filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 61, no.1, pp. 69–76, 2013.
- [11] J.-Y. Shao, S.-C. Huang, and Y.-H. Pang, "Wilkinson power divider incorporating quasi-elliptic filters for improved out-of-band rejection," *Electron. Lett.*, vol. 47, no. 23, pp. 1288–1289, 2011.

Design and Fabrication of Unbalanced Wilkinson Power Divider with Equal Port Impedances and Filtering Response with Coupled Metamaterial Transmission Lines

S. Y. Torabi, G. R. Dadashzadeh *

Shahed University

(Received: 07/01/2019, Accepted: 02/03/2019)

Abstract

In this paper, an unbalanced Wilkinson power divider with small dimensions and equal port impedances is presented. The proposed structure is designed by employing two metamaterial coupled-line filters instead of two quadrature-wave impedance transformers in the conventional Wilkinson power divider with the capability of unequal power splitting and favorable selectivity with filtering response. Employing coupled metamaterial transmission lines without using any quadrature-wave impedance transformers in the input and output terminals leads to a significant (more than 65%) reduction in the size of proposed structure compared to the dimensions of its conventional type due to the equal port impedances of the terminals. The proposed power divider has been designed and simulated to work at 1.32 GHz in HFSS and ADS software, and a prototype has been developed and tested to verify the results. The good conformity between simulation and measurement results has been obtained indicating the suitability of the proposed structure and the design method.

Keywords: Wilkinson Divider, Unequal, Filter Response, Coupled Lines, Metamaterial

* Corresponding author E-mail gdadashzadeh@shahed.ac.ir