

طراحی تقسیم‌کننده توان ویلکینسون نامتعالل توسط خطوط ریزنوار تزویج شده نامتقارن

مهدی مرادیان^(۱) - سعید نصری^(۲) - مجید طیرانی^(۳)

(۱) استادیار - دانشکده برق، دانشگاه آزاد اسلامی، واحد نجف آباد

(۲) مربی - دانشکده برق، دانشگاه آزاد اسلامی، واحد نجف‌آباد

(۳) استادیار - گروه مخابرات، دانشگاه علم و صنعت ایران

تاریخ دریافت: بهار ۱۳۸۹

تاریخ پذیرش: پاییز ۱۳۹۰

خلاصه: در این مقاله روشی جدید، برای حذف محدودیت اساسی تقسیم‌کننده توان ویلکینسون ریزنوار نامتوازن با نسبت تقسیم بالا، یعنی پهنای کم خط ریزنوار مورد نیاز برای تحقق این تقسیم‌کننده توان معرفی می‌شود. در روش پیشنهادی به جای استفاده از خطوط مجزای ریزنوار در تقسیم‌کننده توان ویلکینسون، از خطوط تزویج شده نامتقارن ریزنوار استفاده می‌شود. نتایج بررسی‌های انجام شده در این گزارش حاکی از این حقیقت است که در تقسیم‌کننده توان ویلکینسون پیشنهادی، دامنه ولتاژ مربوط به مود C نسبت به دامنه ولتاژ مربوط به مود π در امتداد خطوط تزویج شده نامتقارن بزرگتر است. بنابراین با داشتن اطلاعات مربوط به مود C، طراحی اولیه تقسیم‌کننده توان ویلکینسون بر اساس این اطلاعات انجام می‌شود و مقادیر اولیه‌ای برای ابعاد فیزیکی خطوط تزویج شده ریزنوار نامتقارن به دست می‌آید. سپس با استفاده از این مقادیر اولیه، ساخت تابع خطای مناسب و بهینه‌سازی مختصر آن مقادیر نهایی ابعاد خط تزویج شده نامتقارن به دست می‌آیند. در نهایت تقسیم‌کننده توان ویلکینسون طراحی شده توسط نرم افزار HFSS شبیه‌سازی شد. نتایج شبیه‌سازی بیانگر مطلوب بودن ساختار پیشنهادی و مناسب بودن روش طراحی است.

کلمات کلیدی: تقسیم‌کننده ویلکینسون، خطوط ریزنوار مجزا، خطوط تزویج شده ریزنوار نامتقارن، HFSS

۱- مقدمه

از 120 اهم، ساخت خط را با مشکل مواجه می‌نماید. روشهای متنوعی برای حذف این نقیصه ارائه شده است [۵-۱۰]. یکی از روشهای پیشنهاد شده استفاده از خط ریزنوار با صفحه زمین ناقص شده است [۵-۶]. استفاده از خطوط ریزنوار جابجا شده در دو سمت زیرلایه نیز روش دیگری برای جبران نقیصه پهنای کم خط ریزنوار در مقسم توان ویلکینسون نامتعالل است [۷]. یکی دیگر از روشهای پیشنهادی، جایگزینی خط ریزنوار معمولی با خط ریزنوار با شیارهای جانبی است [۸]. در این روش، شیارهایی جانبی در کنار ریزنوار ایجاد می‌شوند و با انتخاب عمق مناسب برای شیارها، پهنای ریزنوار مناسب به ازای یک امپدانس مشخصه خاص افزایش می‌یابد. یکی دیگر از روشهایی که پیشنهاد شده است، جایگزینی خط ریزنوار معمولی با خط ریزنوار به شکل T است [۹]. می‌توان نشان داد که از لحاظ الکتریکی خط ریزنوار T شکل، قابلیت جایگزینی با خط ریزنوار معمولی را دارد و در این

تقسیم‌کننده توان ویلکینسون به خاطر مزایای منحصر به فرد آن مانند ساختمان ساده، ایجاد تطبیق در تمامی دهانه‌ها، جدا نمودن دهانه‌های خروجی از هم و غیره دارای کاربردهای فراوانی در مدارات ریزموج^۱ است [۱-۴]. از موارد استفاده از آن می‌توان به تغذیه آنتنهای آرایه‌ای، میکسرهای بالانس شده و شیفت دهنده‌های فاز اشاره نمود. بر خلاف تقسیم‌کننده بدون تلفات T، تقسیم‌کننده توان ویلکینسون می‌تواند علاوه بر ایجاد تطبیق در تمامی دهانه‌ها، جداسازی کامل دهانه‌های خروجی را نیز ایجاد نماید. در صورتی که نسبت تقسیم توان بین دهانه‌های خروجی تقسیم‌کننده توان ویلکینسون بزرگ باشد (عموماً بزرگتر و مساوی ۴) امپدانس یکی از خطوط بزرگ می‌شود. با افزایش امپدانس مشخصه خط انتقال ریزنوار پهنای خط کاهش می‌یابد و این مسئله برای امپدانسهای بیشتر

مراجع زیادی ذکر شده است [۴،۳]. ابعاد فیزیکی تقسیم‌کننده توان ویلکینسون وابسته به نسبت تقسیم توان، فرکانس عملکرد، ارتفاع و ثابت دی‌الکتریک زیرلایه‌ای دارد که تقسیم‌کننده توان بر روی آن ساخته می‌شود. در این مقاله زیرلایه را FR4 با ارتفاع برابر 1.6 میلیمتر، ثابت دی‌الکتریک برابر 4.4 و تانژانت تلفات برابر 0.02 در نظر می‌گیریم. با این تفاسیر اگر تقسیم‌کننده توان ویلکینسونی بر روی چنین زیرلایه‌ای، در فرکانس 1 گیگاهرتز و با نسبت تقسیم توان برابر 4 طراحی شود، ابعادی که در جدول (۱) ذکر شده است را خواهد داشت. با توجه به جدول عرض خط ریزنوار W_1 برابر 0.12 میلیمتر است که ساخت آن با روشهای معمولی دشوار است.

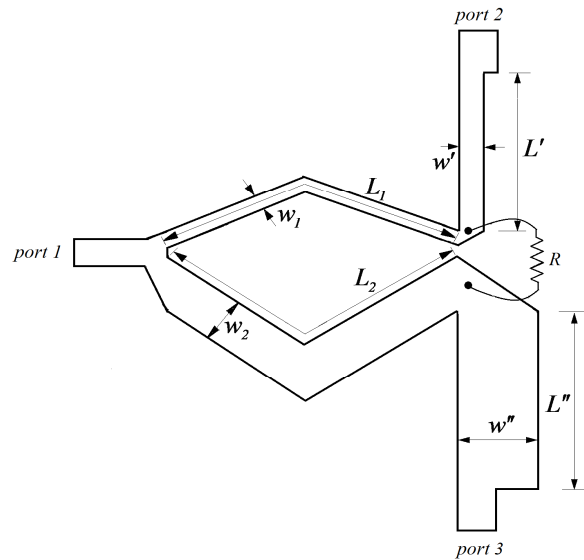
شکل (۲) تقسیم‌کننده توان ویلکینسون پیشنهادی را نشان می‌دهد. با توجه به شکل، به جای خطوط ریزنوار مجزا در ساختار پیشنهادی از خطوط ریزنوار تزویج شده استفاده شده است. به منظور به دست آوردن روش و روابط طراحی مورد نیاز، ابتدا دامنه ولتاژهای نرمالیزه شده مربوط به مودهای π و C در امتداد خطوط تزویج شده نامتقارن برای چندین مقدار نوعی ابعاد خطوط به دست می‌آیند. سپس با توجه به نتایج، روند مناسبی برای طراحی تقسیم‌کننده پیشنهاد می‌شود.

حالت پهنای خطوط در ساختار ریزنوار T شکل کوچک نیست. تقسیم‌کننده توان ویلکینسون بهبود یافته روش پیشنهادی دیگری برای غلبه بر این نقیصه است [۱۰].

در اینجا روش دیگری برای حل این مشکل پیشنهاد می‌شود. در روش پیشنهادی به جای استفاده از خطوط ریزنوار مجزا، از خطوط ریزنوار تزویج شده نامتقارن استفاده می‌شود. جهت طراحی ابتدا به کمک مثالهایی دامنه امواج ولتاژ منتشر شونده نرمالیزه شده مربوط به مودهای π و C که در امتداد خطوط ریزنوار تزویج شده نامتقارن ایجاد می‌گردند به دست می‌آیند. سپس به کمک این اطلاعات، ثابت می‌گردد که توان منتشرشونده مربوط به مود C بسیار بزرگتر از توان منتشرشونده مربوط به مود π است. در نهایت با توجه به نتایج به دست آمده، مقدار اولیه مناسبی برای ابعاد خطوط تزویج شده در نظر گرفته شده و با بهینه‌سازی مختصر، ابعاد مناسب و نهایی خطوط تزویج شده به دست می‌آیند.

۲- ساختار پیشنهادی و خواص آن

شکل (۱) یک تقسیم‌کننده توان ویلکینسون ریزنوار را همراه با نام‌گذاری ابعاد آن نشان می‌دهد. روند طراحی این تقسیم‌کننده توان در



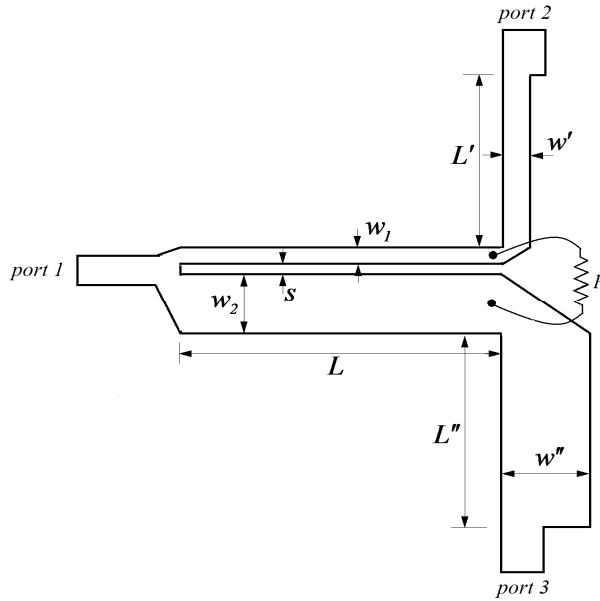
شکل (۱): مقسم توان ویلکینسون به همراه نامگذاری ابعاد فیزیکی آن

Fig. 1: Conventional Wilkinson power divider including its parameters

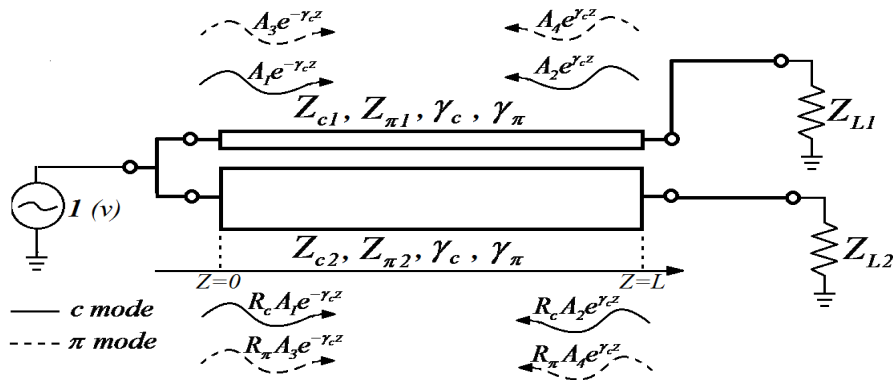
Table (1): Dimensions of the conventional Wilkinson power divider

جدول (۱): ابعاد مقسم توان ویلکینسون برای نسبت تقسیم توان برابر ۴

W_1	W_2	L_1	L_2	W'	L'	W''	L''
0.12	4.5	44.5	40.5	1.62	42	5.3	40



شکل (۲): مقسم توان ویلکینسون پیشنهادی به همراه نام گذاری ابعاد فیزیکی آن
Fig. 2: Proposed Wilkinson power divider including its parameters



شکل (۳): مدل مقسم توان ویلکینسون پیشنهادی به همراه نام گذاری پارامترهای آن
Fig. 3: Model of the proposed Wilkinson power divider

امواج رفت A_1 و A_3 نوشت. بنابراین خواهیم داشت:

$$\begin{cases} V_1(z) = A_1(e^{-\gamma_c z} + \Gamma_{L2}^c e^{\gamma_c z}) + \\ A_3(e^{-\gamma_\pi z} + \Gamma_{L2}^\pi e^{\gamma_\pi z}) \\ V_2(z) = A_1 R_c(e^{-\gamma_c z} + \Gamma_{L3}^c e^{\gamma_c z}) + \\ A_3 R_\pi(e^{-\gamma_\pi z} + \Gamma_{L3}^\pi e^{\gamma_\pi z}) \end{cases} \quad (2)$$

در این رابطه $\Gamma_{L2}^c, \Gamma_{L2}^\pi, \Gamma_{L3}^c, \Gamma_{L3}^\pi$ ضریب انعکاسهای مربوط به مودهای c و π در انتهای خط انتقال تزویج شده نامتقارن است. اعمال ولتاژ یک ولت به ابتدای خط انتقال تزویج شده نامتقارن، استفاده از رابطه (۲) و اعمال شرط مرزی در $Z=0$ نتیجه می‌دهد:

$$\begin{cases} A_1(e^{-\gamma_c z} + \Gamma_{L2}^c e^{\gamma_c z}) + \\ A_3(e^{-\gamma_\pi z} + \Gamma_{L2}^\pi e^{\gamma_\pi z}) = 1 \\ A_1 R_c(e^{-\gamma_c z} + \Gamma_{L2}^c e^{\gamma_c z}) + \\ A_3 R_\pi(e^{-\gamma_\pi z} + \Gamma_{L2}^\pi e^{\gamma_\pi z}) = 1 \end{cases} \quad (3)$$

شکل (۳) مدل مداری تقسیم‌کننده توان ویلکینسون پیشنهادی را نشان می‌دهد. به منظور سادگی در مرحله اول از مقاومت R صرف‌نظر شده است. با توجه به شکل منبع ولتاژ، ولتاژ یک ولت را به ابتدای خط انتقال تزویج شده نامتقارن تزریق می‌نمایم. سپس موجهای ولتاژ رفت و برگشت مربوط به مودهای c و π در امتداد خط انتقال تزویج شده نامتقارن مطابق شکل (۲) ایجاد می‌گردند. موج ولتاژ در امتداد خط انتقال تزویج شده نامتقارن را می‌توان به صورت ذیل بیان نمود [۱۱].

$$\begin{cases} V_1(z) = A_1 e^{-\gamma_c z} + A_2 e^{\gamma_c z} \\ + A_3 e^{-\gamma_\pi z} + A_4 e^{\gamma_\pi z} \\ V_2(z) = A_1 R_c e^{-\gamma_c z} + A_2 R_c e^{\gamma_c z} \\ + A_3 R_\pi e^{-\gamma_\pi z} + A_4 R_\pi e^{\gamma_\pi z} \end{cases} \quad (1)$$

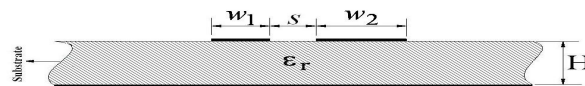
با توجه به اتصال خط انتقال تزویج شده نامتقارن به بارهای Z_{L1} و Z_{L2} می‌توان دامنه موجهای بازگشتی A_2 و A_4 را بر حسب دامنه

باریکه و عرض شکاف به دست آمد. سپس با استفاده از این مقادیر و رابطه (۴)، دامنه موجهای ولتاژ رفت و برگشت مربوط به دو مود C و π به دست می‌آیند. دامنه موجهای ولتاژ رفت و برگشت به دست آمده به ازای مقادیر مختلف پارامترهای خط انتقال تزویج شده نامتقارن، در جدول (۲) نشان داده شده‌اند. نکته اساسی که روند طراحی را تحت تاثیر خود قرار می‌دهد و با دقت در این جدول مشخص می‌گردد بزرگ بودن دامنه موج ولتاژ مود C نسبت به مود π است. با توجه به این حقیقت توان حامل توسط مود C نسبت به مود π خیلی بزرگتر خواهد بود (با توجه به اینکه توان با مربع ولتاژ نسبت مستقیم دارد). بنابراین در مرحله اول طراحی از اثر مود π صرفنظر می‌نماییم.

با حل معادله بالا بر حسب A_1 و A_3 خواهیم داشت:

$$\begin{cases} A_1 = \frac{R_\pi(1+\Gamma_{L3}^\pi) - (1+\Gamma_{L2}^\pi)}{[R_\pi(1+\Gamma_{L2}^c)(1+\Gamma_{L3}^\pi) - (1+\Gamma_{L2}^\pi)R_c(1+\Gamma_{L3}^c)]} \\ A_3 = \frac{R_c(1+\Gamma_{L3}^c) - (1+\Gamma_{L2}^c)}{[R_c(1+\Gamma_{L3}^c)(1+\Gamma_{L2}^\pi) - (1+\Gamma_{L2}^c)R_\pi(1+\Gamma_{L3}^\pi)]} \end{cases} \quad (۴)$$

شکل (۴) مقطع خط انتقال تزویج شده نامتقارن به همراه نام‌گذاری ابعاد مختلف آن را نشان می‌دهد. به طوری که ذکر شد در این مقاله ارتفاع زیرلایه H برابر 1.6mm و زیرلایه از جنس FR4 با $\epsilon_r=4.4$ و $\tan\delta=0.02$ در نظر گرفته می‌شود. با توجه به پارامترهای زیرلایه و با استفاده از نرم‌افزار 1.2.2^{TNT} مقادیر پارامترهای خط انتقال تزویج شده نامتقارن (امپدانس مشخصه مودهای C و π ، ثابتهای انتشار مربوط به این مودها و R_π و R_c) به ازای مقادیر مختلف از پهنای



شکل (۴): برش عرضی خط انتقال ریزنوار نامتقارن تزویج شده

Fig. 4: Cross section of the asymmetrical parallel coupled line

Table (2): Various parameters of asymmetrical coupled line including the normalized amplitudes of the forward propagating voltages along the line

جدول (۲): دامنه امواج ولتاژ منتشر شونده برای دو مود مختلف بر حسب ابعاد مختلف خط تزویج شده نامتقارن

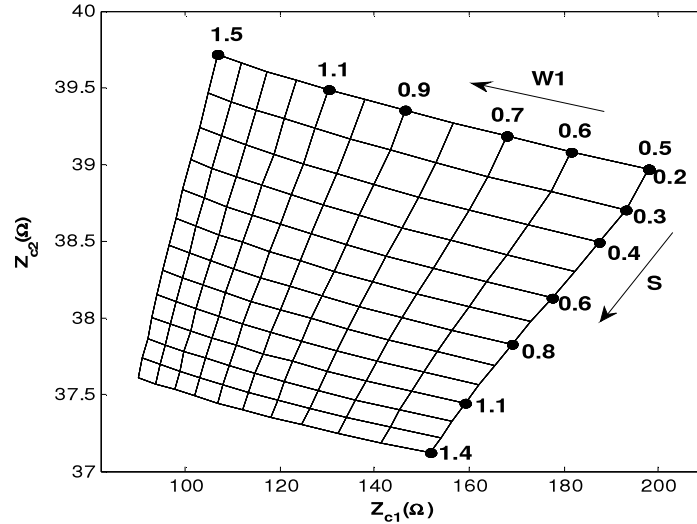
W ₁ =5											
w ₂	s	Z _{c1}	Z _{c2}	Z _{π1}	Z _{π2}	β _c	β _π	R _c	R _π	A ₁	A ₂
1	0.5	131	39.5	66	20	39.6	34.7	1.1	-0.26	0.75	0.19
1	0.25	140	39.9	58	16.5	39.5	34.3	1.14	-0.26	0.76	0.14
1.5	0.5	102	39.9	56	21.7	39.7	35	1.12	-0.34	0.79	0.27
W ₁ =5.5											
1	0.5	133	36.7	67	18.5	39.7	34.7	1.15	-0.24	0.76	0.17
1	0.25	142	37	58.4	15.3	39.7	34.3	1.11	-0.23	0.77	0.12
1.5	0.5	103	37	56	20	39.9	35	1.14	-0.31	0.79	0.27
W ₁ =4.5											
1	0.5	130	42.7	66	22	39.4	34.7	1.13	-0.29	0.74	0.2
1	0.25	138	43	57.2	18	39.3	34.2	1.1	-0.28	0.75	0.17
1.5	0.5	101	43	55	23.5	39.5	35	1.11	-0.38	0.79	0.28
W ₁ =4.0											
1	0.5	128	46.6	65	24	39.2	34.6	1.11	-0.32	0.73	0.21
1	0.25	136	47	56.4	19.6	39.2	34.2	1.08	-0.32	0.75	0.18
1.5	0.5	100	47	54.4	26	39.4	34.9	1.1	-0.43	0.78	0.29

طراحی تقسیم‌کننده توان ویلکینسون نامتعادل با نسبت تقسیم بالا، امپدانس (پهنای) یکی از خطوط بزرگ (کوچک) خواهد بود مزیت استفاده از خطوط تزویج‌شده ریزنوار نامتقارن به جای خطوط ریزنوار مجزا مشخص می‌شود. به عنوان مثال در صورتی که نسبت تقسیم توان ویلکینسون مورد نظر برابر 4 باشد، امپدانس یکی از خطوط برابر 158 اهم و امپدانس خط دیگر برابر 39.5 اهم خواهد بود. به طوری که در جدول (۱) نیز ذکر شد، به منظور ساخت خط با امپدانس بزرگتر (بر روی زیرلایه ذکر شده) نیاز به پهنای ریزنوار برابر 0.12 است که ساخت آن با روشهای معمولی مشکل است.

امپدانس مشخصه مود C به ازای سه پهنای باریکه مختلف در اشکال (۵) تا (۷) نشان داده شده است. با توجه به این اشکال، امپدانس مشخصه مود C برای خط انتقال با پهنای کوچکتر، بزرگتر از امپدانس مشخصه خط ریزنوار منفرد با همان پهنای است. به عنوان مثال به ازای پهنای خطوط ریزنوار $W_1=0.8\text{mm}$ و $W_2=5\text{mm}$ و عرض شکاف $s=0.3\text{mm}$ ، امپدانس مشخصه مود C برای خطوط اول و دوم به ترتیب برابر 160 و 39 اهم خواهد بود. این در حالی است که امپدانس مشخصه دو خط ریزنوار مجزا با پهنای ذکر شده برابر 99 و 36 اهم خواهد بود. با توجه به نتایج ذکر شده در بالا و یادآوری این حقیقت که به منظور

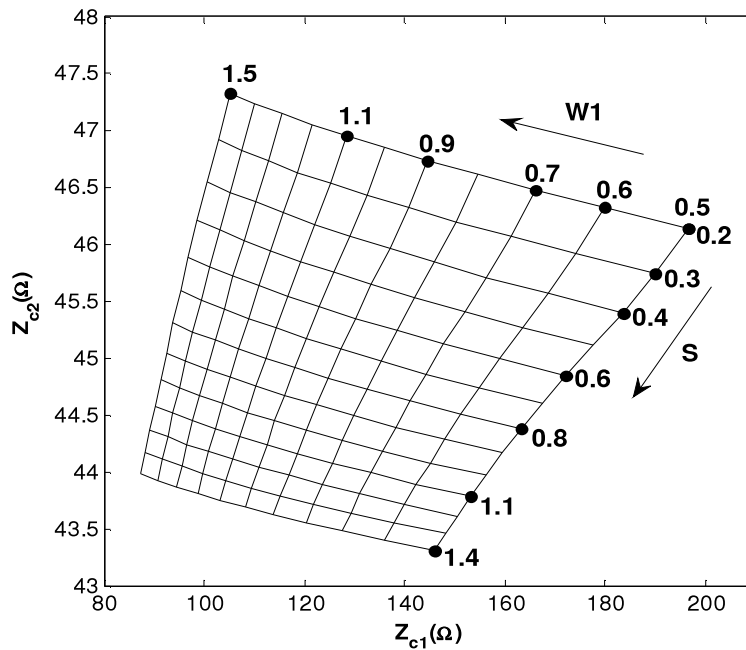
در اشکال (۵) تا (۷) به منظور یافتن مقادیر اولیه بهره جست. سپس با بهینه‌سازی پارامترهای خط تزویج‌شده نامتقارن (W_1, W_2, S, L) ، پارامترهای تقسیم‌کننده را به مقادیر مورد نظر طراحی می‌رسانیم.

اگرچه می‌توان از گرافهای نشان داده شده در اشکال (۵) تا (۷) به منظور طراحی استفاده نمود اما در این صورت به علت در نظر نگرفتن اثر مود π ، عملکرد تقسیم‌کننده نسبت به مقادیر مورد نظر طراحی کمی متفاوت خواهد بود. با توجه به این مسئله، می‌توان از گرافهای نشان داده شده



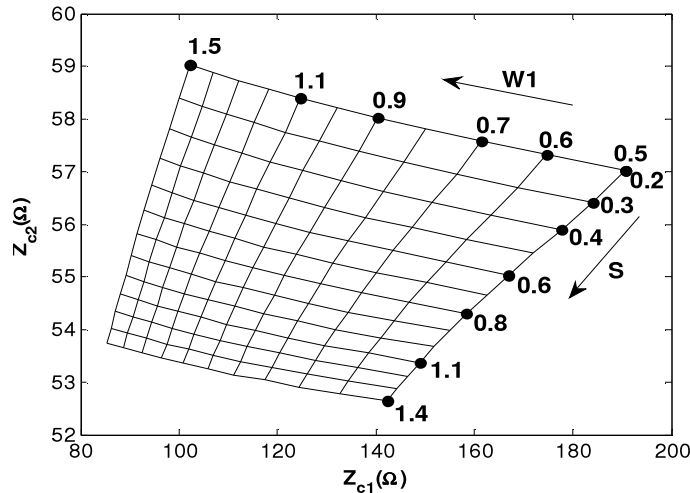
شکل (۵): تغییرات امپدانس مشخصه مود C بر حسب W_1 و S برای $W_2=5\text{mm}$

Fig. 5: Variation of the c-mode characteristic impedances versus S and W_1 for $W_2=5\text{mm}$



شکل (۶): تغییرات امپدانس مشخصه مود C بر حسب W_1 و S برای $W_2=4\text{mm}$

Fig. 6: Variation of the c-mode characteristic impedances versus S and W_1 for $W_2=4\text{mm}$



شکل (۷): تغییرات امپدانس مشخصه مود C بر حسب W_1 و S برای $W_2=3\text{mm}$

Fig. 7: Variation of the c-mode characteristic impedances versus S and W_1 for $W_2=3\text{mm}$

۳- روش طراحی

اولین قدم برای نیل به این هدف، ساخت تابع خطای مناسبی است که با بهینه‌سازی این تابع خطا مقادیر نهایی ابعاد تقسیم‌کننده به دست می‌آید. این تابع خطا متأثر از اختلاف ولتاژ بین گره‌های دوم و سوم (اختلاف ولتاژ بین این دو گره به منظور جلوگیری از اتلاف توان در مقاومت بین دو گره باید صفر باشد)، طول خط انتقال تزویج شده نامتعادل (این طول باید به گونه‌ای انتخاب شود که برای مجزا نمودن خروجیها، نیازمند موازی نمودن جزء راکتیوی با مقاومت R نباشیم) و تطبیق ورودی می‌باشد. با این تفاسیر، ولتاژ بین گره‌های دوم و سوم با توجه معادله (۲) به صورت ذیل قابل بیان می‌باشند.

$$\begin{cases} I_1(z=0) = \frac{A_1}{Z_{c1}}(1 - \Gamma_{L2}^c) + \frac{A_3}{Z_{\pi 1}}(1 - \Gamma_{L2}^{\pi}) \\ I_2(z=0) = \frac{A_1}{Z_{c2}}(1 - \Gamma_{L2}^c) + \frac{A_3}{Z_{\pi 1}}R_{\pi}(1 - \Gamma_{L2}^{\pi}) \end{cases} \quad (7)$$

در این رابطه Z_{c2} و Z_{c1} امپدانس مشخصه مود C برای خطوط اول و دوم بوده و $Z_{\pi 1}$ و $Z_{\pi 2}$ امپدانس مشخصه مود π برای خطوط اول و دوم می‌باشند. با این تفاسیر تابع خطا به صورت ذیل ساخته می‌شود.

$$e = \left| \left[(I_1 + I_2) - \frac{1}{Z_0} \right] + \beta | \text{Im}(Y_{12}) | \right| \quad (8)$$

β ضریب وزنی دلخواهی است که به منظور طراحی تقسیم‌کننده توان برای دستیابی به کمترین مقدار جزء راکتیو \bar{Y}_{23} و با چندین بار اجرای برنامه برابر با ۱۰۰ در نظر گرفته شد.

۴- نتایج طراحی

در نهایت برنامه ساده‌ای در محیط Matlab نوشته شد که با اجرای برنامه تابع خطای فوق الذکر بهینه می‌گردد. مقادیر اولیه و نهایی ابعاد تقسیم‌کننده توان در جدول (۳) نشان داده شده است. مقادیر اولیه برای خط انتقال تزویج شده نامتقارن با توجه به توضیحات پیشین از شکل (۵) به دست می‌آید. تنها ابعاد خط تزویج شده نامتعادل بهینه

اولین قدم برای نیل به این هدف، ساخت تابع خطای مناسبی است که با بهینه‌سازی این تابع خطا مقادیر نهایی ابعاد تقسیم‌کننده به دست می‌آید. این تابع خطا متأثر از اختلاف ولتاژ بین گره‌های دوم و سوم (اختلاف ولتاژ بین این دو گره به منظور جلوگیری از اتلاف توان در مقاومت بین دو گره باید صفر باشد)، طول خط انتقال تزویج شده نامتعادل (این طول باید به گونه‌ای انتخاب شود که برای مجزا نمودن خروجیها، نیازمند موازی نمودن جزء راکتیوی با مقاومت R نباشیم) و تطبیق ورودی می‌باشد. با این تفاسیر، ولتاژ بین گره‌های دوم و سوم با توجه معادله (۲) به صورت ذیل قابل بیان می‌باشند.

$$\begin{cases} V_1(L) = A_1(e^{-\beta c L} + \Gamma_{L2}^c e^{\beta c L}) + A_3(e^{-\beta \pi L} + \Gamma_{L2}^{\pi} e^{\beta \pi L}) \\ V_2(L) = A_1 R_c(e^{-\beta c L} + \Gamma_{L3}^c e^{\beta c L}) + A_3 R_{\pi}(e^{-\beta \pi L} + \Gamma_{L3}^{\pi} e^{\beta \pi L}) \end{cases}$$

برای مجزا نمودن دهانه‌های دوم و سوم باید مقدار مقاومت R را برابر $1/\bar{Y}_{23}$ انتخاب نمود [۴]. \bar{Y}_{23} ادمیتانس متقابل بین دهانه‌های دوم و سوم است. به سادگی و با استفاده از ماتریس ادمیتانس خطوط ریزنوار تزویج شده نامتقارن می‌توان \bar{Y}_{23} را به صورت ذیل به دست آورد (ضمیمه را ببینید).

$$\begin{cases} \bar{Y}_{23} = -\frac{(C+D)(C+F)}{\Delta} + B \\ B = -\frac{Y_{c1} \coth \gamma_c L}{R_{\pi}(1-R_c/R_{\pi})} - \frac{Y_{\pi 1} \coth \gamma_{\pi} L}{R_c(1-R_{\pi}/R_c)} \\ C = \frac{Y_{c1}}{(R_{\pi}-R_c) \sinh \gamma_c L} + \frac{Y_{\pi 1}}{(R_c-R_{\pi}) \sinh \gamma_{\pi} L} \\ D = -\frac{Y_{c1}}{(1-R_c/R_{\pi}) \sinh \gamma_c L} - \frac{Y_{\pi 1}}{(1-R_{\pi}/R_c) \sinh \gamma_{\pi} L} \\ F = -\frac{R_c Y_{c2}}{R_{\pi}(1-R_c/R_{\pi}) \sinh \gamma_c L} - \frac{R_{\pi} Y_{\pi 2}}{R_c(1-R_{\pi}/R_c) \sinh \gamma_{\pi} L} \end{cases} \quad (6)$$

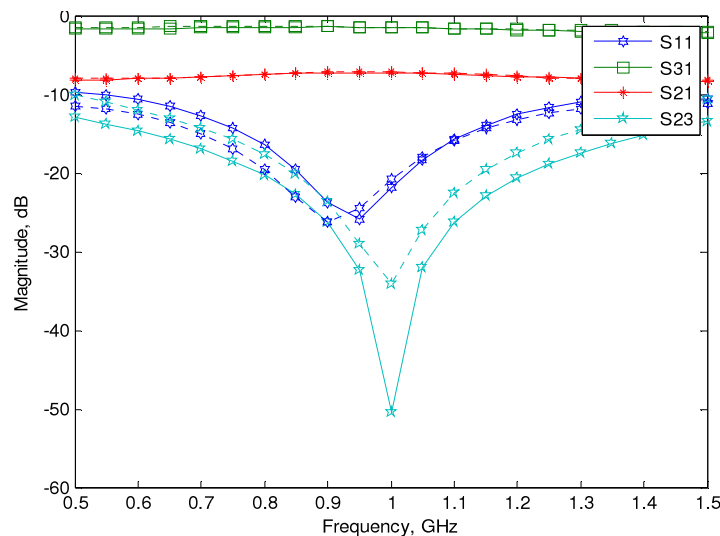
توان بین دهانه‌های خروجی نیز در محدوده مناسبی قرار دارد. به طوری که در فرکانس مرکزی، ضریب انتقال از دهانه اول به دوم برای هر دو تقسیم‌کننده توان در حدود 1.45dB بوده و و ضریب انتقال از دهانه اول به سوم برای تقسیم‌کننده پیشنهادی برابر 7.15dB- و برای تقسیم‌کننده توان معمولی برابر 7.3dB- است. بنابراین ضریب انتقال از دهانه اول به سوم برای تقسیم‌کننده توان پیشنهادی بهتر از تقسیم‌کننده توان معمولی است که این امر به علت پهنای کم ریزنوار در تقسیم‌کننده توان معمولی (0.12 میلیمتر) می‌باشد. با این تفاسیر عملکرد تقسیم‌کننده توان ویلکینسون پیشنهادی رضایت‌بخش بوده و قابلیت جایگزینی با تقسیم‌کننده توان ویلکینسون معمولی را دارد.

شده است و ابعاد مربوط به مبدلهای ربع طول موج در دهانه‌های خروجی بهینه نمی‌گردند. بنابراین ابعاد اولیه و نهایی آنها یکسان است. با توجه به ابعاد نهایی ذکر شده در جدول (۱) و (۳)، شبیه‌سازی مقسم توان ویلکینسون پیشنهادی و معمولی توسط نرم‌افزار HFSS انجام شد. شکل (۷) نتایج شبیه‌سازی را نشان می‌دهد. به طوری که شکل نشان می‌دهد درکل پهنای باند نشان داده شده، یعنی 0.5 تا 1.5 گیگاهرتز مقدار ضریب انعکاس دهانه ورودی و جداسازی بین دهانه‌های خروجی بهتر از 10- دسیبل است. همچنین با توجه به شکل، میزان جداسازی بین دهانه‌های خروجی و تقسیم‌کننده توان معمولی بهتر از تقسیم‌کننده توان پیشنهادی است. با توجه به شکل، تغییرات تقسیم

Table (3): The initial and final dimensions of the proposed Wilkinson power divider

جدول (۳): ابعاد اولیه و نهایی مقسم توان ویلکینسون پیشنهادی

	W_1	W_2	S	L	W'	L'	W''	L''
Initial Values	0.9	5	0.3	40	1.62	42	5.3	40
Final Values	0.59	5	0.5	42.8	1.62	42	5.3	40



شکل (۸): تغییرات ضریب انعکاس شبیه‌سازی شده در دهانه اول و دوم بر حسب فرکانس خط چین: پیشنهادی، خط ممتد: معمولی

Fig. 8: Simulated scattering parameters of the conventional (dotted line) and Proposed (solid line) Wilkinson power divider

سپاسگزاری:

این مقاله حاصل طرح پژوهشی در دانشگاه آزاد اسلامی واحد نجف‌آباد می‌باشد.

پی‌نوشت:

- 1- Microwave
- 2- Transmission Line Electromagnetic Modeling Tool

۵- نتیجه گیری

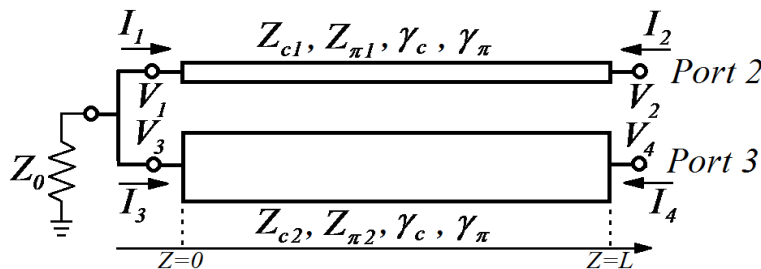
در این مقاله روش مناسبی برای رفع محدودیت ساخت تقسیم‌کننده توان ویلکینسون نامتعادل با نسبت تقسیم توان بالا معرفی شد. در روش پیشنهادی به جای استفاده از خطوط ریزنوار مجزا که دستیابی به امپدانس مشخصه‌های بالا توسط آنها دشوار است از خطوط ریزنوار نامتقارن استفاده شد. روش مناسبی برای طراحی تقسیم‌کننده پیشنهادی ارائه و بحث شد که مبتنی بر بهینه‌سازی پارامترهای خطوط تزویج شده نامتقارن بود. در نهایت تقسیم‌کننده توانی طراحی شد که نتایج شبیه‌سازی پارامترهای پراکندگی این تقسیم‌کننده بیانگر صحت روش طراحی و مفید بودن ساختار پیشنهادی است.

مراجع

- [1] E. Wilkinson, "An N-way hybrid power divider", IRE Trans. Microw. Theo. Tech., Vol.MTT-8, No.1, pp.116-118, Jan. 1960.
- [2] S.B. Cohn, "A class of broadband three port TEM-mode hybrids", IEEE Trans. Microw. Theo. Tech., Vol.MTT-16, No.2, pp.110-116, Feb. 1968.
- [3] D.M. Pozar, "Microwave engineering", 2nd ed., New York: Wiley, 1998.
- [4] R.E. Collin, "Foundations for microwave engineering", 2nd ed., McGraw Hill, 1992.J.-S.
- [5] Lim, S.W. Lee, C.S. Kim, J.S. Park, D. Ahn, S. Nam, "A4:1 unequal Wilkinson power divider", IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., Vol.11, No.3, pp.124-126, Mar. 2001.
- [6] 4 J.S. Lim, G.Y. Lee, Y.C. Jeong, D. Ahn, K.S. Choi, "A 1:6 unequal wilkinson power divider", 36th Euro. Micro. Conf. Proc., Manchester, pp.200-203, Sep. 2006.
- [7] J.X. Chen, Q. Xue, "Novel 5:1 unequal wilkinson power divider using offset double-sided parallel-strip lines", IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., Vol.17, No.3, pp.175-177, Mar. 2007.
- [8] M. Moradian, H. Oraizi, "Application of grooved substrates for design of unequal Wilkinson power dividers", Elec. Lett., Vol.44, No.1, Jun. 2008.
- [9] T. Yang, J. Chen, Q. Xue, "Novel approach to the design of unequal power divider with high dividing ratio", Micro. and Opti. Tech. Lett., Vol.51, No.5, pp.1240, May 2009.
- [10] K.K.M. Cheng, P.W. Li, "A novel power divider design with unequal power dividing ratio and simple layout", IEEE Trans. Micro. Theo. and Tech., Vol.57, No.6, pp.1589-1594, June 2009.
- [11] R. Mongia, I. Bahl, P. Bhartia, "RF and microwave coupled-line circuits", Norwood, MA: Artech House, 1999.

ضمیمه:

به منظور به دست آوردن مقاومت R مورد نیاز بین دهانه‌های دوم و سوم برای مجزا نمودن این دو دهانه، نیاز به ادمیتانس متقابل بین این دهانه است. برای نیل به این هدف دهانه ورودی تقسیم‌کننده توان را به بار تطبیق متصل نموده و از انتهای دیگر خط ماتریس ادمیتانس را به دست می‌آوریم. بنابراین شکلی مانند آنچه که در شکل (۱-الف) نشان داده شده است را خواهیم داشت. ماتریس ادمیتانس خط تزویج شده نامتقارن در حالتی که چهار دهانه آزاد باشد به صورت ذیل قابل بیان است [۱۱].



شکل (۱) الف: قسمتی از مدل تقسیم کننده توان ویلکینسون در حالتی که دهانه ورودی آن به بار تطبیق متصل شده است

$$\left\{ \begin{aligned} Y_{11} = Y_{22} &= \frac{Y_{c1} \coth \gamma_c l}{(1 - R_c / R_\pi)} + \frac{Y_{\pi 1} \coth \gamma_\pi l}{(1 - R_\pi / R_c)} = A \\ Y_{13} = Y_{32} = Y_{24} = Y_{42} &= -\frac{Y_{c1} \coth \gamma_c l}{R_\pi (1 - R_c / R_\pi)} - \frac{Y_{\pi 1} \coth \gamma_\pi l}{R_c (1 - R_\pi / R_c)} = B \\ Y_{14} = Y_{41} = Y_{23} = Y_{32} &= \frac{Y_{c1}}{(R_\pi - R_c) \sinh \gamma_c l} + \frac{Y_{\pi 1}}{(R_c - R_\pi) \sinh \gamma_\pi l} = C \\ Y_{12} = Y_{21} &= -\frac{Y_{c1}}{(1 - R_c / R_\pi) \sinh \gamma_c l} - \frac{Y_{\pi 1}}{(1 - R_\pi / R_c) \sinh \gamma_\pi l} = D \\ Y_{33} = Y_{44} &= -\frac{R_c Y_{c1} \coth \gamma_c l}{R_\pi (1 - R_c / R_\pi)} - \frac{R_\pi Y_{\pi 1} \coth \gamma_\pi l}{R_c (1 - R_\pi / R_c)} = E \\ Y_{34} = Y_{43} &= \frac{R_c Y_{c2}}{R_\pi (1 - R_c / R_\pi) \sinh \gamma_c l} + \frac{R_\pi Y_{\pi 2}}{R_c (1 - R_\pi / R_c) \sinh \gamma_\pi l} = F \end{aligned} \right. \quad (A-1)$$

با توجه به رابطه بالا رابطه بین ولتاژها و جریانهای یک خط انتقال تزویج شده نامتقارن به صورت ذیل خواهد بود.

$$\left\{ \begin{aligned} I_1 &= AV_1 + DV_2 + BV_3 + CV_4 \\ I_2 &= DV_1 + AV_2 + CV_3 + BV_4 \\ I_3 &= BV_1 + CV_2 + EV_3 + FV_4 \\ I_4 &= CV_1 + BV_2 + FV_3 + EV_4 \end{aligned} \right. \quad (A-2)$$

با توجه به شکل ۱-الف، در دهانه ورودی خواهیم داشت

$$\left\{ \begin{aligned} V_1 = V_3 &= V \\ I_1 + I_3 &= -VY_0 \end{aligned} \right. \quad (A-3)$$

در این رابطه $Y_0 = 1/Z_0$ می‌باشد. با ترکیب روابط (A-2) و (A-3) خواهیم داشت.

$$\left\{ \begin{aligned} AV + DV_2 + BV + CV_4 + BV + CV_2 + EV + FV_4 &= -VY_0 \\ \Rightarrow V[A + 2B + E + Y_0] &= -[D + C]V_2 - [C + F]V_4 \end{aligned} \right. \quad (A-4)$$

با تعریف $\Delta = A + 2B + E + Y_0$ خواهیم داشت.

$$V = -\frac{[D + C]}{\Delta} V_2 - \frac{[C + F]}{\Delta} V_4 \quad (A-5)$$

با جایگذاری رابطه (A-5) در رابطه (A-3) و پس از انجام کمی عملیات جبری خواهیم داشت:

$$\left\{ \begin{aligned} I_2 = V_2 \left\{ \left[-\frac{(D + C)(C + D)}{\Delta} \right] + A \right\} + V_4 \left\{ \left[-\frac{(F + C)(C + D)}{\Delta} \right] + B \right\} \\ I_2 = V_2 \left\{ \left[-\frac{(F + C)(C + D)}{\Delta} \right] + B \right\} + V_4 \left\{ \left[-\frac{(F + C)(C + D)}{\Delta} \right] + E \right\} \end{aligned} \right. \quad (A-6)$$

با توجه به رابطه بالا، ادمیتانس متقابل بین دهانه‌های خروجی به صورت ذیل خواهد بود:

$$\bar{Y}_{23} = -\frac{(C + D)(C + F)}{\Delta} + B \quad (A-7)$$