طراحی بهینه مقسم توان ۶ دهانه ای با نسبت توان خروجی اختیاری

مرتضی مقنی [۱] **همایون عریضی** [۲]

۱- دانش‌آموخته- کارشناسی ارشد- دانشکده مهندسی برق- دانشگاه علم و صنعت- تهران- ایران
m_moghanni63@yahoo.com

۲- استاد- دانشکده مهندسی برق- دانشگاه علم و صنعت- تهران- ایران
h_oraizi@iust.ac.ir

چکیده: مقسم توان ۶ دهانه ای با ساختار کاملا صفحه ای ، با استفاده از روش بهینه سازی حداقل مربعات طراحی و ساخته شده است. همچنین مدل بسیار دقیق مداری با لحاظ اتصالات T شکل نامتقارن بدست آمده است. نتایج اندازه گیری و شبیه سازی شده بسیار مطلوبی برای این مقسم توان بهینه سازی بدست آمده است . از جمله قابلیت های منحصر بفرد این مقسم توان پهن باند، ارائه تقسیم توان متغییر به نسبت های ۱:۱:۱ ، ۳:۲:۱ ، ۴:۱:۱ و ۱:۱ ، ۱:۲ به ترتیب در کاربرد ۴ دهانه ای و ۳ دهانه ای تنها با یک طراحی و تحریک هر یک از دهانه ی ورودی می باشد.

کلمات کلیدی: مقسم توان ، قطعه مایکرویوی ، مدار معادل، ایزولاسیون دهانه ها

تاریخ ارسال مقاله : ۱۳۹۱/۱۲/۲۶

تاریخ پذیرش مقاله : ۱۳۹۳/۶/۱۸

نام نویسنده‌ی مسئول: دکتر همایون عریضی

نشانی نویسنده‌ی مسئول: ایران- تهران- بزرگراه رسالت- خیابان هنگام- دانشگاه علم و صنعت

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-20]

۱- مقدمه

مقسم توان یکی از قطعات پر کاربرد در ساختار مدار های مخابراتی می باشد. از این قطعه مایکرویوی در تحریک توان خروجی قطعات نیمه هادی به منظور ساخت اسیلاتورها یا تقویت کننده های توان و نیز در تجهیزات اندازه گیری و سیستم های تغذیهٔ آنتن ها، ضرب کننده ها و سایر سیستم های مخابراتی به عنوان یک قطعه کلیدی استفاده می شود [۱]. در ساختار مقسم های N دهانه ای برای تغذیه انتن های آرایه ای عموما از اتصال متوالی چند مقسم توان به صورت یک شبکه تقسیم کننده استفاده می شود که در نهایت باید ایزولاسیون بالایی بین دهانه های خروجی داشته باشد و تطبیق امپیدانس به صورت کامل انجام شود[۲]. نمونه های متنوعی از مقسم های توان با ساختار مایکرواستریپی وجود دارد که از این جمله می توان به مقسم توان ویلکینسون ، گایسل [۳] و بگلی [۴] اشاره نمود. جهت داشتن ایزولاسیون مطلوب در دهانه های خروجی این مقسم های توان، از مقاومت ایزولاسیون در ساختارشان استفاده شده است. این مقاومت ها علاوه بر مشکلات پارازتیکی، باعث دشوار شدن پروسه ی ساخت می شود [۵]. سایر مقسم های توان نظیر بگلی نیز در قالب ساختار چند ضلعی قابلیت تقسم توان بین تعداد خروجی دلخواه را دارد ولی دارای ایزولاسیون ضعیف بین پورت های خروجی است. جهت افزایش پهنای باند ایزولاسیون در این نوع مقسم های توان از تکنیک چند قسمتی کردن ساختار آنها استفاده می شود [۶].

در سال ۱۹۹۶ اولین بار لیم و ایوم ، مقسم توان ۶ دهانه ای با ساختار کاملا صفحه ای که دارای مشخصه های منحصر بفردی بود معرفی کردند. [۷] از جمله قابلیت ویژه این مقسم توان، ارائه ی نسبت توان متغییر به تناسب تحریک هر یک از دهانه هاست; به عبارت دیگر تنها با یک طراحی و جابجا کردن دهانه ی ورودی می توان به نسبت توان متغیر و دلخواهی در دهانه های خروجی دیگر دست یافت. بر طبق این قاعده این مقسم توان دارای کاربردهای ۳ و ۴ دهانه ایست به نحوی که در حالت اول و دوم به ترتیب دارای ۲ و ۳ دهانه ی ایزولاسیون می باشد. همچنین این مقسم توان دارای ساختار صفحه ای و بدون مقاومت ایزولاسیون است. به دلیل داشتن ویژگی های در یک ساختار، این مقسم توان به صورت تقسیم کننده و ترکیب کننده تلفیقی در قالب تقویت کننده های ۲ و ۳ تایی استفاده شده است [۸].

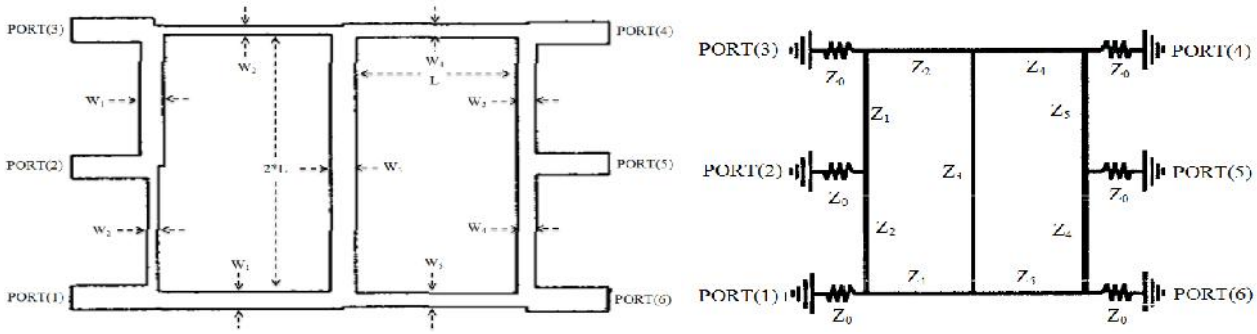
علی رغم مزایای ذکر شده ، این مقسم توان دارای پهنای باند ایزولاسیون کمی نسبت به مقسم توان ویلکینسون می باشد. طوری که با استفاده از روابط طراحی ارائه شده دارای حداکثر 20% پهنای باندایزولاسیون15dB- می باشد.

در این مقاله مدل بسیار دقیق مداری برای این مقسم توان در نظر گرفته شده است که در آن از مدل اتصالات T شکل نامتقارن مایکرواستریپی با درنظر گرفتن نقطه اختلاف فاز صفر در فرکانس طراحی استفاده شده است. هدف اصلی از بدست آوردن مدار معادل دقیق، ارائه روش بهینه سازی برای افزایش پهنای باند ایزولاسیون با الگوریتم کمینه سازی تابع خطا است. با داشتن یک ماتریس منسجم پراکندگی برای این مقسم توان، می توان روند بهینه سازی روش حداقل مربعات را استفاده کرد.

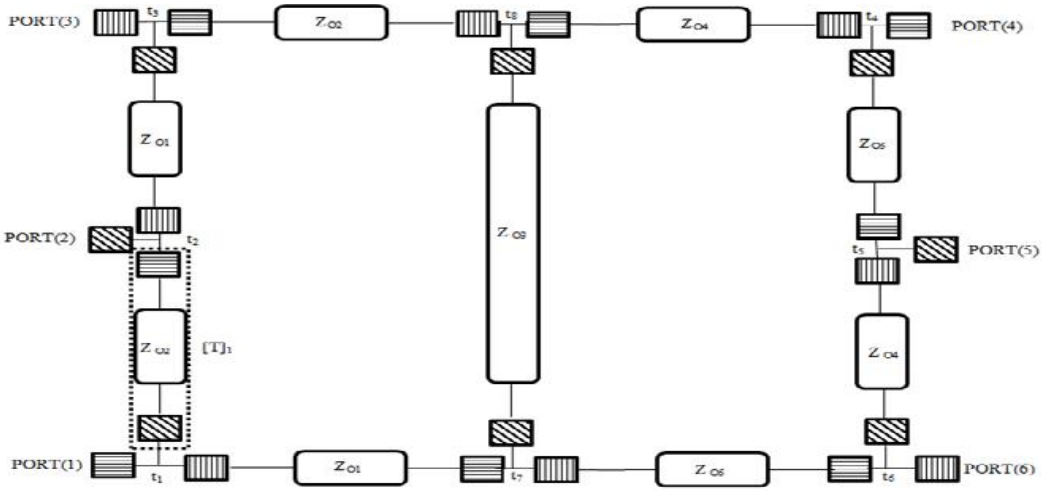
۲- روش بدست آوردن ماتریس پراکندگی مقسم توان

همچنان که در شکل (۱) دیده می شود، در ساختار این مقسم توان هیچگونه تقارن محوری وجود ندارد، بنابراین تحلیل بر مبنای تحریک زوج و فرد که متداول ترین روش برای بدست آوردن پارامتر های پراکندگی است، قابل استفاده نمی باشد. از تکنیک تبدیل شبکه ۶ دهانه ای به شبکه های ۴ و ۳ دهانه ای جهت تحلیل این مقسم توان می توان استفاده کرد ولی در اینجا با استفاده از روش عددی و تعریف تابع خطا می خواهیم پروسه بهینه سازی را انجام دهیم [۹] . روش تحلیل در این ساختار بر مبنای استفاده از مدار معادل و مدل خط انتقالی خطوط و اتصالات T شکل نامتقارن است. برای بدست آوردن ماتریس پراکندگی مقسم توان ، مدل دقیق مداری را برای کلیه ی خطوط و ناپیوستگی های موجود ارائه می دهیم. در ساختار این مقسم توان ، ۸ اتصال T شکل نامتقارن، ۸ بازوی ربع طول موج و ۱ بازوی نصف طول موج دیده می شود. اتصالات Tشکل نامتقارن در این مقسم توان با الگوی ارائه شده در [۱۰] و [۱۱] به ۳ بخش کلی تقسیم می شود. مدل سازی ساختارT شکل همچنان که در شکل (۲) نشان داده شده است بر مبنای نقطه فاز صفر می باشد. روابط طراحی و تفکیک سازی این اتصالات در روابط (۱) تا (۶) آمده است.

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-20]



شکل (۱): شماتیک کلی و مدل مداری مقسم توان ۶ دهانه ای با ساختار کاملا صفحه ای



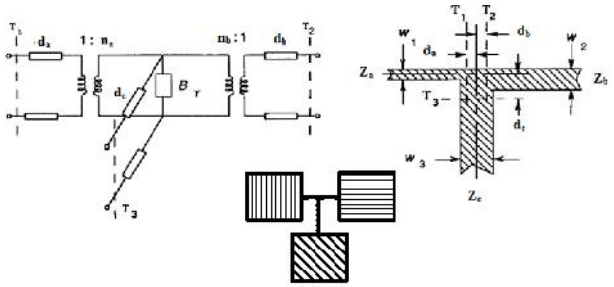
شکل(۳): تجزیه مقسم توان ۶ دهانه ای

$$\frac{d_c}{D}=0.5-\left[0.05+0.7e^{-1.6\sqrt{Z_aZ_b}/Z_c}+0.25\frac{\sqrt{Z_aZ_b}}{Z_c}\left(\frac{f}{f_p}\right)^2-0.17\ln\frac{\sqrt{Z_aZ_b}}{Z_c}\right]\frac{\sqrt{Z_aZ_b}}{Z_c} \quad (۳)$$

$$n_a=\sqrt{1.0-\pi\left(\frac{f}{f_p}\right)^2\left[\frac{1.0}{12.0}\frac{Z_a^2}{Z_c}+\left(0.5-\frac{d_c}{D_a}\right)^2\right]} \quad (۴)$$

$$n_b=\sqrt{1.0-\pi\left(\frac{f}{f_p}\right)^2\left[\frac{1.0}{12.0}\frac{Z_b^2}{Z_c}+\left(0.5-\frac{d_c}{D_b}\right)^2\right]} \quad (۵)$$

$$\frac{B_T}{Y_c}\frac{\lambda}{D}=5.5\frac{\varepsilon_r+2}{\varepsilon_r}\left[1.0+0.9\ln\frac{\sqrt{Z_aZ_b}}{Z_c}+4.5\frac{\sqrt{Z_aZ_b}}{Z_c}\left(\frac{f}{f_p}\right)^2-4.4\exp\left(-1.3\frac{\sqrt{Z_aZ_b}}{Z_c}\right)-20.0\left(\frac{Z_c}{\eta 0}\right)^2\right]n^{-2\frac{d}{D_c}} \quad (۶)$$



شکل(۲): اتصال T شکل نا متقارن و مدار معادل مربوط [10]

$$\frac{d_a}{D_c}=0.055\left[1.0-1.0\frac{Z_b}{Z_c}\left(\frac{f}{f_p}\right)^2\right]\frac{Z_a}{Z_c} \quad (۱)$$

$$\frac{d_b}{D_c}=0.055\left[1.0-1.0\frac{Z_b}{Z_c}\left(\frac{f}{f_p}\right)^2\right]\frac{Z_b}{Z_c} \quad (۲)$$

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-20]

در روابط بالا λ ، Z, f_p, D به ترتیب معادل عرض خط موازی، فرکانس قطع بالاترین مرتبه (فرکانس طراحی)، امپدانس مشخصه خطوط و طول موج در داخل خط مایکرواستریپ است.

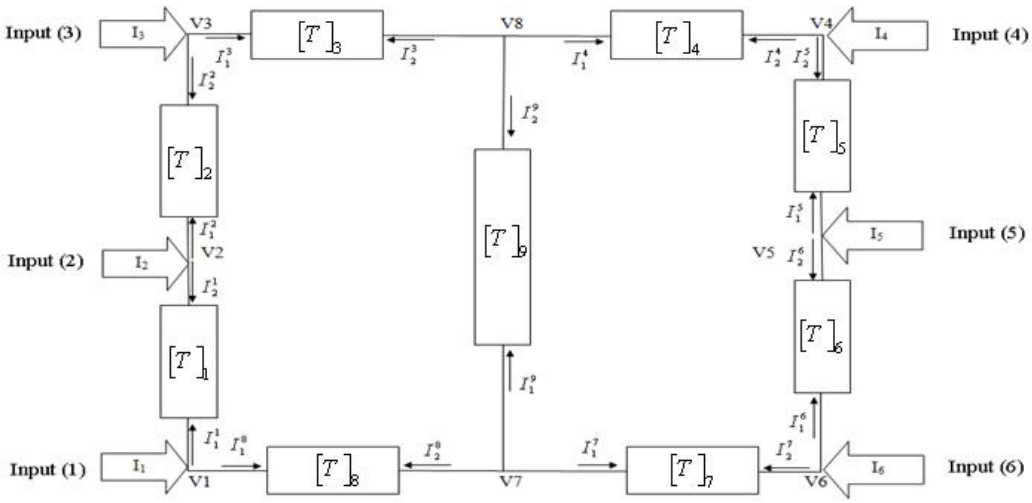
زیرنویس های (a,b) و c مربوط به خطوط سری و موازی در شکل (۳) می باشد. همچنین مقادیر D, f_p به صورت رابطه (۷) محاسبه می شوند که $\eta_0 = 377\Omega$ و h ارتفاع زیرلایه، برحسب میلیمتر می باشد.

$$D = \eta_0 h \Big/ \sqrt{\varepsilon_{re}} Z \qquad f_p\,(GHz) = 0.4\frac{Z}{h} \tag{۷}$$

با تفکیک این اتصالات طبق الگوی شکل (۲) و اضافه شدن بازوهای $\lambda/4$ و $\lambda/2$، به این اجزا ، می توان مدار معادل مقسم توان شکل (۱) را به صورت عناصر مجزای شکل (۳) ، نمایش داد.

در مرحله بعد، اجزاء تجزیه شده در شکل (۳)را در قالب بلوک های انتقالی [T]۱تا [T]۹ به صورت شکل (۴) ترکیب می کنیم. ماتریس

انتقال هر بلوک با ضرب ماتریس ABCD عناصر تشکیل دهنده بدست می آید. با داشتن ماتریس انتقال هر بلوک، ماتریس های ادمیتانس و امپدانس تک تک بلوک ها با تبدیلات ذکر شده در [۱۲] محاسبه می شود. برای نمونه بلوک انتقالی $[T]_1$ که از ۳ جزء خط انتقال نشان داده شده در شکل (۳)، با امپدانس مشخصه Z_{o2} تشکیل شده است، به صورت رابطه (۸) محاسبه می شود.



شکل(۴): ترکیب اجزای تفکیک شده مقسم توان ۶ دهانه ای

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{T_1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jB_T^1 & 1 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \cos(\beta l_1') & Z_{o2}\sin(\beta l_1') \\ {}^1\!/\!_{Z_{o2}}\sin(\beta l_1') & \cos(\beta l_1') \end{bmatrix} \begin{bmatrix} {}^1\!/\!_{n_b} & 0 \\ 0 & n_b \end{bmatrix}$$

$$l_1' = d_c^1 + l_2 + d_b^2 \tag{۸}$$

برای سایر بلوک ها نیز محاسبات مشابه هی انجام می دهیم . در مرحله آخر بعد از بدست آوردن ماتریس انتقال کلیه بلوک ها ، جریان های ورودی دهانه هاIi(i=1,2,..,6) بر حسب ولتاژ گره ها Vi(i=1,2,..,6) ، با در دست داشتن ماتریس انتقال i[T]، جریان های ورودی I_1^i وجریان خروجی I_2^i هر بلوک که (i=1,2,..,9) ، می نویسیم. جهت محاسبه ماتریس های امپدانس و ادمیتانس از روی ماتریس ABCD از روابط [12] استفاده شده است.

با ترکیب این پارامترها در نهایت ماتریس ادمیتانس کلی بشکل رابطه (۹) برای این مقسم توان حاصل می شود.

$$[Y]=\begin{bmatrix} y_{11}^1+y_{11}^8+c_1y_{12}^8 & y_{12}^1 & c_2y_{12}^1 & c_4y_{12}^8 & 0 & c_3y_{12}^8 \\ y_{21}^1 & y_{11}^2+y_{22}^1 & y_{12}^2 & 0 & 0 & 0 \\ d_1y_{12}^8 & y_{21}^2 & y_{11}^3+y_{22}^2+d_2y_{12}^3 & d_2y_{12}^2 & 0 & d_3y_{12}^5 \\ d_1y_{21}^4 & 0 & d_2y_{21}^4 & y_{22}^4+y_{22}^5+d_4y_{21}^4 & y_{21}^5 & d_3y_{21}^4 \\ 0 & 0 & 0 & y_{12}^5 & y_{11}^5+y_{22}^6 & y_{21}^5 \\ c_1y_{21}^7 & 0 & c_2y_{21}^7 & c_4y_{21}^7 & y_{12}^6 & y_{11}^6+y_{22}^7+c_3y_{21}^7 \end{bmatrix} \tag{۹}$$

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-20]

در رابطه (۹) مقادیر c , d به صورت مقابل تعریف می شوند:

$$c_1=-y_{21}^{8}\left(a_{11}z_{11}^{9}+a_{12}z_{21}^{9}\right),c_2=-y_{21}^{3}\left(a_{11}z_{12}^{9}+a_{12}z_{22}^{9}\right)$$
$$c_3=-y_{21}^{4}\left(a_{11}z_{12}^{9}+a_{12}z_{22}^{9}\right),c_4=-y_{21}^{7}\left(a_{11}z_{11}^{9}+a_{12}z_{21}^{9}\right)$$
$$d_1=-y_{21}^{8}\left(a_{21}z_{11}^{9}+a_{22}z_{21}^{9}\right),d_2=-y_{21}^{3}\left(a_{21}z_{12}^{9}+a_{22}z_{22}^{9}\right)$$
$$d_3=-y_{21}^{4}\left(a_{21}z_{12}^{9}+a_{22}z_{22}^{9}\right),d_4=-y_{21}^{7}\left(a_{21}z_{11}^{9}+a_{22}z_{21}^{9}\right)$$

و

$$[A]=\begin{bmatrix}a_{11} & a_{12}\\ a_{21} & a_{22}\end{bmatrix}=$$
$$\begin{bmatrix}1+z_{11}^{9}\left(y_{11}^{7}+y_{22}^{8}\right) & z_{12}^{9}\left(y_{22}^{3}+y_{11}^{4}\right)\\ z_{12}^{9}\left(y_{22}^{8}+y_{11}^{7}\right) & 1+z_{22}^{9}\left(y_{11}^{4}+y_{22}^{3}\right)\end{bmatrix}^{-1}$$

همچنین

$$z_{ij}^{n},y_{ij}^{n}(i=1,2\quad\&\quad j=1,2\quad\&\quad n=1,2,...,12)$$

به ترتیب عناصر ماتریس ادمیتانس و امپدانس بلوک ها می باشند. در صورتیکه امپدانس مشخصه کلیه دهانه ها را ۵۰ اهم در نظر بگیریم ماتریس پراکندگی نهایی از رابطه (۱۰) بدست می آید.

$$[S]_{6\times6}=\left([U]+[Y]Z_0\right)^{-1}\left([U]-[Y]Z_0\right) \qquad (۱۰)$$

۳- روند بهینه سازی و بدست آوردن تابع خطا

منظور از بهینه سازی کمینه کردن تابع خطایی است که پارامترهای ساختاری از جمله طول و عرض هر یک از خطوط را با عناصر ماتریس پراکندگی کلی مرتبط می کند که در قسمت قبل بدست آمده است. همچنان که در رابطه (۱۱) دیده می شود تابع خطای کلی، با تقسیم بازه ی فرکانسی به K بخش و جمع تک تک خطاهای هر قسمت نسبت به مقدار ایده آل عناصر ماتریس پراکندگی، بدست می آید.

$$Error=\sum_K\sum_{m=1}^{6}\sum_{n=m+1}^{6}Wt_{mn}\left(S_{mn}-G_{mn}\right)^2 \qquad (۱۱)$$

جدول (۱): نسبت توان دهانه های خروجی در حالت های مختلف تحریک مقسم توان ۶ دهانه ای

EXCITED PORT									
# 1		# 2		# 3		# 4 OR # 6		# 5	
Coupled Ports	Division Ratios	Coupled Ports	Division Ratios	Coupled Ports	Division Ratios	Coupled Ports	Division Ratios	Coupled Ports	Division Ratios
2	1	1	1	2	1	1	1	4	1
4	1	3	2	4	1	3	2	6	1
6	1	*	*	6	4	5	3	*	*

در رابطه (۱۱) ، S_{mn} پارامتر ماتریس پراکندگی حاصل از رابطه (۱۰) می باشد و G_{mn}اهداف مورد نظر برای بهینه سازی S_{mn} است و به صورت مختلط می باشد . همچنین Wt_{mn} تابع وزنی است که برحسب اهمیت پارامتر بهینه سازی شده ی S_{mn}، از صفر تا یک مقدار دهی می شود.

روش های متعددی برای کمینه کردن تابع خطای بیان شده وجود دارد که هر کدام دارای نقاط قوت و ضعفی است، روش بهینه سازی بکار رفته در این مقاله الگوریتم گرادیان مزدوج[1] (CG) است. روش گرادیان مزدوج پیچیده بوده اما همگرایی بسیار سریع و دقت بالایی نسبت به سایر روش ها دارد ، همچنین این روش وابستگی زیادی به مقادیر اولیه دارد. در نرم افزار MATLAB این روش با دستور(fmincon) معرفی می گردد. الگوریتم استفاده شده در دستور (fmincon)، برنامه نویسی تابع خطای درجه دوم ونهایتا استفاده از جستجوی خط می باشد. منظور از جستجوی خط این است که در هر مرحله مقدار تابع خطا و مقدار گرادیان آن با مقادیر آن در مرحله قبلی مقایسه می شود و با توجه به ماهیت آنها برای مرحله بعدی ضریبی در نظر گرفته می شود. دلیل تبدیل تابع خطا به یک تابع درجه ۲ این است که هر تابع در همسایگی نقطه کمینه خود با دقت بسیار خوبی با یک تابع درجه ۲ قابل تحریک است. بعد از مراحل تکرار متوالی و عملیات بهینه سازی توسط نرم افزار توانمند MATLAB مقدار تابع خطا به کمترین حد ممکن می رسد[14,13] و به تناسب آن پارامترهای بهینه سازی شده که در اینجا طول و عرض خطوط مایکرواستریپی می باشند بدست می آید.

۴- مثال عملی و شبیه سازی تمام موج

می خواهیم مقسم توان ۶ دهانه ای پهن باند با استفاده از روش بهینه سازی حداقل مربعات و شرایط زیر طراحی کنیم:

۱- در حالت تحریک دهانه (۱)، توان از دهانه های ۲، ۴ و۶ با نسبت یکسان خارج شود و دارای پارامترهای ایزولاسیون S_{23} ، S_{25}و S_{35} برابر 15dB- باشد.

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-20]

۲- در تحریک دهانه (۲)، توان از دهانه های ۱ و ۳ به نسبت ۱:۲ خارج شود و و در پورت های ایزوله حداقل دارای ایزولاسیون 15dB- باشد.

۳- در تحریک دهانه (۳) توان به نسبت ۱:۱:۴ از دهانه های ۲، ۴ و ۶ خارج می شود و در پورت های ایزوله حداقل دارای ایزولاسیون 15dB- باشد.

۴- در تحریک دهانه های ۴و ۶ توان به نسبت ۱:۲:۳ از دهانه های ۳،۱ و ۵ خارج شود و در پورت های ایزوله حداقل دارای ایزولاسیون 15dB- باشد.

۵- در تحریک دهانه ۵ توان به نسبت برابر از دهانه های ۴و۶ خارج شود و در پورت های ایزوله حداقل دارای ایزولاسیون 15dB- باشد.

۶- کلیه دهانه ها در حالت تحریک حداقل دارای تطبیق 15dB- باشند.

۷- جهت یکسان سازی فاز توان خروجی در کلیه حالت های تحریک، متغییر طول بازو های $\lambda/4$ را در تابع خطای تعریف شده یکسان و برابر L در نظر می گیریم.

نسبت توان در حالت های مختلف متناسب با شرایط ۱ تا ۶ در جدول (۱) آورده شده است. شرایط ذکر شده را در تابع خطای رابطه (۱۱) اعمال می کنیم .

به عنوان نمونه در حالت تحریک دهانه (۱)، اهداف و توابع وزنی در نظر گرفته شده در جدول (۲) آورده شده است.

جدول (۲): مقادیر اهداف و توابع وزنی تعریف شده برای تابع خطا در حالت تحریک دهانه (۱)

G_{11}	G_{12}	G_{13}	G_{14}	G_{15}	G_{16}
-20 dB	-4.7 dB	-20 dB	-4.7 dB	-20 dB	-4.7 dB
Wt_{11}	Wt_{12}	Wt_{13}	Wt_{14}	Wt_{15}	Wt_{16}
1	3	1	3	1	3

برای سایر دهانه ها نیز به طریق مشابه عمل می کنیم. با اعمال محدودیت های ساخت برای متغیر های طول و عرض خطوط، پروسه ی بهینه سازی با الگوریتم ذکر شده در باند فرکانسی S (2GHz-4GHz) با تقسیم بازه فرکانسی به K=50 انجام شده

است. در جدول (۳) نتایج بهینه سازی ، مقادیر اولیه و محدوده اختیار برای متعییر های تابع خطای کلی در تکرارهای متوالی

جدول (۳): پارامترهای ساختاری مقسم توان ۶ دهانه ای (برحسب میلیمتر)

$h=20mil$, $\varepsilon_r=3.55$, $K=50$, $2GHz \le f \le 4GHz$.						
Parameters	W1	W2	W3	W4	W5	L
Initial Values	0.8	0.38	1.11	0.6	15.4	15.4
Minimum Values	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	14
Maximum Values	2	2	3	2	2	16
Optimum Values with CG	0.956	0.491	0.701	0.758	0.758	15.52
Final Error	1.5758					

آورده شده است. همچنان که دیده می شود مقدار خطای بدست آمده نهایی 1.5758می باشد.

با استفاده از مقادیر بهینه شده ی طول و عرض خطوط بدست آمده، روند ساخت این مقسم توان بر روی زیرلایه ی Rogers (RO4003) با $\varepsilon_r = 3.55$ ، $\tan\sigma = 0.0027$ و ارتفاع h=20 mil انجام می دهیم.

شکل (۵) نمونه ی ساخته شده از این مقسم توان را نشان می دهد. نتایج شبیه سازی تمام موج با استفاده از نرم افزار CST با مقادیر اندازه گیری شده مقایسه شده در شکل های (۶) تا (۱۲) نشان داده شده است.

در شکل (۶) تلفات برگشتی (تطبیق) کلیه دهانه ها در باند فرکانسی S(2GHz-4GHz) نشان داده شده است ، مقدار پهنای باند حاصله برای تطبیق 20dB- و تلفات عبوری - 0.5dB بیشتر از 45% می باشد. در شکل های (۷) و (۸) ، تلفات عبوری و ایزولاسیون دهانه ها در حالت تحریک دهانه ۱ نشان داده شده است و پهنای باند بدست آمده بیشتر از 30% می باشد.

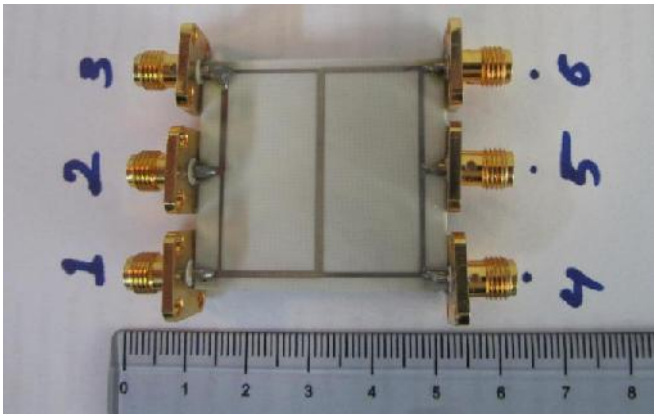
[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-20]

این روند برای دهانه های ۲، ۳ و ۴ در شکل های (۹)، (۱۰) و (۱۱)

در صورتی که در این مقسم توان دهانه ۵ تحریک شود، مقسم توان 3dB- با تلفات عبوری 0.5dB- در پهنای باند 33% و مقدار ایزولاسیون 20dB- در همان پهنای باند را خواهیم داشت که در شکل (۱۲) نشان داده شده است.

۵- نتیجه گیری

در این مقاله توانستیم با ارائه مدار معادل مداری دقیق، ماتریس پراکندگی منسجمی برای مقسم توان ۶ دهانه ای بدست آوریم. همچنین با استفاده از تکنیک بهینه سازی حداقل مربعات پهنای باند ایزولاسیون، تطبیق و تلفات عبوری بسیار مطلوبی برای این مقسم توان ایجاد کنیم. همچنین نتایج شبیه سازی مدار معادل مداری، تمام موج و مقادیر اندازه گیری شده را با هم مقایسه کردیم و در نهایت مقدار ایزولاسیون 20dB- تلفات عبوری 0.5dB-و تطبیق دهانه های 20dB- با پهنای باند بیشتر از 35% و 40% به ترتیب در کاربرد های ۳ و ۴ دهانه ای در باند فرکانسی S حاصل شد.



شکل(۵): نمونه ساخته شده مقسم توان ۶ دهانه ای بهینه سازی شده با الگوریتم حداقل مربعات

۶- مراجع

[1] M.C. Scardelletti, G. Ponchak and T.M. Weller, "Miniaturized Wilkinson Power Dividers Utilizing Capacitive Loading." IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol.12, no.1, pp. 6-8, Jan.2002 .

[2] EJ. Wilkinson, "An N-way hybrid power divider."IRE Trans. MTT, vol. 8, no. 1, pp. 116-118, Jan.1960

[3] U. H. Gysel, "A new N-way power divider/combiner suitable for high-power application." IEEE Trans. MTT, vol. 75, pp. 116-118, May1975.

[4] T. Wuren, K. Taniya, I. Sakagami, and M. Tahara, "Miniaturization of 3- and 5-way Bagley polygon power dividers." Asian Pacific Microwave Conference. , pp. 2164-2167, Dec. 2005

[5] S. Horst, S. Member "Modified Wilkinson Power Dividers for Millimeter-Wave Integrated Circuits." IEEE Trans. MTT, vol. 55, no. 11, Nov. 2007

[6] R.E. Collin, Foundations For Microwave Engineering, 2nd ed., 1992

[7] J.-S. Lim, S.-Y. Eom, and S. Nam, "Power divider with various power dividing ratios." Electronic Letters., vol. 35, no. 22, pp. 1961-1963, Oct 1999.

[8] S. Eom, J. Han, S. Kim, D. Lee and S. Nam ,"A new balanced amplifier using 6-port power divider." IEEE MTT-S International, 2001, pp. 1301 - 1304 vol.2

[9] H.R. Ahn, I. Wolff, I-S. Chang ," Arbitrary Termination Impedances, Arbitrary Power Division, and Small-Sized Ring Hybrids." IEEE Trans. MTT, vol. 45, no. 12, Dec 1997.

[10] B. C. Wadell, Transmission Line Design Handbook. MA : Artech House, 1991.

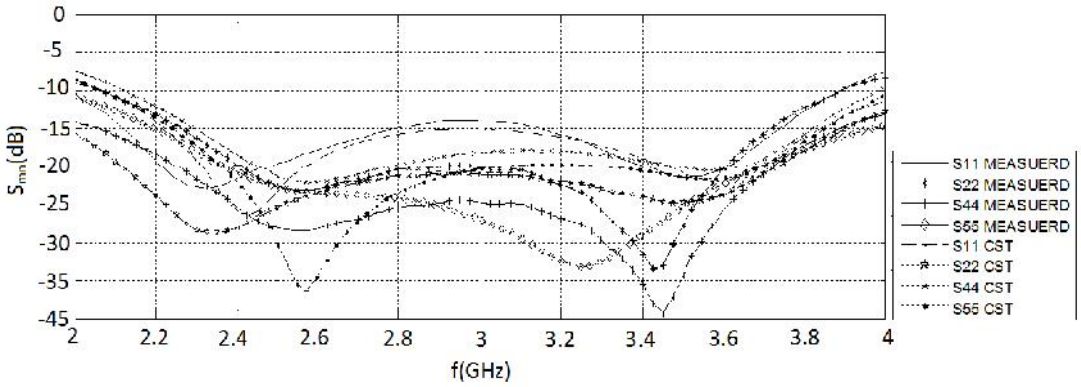
[11] K. C. Gupta, Microstrip Lines and Slot lines, 2nd ed. Norwell, MA:Artech House,1996.

[12] D. M. Pozar, Microwave Engineering, 2nd ed. New York: Wiley, 1998.

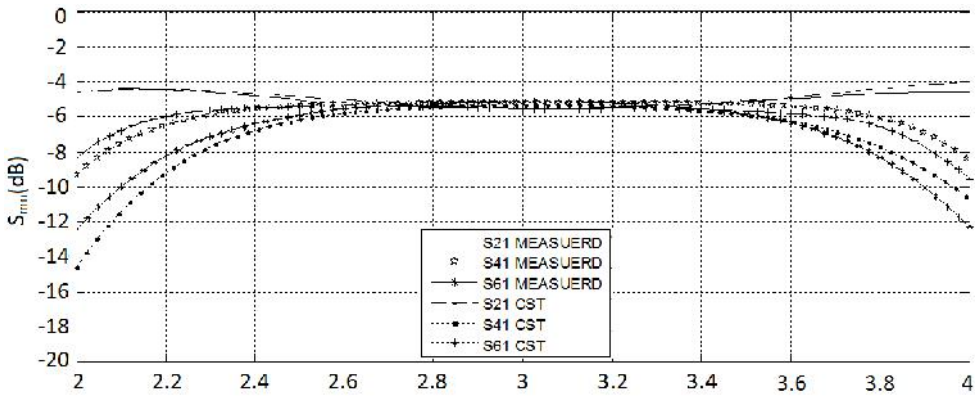
[13] Y.A. Hussein, S.M. El-Ghazaly, "Modeling and optimization of microwave devices and circuits using genetic algorithms ", IEEE Trans, MTT, vol 52, no. 1, pp. 320-336, Jan 2004

[14] H. Oraizi and S. Ayati, " Optimum design of a modified 3-way Bagley rectangular power divider" Mediterranean Microwave Symposium (MMS), 2010 , 25-28.

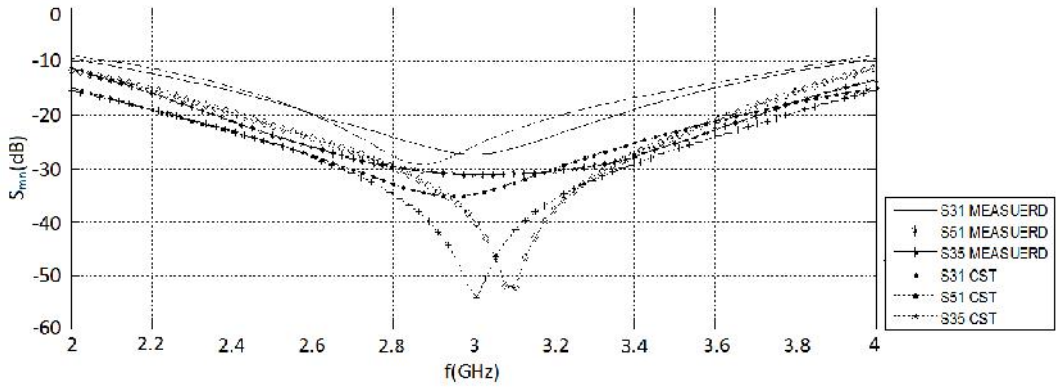
[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-20]



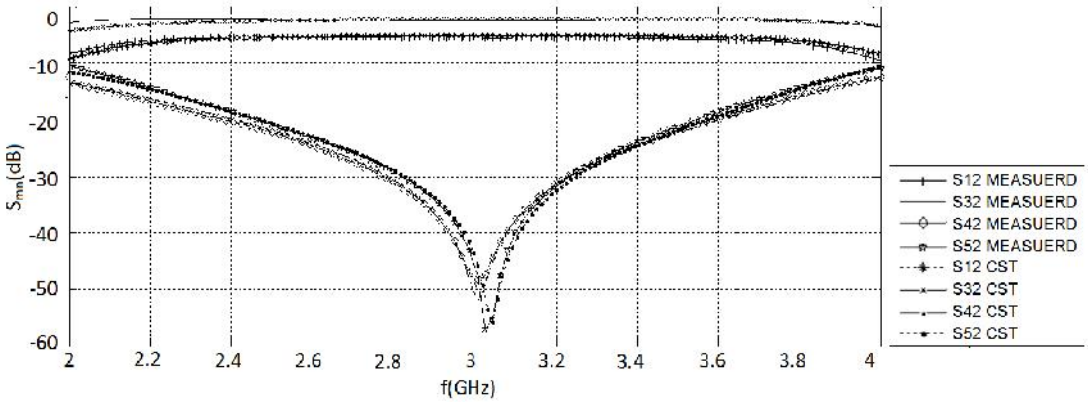
شکل(۶): تطبیق کلیه دهانه های مقسم توان



شکل(۷): پارامترهای ماتریس پراکندگی برای مقسم توان ۶ دهانه ای در حالت تحریک دهانه (۱) و نسبت توان 1:1:1

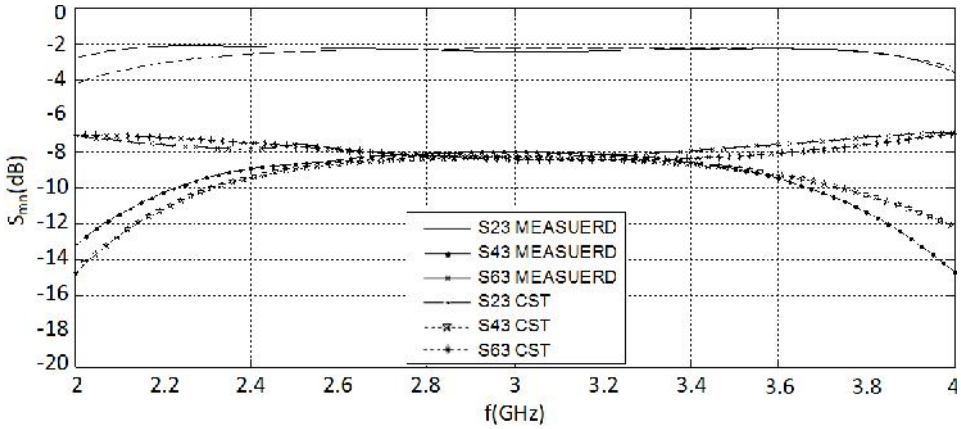


شکل(۸): ایزلاسیون دهانه ها در تحریک دهانه (۱)

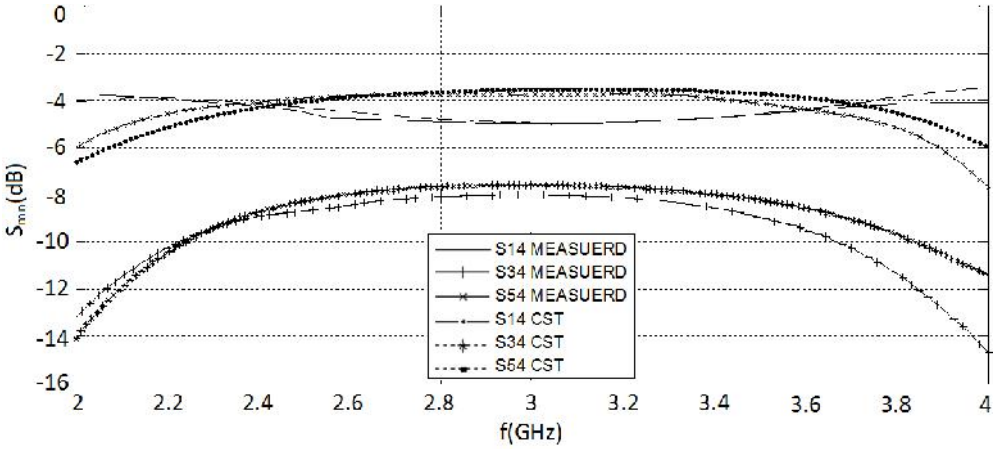


شکل(۹): پارامترهای ماتریس پراکندگی برای مقسم توان ۶ دهانه ای در حالت تحریک دهانه (۲) و نسبت توان 1:2

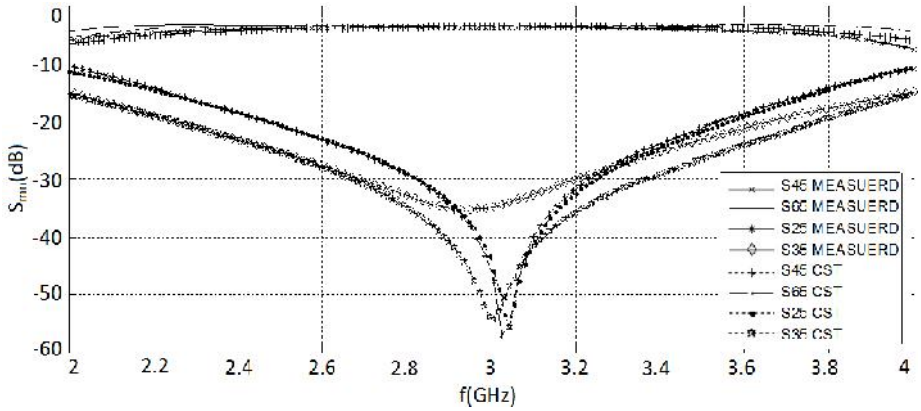
[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-20]



شکل(۱۰): پارامترهای ماتریس پراکندگی برای مقسم توان ۶ دهانه ای در حالت تحریک دهانه (۳) و نسبت توان 4:1:1



شکل(۱۱): پارامترهای ماتریس پراکندگی برای مقسم توان ۶ دهانه ای در حالت تحریک دهانه (۴) و نسبت توان 3:2:1



شکل(۱۲): پارامترهای ماتریس پراکندگی برای مقسم توان ۶ دهانه ای در حالت تحریک دهانه (۵) و نسبت توان 1:1

[1] conjugate gradient algorithm

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-20]

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-20]