

## طراحی و ساخت چیدمان موجبری اندازه‌گیری مشخصات الکترومغناطیسی بدون استفاده از قاب نگهدارنده نمونه در باند C

فرید نظری<sup>۱</sup>، هادی علی اکبریان<sup>۲\*</sup>، سهیل رادیوم<sup>۳</sup>

۱- دانشجوی کارشناسی ارشد ۲- استادیار، دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی ۳- دکتری، مرکز تحقیقات فضایی، پژوهشگاه فضایی ایران  
(دریافت: ۹۶/۰۸/۱۵، پذیرش: ۹۷/۰۲/۰۸)

**چکیده:** تعیین خصوصیات ماده با استفاده از موجبر مستطیلی نیازمند یک قاب نگهدارنده نمونه و یک روش پیچیده جهت آماده‌سازی نمونه می‌باشد. در این مقاله با تغییراتی در روش معمول موجبری برای اندازه‌گیری ضریب گذردهی الکتریکی و حذف قاب نگهدارنده، نشان داده می‌شود که روش معمول کالبراسیون TRL و الگوریتم NRW برای به‌دست‌آوردن ثابت دی‌الکتریک و تانژانت تلفات با شرایطی قابل استفاده می‌باشد. در ادامه، این روش برای اندازه‌گیری‌های باند C برای مواد مختلف شبیه‌سازی و سپس پیاده‌سازی شده است. برای مواد با ضخامت کم دقت روش بهتر می‌باشد و تا ضخامت  $0.35 \lambda_g$  (طول موج در ماده تحت اندازه‌گیری) نتایج مناسب می‌باشد. میزان خطای اندازه‌گیری شده در این روش برای نمونه زیرلایه با ثابت دی‌الکتریک ۳ و ضخامت  $1/5 \text{ mm}$  در حالت شبیه‌سازی تمام موج کمتر از ۸٪ و در اندازه‌گیری قسمت حقیقی ثابت دی‌الکتریک کمتر از ۱۵٪ به‌دست آمده است.

**کلید واژه‌ها:** اندازه‌گیری ضریب دی‌الکتریک، کالبراسیون TRL، مشخصات ماده، الگوریتم NRW، ضریب نفوذپذیری

### ۱- مقدمه

هر ماده دارای یک مجموعه ویژگی‌های منحصر به فرد الکتریکی است که وابسته به خواص دی‌الکتریک آن است. طراحی‌های مهندسان به‌طور قابل توجهی تحت تاثیر اندازه‌گیری دقیق این مشخصات ماده می‌باشد. اندازه‌گیری دقیق این خواص می‌تواند به دانشمندان و مهندسان اطلاعات ارزشمندی را برای طراحی و تولید محصول بهتر ارائه دهد. اندازه‌گیری ضریب دی‌الکتریک می‌تواند اطلاعات مهمی برای تعیین پارامتر طراحی برای بسیاری از کاربردهای الکترونیکی ارائه دهد. به‌عنوان مثال، فرکانس تشدید دی‌الکتریک به خواص دی‌الکتریک آن مربوط باشد. دانستن مشخصات ماده در فرکانس‌های ریزموج عامل مهمی برای طراحی آنتن و مدارات ریزموج می‌باشد. یکی از کاربردهای مهم اندازه‌گیری مشخصات الکترومغناطیسی ماده در طراحی پنل‌های مورد استفاده در رادوم‌های هواشناسی می‌باشد. هر کدام از این پنل‌ها معمولاً از لایه‌هایی که به‌صورت ساندویچ روی هم قرار گرفته‌اند، تشکیل شده‌اند [۱]. در طراحی رادوم نهایی درک درستی از مشخصات الکترومغناطیسی هر کدام از لایه‌های ساندویچی لازم است. برای اندازه‌گیری مشخصات الکترومغناطیسی

ماده دو روش کلی مرسوم هستند: (۱) روش روزنانشی [۲-۳] (۲) روش غیر روزنانشی [۴-۵]. روش روزنانشی در تک فرکانس یا محدوده فرکانسی باریک استفاده می‌شود و روش غیر روزنانشی برای محدوده فرکانسی پهن یا گسترده به‌کار می‌رود [۶]. عامل‌های زیادی برای مقایسه هر کدام از این روش‌ها وجود دارد که از جمله می‌توان به محدوده فرکانسی، حالت ماده، دقت اندازه‌گیری، محاسبه  $E_r$  یا  $\mu_r$ ، ضخامت نمونه، دما و غیره اشاره کرد. مثلاً مرجع [۷] روشی برای تخمین ضریب دی‌الکتریک مواد جامد را در دماهای مختلف ارائه می‌دهد. در مرجع [۸] ضریب دی‌الکتریک مواد در محدوده فرکانسی گسترده و برای ضخامت‌های کم تخمین زده می‌شود.

در این مقاله از روش خط انتقال و بازتاب با استفاده از موج‌بر مستطیلی استفاده می‌شود که یک روش غیر روزنانشی به حساب می‌آید. روش خط انتقال عبارتست از قرار دادن مواد داخل یک قسمت از خط انتقال محصور. خط انتقال معمولاً قسمتی از یک موج‌بر مستطیلی یا خط هوایی کوآکسیال می‌باشد.  $E_r$  و  $\mu_r$  در این روش از اندازه‌گیری  $S_{11}$  و  $S_{21}$  به‌دست می‌آیند. الزامات چیدمان در این روش می‌تواند به پرکردن سطح مقطع چیدمان با نمونه، نبود فاصله هوایی در دیواره‌های چیدمان، هموار و مسطح بودن لایه‌ها، عمودبودن بر محور طولی و همگن بودن نام برد. از

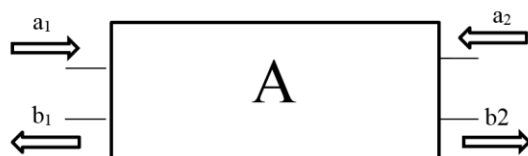


شکل (۱): مراحل کلی اندازه‌گیری مشخصات الکترومغناطیسی به روش موجبر مستطیلی [۱۰]

## ۲- تئوری

### ۲-۱- به‌دست آوردن الگوریتم کالیبراسیون TRL

همان‌طور که اشاره شد، در ابتدای فرآیند اندازه‌گیری، برای حذف کردن اثرات پارازیتیک مسیر از جمله طول‌های اضافه موج‌بری، چیدمان اندازه‌گیری باید در صفحات مرجع لبه نمونه کالیبره شود. در این قسمت همان‌طور که در [۱۱] نیز نشان داده شده است سعی در به‌دست آوردن الگوریتم کالیبراسیون TRL می‌شود. با توجه به شبکه دو پورتی شکل (۲) در رابطه (۱) ماتریس S مولفه‌های  $(a_1)$  را به مولفه‌های  $(b_1)$  تبدیل می‌کند. رابطه (۲) چگونگی تبدیل ماتریس پراکندگی به ماتریس انتقال را نشان می‌دهد.



شکل (۲): بلوک دیاگرام یک شبکه دو پورتی

فواید این روش می‌تواند به اندازه‌گیری هم‌زمان ضریب نفوذپذیری الکترومغناطیسی و ضریب گذردهی الکتریکی و مناسب بودن برای مواد جامد تلف‌دار و بی‌تلف نام برد [۹]. باید توجه داشت فاصله هوایی بین نگهدارنده و موجبر دقت اندازه‌گیری را تحت تاثیر قرار می‌دهد بنابراین، فرایند آماده‌سازی نمونه جهت قرار گرفتن در داخل نگهدارنده باید به گونه‌ای باشد که فاصله هوایی بین موجبر و نمونه را از بین ببرد.

در صورتی که ضخامت نمونه تحت اندازه‌گیری در حدود مضرب صحیحی از نصف طول موج باشد دقت اندازه‌گیری کم می‌شود که از محدودیت‌های این روش است [۱۲]. از جمله محدودیت‌های دیگر در روش موج‌بری معمول حساسیت آن به فاصله هوایی با بدنه موجبر و همچنین ضرورت بریدن نمونه مورد نظر به اندازه سطح مقطع موجبر است، که همواره امکان آن وجود ندارد.

دو اشکال اخیر با استفاده از روشی که در این مقاله به‌صورت کامل توضیح داده شده است قابل بر طرف کردن می‌باشد. در این روش به جای بریدن نمونه و قرار دادن آن در داخل موجبر، نمونه در میان دو موجبر قرار می‌گیرد. مراحل اندازه‌گیری در این روش در شکل (۱) آورده شده است. ابتدا با توجه به بازه فرکانسی ابعاد موجبر را تعیین می‌کنیم. موجبر ابتدا در صفحات مرجع با استفاده از کالیبراسیون TRL کالیبره می‌شود. سپس نمونه بین دو موجبر قرار داده می‌شود و با استفاده از پیچ‌های تعبیه‌شده با کنارهای موجبر چفت می‌شوند. دقت شود که در این روش از قبابی برای نگهداری نمونه استفاده نمی‌شود و نمونه بین دو موجبر قرار می‌گیرد. فایده این روش سادگی در آماده‌سازی نمونه و عدم نیاز به قاب‌های نگهدارنده در هر ضخامت اشاره کرد. البته نداشتن قاب هم محدودیت‌های خاص خود را دارد که یکی از آن‌ها نشتی میدان است. پارامترهای پراکندگی در حضور نمونه با دو پورت SMA موجبر شبیه‌سازی و اندازه‌گیری می‌شود و سپس با استفاده از کالیبراسیون TRL به صفحات مرجع کالیبره می‌شود. در انتها هم مشخصات الکترومغناطیسی نفوذپذیری و گذردهی با قرار دادن این پارامترهای پراکندگی در الگوریتم NRW به‌دست می‌آید.

در قسمت ۲ به تئوری این روش که شامل الگوریتم TRL و الگوریتم NRW است، پرداخته می‌شود. در قسمت ۳ ابتدا به بررسی اثر عدم استفاده از قاب نگهدارنده پرداخته می‌شود و در قسمت بعد به مدل‌سازی چیدمان اندازه‌گیری مشخصات الکترومغناطیسی ماده با استفاده از موجبر مستطیلی پرداخته می‌شود. در پایان نتایج عملی اندازه‌گیری ضریب دی‌الکتریک آورده شده است.

(۷) به‌دست می‌آید. باید توجه داشت ماتریس انتقال خط در حالت مستقیم یک ماتریس واحد  $2 \times 2$  می‌باشد پس:

$$R_T = R_A R_B \quad (۷)$$

در مرحله دوم، یک قطعه به طول  $L$  هم‌جنس خود موج‌بر بین دو موج‌بر قرار داده و ماتریس انتقال خط شبکه  $R_D$  به‌دست می‌آید. ماتریس انتقال یک قطعه خط به طول  $L$  نیز برابر است با  $R_L = \begin{bmatrix} e^{-\gamma L} & 0 \\ 0 & e^{\gamma L} \end{bmatrix}$  که:

$$R_D = R_A R_L R_B \quad (۸)$$

با تعریف  $T = \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix} = R_D R_T^{-1}$  و ساده کردن معادلات (۷) و (۸) دو معادله درجه ۲ به‌دست می‌آید که:

$$t_{21} \left(\frac{a}{c}\right)^2 + (t_{22} - t_{11}) \left(\frac{a}{c}\right) - t_{12} = 0 \quad (۹)$$

$$t_{21} (b)^2 + (t_{22} - t_{11}) (b) - t_{12} = 0 \quad (۱۰)$$

با حل این معادلات نسبت‌های  $b$  و  $\frac{a}{c}$  به‌دست می‌آید. باید توجه داشت در یک طراحی خوب باید  $|S_{22}|$  و  $|S_{11}| \gg 1$  و در نتیجه باید  $1 \gg |b|$  و  $\left|\frac{a}{c}\right| \gg 1$  پس:

$$|b| \ll \left|\frac{a}{c}\right| \quad (۱۱)$$

با برگشتن به معادله (۷) و برابر قرار دادن تک تک درایه‌های دوطرف،  $\alpha a$ ،  $\frac{\beta}{\alpha}$ ،  $\gamma$  و  $r_{22} \rho_{22}$  به‌دست می‌آید.

$$r_{22} \rho_{22} \begin{bmatrix} \alpha & \beta \\ \gamma & 1 \end{bmatrix} = \frac{g}{a-bc} \begin{bmatrix} d-bf & e-b \\ af-bc & a-ce \end{bmatrix} \quad (۱۲)$$

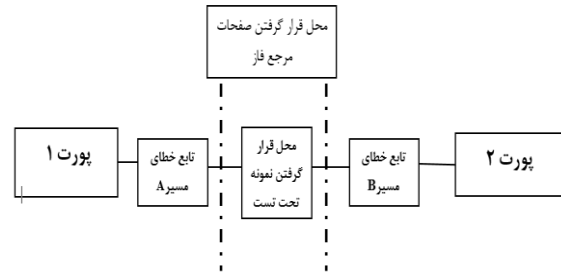
با این تفاسیر با به‌دست آمدن مقدار  $a$  تمامی پارامترهای مجهول به‌دست می‌آید. مقدار  $a$  در مرحله سوم که همان انعکاس است، به‌دست می‌آید. به این صورت که با اتصال کوتاه کردن هر دو طرف با یک صفحه فلزی و تبدیل پارامترهای پراکنندگی به‌دست آمده به پارامتر انتقال متناظر، ماتریس انتقال انعکاس به‌دست می‌آید. در انتها همان‌طور که در [۱۲] ذکر شده مقدار  $a$  از رابطه (۱۳) به‌دست می‌آید. در این رابطه  $w_1$  درایه اول از ماتریس انتقال انعکاس و  $w_2$  درایه آخر ماتریس انتقال می‌باشد.

$$a = \pm \left( \frac{w_1 - b \frac{1+w_2 \frac{\beta}{\alpha} d - bf}{w_2 + \gamma} \frac{1-w_1 \frac{\beta}{\alpha} d - ce}{1 - \frac{\beta}{\alpha} e}}{w_2 + \gamma} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (۱۳)$$

پس با داشتن مقدار  $a$  به طبع مقدار  $\alpha$  نیز از رابطه (۱۳) به‌دست می‌آید. با بازگشت به رابطه (۶) با داشتن تمامی پارامترها  $R$  که مطلوب مورد نظر مساله می‌باشد، به راحتی به‌دست می‌آید. از فواید این روش این است که تابع خطی ناشی از مسیر دو طرف را یکسان نگرفته که این امر موجب بالا رفتن دقت اندازه‌گیری می‌شود.

$$\begin{pmatrix} b1 \\ b2 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a1 \\ a2 \end{pmatrix} \quad (۱)$$

$$R = \frac{1}{S_{21}} \begin{bmatrix} -\Delta & S_{11} \\ -S_2 & 1 \end{bmatrix} \quad (۲)$$



شکل (۳): مدل پیشنهادی برای نشان دادن یک شبکه دوپورتی با توابع خطی متفاوت

همان‌طور که در شکل (۳) نشان داده شده است شبکه دوپورتی زیر به‌صورتی تعریف شده که هر پورت، تابع خطی متفاوتی دارد. خطاهای  $A$  و  $B$  نشان داده شده در شکل زیر مقادیری برای نشان دادن پارازیت‌های انتقالی در طول مسیر می‌باشد. پیدا کردن الگوریتم کالیبراسیون TRL در سه مرحله انجام می‌گیرد. ماتریس اندازه‌گیری  $R_M$  که همان ماتریس انتقال نمونه تحت اندازه‌گیری می‌باشد از حاصل ضرب ماتریس‌های توابع خطی دو پورت در ماتریس انتقال چیدمان مجهول که مورد نظر مساله است، به‌دست می‌آید.

$$R_M = R_A R R_B \quad (۳)$$

که ماتریس تابع خطی  $R_A$  و  $R_B$  به‌صورت رابطه (۴) و (۵) می‌باشد:

$$R_A = \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} \\ r_{21} & r_{22} \end{bmatrix} = r_{22} \begin{bmatrix} a & b \\ c & 1 \end{bmatrix} \quad (۴)$$

$$R_B = \begin{bmatrix} \rho_{11} & \rho_{12} \\ \rho_{21} & \rho_{22} \end{bmatrix} = \rho_{22} \begin{bmatrix} \alpha & \beta \\ \gamma & 1 \end{bmatrix} \quad (۵)$$

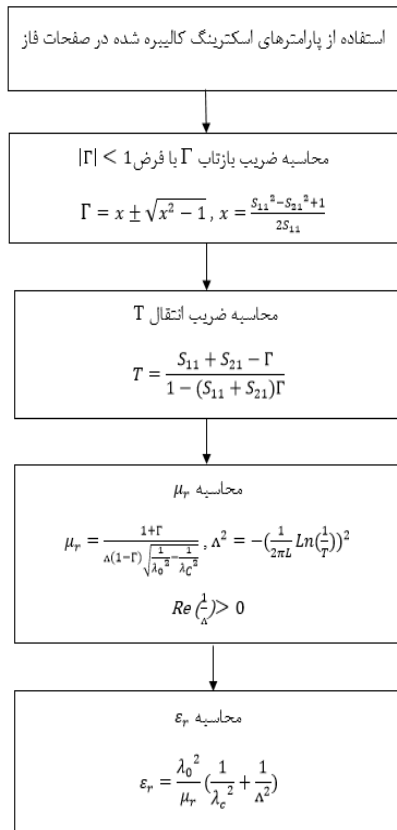
که در نهایت مطلوب مساله یعنی همان ماتریس انتقال  $R$  از رابطه (۶) به‌دست می‌آید:

$$R = \frac{1}{r_{22} \rho_{22}} \frac{1}{\alpha a} \frac{1}{1-b \frac{c}{a}} \frac{1}{1-\gamma \frac{\beta}{\alpha}} \begin{bmatrix} 1 & -b \\ -c & a \end{bmatrix} R_M \begin{bmatrix} 1 & -\beta \\ -\gamma & \alpha \end{bmatrix} \quad (۶)$$

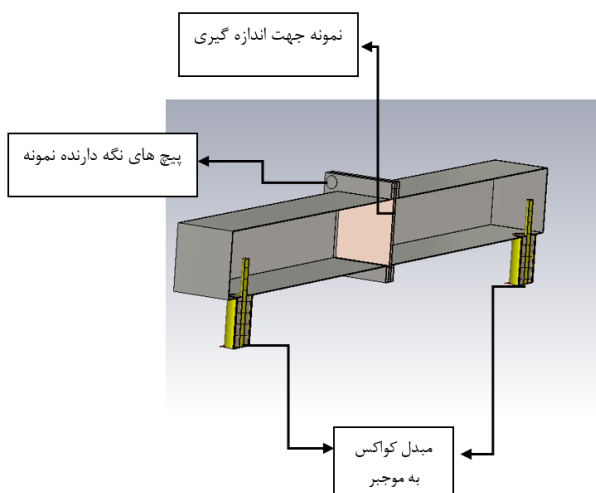
در معادله (۶) در کل هفت پارامتر مجهول وجود دارد که عبارتند از:  $a, b, c, \beta, \alpha, \gamma, r_{22} \rho_{22}$  در صورت پیدا کردن این پارامترها می‌توان به الگوریتم کالیبراسیون TRL دست یافت. پیدا کردن این پارامترها در سه مرحله اتصال خط (Line)، انعکاس (Reflect)، و مستقیم (Thru) صورت می‌گیرد.

نخست در حالت مستقیم: دو موج‌بر را بدون نمونه بهم متصل کرده و ماتریس انتقال شبکه در این حالت  $R_T$  می‌باشد و از رابطه

می‌شود. سپس با بهینه‌کردن مختصات مرکز مغزی نقطه مطلوب به‌دست می‌آید. در انتها موجبر پشت به پشت از دو مبدل موج‌بر به کواکس مشابه که فاصله مرکز مغزی از انتهای موج‌بر مقدار بهینه‌ای دارند به‌دست می‌آید.



شکل (۴): نمودار الگوریتم NRW [۱۰]



شکل (۵): چیدمان موج‌بری بدون قاب نگهدارنده برای اندازه‌گیری ضریب دی‌الکتریک

در چیدمان پیشنهادی در این مقاله از قاب نگهدارنده‌ای برای نگهداشتن نمونه استفاده نشده است. از مزایای این روش می‌توان

## ۲-۲- الگوریتم NRW

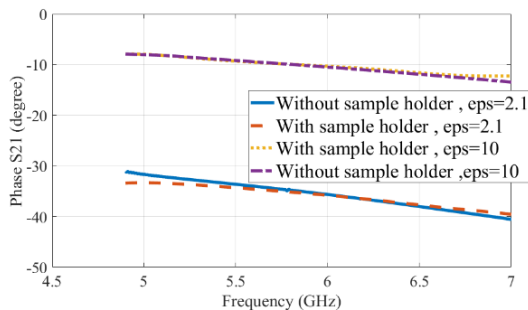
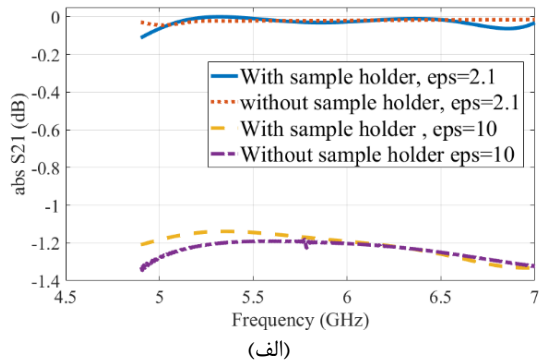
همان‌طور که در قسمت پنجم و انتهای شکل (۱) اشاره شده است، برای تعیین خواص یک ماده تک‌لایه ناشناخته با استفاده از پارامترهای پراکندگی از الگوریتم Nicolson-Ross-Weir (NRW) استفاده می‌شود که روشی برای پیدا کردن  $\epsilon$  و  $\mu$  است. این الگوریتم روشی نسبتاً آسان است و می‌تواند مواد را با خواص دی‌الکتریک و مغناطیسی جایگزین کند. در این الگوریتم ورودی‌ها پارامترهای پراکندگی  $S_{11}$  و  $S_{21}$  و خروجی‌ها  $\epsilon$  و  $\mu$  می‌باشند. به دلیل ابهام فاز، این روش در مواد کم‌تلف در فرکانس‌هایی که مضرب صحیحی از  $\frac{\lambda}{2}$  می‌باشد دقیق نمی‌باشد [۱۲]. بنابراین، ضخامت بهینه برای این روش کمتر از  $\frac{\lambda}{4}$  می‌باشد. از مزایای این روش می‌توان به سریع و غیر تکراری بودن و قابل استفاده بودن برای موج‌بر و خط کواکسیال اشاره کرد [۱۲]. از معایب این روش نیز می‌توان به واگرایی در فرکانس‌هایی که مضرب صحیحی از نصف طول موج هستند، کوچک بودن نمونه مورد استفاده و مناسب نبودن برای مواد کم‌تلف اشاره کرد [۱۲]. در شکل (۴) مراحل الگوریتم NRW به ترتیب آورده شده است. پارامترهای پراکندگی کالیبره‌شده ماده در صفحات فاز ضریب انتقال را نتیجه می‌دهد و ضریب انتقال ضریب بازتاب را نتیجه می‌دهد. با داشتن طول موج فرکانس مرکزی، فرکانس قطع، ضریب انتقال، بازتاب و ضخامت نمونه ضریب نفوذپذیری الکترومغناطیسی به‌دست می‌آید و در نتیجه ضریب گذردهی الکتریکی ماده نیز از آن به‌دست می‌آید.

## ۳- شبیه‌سازی و نتایج اندازه‌گیری

### ۳-۱- بررسی اثر عدم استفاده از قاب نگهدارنده

شبیه‌سازی‌ها در باندهای C، ۷/۰۵-۴/۹GHz و فرکانس مرکزی ۵/۶GHz انجام شده است در حالی که تنها پهنای باندی در حدود ۲۰۰MHz مورد نیاز می‌باشد. برای اندازه‌گیری از موج‌بر استاندارد WR-۱۵۹ استفاده شده است. در شکل (۵) چیدمان پیشنهادی موج‌بری مستطیلی برای اندازه‌گیری همزمان  $\epsilon_r$  و  $\mu_r$  آورده شده است. این روش اندازه‌گیری با چیدمان موج‌بری بر مبنای اندازه‌گیری سیگنال برگشتی ( $S_{11}$ ) و سیگنال انتقالی ( $S_{21}$ ) می‌باشد. باید توجه داشت قبل از اندازه‌گیری باید داده‌ها را با استفاده از کالیبراسیون TRL کالیبره کرد. برای شبیه‌سازی موج‌بر مستطیلی که به‌صورت پشت به پشت است، ابتدا مبدل موج‌بر به کواکس که  $S_{11}$  زیر ۱۰dB و  $S_{21}$  حدود ۰dB باشد شبیه‌سازی می‌شود. برای این کار از موج‌بر استاندارد WR-۱۵۹ استفاده شده است. در این طراحی باید دقت داشت که مختصات مرکز مغزی کواکس مهم است. ابتدا فاصله مرکز کواکس از انتهای موج‌بر  $\frac{\lambda}{4}$  در نظر گرفته می‌شود و وسط موج‌بر نیز در راستای  $y$  در نظر گرفته

دی‌الکتریک در دو حالت نیز می‌شود. البته این تفاوت مقدار زیادی نیست و می‌توان از آن چشم‌پوشی کرد.



(ب)

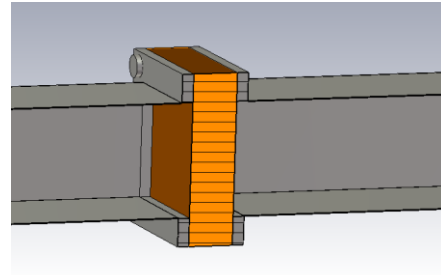
**شکل (۷):** مقایسه دو نمودار، (الف) اندازه و (ب) فاز افت عبوری در چیدمان موجبری با قاب و بدون قاب برای دو نمونه با ضخامت  $0.8 \text{ mm}$ ، ثابت دی‌الکتریک  $2.1$  و  $10$  و ابعاد  $38 \text{ mm} \times 40 \text{ mm} \times 2.0 \text{ mm}$ .

**جدول (۱):** مقایسه دو حالت با قاب و بدون قاب نگهدارنده برای اندازه‌گیری ضریب دی‌الکتریک یک نمونه تفلون با ضخامت  $0.8 \text{ mm}$

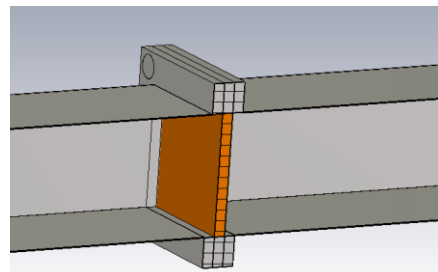
مقدار خطا (%)	ضریب دی‌الکتریک محاسبه‌شده	فاز افت عبوری (درجه)	اندازه افت عبوری (dB)	نوع آزمایش
۲/۸۵	۲/۱۶	-۹/۴۳	۰/۰۲۰	بدون قاب نگهدارنده
۱/۴۳	۲/۱۳	-۹/۵۴	۰/۰۱۸۱	با قاب نگهدارنده

چون در روش استفاده‌شده در اینجا از قابی به‌عنوان نگهدارنده استفاده نمی‌شود بنابراین، باید بررسی شود که این نبود قاب نگهدارنده تا چه ضخامتی قابل تحمل خواهد بود. برای محاسبه نشتی توان و میزان تشعشع موج‌بر، از معیار راندمان تشعشعی استفاده می‌شود. در شکل (۸) معیار راندمان تشعشعی در اثر افزایش ضخامت بر میزان نشتی توان در ضخامت‌های مختلف نمونه تحت اندازه‌گیری نشان داده می‌شود.

به سادگی در طراحی و عدم نیاز به آماده‌سازی نمونه اشاره کرد. در صورت استفاده از قاب نگهدارنده باید برای هر ضخامتی یک قاب ساخته شود که می‌تواند بسته به شرایط از محدودیت‌های ساخت باشد. برای بررسی اثر وجود یا عدم وجود قاب نگهدارنده بر نشتی توان، ساختاری همچون شکل (۶) شبیه‌سازی شده است.



(الف)

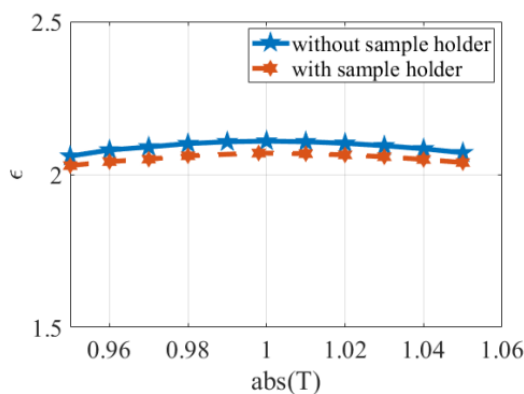


(ب)

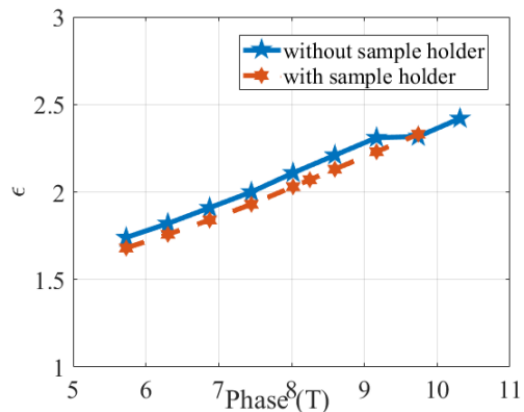
**شکل (۶):** (الف) چیدمان موجبری بدون قاب نگهدارنده برای اندازه‌گیری الکترونیک دی‌الکتریک (ب) چیدمان موجبری اندازه‌گیری ثابت دی‌الکتریک با قاب نگهدارنده

در صورت عدم وجود قاب نگهدارنده پارامترهای پراکندگی، نسبت به حالتی که قاب وجود دارد، کمی تفاوت می‌کنند که علت آن نشتی میدان از شکاف به‌وجودآمده به سبب نبود قاب نگهدارنده می‌باشد. در شکل (۷) اندازه و فاز افت عبوری توان در چیدمان موجبری با قاب نگهدارنده و بدون قاب نگهدارنده برای دو نمونه با ضریب دی‌الکتریک  $2.1$  و  $10$  و ضخامت  $0.8 \text{ mm}$  نشان داده شده است. همان‌طور که در شکل (۷) نیز آورده شده سطح نمودار اندازه و فاز  $S_{21}$  در چیدمان بدون قاب به مقدار ناچیزی تغییر کرده است که به دلیل ناپیوستگی بوجود آمده و نشتی توان از فاصله میان دو قاب موجبری پر شده با نمونه می‌باشد. در جدول (۱) یک نمونه تفلون با ضخامت  $0.8 \text{ mm}$ ، ثابت دی‌الکتریک  $2.1$  و در فرکانس مرکزی  $5.6 \text{ GHz}$  شبیه‌سازی شده و در دو حالت با قاب نگهدارنده و بدون قاب نگهدارنده مقایسه شده است. جدول (۱) نشان می‌دهد که برای یک ماده تفلون با ضخامت  $0.8 \text{ mm}$  و ضریب دی‌الکتریک  $2.1$  در صورت عدم استفاده از قاب با حالتی که از قاب استفاده می‌شود، هم‌اندازه و هم‌فاز افت عبوری تفاوت دارند که این تفاوت موجب اختلاف در اندازه‌گیری ضریب

نتیجه گرفت که با حذف قاب نگهدارنده و عدم صفر شدن میدان‌های مماسی اطراف نمونه در حال اندازه‌گیری، در صورت اندک تغییری در اندازه ضریب انتقال (T)، ضریب دی‌الکتریک اندازه‌گیری شده حساسیت زیادی به تغییرات اندازه T ندارد. در نقطه مقابل همان‌طور که در شکل (۱۱) نیز نشان داده شده است، حساسیت به فاز نسبتاً زیاد است، تغییرات دو درجه باعث ۲۰٪ خطا شده است. با توجه به این که خطا در اندازه‌گیری پارامترهای  $S_{11}$  و  $S_{12}$  باعث خطا در محاسبه T و لذا خطا در اندازه‌گیری ثابت دی‌الکتریک می‌شود، برای کاهش عدم قطعیت مقادیر محاسبه‌شده نیاز به دقت بالا در اندازه‌گیری فازهای  $S_{11}$  و  $S_{12}$  می‌باشد.



شکل (۱۰): بررسی اثر حساسیت ضریب دی‌الکتریک به اندازه ضریب انتقال T در دو حالت وجود قاب نگه دارنده و عدم وجود قاب نگه دارنده برای یک نمونه تفلون با ضریب دی‌الکتریک ۲/۱ و ضخامت ۰/۸ mm

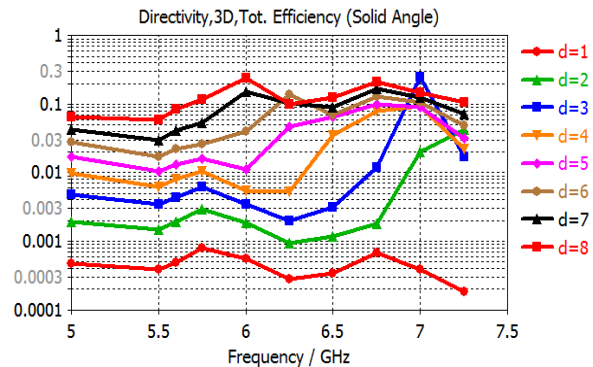


شکل (۱۱): بررسی اثر حساسیت ضریب دی‌الکتریک به فاز ضریب انتقال T (درجه) در دو حالت وجود قاب نگهدارنده و عدم وجود قاب نگهدارنده برای یک نمونه تفلون با ضریب دی‌الکتریک ۲/۱ و ضخامت ۰/۸ mm

### ۳-۲- مدل‌سازی الگوریتم NRW در فضای موج‌بری

برای اندازه‌گیری  $\epsilon_r$  و  $\mu_r$  با الگوریتم NRW به روش موج‌بری یک ماده فرضی با ضخامت ۲ mm و مشخصات الکترومغناطیسی زیر در نظر گرفته می‌شود.

$$\epsilon_r = \epsilon_r' - j\epsilon_r'' = 4 - j2 \quad (14)$$



شکل (۸): مقایسه میزان نشتی توان بر اساس ضخامت نمونه تحت اندازه‌گیری با ابعاد ۲۰/۱۹×۴۰/۳۸ mm

همان‌طور که در شکل (۸) دیده می‌شود با افزایش ضخامت نمونه توان بیشتری نشت می‌کند. به‌صورت کلی میزان نشت توان در ضخامت‌های زیر ۲ mm بسیار کم است لکن با افزایش ضخامت این میزان در فرکانس‌های بالا به تدریج افزایش می‌یابد. به‌عنوان مثال برای ضخامت ۱ mm میزان نشتی کمتر از ۰/۰۰۱ است در حالی‌که این میزان برای ضخامت ۳ mm برای باند ۵ الی ۶/۷ کمتر از ۰/۰۰۷ می‌باشد و این مقدار برای ضخامت ۶ mm به بالای ۰/۰۲ افزایش می‌یابد. این مقادیر در جدول (۲) برای مقادیر ضخامت‌های مختلف و عرض باند قابل قبول آن بررسی شده است. با توجه به نتایج بالا در نظر نگرفتن قاب نگهدارنده برای ضخامت‌های خاص و عرض باند خاص می‌تواند روش قابل اعتمادی باشد.

جدول (۲): بررسی اثر افزایش ضخامت بر نشتی توان

ضخامت d(mm)	معیار نشتی توان	بازه فرکانسی
۱	۰/۰۰۱	۵-۸ GHz
۲	۰/۰۰۳	۵-۷ GHz
۳	۰/۰۰۷	۵-۶/۷ GHz
۴	۰/۰۱۱	۵-۶/۳۵ GHz
۵	۰/۰۱۹	۵-۶/۱۱ GHz
۶	۰/۰۳	۵-۶ GHz

همان‌طور که در شکل (۴) نشان داده شده است در الگوریتم NRW، چالش اصلی که بر دقت اندازه‌گیری نیز موثر است، حساسیت الگوریتم و ضریب دی‌الکتریک به  $\ln(\frac{1}{\Gamma})$  است. در این قسمت در دو حالت وجود قاب نگهدارنده و عدم وجود قاب نگهدارنده حساسیت ضریب دی‌الکتریک به T بررسی می‌شود.

یک نمونه تفلون با ضریب دی‌الکتریک ۲/۱ و ضخامت ۰/۸ mm به‌عنوان نمونه در دو حالت با قاب و بدون قاب نگهدارنده، در نظر گرفته می‌شود. همان‌طور که در شکل‌های (۱۰) و (۱۱) نیز نشان داده شده است، اثر حساسیت اندازه و فاز T بر ضریب دی‌الکتریک، در هر دو حالت وجود قاب نگهدارنده و عدم وجود قاب نگهدارنده در الگوریتم NRW مقایسه شده است. از شکل (۱۰) می‌توان

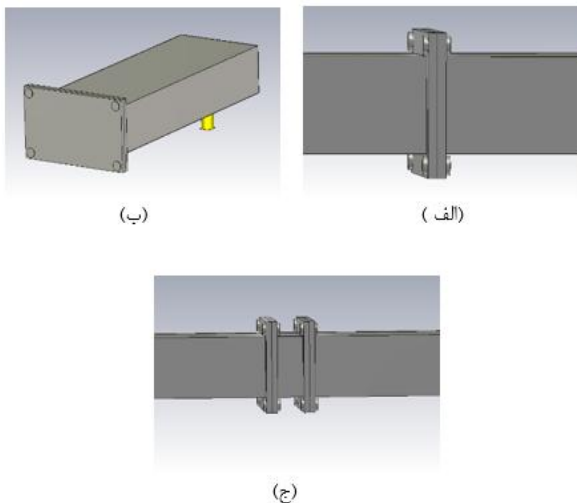
### ۳-۳- مدل‌سازی چیدمان اندازه‌گیری مشخصات

#### الکترومغناطیسی ماده با استفاده از موجبر مستطیلی

مقادیر پارامترهای پراکندگی نمونه تحت اندازه‌گیری، ورودی‌های الگوریتم TRL به حساب می‌آیند. این مقادیر به صفحات مرجع که در لبه نمونه‌ها واقع است کالیبره می‌شوند تا اثر تاخیر فاز ناشی از مسیر را از بین ببرند. همان‌طور که گفته شد کالیبراسیون TRL از سه مرحله تشکیل شده است: (۱) مستقیم، (۲) انعکاس، (۳) خط. که به ترتیب در قسمت‌های الف، ب و ج شکل (۱۳) نشان داده شده است. همان‌طور که در شکل (۱۳-الف) نشان داده شده است در حالت مستقیم دو موجبر بهم متصل می‌شوند و مقادیر پارامتر پراکندگی به دست آمده در این حالت تشکیل ماتریسی  $2 \times 2$  تحت عنوان ماتریس پراکندگی مستقیم را می‌دهد. با توجه به شکل (۱۳-ب) در حالت بازتاب انتهای موجبرهای هر طرف را اتصال کوتاه کرده و ماتریس پارامترهای پراکندگی در حالت انعکاس تشکیل داده می‌شود. در انتها برای تشکیل ماتریس پراکندگی خط یک تکه به طول  $L$  که هم جنس خود موجبر است بین دو موجبر قرار داده می‌شود و ماتریس پارامترهای پراکندگی در این حالت خط تشکیل داده می‌شود.

جدول (۲): اندازه‌گیری نمونه‌های مختلف به روش NRW موجبری

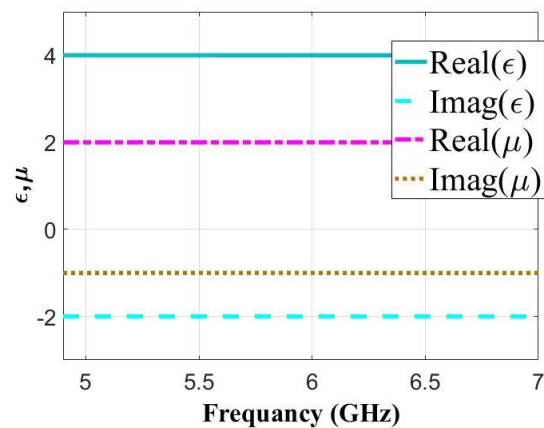
ماده	مقدار واقعی	مقدار شبیه‌سازی
فرضی	$2 - j2$	$2.064 - j2.062$
FR-4	$4.3 - j0.1075$	$4.3 - j0.113$
Teflon	$2.1 - j0.0042$	$2.1016 - j0.003$
Ro4003	$3.38 - j0.0091$	$3.3801 - j0.0132$
Epoxy Resin	۴	$3.9979 - j0.005$



شکل (۱۳): (الف) حالت مستقیم، (ب) انعکاس، (ج) مستقیم در الگوریتم TRL برای چیدمان موجبری اندازه‌گیری مشخصات الکترومغناطیسی

$$\mu r = \mu r' - j\mu r'' = 2 - j \quad (15)$$

پس با شبیه‌سازی این ماده در CST و قرار دادن دو پورت موجبری و تعیین لبه صفحات مرجع پورت‌ها در لبه نمونه به اندازه‌گیری مشخصات الکترومغناطیسی آن پرداخته می‌شود. شکل (۱۲) مشخصات الکترومغناطیسی به دست آمده از الگوریتم NRW در باند فرکانسی مورد نظر را نشان می‌دهد. در حالت ایده‌آل باید این نمودار صاف و موازی محور  $X$ ها باشد که این شکل بخوبی گویای درستی روابط و شبیه‌سازی‌ها می‌باشد و مقادیر قابل قبولی را در کل باند نشان می‌دهد.



شکل (۱۲): مشخصات الکترومغناطیسی به دست آمده از الگوریتم NRW در باند فرکانسی برای یک ماده فرضی

در شکل (۱۲) خطای قسمت حقیقی  $\epsilon$  و  $\mu$  مقدار خوبی است که در کل باند مقدار قابل قبولی را دارد اما قسمت موهومی چون مقادیر کم است در نتیجه با اندک تغییری در اندازه آن خطای قابل توجهی خواهیم داشت که دقت اندازه‌گیری ما را محدود می‌کند. در نتیجه تانژانت تلفات نیز با خطا همراه می‌شود چرا که  $\tan \delta = \frac{\epsilon''}{\epsilon'}$  پس با خطای زیادی که در صورت است و خطای کوچکی در مخرج در نتیجه خطای قابل توجهی تحمیل می‌کند. در جدول (۲) برای اینکه از درستی مدل‌سازی و شبیه‌سازی‌ها اطمینان حاصل کنیم، این شبیه‌سازی‌ها را برای مواد مختلف با خواص الکترومغناطیسی متفاوت امتحان کرده و نتایج گردآوری شده است. برای این کار از یک ماده فرضی، نمونه  $FR - 4$ ، رزین اپوکسی، تفلون و RO4003 استفاده کرده و مقایسه را روی ثابت ضریب دی‌الکتریک متمرکز شده است. با مقایسه مقدار شبیه‌سازی با مقدار ایده‌آل آنچه که پر واضح است این است که به واقع شبیه‌سازی‌ها و اندازه‌گیری‌ها دقت خوبی را دارا می‌باشند. این شبیه‌سازی‌ها و اندازه‌گیری‌ها به ماده مشخصی وابسته نیست و با هر ماده‌ای می‌توان به نتایج دلخواه رسید.



### ۳- ساخت و نتایج عملی

ابعاد موج‌بر مستطیلی  $20/193 \times 40/386$  mm و طول  $234/2$  mm می‌باشد. محدوده فرکانسی نیز  $4/9$  GHz- $7/05$  GHz با فرکانس مرکزی  $5/6$  GHz می‌باشد. برای پیاده‌سازی چیدمان اندازه‌گیری باید ۴ مرحله انجام گیرد. همانطور که در بخش پیاده‌سازی TRL گفته شد، نخست انعکاس می‌باشد. همانطور که در شکل (۱۶) نشان داده شده است یک صفحه فلزی (PEC) را انتهای هر کدام از موج‌برها قرار داده می‌شود یا به اصطلاح اتصال کوتاه کرده و پارامترهای پراکندگی آن خوانده می‌شود.



شکل (۱۶): نحوه اتصال کوتاه کردن موج‌بر در حالت انعکاس از کالیبراسیون TRL

در گام بعدی که اندازه‌گیری اتصال مستقیم می‌باشد، دو موج‌بر را مطابق شکل (۱۷) با پیچ‌هایی که اطراف موج‌بر تعبیه شده‌اند بهم چفت می‌شوند و پارامترهای پراکندگی خوانده می‌شود. مرحله سوم اندازه‌گیری خط می‌باشد. همان‌طور که در شکل (۱۸) نشان داده شده است قطعه‌ای به طول  $\frac{\lambda}{4}$  بین دو موج‌بر قرار می‌دهیم. جنس این قطعه از جنس خود موج‌بر می‌باشد. با اندازه‌گیری پارامترهای پراکندگی در این مرحله هم اندازه‌گیری‌ها برای الگوریتم TRL تکمیل می‌شود. در آخرین مرحله هم نمونه را مطابق شکل (۱۹) بین دو موج‌بر قرار داده و با پیچ‌هایی که روی موج‌بر تعبیه شده نمونه را به دو موج‌بر چفت می‌شوند. با اندازه‌گیری پارامترهای پراکندگی در این مرحله، اندازه‌گیری‌ها به پایان می‌رسد.

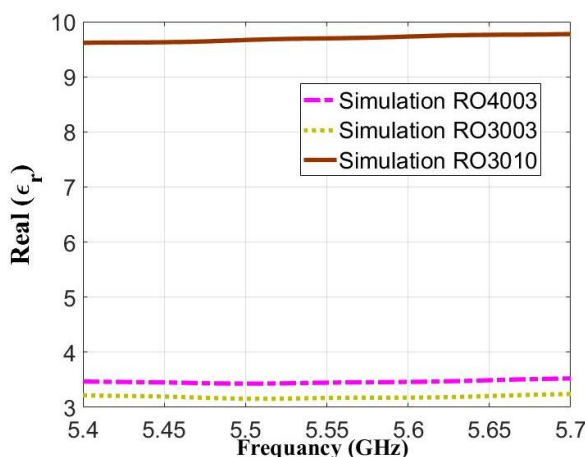


شکل (۱۷): نحوه اتصال دو موج‌بر بهم در حالت مستقیم برای به‌دست آوردن الگوریتم TRL جهت اندازه‌گیری مشخصات الکترومغناطیسی ماده با موج‌بر مستطیلی

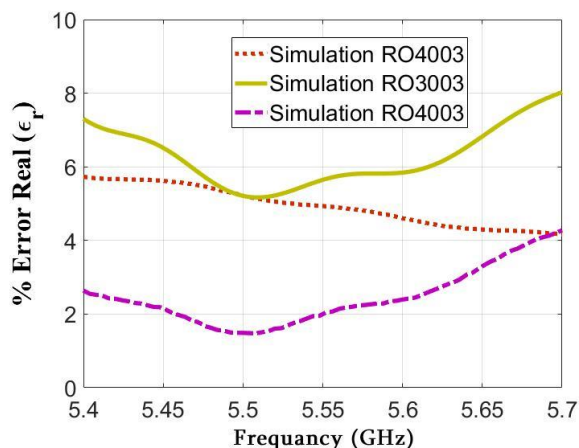
جدول (۳): مشخصات مواد مختلف برای اندازه‌گیری مشخصات الکترومغناطیسی

ماده	ضریب دی الکتریک (واقعی)	ضریب دی الکتریک (شبیه‌سازی)	ضخامت mm
RO3003	۳	۳/۲۸	۱/۵
RO4003	۳/۳۸	۳/۴۶	۱/۵
RO3010	۱۰/۲	۹/۷۳	۰/۸

نتایج حاصل از شبیه‌سازی و اندازه‌گیری در محیط CST به صورت شکل (۱۴) می‌باشد. همان‌طور که مشاهده می‌شود برای هر سه نمونه مقدار قابل قبولی در بازه  $5/4$  GHz- $5/7$  GHz به‌دست آمده است. همان‌طور که در شکل (۱۵) نشان داده شده است درصد خطای شبیه‌سازی اندازه‌گیری قسمت حقیقی ضریب دی‌الکتریک هر سه نمونه در کل بازه یادشده کمتر از ۸٪ می‌باشد.



شکل (۱۴): اندازه‌گیری قسمت حقیقی ضریب دی‌الکتریک چند نمونه در محیط CST



شکل (۱۵): خطای شبیه‌سازی اندازه‌گیری قسمت حقیقی ضریب دی‌الکتریک چند نمونه در محیط CST



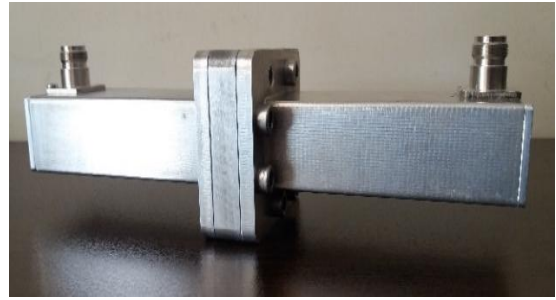
مقدار کمتری نسبت به مقدار واقعی (دستورالعمل) دارند، که به دلیل عدم استفاده از قاب و تشعشع و نشتی میدان می‌باشد.

#### ۴- نتیجه‌گیری

هر ماده دارای یک مجموعه ویژگی‌های منحصر به فرد الکتریکی است که وابسته به خواص دی‌الکتریک آن است. طراحی‌های مهندسان بطور قابل توجهی تحت تاثیر اندازه‌گیری دقیق این مشخصات ماده می‌باشد. هرچه این اندازه‌گیری‌ها دقیق‌تر باشد اطلاعات ارزشمندتری را ارائه می‌دهد. یکی از روش‌های معمول اندازه‌گیری ضریب دی‌الکتریک، روش خط انتقال با استفاده از موجبر مستطیلی می‌باشد. در این مقاله با حذف قاب نگهدارنده و تغییراتی در روش معمول کالیبراسیون TRL و الگوریتم NRW به ساده کردن چیدمان موجبری اندازه‌گیری پرداخته شده است. این روش برای اندازه‌گیری‌های باند C به صورت کامل و برای مواد مختلف، شبیه‌سازی و سپس پیاده‌سازی شده است. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد که برای مواد با ضخامت کم این روش از دقت بالاتری برخوردار می‌باشد و تا ضخامت  $0.35\lambda$  (طول موج ماده تحت اندازه‌گیری) نتایج مناسبی را ارائه می‌دهد. اندازه‌گیری ضریب دی‌الکتریک RO3003 با این روش انجام گرفته و نتایج آن با میزان خطا کمتر از ۸٪ در حالت شبیه‌سازی تمام موج و کم‌تر از ۱۵٪ در اندازه‌گیری قسمت حقیقی ثابت دی‌الکتریک به دست آمده است.

#### ۵- مراجع

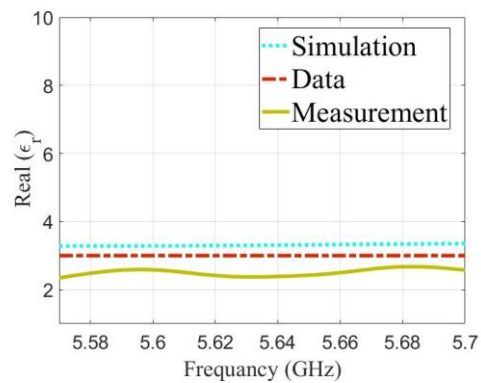
- [1] D. J. Kozakofi, "Analysis of Radome Enclosed Antennas," Artech House, Norwood, MA, 1997.
- [2] S. Li, C. Akyel, and R. G. Bosisio, "Precise calculations and measurement on the complex dielectric constant of lossy materials using TM010 perturbation techniques," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 29, no. 10, pp. 1041-1048, Oct. 1981.
- [3] A. Rashidian, M. T. Aligodarz, and D. M. Klymyshyn, "Dielectric Characterization of Materials using a Modified Microstrip Ring Resonator Technique," IEEE Trans. Dielectrics and Electrical Insulation, vol. 19, no. 4, pp. 1392-1399, Aug. 2012.
- [4] S. Bakhtiari, S. Ganchev, and R. Zoughi, "Open-ended rectangular waveguide for nondestructive thickness measurement variation detection of lossy dielectric slab backed by a conducting plate," IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 42, no. 1, pp. 19-24, Feb. 1993.
- [5] S. K. Ng et al., "An Automated Microwave Waveguide Measurement Technique," in Proc. 38th European Microwave Conf., Amsterdam, The Netherlands, pp. 1322-1325, Oct. 2008.
- [6] V. H. Nguyen et al., "Measurement of complex permittivity by rectangular waveguide method with simple specimen preparation," Advanced Technologies for Communications (ATC), 2014 International Conference on. IEEE, pp. 397-400, 2014.
- [7] N. Chen et al., "Development of a temperature dependent dielectric constant measurement system," IEEE 6th International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation, & EMC Technologies (MAPE), Shanghai, China, pp. 652-655, 2015.



شکل (۱۸): نحوه حالت خط بین دو موجبر برای کالیبراسیون TRL جهت اندازه‌گیری مشخصات الکترومغناطیسی ماده با موجبر مستطیلی



شکل (۱۹): قرار گرفتن نمونه RO3003 با ضخامت ۱/۵ mm بین دو موجبر برای کالیبراسیون TRL جهت اندازه‌گیری مشخصات الکترومغناطیسی ماده با موجبر مستطیلی



شکل (۲۰): مقایسه قسمت حقیقی ضریب دی‌الکتریک RO3003 در حالت شبیه‌سازی و اندازه‌گیری و مقدار واقعی به روش موجبر مستطیلی نتیجه ثابت دی‌الکتریک ارائه شده در دستورالعمل و نتیجه به دست آمده از اندازه‌گیری، شبیه‌سازی نمونه RO3003 در فرکانس مرکزی ۵/۶ GHz و پهنای باند ۲۰۰ MHz در شکل (۲۰) مقایسه شده‌اند. با توجه به این که مقدار ثابت دی‌الکتریک در دستورالعمل عدد ۳ اعلام شده است، مقدار شبیه‌سازی در حدود ۳/۲ و میزان اندازه‌گیری شده بین ۲/۵ الی ۲/۸ می‌باشد که نسبت به مرجع [۶] که در حدود ۱۵٪ خطا دارد، خطای قابل قبولی می‌باشد. همان‌طور که در شکل (۲۰) نیز نشان داده شده است و در قسمت نتایج [۶] نیز نتیجه مشابهی گرفته شده است، اندازه ثابت دی‌الکتریک شبیه‌سازی همواره مقداری بیشتر و مقدار اندازه‌گیری

- [10] J. Krupka, "Frequency domain complex permittivity measurements at microwave frequencies," *Meas. Sci. Technol.*, vol. 17, no. 6, pp. R55–R70, June 2006.
- [11] "Applying the HP 8510 TRL calibration for noncoaxial measurements," Product Note 8510-8A, 1992.
- [12] K. C. Yaw, "Measurement of Dielectric Material Properties," Singapore: Rohde & Schwarz, 2012.
- [8] Z. Qiu, X. Li, and W. Jiang, "On stability of formulation of open-ended coaxial probe for measurement of electromagnetic properties of finite-thickness materials," *J. Electromagn. Waves Appl.*, vol. 23, no. 4, pp. 501-511, 2009.
- [9] Application Note, "Agilent Basics of Measuring the Dielectric Properties of Materials," Agilent Literature Number 5989-2589EN, June 2006.

---

**Design and Fabrication of Dielectric Constant Measurement Setup  
without Sample Holder in C band Motor**

**F. Nazari, H. Aliakbarian<sup>\*</sup>, S. Radiom**

**K. N. Toosi University of Technology**

(Received: 06/11/2017, Accepted: 28/04/2018)

**Abstract**

*Characterization of dielectric materials by using rectangular waveguide method usually requires a sample holder frame and a complex procedure of preparing and fixing the sample. In this paper, by removing the sample holder, the conventional waveguide method is made faster and simpler. It is shown that the conventional TRL calibration method together with NRW algorithm is able to obtain dielectric constant and loss tangent. The method is fully studied for different materials in a C band measurement setup. It is shown that for materials with lower thickness, the precision of the method up to a thickness of  $0.35 \lambda_g$  (wavelength of matter under test) is acceptable. The simulation and the measurement error of a 1.5mm substrate with a dielectric constant of 3 are less than 8% and 15% respectively.*

**Keywords:** Dielectric Constant Measurement, TRL Calibration, Material Characterization, NRW Algorithm, Permeability

---

<sup>\*</sup> Corresponding author E-mail: aliakbarian@eetd.kntu.ac.ir