

УДК 621.315.61

Я.А. Петененко, Е.И. Тренкаль

Измерение диэлектрической проницаемости на основе микрополосковой линии: сравнение двух способов реализации

Проведен анализ двух способов реализации измерения диэлектрической проницаемости на основе микрополосковой линии, когда измеряемый диэлектрик: 1) располагается над сигнальным проводником (ОМПЛ); 2) между неметаллизированным основанием (подложкой) и заземленной металлизированной поверхностью (ПМПЛ). На основе моделирования и экспериментального исследования выполнено сравнение обоих способов с оценкой их применимости для материалов различной толщины и диапазона диэлектрических проницаемостей. Для рассматриваемого диапазона материалов с малыми потерями и диэлектрической проницаемостью от 2 до 100 определено, что ОМПЛ применима для измерения диэлектрической проницаемости материалов с толщиной свыше 5 мм, в то время как ПМПЛ ввиду геометрических особенностей больше подходит для материалов с толщиной 1 мм и менее.

Ключевые слова: эффективная диэлектрическая проницаемость, микрополосковая линия передачи, дифференциально-фазовый метод, векторный анализатор цепей.

DOI: 10.21293/1818-0442-2025-28-1-39-45

Сегодня одной из актуальных задач является совершенствование методов определения диэлектрической проницаемости материалов. Этот процесс сопровождается повышением точности измерения, расширением частотного диапазона, повышением удобства применения измерительных установок, адаптацией известных решений для применения в условиях ограничений с точки зрения геометрии или свойств измеряемого объекта.

Значительную часть современной разрабатываемой техники занимают высокочастотные устройства. Разработка СВЧ-узлов требует точного знания диэлектрической проницаемости во всем используемом частотном диапазоне. Известно множество методов определения параметров материалов в СВЧ-диапазоне [1–3]. Часть из них позволяет определить дискретные значения на фиксированной частоте, другие – во всем рассматриваемом диапазоне.

Среди последних особой популярностью пользуется дифференциально-фазовый метод (ДФМ) [4–7]. Расчет диэлектрической проницаемости в методе основывается на использовании фазовых характеристик, которые могут быть получены из S-параметров, измеренных с помощью векторного анализатора цепей (ВАЦ). Частотный диапазон и разрешение по частоте определяются параметрами ВАЦ и качеством реализации измерительной оснастки, что является несомненным преимуществом метода.

Методика определения диэлектрической проницаемости по ДФМ предполагает использование измерительного тракта, модифицируемого измеряемым диэлектриком. В [8] были рассмотрены и сравнены коаксиальная, микрополосковая и копланарная линии передачи. В результате было установлено, что приемлемая точность измерения может быть достигнута при использовании микрополосковой линии передачи (МПЛ). При этом реализация измерительных оснасток на данном типе линии передачи дешевле и

менее трудоёмка. Кроме того, МПЛ удобнее с точки зрения эксплуатации при измерении твёрдых диэлектриков.

В литературе, несмотря на многообразие видов реализации полосковых структур, встречаются два основных способа использования МПЛ для определения диэлектрической проницаемости, когда измеряемый диэлектрик:

1) располагается над сигнальным проводником (далее – открытая микрополосковая линия (ОМПЛ)) [9–11];

2) располагается между неметаллизированным основанием (подложкой) и заземленной металлизированной поверхностью (далее – подвешенная микрополосковая линия передачи (ПМПЛ)) [9–14].

Исследование и применение обоих способов описано во множестве работ. Отмечаются точность и частотный диапазон обоих методов, простота и удобство использования метода на основе ОМПЛ и повышенная чувствительность метода на основе ПМПЛ [15], однако комплексной оценки, сравнения и рекомендаций по применению в литературе не представлено.

В связи с этим целью данной работы является сравнение обоих способов на основе МПЛ с оценкой их применимости для материалов различной толщины и диапазона диэлектрических проницаемостей.

Теория и методика измерения

ОМПЛ (рис. 1, а) и ПМПЛ (рис. 1, б) могут быть представлены как линии передачи с многослойным диэлектриком. Расчет параметров подобных структур представлен в работах [9–11] и основан на выражениях, полученных методом конформного отображения соотношений коэффициентов заполнения и эффективной диэлектрической проницаемости для трехслойного диэлектрика.

Согласно [10], погрешность расчета выражений не превышает 2%.

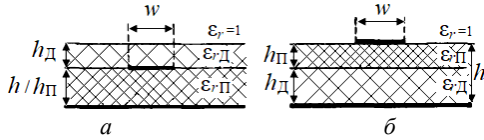


Рис. 1. Трехслойная МПЛ [10]: а – ОМПЛ; б – ПМПЛ

Расчет эффективной диэлектрической проницаемости структуры ОМПЛ может быть выполнен по выражению [10]

$$\epsilon_{r\text{эфф}} = \epsilon_{rП}q_1 + \epsilon_{rД} \cdot \frac{(1-q_1)^2}{\epsilon_{rД}(1-q_1-q_2) + q_2}, \quad (1)$$

где q_1, q_2 – коэффициенты заполнения, расчет которых зависит от отношения ширины проводника w к толщине подложки h ; $\epsilon_{rП}$ – относительная диэлектрическая проницаемость подложки; $\epsilon_{rД}$ – относительная диэлектрическая проницаемость измеряемого диэлектрика.

Коэффициенты заполнения q_1 и q_2 для ОМПЛ и рассматриваемого в рамках данной работы случая $w/h \geq 1$ могут быть рассчитаны по выражениям:

$$q_1 = 1 - \frac{1}{2} \cdot \frac{\ln\left(\frac{\pi}{hП} w_{\text{эфф}} - 1\right)}{\frac{w_{\text{эфф}}}{hП}},$$

$$q_2 = 1 - q_1 - \frac{1}{2} \cdot \frac{hП - v_{\text{эфф}}}{w_{\text{эфф}}} \dots$$

$$\dots \cdot \ln \left[\pi \frac{w_{\text{эфф}}}{hП} \cdot \frac{\cos\left(\frac{v_{\text{эфф}}}{2} \cdot \frac{\pi}{hП}\right)}{\pi \left(\frac{hП + hД}{hП} - \frac{1}{2}\right) + \frac{v_{\text{эфф}}}{2} \cdot \frac{\pi}{hП}} + \sin\left(\frac{v_{\text{эфф}}}{2} \cdot \frac{\pi}{hП}\right) \right],$$

где $hП, hД$ – толщина подложки и измеряемого диэлектрика соответственно;

$$v_{\text{эфф}} = 2 \frac{h}{\pi} \arctg \left[\frac{\pi}{\frac{\pi}{2} \cdot \frac{w_{\text{эфф}}}{h} - 2} \left(\frac{hП + hД}{hП} - 1 \right) \right];$$

$w_{\text{эфф}}$ – эффективная ширина линии, определяемая выражением

$$w_{\text{эфф}} = w + \frac{2h}{\pi} \cdot \ln \left[17,08 \left(\frac{w}{2h} + 0,92 \right) \right].$$

Расчет эффективной диэлектрической проницаемости структуры ПМПЛ может быть выполнен по выражению [10]

$$\epsilon_{r\text{эфф}} = 1 - q_1 - q_2 + \epsilon_{rД} \cdot \epsilon_{rП} \cdot \frac{(q_1 + q_2)^2}{\epsilon_{rД} \cdot q_2 + \epsilon_{rП} \cdot q_1}. \quad (2)$$

Расчет коэффициентов заполнения q_1 и q_2 также зависит от соотношения w/h :

$$q_1 = \frac{1}{2} \cdot \frac{hД}{hД + hП} \left[1 + \frac{\pi}{4} \frac{hД + hП}{w_{\text{эфф}}} \dots \right]$$

$$\dots \cdot \ln \left[\frac{\pi}{hД + hП} w_{\text{эфф}} \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2} \frac{hД}{hД + hП}\right)}{\frac{\pi}{2} \cdot \frac{hД}{hД + hП}} + \cos\left(\frac{\pi}{2} \frac{hД}{hД + hП}\right) \right],$$

$$q_2 = 1 - q_1 - \frac{1}{2} \cdot \frac{\ln\left(\frac{\pi}{hД + hП} \cdot w_{\text{эфф}} - 1\right)}{\frac{w_{\text{эфф}}}{hД + hП}}.$$

На основе эффективной диэлектрической проницаемости для обоих типов МПЛ может быть выполнен расчет фазовой задержки, вносимой диэлектрической структурой длиной L на заданной частоте f :

$$\varphi(f) = 2\pi f \frac{\sqrt{\epsilon_{r\text{эфф}}(f)}}{c} L, \quad (3)$$

где c – скорость распространения электромагнитной волны в вакууме.

Выражения (1)–(3) позволяют выполнить оценку влияния вносимого диэлектрика на изменение фазовой задержки относительно МПЛ с воздушным заполнением. Это позволяет охарактеризовать чувствительность используемого типа линии передачи с заданными характеристиками в отношении определения диэлектрической проницаемости материала заданной толщины.

Методика определения диэлектрической проницаемости материала с использованием ДФМ была представлена в работе [8]. Она состоит из следующих шагов:

1) измерение фазовых характеристик двух МПЛ с различными длинами L_1 и L_2 с воздушным диэлектрическим заполнением с целью определения эффективной диэлектрической проницаемости МПЛ $\epsilon_{r\text{эфф}}^B$ без измеряемого диэлектрика. Структурные схемы для выполнения таких измерений с использованием ОМПЛ и ПМПЛ показаны на рис. 2.

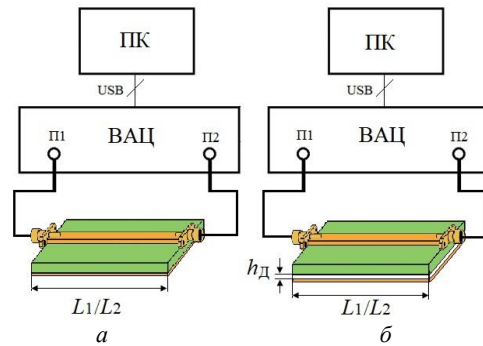


Рис. 2. Структурная схема установки для выполнения измерений МПЛ без измеряемого диэлектрика: а – для ОМПЛ; б – для ПМПЛ

При использовании ПМПЛ необходимо обеспечить равномерный воздушный зазор $hД$ между заземляющим проводником и подложкой. Величина зазора $hД$ должна быть выбрана таким образом, чтобы обеспечить согласование измерительного тракта с воздушным заполнением или же быть равной толщине измеряемого диэлектрика. Толщина зазора должна быть выдержана с высокой точностью на всех стадиях измерения. Отклонение от исходного значения

приводит к погрешности расчета диэлектрической проницаемости;

2) измерение фазовых характеристик МПЛ длиной L_2 с установленным измеряемым диэлектриком длиной L_d . На рис. 3 представлены структурные схемы для выполнения измерений с использованием ОМПЛ и ПМПЛ;

3) расчет диэлектрической проницаемости измеряемого материала.

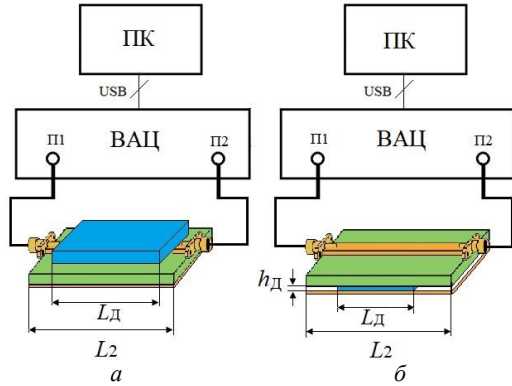


Рис. 3. Структурная схема установки для выполнения измерений диэлектрической проницаемости материала: а – для ОМПЛ; б – для ПМПЛ

Выражение для определения эффективной диэлектрической проницаемости МПЛ без измеряемого диэлектрика может быть получено из формулы (3):

$$\epsilon_{r\text{эфф}}^B(f) = \left(\frac{\Delta\phi(f)c}{2\pi f \Delta L} \right)^2 = \left(\frac{(\phi_2(f) - \phi_1(f))c}{2\pi f (L_2 - L_1)} \right)^2. \quad (4)$$

Определение эффективной диэлектрической проницаемости МПЛ с измеряемым диэлектриком может быть выполнено по выражению

$$\epsilon_{r\text{эфф}}^D(f) = \left(\frac{\Delta\phi(f)c}{2\pi f L_d} - \sqrt{\epsilon_{r\text{эфф}}^B} \right)^2. \quad (5)$$

Расчет относительной диэлектрической проницаемости измеряемого материала может быть выполнен методом регрессионного анализа с использованием электродинамической модели или решением обратной задачи с использованием выражений (1) или (2).

Точность определения диэлектрической проницаемости материала с использованием ДФМ зависит от точности определения фазы ВАЦ. Например, погрешность определения фазы ВАЦ Planar Обзор-804/1 [16] составляет 1° , что значительно отражается на точности измерения, особенно в области низких частот [8].

В качестве критерия, позволяющего определять, будет ли достигнута необходимая точность измерения с использованием текущего оборудования и оснастки, может выступать параметр чувствительности δ . Исходя из (3)–(5), может быть определена дополнительная фазовая задержка $\Delta\phi$, вносимая измеряемым материалом:

$$\Delta\phi(f) = 2\pi \frac{f}{c} L_d \left(\sqrt{\epsilon_{r\text{эфф}}^D(f)} - \sqrt{\epsilon_{r\text{эфф}}^B(f)} \right). \quad (6)$$

В качестве примера на рис. 4 представлена зависимость вносимой фазовой задержки $\Delta\phi_{\text{и}}$ от диэлектрической проницаемости измеряемого материала $\epsilon_{rД}$ при $f = \text{const}$.

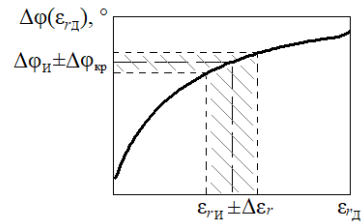


Рис. 4. Зависимость изменения фазовой задержки при внесении измеряемого диэлектрика с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_{rД}$

Требуемая точность измерения определяет область приемлемого отклонения измеренного значения диэлектрической проницаемости: $\epsilon_{rи} - \Delta\epsilon_r \dots \epsilon_{rи} + \Delta\epsilon_r$. Тогда, согласно рис. 4, формируется область, ограниченная предельным допустимым изменением измеряемой фазовой задержки $\Delta\phi_{\text{и}} \pm \Delta\phi_{\text{кр}}$. Это говорит о том, что погрешность измерительного прибора не должна превышать $\Delta\phi_{\text{кр}}$, иначе измеренное значение диэлектрической проницаемости выйдет за пределы заданной точности. В таком случае может быть определена зависимость чувствительности

$$\delta(\epsilon_{rД}) = \min \left[\begin{array}{l} \left| \frac{\Delta\phi(\epsilon_{rД}) - \Delta\phi(\epsilon_{rД} \cdot (1 - \xi))}{\Delta\phi(\epsilon_{rД})} \right|, \\ \left| \frac{\Delta\phi(\epsilon_{rД}) - \Delta\phi(\epsilon_{rД} \cdot (1 + \xi))}{\Delta\phi(\epsilon_{rД})} \right| \end{array} \right],$$

где ξ – требуемая точность определения относительной диэлектрической проницаемости, %.

На рис. 5 рассмотрены четыре модельных случая зависимости чувствительности от относительной диэлектрической проницаемости измеряемого материала различной толщины для ОМПЛ со следующими параметрами:

- материал подложки: Rogers RO4003C, $\epsilon_{rП} = 3,55$; $h_{П} = 1,52$ мм.
- ширина проводника $w = 3,4$ мм;
- длина измеряемого диэлектрика: $L_d = 50$ мм;
- толщина измеряемого диэлектрика: $h_d = 1$ мм; $h_d = 3$ мм; $h_d = 5$ мм; $h_d = 10$ мм;
- требуемая точность определения $\xi = 5\%$, частота моделирования 1 ГГц.

Согласно рис. 5, с использованием ОМПЛ на частоте 1 ГГц диэлектрическая проницаемость материала толщиной $h_d < 3$ мм не может быть определена с достоверной точностью. Для материалов с $h_d = 5$ мм измерения могут быть выполнены для материалов с диапазоном диэлектрической проницаемости $\epsilon_{rД} = 9 \dots 43$, для $h_d > 10$ мм $\epsilon_{rД}$ должна превышать значение 5.

Для ПМПЛ при использовании подложек с высокой диэлектрической проницаемостью ($\epsilon_{rП} > 10$) метод обладает высокой чувствительностью для измерения материалов с малой диэлектрической проницаемостью и толщиной. Например, при следующих параметрах: $\epsilon_{rП} = 16$; $h_{П} = 1$ мм, $L_d = 60$ мм, $w = 5$ мм, $\xi = 5\%$, $f = 1$ ГГц и толщине измеряемого материала

$h_d = 1$ мм возможно достоверное измерение материалов с $\epsilon_{rD} < 74$; для $h_d = 0,5$ мм – $\epsilon_{rD} < 35$.

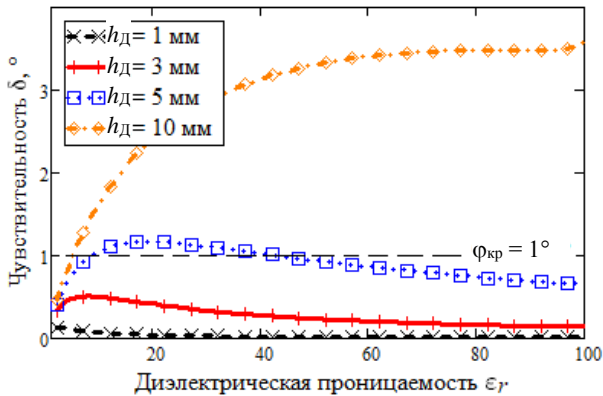


Рис. 5. Зависимость чувствительности от относительной диэлектрической проницаемости измеряемого материала для ОМПЛ

Приведенные данные (ПМПЛ) представлены для случая, когда толщина измеряемого диэлектрика h_d равна толщине зазора h_z . В этом случае предварительные измерения без диэлектрика должны быть проведены с выполнением условия $h_z = h_d$. Это определяет необходимость изготовления согласованных измерительных линий для каждой толщины образца, что не практично.

Альтернативным решением может являться измерение с внесением измеряемого диэлектрика толщиной h_d в область зазора без снижения величины h_z . В этом случае между диэлектриком и подложкой добавляется воздушный слой, который необходимо учитывать в расчете. Это может быть сделано аналитически, например, используя выражения из работы [17], однако при сравнении расчетных результатов с данными электродинамической модели было получено значительное отклонение. В связи с этим для анализа использовалась модель на основе метода сеток.

На рис. 6 приведен результат моделирования методом сеток зависимости чувствительности от относительной диэлектрической проницаемости диэлектрика толщиной h_d при сохранении $h_z = 1$ мм.

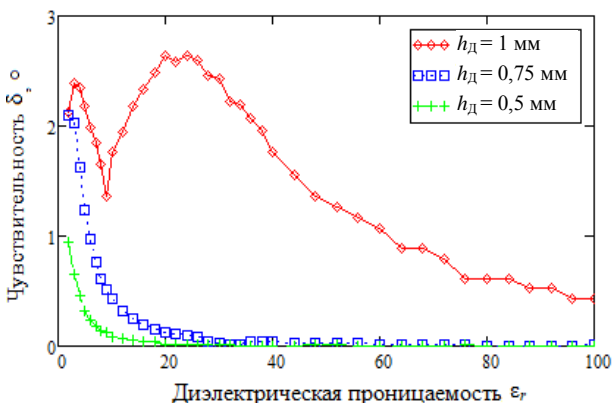


Рис. 6. Зависимость чувствительности от относительной диэлектрической проницаемости измеряемого материала для ПМПЛ с зазором $h_z = 1$ мм

В случае отсутствия воздушного зазора ($h_d = 1$ мм) метод обладает достаточной чувствительностью для измерения материалов с относительной диэлектрической проницаемостью в диапазоне $\epsilon_{rD} = 2 \dots 60$. С появлением минимального воздушного зазора между измеряемым материалом и подложкой чувствительность снижается.

Для обоих способов повышение частоты или длины способствует пропорциональному увеличению точности согласно выражению (6). Полученные характеристики верифицированы электродинамической моделью и подходят для предварительной оценки возможности определения диэлектрической проницаемости материалов текущей измерительной системой.

Экспериментальное исследование

Выполнено экспериментальное исследование обоих способов измерения. В качестве объектов измерения выбраны материалы с известной диэлектрической проницаемостью (ϵ_r теоретическая) ФЛАН-16 ($L_d = 40$ мм) и несколько марок керамики: ВК100 ($L_d = 30$ мм); В20 ($L_d = 48$ мм); В100 ($L_d = 48$ мм) толщиной $h_d = 1$ мм.

Геометрические параметры для МПЛ выбраны таким образом, чтобы линия была согласована ($Z_0 = 50$ Ом), так как при рассогласовании возникает значительная погрешность определения эффективной диэлектрической проницаемости [18]. Материал для изготовления ОМПЛ выбран Rogers 4003С, диэлектрическая проницаемость которого, согласно справочным данным, $\epsilon_r = 3,55$, высота подложки $h_p = 1,52$ мм. Исходя из этого, ширина проводника рассчитана $w = 3,4$ мм.

Для изготовления ПМПЛ выбран СВЧ-материал ФЛАН-16, справочная диэлектрическая проницаемость которого $\epsilon_r = 16 \pm 1$, высота материала $h_p = 1$ мм. Ширина проводника ПМПЛ рассчитана также с учетом зазора между подложкой и заземляющей пластиной при $h_z = 1$ мм и составила $w = 5$ мм.

Для проведения эксперимента с ОМПЛ были изготовлены две линии длиной $L_1 = 18$ мм, $L_2 = 58$ мм, для ПМПЛ – линии с $L_1 = 25$ мм, $L_2 = 60$ мм без заземляющей металлизации подложки. В качестве плоскости заземления использовался алюминиевый профиль, электрический контакт с которым обеспечивался прижимным способом путем подключения коаксиально-микростриповых соединителей. Обеспечение возможности регулировки зазора h_z между подложкой и заземляющей пластиной выполнялось при помощи винтов и разрезов в соединителях.

По рис. 2 выполнены измерения фазовых характеристик МПЛ без диэлектрика на ВАЦ Planar S5048. По формуле (4) определена частотная зависимость эффективной диэлектрической проницаемости. Согласно рис. 3, выполнено измерение вышеупомянутых материалов (рис. 7). При помощи электродинамического моделирования было определено расчетное значение относительной диэлектрической проницаемости материала (ϵ_r расчетная) путем подбора значения ϵ_r до тех пор, пока значения эксперименталь-

ной эффективной диэлектрической проницаемости материала и модельной не совпадут.

Расчет эффективной диэлектрической проницаемости ОМПЛ и ПМПЛ с диэлектриком был выполнен по формуле (5).

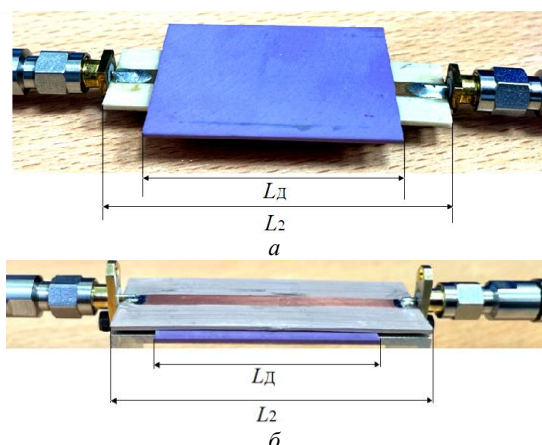


Рис. 7. Проведение измерений материалов с использованием: а – ОМПЛ; б – ПМПЛ

Экспериментальные данные относительной диэлектрической проницаемости для ОМПЛ и ПМПЛ приведены в таблице.

Оценка относительной погрешности

| Материал | ϵ_r теоретическая | ϵ_r расчетная | $\delta \epsilon_r, \%$ |
|----------|----------------------------|------------------------|-------------------------|
| ОМПЛ | | | |
| ФЛАН-16 | 15 | 13,7 | 8,7 |
| ВК100 | 9,8 | 8,9 | 9,2 |
| В20 | 20 | 12 | 40 |
| В100 | 100 | 50 | 50 |
| ПМПЛ | | | |
| ФЛАН-16 | 15 | 14,9 | 0,7 |
| ВК100 | 9,8 | 9,9 | 1 |
| В20 | 20 | 18 | 10 |
| В100 | 100 | 60 | 40 |

На основе экспериментальных данных для ОМПЛ можно сделать вывод, что материалы, диэлектрическая проницаемость которых $\epsilon_r \leq 15$, могут быть измерены с погрешностью до 10%. Материалы, диэлектрическая проницаемость которых $\epsilon_r \geq 20$, измеряются с погрешностью более 10%. Однако, согласно данным рис. 5, при $h_d = 1$ мм чувствительность во всем диапазоне диэлектрической проницаемости $\epsilon_{rd} = 2 \dots 100$ не превышала порог $\varphi_{кр}$, что должно говорить о заведомо высокой погрешности для всех измеряемых материалов. Это может быть объяснено тем, что погрешность определения фазы прибора, вероятно, ниже указанного в технической документации значения.

Согласно представленным в таблице экспериментальным данным для ПМПЛ, при измерении материалов с $\epsilon_r \leq 15$ погрешность составляет менее 5%. Диэлектрическая проницаемость материалов с $\epsilon_r \geq 20$ определяется с погрешностью более 10%. Для $\epsilon_r = 100$ данная погрешность обусловлена низкой чувствительностью, для $\epsilon_r = 20$ – влиянием воздушного зазора, возникающего из-за неидеального прижима в

связи с неровностью поверхности материала и подложки.

Таким образом, для измерения материалов большой толщины $h_d > 5$ мм с диэлектрической проницаемостью $\epsilon_{rd} = 10$ и выше можно применять ОМПЛ. Для измерения материалов малой толщиной $h_d < 1$ мм и диэлектрической проницаемостью $\epsilon_{rd} \leq 60$, в зависимости от толщины зазора h_3 , может быть применена ПМПЛ.

Заключение

В данной работе был проведен анализ двух способов реализации измерения диэлектрической проницаемости на основе МПЛ, когда измеряемый диэлектрик: 1) располагается поверх сигнального проводника; 2) помещается в пространстве между сигнальным проводником и заземляющим основанием. На основе моделирования и экспериментального исследования выполнено сравнение обоих способов с оценкой их применимости для материалов различной толщины и диапазона диэлектрических проницаемостей.

Для рассматриваемого диапазона материалов с малыми потерями и диэлектрической проницаемостью от 2 до 100 определено, что ОМПЛ применима для измерения диэлектрической проницаемости материалов с толщиной свыше 5 мм (на частоте 1 ГГц), в то время как ПМПЛ ввиду геометрических особенностей больше подходит для материалов с толщиной 1 мм и менее. Экспериментальное исследование показало, что при использовании ОМПЛ для материалов с диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r < 15$ и толщиной 1 мм погрешность измерения не превысила 10%. Для способа на основе ПМПЛ точность и диапазон диэлектрической проницаемости оказались выше, что легко объясняется распределением электрического поля.

В случае ОМПЛ можно сказать о технологичности конструкции и легкости изготовления МПЛ. Для ПМПЛ изготавливается более сложная конструкция, из-за необходимости размещения материала между подложкой и заземляющим слоем, а также сохранения равномерного зазора h_3 по всей длине линии.

Применение МПЛ в определении диэлектрической проницаемости является оптимальным для условий, требующих компактного оборудования, работы в широком частотном диапазоне и измерения материалов без предварительной подготовки.

Перспективой дальнейших исследований является усовершенствование конструкции для повышения удобства и точности измерения как твердых, так и жидких диэлектриков.

Литература

- Брандт А.А. Исследование диэлектриков на сверхвысоких частотах. – М.: Физматгиз, 1963. – 404 с.
- Бежко М. Изменение параметров материалов в СВЧ-диапазоне с помощью ПО для анализа параметров материалов Keysight N1500A // Проблемы СВЧ-электроники. – 2015. – № 8. – С. 6–8.
- Волноводный метод измерений электромагнитных параметров материалов в СВЧ-диапазоне и оценка погреш-

ности измерений / М.П. Пархоменко, Д.С. Каленов, И.С. Еремин, Н.А. Федосеев, В.М. Колесникова, Ю.Л. Баринов // Журнал радиоэлектроники. – 2018. – № 9. – С. 9.

4. Кунрод Д. Определение параметров материалов печатных плат в миллиметровом диапазоне // СВЧ-электроника. – 2019. – № 3. – С. 46–50.

5. Das N.K. Two Methods for the Measurement of Substrate Dielectric Constant / N.K. Das, S.M. Voda, D.M. Pozar // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1987. – Vol. 35, No. 7. – P. 636–642.

6. Lederer G. A transmission line method for the measurement of microwave permittivity and permeability // Royal Signals and Radar Establishment. – 1990. – P. 217–320.

7. Narayanan P.M. Microstrip Transmission Line Method for Broadband Permittivity Measurement of Dielectric Substrates // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2014. – Vol. 62, No. 11. – P. 2784–2790.

8. Петененко Я.А. Влияние инструментальной погрешности ВАЦ на точность расчета диэлектрической проницаемости фазовыми методами / Я.А. Петененко, Е.И. Тренкаль, В.С. Поздняков // Матер. междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления». – Томск: В-Спектр (ИП В.М. Бочкарева); ТУСУР, 2023. – С. 124–127.

9. Verma A.K. Unified dispersion model for multilayer microstrip line / A.K. Verma, G.H. Sadr // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1992. – Vol. 40, No. 7. – P. 1587–1591.

10. Svacina J. Analysis of multilayer microstrip lines by a conformal mapping method // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1992. – Vol. 40, No. 4. – P. 769–772.

11. Svacina J. A simple quasi-static determination of basic parameters of multilayer microstrip and coplanar waveguide // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1992. – Vol. 2, No. 10. – P. 385–387.

12. Yunqiu Wu. Electromagnetic parameters measurement for thin film materials / Wu Yunqiu, Tang Zongxi, Zhang Biao, He Xi // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2008. – P. 627–629.

13. Yoon Y.J. A new formula for effective dielectric constant in multi-dielectric layer microstrip structure / Y.J. Yoon, B. Kim // IEEE 9th Topical Meeting on Electrical Performance of Electronic Packaging. – 2000. – P. 163–167.

14. Radonic V. Phase-Shift Transmission Line Method for Permittivity Measurement and Its Potential in Sensor Applications / V. Radonic, N. Cselyuszka, V. Crnojevic-Bengin, G. Kitic // Electromagnetic Materials and Devices. – 2020. – P. 22.

15. Microwave Electronics: Measurement and Materials Characterization / L.F. Chen, C.K. Ong, C.P. Neo, V.V. Varadan, V.K. Varadan // John Wiley & Sons, Ltd. – 2004. – P. 549.

16. Руководство по эксплуатации planar обзор 804/1 [Электронный ресурс]. – URL: https://planarchel.ru/upload/medialibrary/8e0/9bzgn33trawgcl38gd9ddsuipvge4aci/Part1_8xx_ver22.1.pdf, свободный (дата обращения: 10.09.2023).

17. Jha K.R. Analysis and design of rectangular microstrip antenna on two-layer substrate materials at terahertz frequency / K.R. Jha, G. Singh // Comput Electron. – 2010. – Vol. 9. – P. 68–78.

18. Петененко Я.А. Алгоритм расчета диэлектрической проницаемости материалов фазовым методом в условиях рассогласованности / Я.А. Петененко, Е.И. Тренкаль, В.С. Поздняков // Матер. междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2024». – Томск: В-Спектр (ИП В.М. Бочкарева); ТУСУР, 2024. – Ч. 1. – С. 193–196.

Петененко Яна Алексеевна

Аспирантка каф. конструирования узлов и деталей радиоэлектронной аппаратуры (КУДР) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-996-937-62-44
Эл. почта: yana.petenenko@mail.ru

Тренкаль Евгений Игоревич

Канд. техн. наук, доцент каф. КУДР ТУСУРа Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-913-816-57-16
Эл. почта: evgenii.i.trenkal@tusur.ru

Поступила в редакцию: 23.12.2024.

Принята к публикации: 21.04.2025.

Petenenko Ya.A., I.I., Trenkal E.I.

Measurement of dielectric permittivity based on a microstrip line: comparison of two implementation methods

In this paper, an analysis of two following ways to implement the measurement of permittivity based on a microstrip line was carried out: 1) when the dielectric is located above the signal conductor (open microstrip line); 2) when the dielectric is located between the non-metallized base (substrate) and the grounded metallized surface (suspended microstrip line). Based on the modeling and the experimental research carried out, a comparison of both methods was performed with an assessment of their applicability for materials of different thicknesses and a range of dielectric permeabilities. For the considered range of materials with low losses and dielectric constant from 2 to 100, it was determined that the open microstrip line is applicable for measuring the dielectric constant of materials with a thickness of more than 5 mm, while the suspended microstrip line, due to geometric features, is more suitable for materials with a thickness of 1 mm or less.

Keywords: effective dielectric constant, microstrip transmission line, differential phase method, vector network analyzer.

DOI: 10.21293/1818-0442-2025-28-1-39-45

References

1. Brandt A.A. Issledovanie dielectricov na cverhvisokih chastotah [Investigation of dielectrics at ultrahigh frequencies]. Moscow, Physics and Mathematics Publ., 1963, 404 p. (in Russ.).

2. Bezhko M. [Changing the parameters of materials in the microwave range using software for analyzing the parameters of materials Keysight N1500A] *Technologies in the Electronic Industry*, 2015, no. 8, 5 p. (in Russ.).

3. Parkhomenko M.P., Kalenov D.S., Eremine I.S., Fedoseev N.A., Kolesnikova V.M., Barinov Y.L. [Waveguide method of measuring electromagnetic parameters of materials in the microwave range and estimation of measurement error] *Journal of Radioelectronics*, 2018, no. 9, 9 p. (in Russ.).

4. Kunrod D. [Determination of the parameters of printed circuit board materials in the millimeter range]. *Microwave Electronics*, 2019, no. 3, pp. 46–50. (in Russ.).

5. Das N.K., Voda S.M., Pozar D.M. Two Methods for the Measurement of Substrate Dielectric Constant. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1987. Vol. 35, no. 7, pp. 46–50.

6. Lederer G.A transmission line method for the measurement of microwave permittivity and permeability: Royal Signals and Radar Establishment. *Royal Signals and Radar Establishment*, 1990, pp. 217–320.
 7. Narayanan P.M. Microstrip Transmission Line Method for Broadband Permittivity Measurement of Dielectric Substrates. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2014, Vol. 62, no. 11, pp. 2784–2790.
 8. Petenenko Ya.A., Trenkal E.I., Pozdnyakov V.S. [The influence of the instrumental error of the VNA on the accuracy of calculating the dielectric constant by phase methods], *Proc. of International Scientific Conference on Electronic Devices and Control Systems*, Tomsk, V-Spektr, TUSUIR, 2023, pp. 124–127 (in Russ.).
 9. Verma A.K., Sadr G.H. Unified dispersion model for multilayer microstrip line. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1992, Vol. 40, no. 7, pp. 1587–1591.
 10. Svacina J. [Analysis of multilayer microstrip lines by a conformal mapping method]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1992, Vol. 40, no. 4, pp. 769–772.
 11. Svacina J. [A simple quasi-static determination of basic parameters of multilayer microstrip and coplanar waveguide]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1992, Vol. 2, no. 10, pp. 385–387.
 12. Yunqiu Wu., Zongxi T., Biao Z., Xi H. Electromagnetic parameters measurement for thin film materials. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2008, pp. 627–629.
 13. Yoon Y.J., Kim B. A new formula for effective dielectric constant in multi-dielectric layer microstrip structure. *IEEE 9th Topical Meeting on Electrical Performance of Electronic Packaging*, 2000, pp. 163–167.
 14. Phase-Shift Transmission Line Method for Permittivity Measurement and Its Potential in Sensor Applications / Radonic V., Cselyuszká N., Crnojević-Bengin V., Kitić G. // *Electromagnetic Materials and Devices*, 2020. P. 22.
 15. Chen L.F., Ong C.K., Neo C.P., Varadan V.V., Varadan V.K. *Microwave Electronics: Measurement and Materials Characterization*. John Wiley & Sons, Ltd, 2004, p. 549.
 16. Planar Operating Manual overview 804/1. Available at: https://planarchel.ru/upload/medialibrary/8e0/9bzgn33tpaw-gcl38gd9ddsuipvge4aci/Part1_8xx_ver22.1.pdf (Accessed: July 01, 2014) (in Russ.).
 17. Jha K.R., Singh G. [Analysis and design of rectangular microstrip antenna on two-layer substrate materials at terahertz frequency], *Journal of Computational Electronics*, 2010, vol. 9, pp. 68–78.
 18. Petenenko Ya.A., Trenkal E.I., Pozdnyakov V.S. [Algorithm for calculating the dielectric permeability of materials by the phase method in conditions of inconsistency]. *Proc. of International Scientific Conference for Bachelor, Master, Postgraduate Students and Young Researchers «TUSUR Scientific Session»*, Tomsk, V-Spektr, TUSUIR, 2024, Part 1, pp. 193–196 (in Russ.).
-
- Yana A. Petenenko**
Postgraduate student, Department of Design of Units and Components for Radioelectronic Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR) 40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7-996-937-62-44
Email: yana.petenenko@mail.ru
- Evgenii I. Trenkal**
Candidate of Sciences in Engineering, Associate Professor, Department of Design of Units and Components for Radioelectronic Systems, TUSUR 40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7-913-816-57-16
Email: evgenii.i.trenkal@tusur.ru
- Received: 23.12.2024.
Accepted: 21.04.2025.