

УДК 621.3.083.2

Д.Е. Миненко, Ф.И. Шеерман

Проектирование полосковых резонаторов для измерения ϵ_r и $\text{tg}\delta$ листовых диэлектрических материалов в СВЧ-диапазоне

Описана разработка полосковых резонаторов в задачах измерения относительной диэлектрической проницаемости и тангенса угла диэлектрических потерь листовых диэлектрических материалов в СВЧ-диапазоне. Приведены результаты измерений характеристик разработанных полосковых резонаторов. Описаны недостатки и преимущества измерительных оснасток, используемых в аналогичных методах измерений.

Ключевые слова: относительная диэлектрическая проницаемость, тангенс угла диэлектрических потерь, методы измерений, методика измерений, СВЧ-диапазон, диэлектрики, полосковые резонаторы.

DOI: 10.21293/1818-0442-2023-26-1-41-47

Различные методы измерений характеристик материалов и устройств в СВЧ-диапазоне во многом определяются и ограничиваются метрологическими характеристиками средств измерений и измерительных оснасток. Это приводит к постоянному совершенствованию используемых методов и появлению новых технических решений в области метрологии.

Методы измерения диэлектрических свойств листовых материалов в СВЧ-диапазоне можно разделить на две группы: резонансные и широкополосные [1, 2].

Резонансные методы обладают большей точностью и применяются при измерении материалов с малыми потерями. В резонансных методах измерение параметров происходит только на собственных резонансных частотах используемого СВЧ-резонатора. При размещении в области резонатора исследуемого образца (ИО) изменяются его собственная резонансная частота и добротность, девиация которых позволяет вычислить значения ϵ_r и $\text{tg}\delta$.

СВЧ-резонаторы, которые используются в методах для измерения диэлектрических свойств листовых материалов, конструктивно делятся на объемные и планарные. К объемным относятся диэлектрические и металлические объемные резонаторы различных конструкций, а планарные изготавливаются на диэлектрических материалах в виде печатных плат.

Зарубежные производители СВЧ-диэлектриков, используемых в качестве базовых материалов печатных плат, для измерения диэлектрической проницаемости (ϵ_r) и тангенса угла диэлектрических потерь ($\text{tg}\delta$) в СВЧ-диапазоне применяют метод IPC TM-650 2.5.5.5 [3]. Об этом свидетельствует информация из технической документации производителей Rogers Corp., Wuxi Relong New Material Technology Co. и др. [4, 5].

Метод относится к резонансным, и измерительная оснастка представляет собой полосковый резонатор, изготовленный на диэлектрической подложке. Основным преимуществом использования данного метода является то, что вектор \mathbf{E} напряженности электромагнитного поля перпендикулярен направлению распространения электромагнитной волны и

не имеет продольных составляющих. Этот фактор позволяет проводить измерения в направлении оси Z и вычислять значения ϵ_r и $\text{tg}\delta$, приближенные к реальным условиям использования для СВЧ-линий передачи, резонаторов, фильтров, направленных ответвителей и т.д.

Однако метод IPC TM-650 2.5.5.5 не лишен недостатков. Одним из таковых является сложная конструкция измерительной оснастки, которая подразумевает использование для каждого исследуемого образца (ИО) диэлектрического материала свой уникальный резонатор. При этом диэлектрическая проницаемость подложки резонатора не должна превышать значение ϵ_r исследуемого образца более чем на $\pm 2,5\%$.

Тенденция последних лет и становление рынка отечественного СВЧ-материала делает невозможным использование метода [3], поскольку нет аттестованных методик измерения на территории РФ. Помимо этого, дорогостоящая и сложная оснастка требует специализированного обучения персонала для измерений в СВЧ-диапазоне. А главное, что при большой номенклатуре значений ϵ_r выпускаемых материалов требуется разработка полосковых резонаторов и их соответствующее хранение.

В методе [3] используется разомкнутый полуволновой отрезок линии передачи (ПР – полосковый резонатор), изготовленный на диэлектрической подложке с параметрами ϵ_{r1} и $\text{tg}\delta_1$, с обратной стороны которого полностью удалена медная фольга. Резонатор включен между двумя подводящими линиями передачи через емкостный зазор.

Согласно [3] ϵ_{r1} подложки резонатора должна совпадать с номинальным значением диэлектрической проницаемости ИО (ϵ_{r2}) с точностью не более $\pm 2,5\%$. В результате для ИО с разными значениями ϵ_{r2} необходимы соответствующие полосковые резонаторы, что делает метод достаточно дорогостоящим в использовании.

В общем случае схема измерительной установки включает в себя двухпортовый векторный анализатор цепей (ВАЦ), ПР и прижимное устройство (рис. 1).

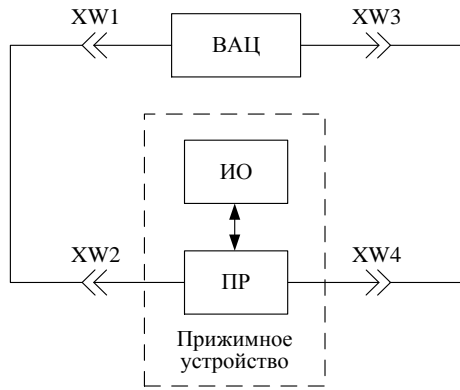


Рис. 1. Структурная схема измерительной установки

Принцип работы измерительной установки заключается в размещении в области полоскового резонатора ИО и регистрации девиации резонансной частоты и добротности при помощи ВАЦ. Прижимное устройство используется для устранения воздушных зазоров между плоскостями ИО и ПР. Подключение ПР к ВАЦ осуществляется посредством коаксиальных кабелей к разъемам XW1–XW2 и XW3–XW4.

На рис. 2 представлено поперечное сечение измеряемой структуры согласно методу [3].

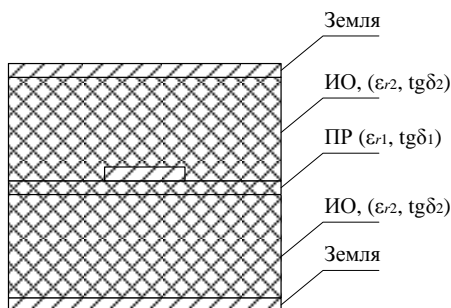


Рис. 2. Поперечное сечение измеряемой структуры [3]

Как видно из рис. 2, измеряемая структура подразумевает использование двух ИО при одном измерении. Из метода [3] минимальные габаритные размеры ИО составляют 51×69 мм для измерений на частоте 10 ГГц. Согласно метрологическим рекомендациям, следует измерять от 3 до 10 образцов. Это снижает ошибку при вычислении СКО, и в результате требуется от 6 до 20 образцов.

На рис. 3 показана измерительная оснастка, используемая в [3].



Рис. 3. Измерительная оснастка метода IPC TM-650 2.5.5.5

Из конструктивных особенностей измерительной оснастки (рис. 3) следует выделить две подвижные металлические обкладки между которых устанавливается полосковый резонатор [6]. ИО помещается в пространство между обкладками и ПР. Разъемы в такой конструкции выводятся на нижний торец и затем подключаются к векторному анализатору цепей. При этом замена полоскового резонатора затрудняется за счет наличия большого количества сопрягаемых деталей. После установки ИО в оснастку металлические обкладки смыкаются и сжимаются при помощи сдавливающего устройства, которое позволяет устранить воздушные зазоры между плоскостями ИО и ПР, которые приводят к заведомо ложным результатам измерения.

Работы японского автора Н. Suzuki [7–9] показывают, что измерительную структуру (см. рис. 2) можно упростить (рис. 4), измеряя на одном полосковом резонаторе ИО с различными значениями ϵ_{r2} .

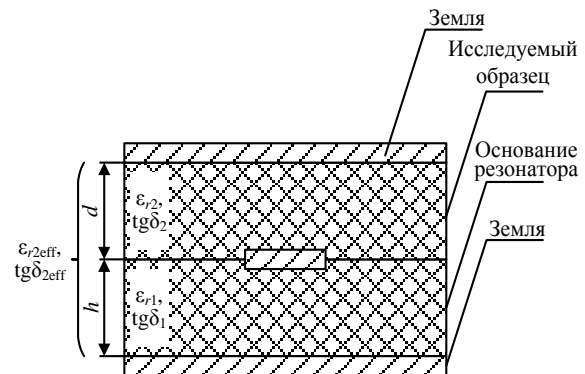


Рис. 4. Поперечное сечение измеряемой структуры, используемой в [7]

Характерным отличием работы Н. Suzuki является отказ от второго образца и использование одного полоскового резонатора при измерениях. Это позволяет значительно удешевить измерительную оснастку без ухудшения метрологических характеристик. При этом функционал и простота использования такой оснастки возрастают.

Также явным отличием в предлагаемом варианте измерительной оснастки Н. Suzuki является использование второго резонатора (калибровочного), у которого резонансная длина полоскового резонатора отличается на 10% относительно основного (измерительного) резонатора, используемого для проведения измерений. Это позволяет учесть девиацию резонансной частоты, которая обусловлена появлением краевой емкости на концах резонатора.

Однако решения, используемые Н. Suzuki, имеют очевидные недостатки. В частности, при достаточно широкой подложке резонатора отсутствуют боковые стенки, которые должны быть заземлены, в противном случае могут возникать паразитные резонансы. Это связано с тем, что прижимная металлическая крышка и корпус создают волновод с диэлектрическим заполнением, критическая частота которого будет ниже рабочей частоты ПР.

Из-за сложной конструкции прижимной крышки, используемой в методе [7], не понятен механизм компенсации воздушного зазора между ИО и ПР. Автор не использует прижимное устройство, поэтому отсутствует контроль усилия прижима, что приводит к систематическим погрешностям измерений.

Предложенная в данной статье конструкция измерительной оснастки позволяет уменьшить габаритные размеры полоскового резонатора и компенсировать появление паразитных резонансов. Как следствие, габаритные размеры ИО также уменьшаются, что дает возможность снизить затраты на проведение измерений и значительно упростить процесс производственного контроля без ухудшения метрологических характеристик метода.

Моделирование характеристик запердельного волновода и обоснование выбора измеряемой структуры

Экспериментальное моделирование структуры, изображенной на рис. 4, показало, что на частотах свыше 5 ГГц в ней могут возникать паразитные резонансы, которые зачастую приводят к ложным результатам и возрастанию погрешности измерений.

Предлагаемая конструкция резонатора (рис. 5) позволяет избавиться от паразитных резонансов на частотах свыше 5 ГГц и отличается от рис. 4 наличием боковых металлических стенок, которые вкпе с верхней и нижней металлическими плоскостями образуют единый заземленный контур.

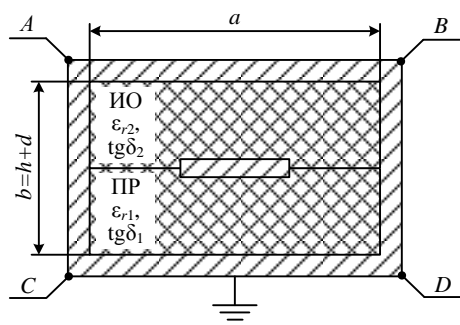


Рис. 5. Поперечное сечение измеряемой структуры, предложенной авторами

Проводящий контур ABCD образует прямоугольный волновод с диэлектрическим заполнением, внутренние размеры которого $a \times b$. Для исключения распространения электромагнитной волны в волноводе ABCD необходимо выбрать такие значения поперечных размеров $a \times b$, при которых передача сигнала в нем была бы невозможна на рабочих частотах полоскового резонатора. В технике СВЧ такие волноводы называют запердельными (модель в САПР показана на рис. 6).

Высота короткой стенки волновода складывается из толщин подложки резонатора и ИО ($b=d+h$). Так как достаточно проблематично рассчитывать параметры запердельного волновода при различных значениях ϵ_{r2} и d ИО, заменим его на материал подложки ПР такой же толщины ($d=h$).

Материал подложки ПР выбран в пользу RT/Duroid 5870 [10] от компании Rogers Corp. Дан-

ный материал обладает значением $\epsilon_{r1} = 2,3$ и низким значением $\text{tg}\delta_1 = 0,0013$ на частоте 10 ГГц. Толщина материала соответствует значению $h = 0,79$ мм.

Ширина подложки a определяется возможностью распространения электромагнитной волны типа H_{10} с минимальной частотой в волноводе. При $a = 5$ мм вычисленная минимальная частота волны типа H_{10} , способная распространяться в волноводе, будет равна примерно 20 ГГц. Проведем электромагнитное моделирование передаточных характеристик запердельного волновода (рис. 7) с размерами $5 \times 1,58$ мм и сравним результаты моделирования и вычисления.

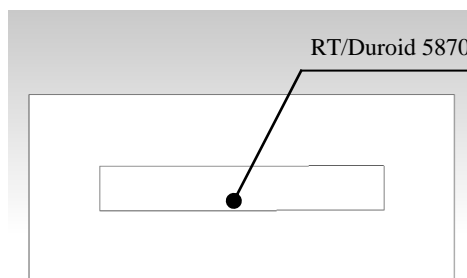


Рис. 6. Модель запердельного волновода с диэлектрическим заполнением (вид спереди)

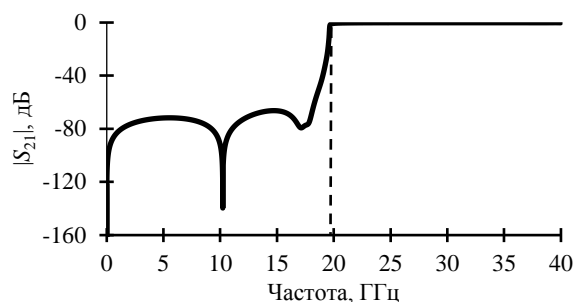


Рис. 7. График зависимости коэффициента передачи от частоты запердельного волновода

Из графика на рис. 7 частота среза запердельного волновода составляет примерно 20 ГГц, что соответствует результатам вычисления минимальной частоты волны типа H_{10} , способной распространяться в волноводе. В результате использование запердельного волновода в измеряемой структуре с размерами $5 \times 1,58$ мм позволит избавиться от паразитных резонансов, тем самым снизив влияние передаточных характеристик волновода на результат измерения.

Проектирование полоскового резонатора на частоту 10 ГГц

Резонансная длина полоскового резонатора рассчитывается как

$$L = \frac{nc}{2f_p \sqrt{\epsilon_r}}, \tag{1}$$

где n – порядок резонанса $n=1, 2, 3$; c – скорость света в вакууме; f_p – резонансная частота; ϵ_r – относительная диэлектрическая проницаемость материала подложки. При $\epsilon_{r1} = 2,3$ и $f_p = 10$ ГГц получено значение $L = 9,88$ мм.

Для моделирования характеристик резонатора ИО заменяется на калибровочный образец (КО), в результате чего структура считается симметричной. КО изготавливается из того же материала и той же толщины, что и подложка резонатора. В дальнейшем КО используется при измерениях для установления значения собственной резонансной частоты и добротности резонатора. По этим данным вычисляется значение ϵ_{r1} для контроля соблюдения условий окружающей среды и проверки работоспособности резонатора (калибровочный процесс).

Топология полоскового резонатора (рис. 8) состоит из полуволнового резонатора, расположенного по центру диэлектрической подложки, двух подводных линий передачи (ЛП) и коаксиальных соединителей XW2–XW4 согласно рис. 1.

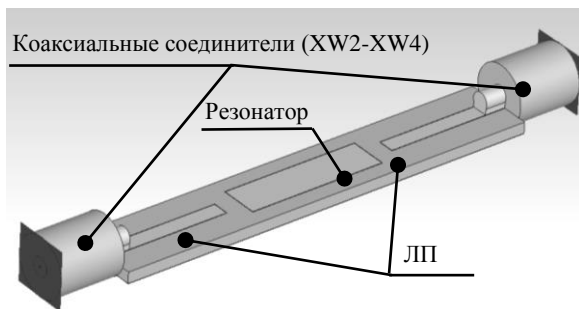


Рис. 8. Топология полоскового резонатора на частоту 10 ГГц (ИО не показан)

Коаксиальные соединители XW2-XW4 используются для электрического соединения с СВЧ-трактом ВАЦ. Включение резонатора реализовано через емкостной зазор между двумя подводными линиями передачи. Ширина зазора выбирается таким образом, чтобы максимум коэффициента передачи на собственной резонансной частоте был не больше минус 30 дБ. Считается, что, при уровне максимума коэффициента передачи менее минус 30 дБ измеренная нагруженная добротность будет примерно равна собственной добротности резонатора. В результате влияние внешней добротности, обусловленной включением резонатора в тракт, уменьшается.

Поперечные размеры в полосковой линии следует выбирать из условия обеспечения одноволнового режима работы [11, 12]:

$$\lambda_{\text{изм}} / \sqrt{\epsilon_{\text{те}}} \geq \lambda_{\text{кр}}^{H(1)} = 2w(1 + \pi b / 4w), \quad (2)$$

где $\lambda_{\text{изм}}$ – минимально возможное значение длины волны при измерении; $\lambda_{\text{кр}}$ – критическая длина волны, определяемая по формуле; $\epsilon_{\text{те}}$ – эффективное значение диэлектрической проницаемости.

Эффективное значение относительной диэлектрической проницаемости обусловлено конфигурацией слоев и значениями ϵ_{r1} и ϵ_{r2} . Для случая симметричной структуры $\epsilon_{r1} = \epsilon_{\text{те}}$. Вычисление значения ϵ_{r2} становится возможным при представлении структуры рис. 5 в виде двух параллельных плоских конденсаторов или с помощью численного метода, описанного в [13].

С учетом того, что толщина $b = 1,58$ мм состоит из двух слоев одноименного диэлектрика с толщиной $h = 0,79$ мм, ширину резонатора примем равной $w = 2,5$ мм. При этом, согласно (2), $\lambda_{\text{кр}} = 7,48$ мм, а минимально возможное значение длины волны симметричной структуры будет составлять $\lambda_{\text{мин}} = \lambda_{\text{изм}} = 16,3$ мм на частоте 12 ГГц. Полученные значения удовлетворяют условию (2).

Если провести электромагнитное моделирование структуры (см. рис. 8) при заданных выше параметрах подложки и рассчитанной L на частоту 10 ГГц по (1), то в результате получаем $f_p = 9,313$ ГГц.

Такая существенная разница между заданной частотой при расчете (10 ГГц) и результатом моделирования может быть объяснена появлением краевой емкости на концах разомкнутого резонатора, включенного в тракт. Возникающая в структуре краевая емкость может быть представлена эквивалентной линией передачи длиной Δl . С физической точки зрения такое удлинение (кажущееся) объясняется тем, что эффективный конец линии находится на расстоянии Δl от физического конца линии, которое можно приближенно рассчитать по формуле [14]:

$$\Delta l = b \ln(2) / \pi. \quad (3)$$

Результат разницы между физической длиной резонатора и удвоенным значением кажущегося удлинения позволяет достичь значения резонансной частоты полоскового резонатора $f_p \approx 10$ ГГц.

На практике использование одного резонатора в качестве основного для измерения ИО с различными значениями ϵ_{r2} приводит к появлению диапазона соответствующих значений резонансных частот. Поэтому необходимо выбрать такую L , при которой $f_p = 10$ ГГц будет соответствовать середине диапазона значений ϵ_{r2} .

Приняв максимальное значение диапазона измерения $\epsilon_{r2} = 5$, и с учетом, что $\epsilon_{r1} = 2,3$, подбираем такую L , которая будет соответствовать $f_p = 10$ ГГц при $\epsilon_{r2} = 3,6$. Подробно о выборе диапазона значений ϵ_{r2} описано в следующем разделе. Для определения собственной резонансной частоты резонатора выполнены следующие действия:

1. В САПР размещаем сверху резонатора ИО со значением $\epsilon_{r2} = 3,6$.
2. Проводим электромагнитный анализ структуры и добиваемся, чтобы резонансная длина соответствовала резонансной частоте 10 ГГц.
3. После этого возвращаем значение $\epsilon_{r2} = 2,3$ и проводим электромагнитный анализ для вычисления собственной резонансной частоты.

После выполнения всех вышеописанных этапов собственная резонансная частота резонатора с установленным КО составляет $f_p = 11,225$ ГГц при $L = 7,98$ мм.

Ограничения измерительной оснастки

К ограничениям измерительной оснастки относятся возможные диапазоны измеряемых величин ϵ_r и $\text{tg}\delta$. Эти диапазоны определяются конструкцией резонаторов и используемыми материалами.

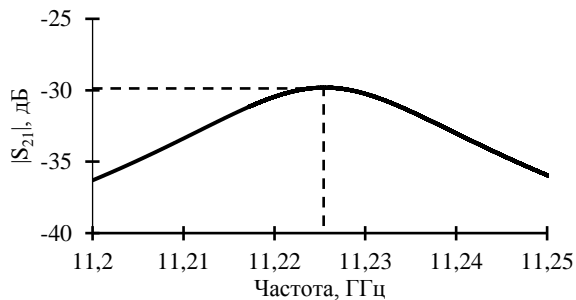


Рис. 9. Частотная зависимость коэффициента передачи полоскового резонатора с $L=7,98$ мм

Минимально возможное измеренное значение тангенса угла диэлектрических потерь будет определяться его значением выбранной подложки резонатора и не может быть меньше этого значения

$$\text{tg}\delta_{\min} \geq \text{tg}\delta_1. \quad (4)$$

Максимальное значение диапазона измерения тангенса угла диэлектрических потерь ($\text{tg}\delta_{\max}$) может быть установлено экспериментальным путем или при помощи электромагнитного моделирования. В основном $\text{tg}\delta_{\max}$ определяется по критическому уменьшению собственной добротности резонатора. Для разработанных полосковых резонаторов диапазон измерения тангенса угла диэлектрических потерь составляет от 0,001 до 0,05.

Диапазон измерения относительной диэлектрической проницаемости определяется согласно формуле (2). Для этого необходимо построить график зависимости резонансной частоты от эффективной диэлектрической проницаемости при фиксированной длине резонатора.

При больших значениях ϵ_{r2} , от десяти и выше, предпочтительнее подложки резонаторов с большим значением ϵ_{r1} . При этом смещение резонансной частоты будет минимальным и диапазон измерения будет расширен.

Для разработанного резонатора диапазон измерения относительной диэлектрической проницаемости составляет от 2,3 до 5 при условии, что максимум коэффициента передачи находится в диапазоне 10 ± 2 ГГц. Например, для резонатора, рассчитанного на частоту 1 ГГц на том же материале подложки и того же диапазона измеряемых значений ϵ_{r2} , диапазон частот будет составлять $1 \pm 0,2$ ГГц.

Также измерения ИО можно проводить со значениями ϵ_{r2} , выходящими за пределы указанного диапазона, в случае, когда отклонение резонансной частоты не является критическим параметром.

Конструкции корпуса ПР и измерительного стенда

По результатам электромагнитного моделирования полоскового резонатора на частоту 10 ± 2 ГГц был спроектирован корпус с крышкой, показанный на рис. 10.

Конструкция измерительной оснастки состоит из корпуса, на коротких стенках которого установлены коаксиальные соединители. Образец помещается сверху платы полоскового резонатора, после

чего накрывается контактной пластиной и прижимается крышкой. Контактная пластина предназначена для компенсации неоднородности толщины образца и плоскостности крышки.

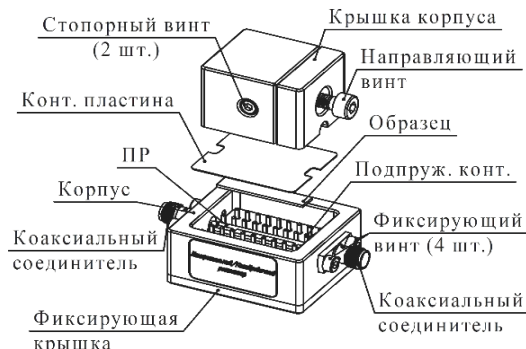


Рис. 10. Полосковый резонатор в корпусе (10 ГГц)

В корпусе предусмотрена установка подпружиненных контактов. Эти контакты позволяют создать боковые стенки, которые соединяют крышку и основание корпуса, создавая единый заземленный контур. Также подпружиненные контакты за счет свободного хода позволяют измерять ИО с различными толщинами в диапазоне от 0,1 до 2 мм, конструктивно сохраняя заземленный контур. Крышка полоскового резонатора спроектирована таким образом, чтобы внутри корпуса при помощи направляющего винта сомкнуть ее на торцевых стенках корпуса для лучшего заземления.

При измерении резонатор с установленным ИО помещается в специальные винтовые тиски, в которых предусмотрен тензодатчик для контроля силы прижима. Тиски и тензодатчик с индикатором позволяют добиться повторяемости результатов измерений и устанавливать стабильное усилие прижима.

Результаты измерения коэффициента передачи измерительного и калибровочного резонаторов

В качестве экспериментального подтверждения работоспособности спроектированных резонаторов были проведены измерения коэффициента передачи и добротности изготовленных измерительного и калибровочного резонаторов (таблица).

Результаты измерения коэффициента передачи и добротности

Тип резонатора	Измеренная резонансная частота / Расчетная резонансная частота, ГГц	Резонансная длина, мм	Измеренная добротность / Расчетная добротность
Измерительный резонатор	11,261 / 11,225	7,98	308 / 372
Калибровочный резонатор	12,311 / 12,316	7,25	346 / 398

Такое различие между расчетными и экспериментальными данными объясняется несоблюдением точности при производстве, появлением неоднород-

ностей в структуре и т.д. Используя формулы (1) и (3), а также результаты измерения из таблицы, получаем $\epsilon_{r2} = 2,35$ при заявленном производителем $\epsilon_{r2} = 2,33$. При этом $\text{tg}\delta_1 = 0,0023$ при заявленном производителем $\text{tg}\delta_1 = 0,0013$.

Заключение

Результатом выполнения работы стало проектирование и изготовление полосковых резонаторов на частоту 10 ± 2 ГГц. Одним из вариантов использования разработанных резонаторов является возможное применение в методике измерения диэлектрической проницаемости и тангенса угла диэлектрических потерь листовых диэлектриков в СВЧ-диапазоне [15].

Предложенный авторами вариант конструкции полоскового резонатора, описанный в статье, позволяет проводить измерения диэлектриков в СВЧ-диапазоне, используя резонатор с постоянной ϵ_{r1} для ИО с диапазоном возможных значений ϵ_{r2} – от 2,3 до 5 и $\text{tg}\delta_2$ – от 0,001 до 0,5.

Разработанный и предложенный вариант полоскового резонатора позволяет избавиться от паразитных влияний внешней конструкции резонатора и повысить рабочую полосу частот резонатора до 20 ГГц.

Конструкция, описанная в статье, позволяет упростить измерения и использовать образцы гораздо меньшего размера, чем предлагает метод [3]. Для резонатора с частотой 10 ± 2 ГГц габариты образца составляют 5×25 мм, а на частоте $1 \pm 0,2$ ГГц – 10×90 мм. За счет этого измерения происходят на меньшей площади образца, что повышает разрешающую способность.

Также конструкция проста в эксплуатации и обслуживании, что делает ее применимой не только в исследовательских лабораториях, но и на предприятиях, выпускающих СВЧ-диэлектрики, в задачах измерения и контроля диэлектрической проницаемости и тангенса угла диэлектрических потерь.

Литература

- ГОСТ Р 8.623–2015. Относительная диэлектрическая проницаемость и тангенс угла диэлектрических потерь твердых диэлектриков. Методики измерений в диапазоне сверхвысоких частот: национальный стандарт Российской Федерации: дата введения 2016-10-01 / Федеральное агентство по техническому регулированию. – Изд. официальное. – М.: Стандартинформ, 2019. – 30 с.
- Measuring Dielectric Properties Using Keysight's Materials Measurement Solutions / Keysight Technologies [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.axiom-test.com/documents/models/Keysight%2016453A%20data%20Sheet.pdf>, свободный (дата обращения: 24.02.2023).
- Стандарт IPC-TM-650 2.5.5.5. Руководство по методам испытаний (IPC-TM-650 2.5.5.5. Test Methods Manual «Stripline Test for Permittivity and Loss Tangent (Dielectric Constant and Dissipation Factor) at X-Band») [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.ipc.org/sites/default/files/test_methods_docs/2-5_2-5-5-11.pdf, свободный (дата обращения: 24.02.2023).
- RO4000 Series High Frequency Circuit Materials [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.rezonit.ru/upload/spetsifikatsii/Ro-gers_RO4000.pdf, свободный (дата обращения: 25.02.2023).

5. RA300. Air/Ship Microwave Material with High Performance [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.relonghitech.com/en/upload/2020/09/28/16012644751779bkpo7.pdf>, свободный (дата обращения: 25.02.2023).

6. Horn A.F. The influence of test method, conductor profile and substrate anisotropy on the permittivity values required for accurate modeling of high frequency planar circuits / A.F. Horn, P.A. LaFrance, J.W. Reynolds // Circuit World. – 2012. – Vol. 38, No. 4. – PP. 219–231.

7. Suzuki H. Microwave measurement of complex permittivity by placing a microstripline resonator on the material under test // 2006 European Microwave Conference. – 2006. – 4 p. DOI: 10.1109/EUMC.2006.281357.

8. Suzuki H. Microwave measurement of complex permittivity of a sheet material under test sandwiched between sheet metal and a calibrated stripline resonator / H. Suzuki, T. Hotchi // 2008 IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference. – 2008. – 5 p. DOI: 10.1109/IMTC.2008.45471.

9. Suzuki H. A New Measurement System for the Perpendicular Complex Permittivity to DUT Sheet by Stripline Simulation / H. Suzuki, T. Hotchi // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 2012. – 7 p. DOI: 10.1109/TIM.2012.2192334.

10. RT/duroid 5870 / 5880 High Frequency Laminates [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://saifontech.ru/uploads/manufacturer/attachment/209/Rogers%20_RT_duroid%205870_5880_%20HF%20CCL.%20PTFE%20Dk2.33-2.3.pdf, свободный (дата обращения: 20.02.2023).

11. Справочник по расчету и конструированию СВЧ-полосковых устройств / под ред. В.И. Вольмана. – М.: Радио и связь, 1982. – 328 с.

12. Фельдштейн А.Л. Справочник по элементам волноводной техники / А.Л. Фельдштейн, Л.Р. Явич, В.П. Смирнов. – М.: Сов. радио, 1963. – 652 с.

13. Toshihide Kitazawa Metallization Thickness Effect of Striplines with Anisotropic Media: Qua-si-Static and Hybrid- Mode Analysis // IEEE Trans, Microwave Theory Tech. – 1989. – Vol. 37, No. 4. – PP. 769–775.

14. Машинное проектирование СВЧ-устройств / под ред. В.Г. Шейнкмана. – М.: Радио и связь, 1987. – 423 с.

15. Методика измерений относительной диэлектрической проницаемости и тангенса угла диэлектрических потерь листовых диэлектрических материалов в СВЧ-диапазоне при помощи полосковых резонансных структур [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://fgis.gost.ru/fundmetrology/regist-ry/16/items/1386797>, свободный (дата обращения: 27.02.2023).

Миненко Дмитрий Евгеньевич

Аспирант каф. сверхвысокочастотной и квантовой радиотехники (СВЧКР) Томского государственного ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) Красноармейская ул., 147, оф. 315, г. Томск, Россия, 634045
ORCID: 0000-0003-1193-8726
Тел.: +7-913-116-74-26
Эл. почта: dmitriy.minenko.95@gmail.com

Шеерман Федор Иванович

Канд. техн. наук, вед. н.с. лаб. СВЧ-микрорadioэлектроники НИИ МЭС Красноармейская ул., 147, оф. 101-1, г. Томск, Россия, 634045
ORCID: 0000-0001-6482-2108
Тел.: +7-913-805-94-54
Эл. почта: fish@tusur.ru

Minenko D.E., Sheyerman F.I.

Design of stripline resonators for measuring the ϵ_r and $\text{tg}\delta$ of sheet dielectric materials in the microwave range

The development of stripline resonators in the problems of measuring the relative permittivity and the dielectric loss tangent of sheet dielectric materials in the microwave range is described. The results of measurements of the characteristics of the developed strip resonators are presented. The disadvantages and advantages of measuring equipment used in similar measurement methods are described.

Keywords: relative permittivity, dielectric loss tangent, measurement methods, measurement technique, microwave range, sheet dielectrics, stripline resonators.

DOI: 10.21293/1818-0442-2023-26-1-41-47

References

1. GOST R 8.623–2015 [Relative dielectric permittivity and the loss tangent of solid dielectrics. Procedure of measurements at microwave frequencies: national standard of Russian Federation]. Entry date 2016-10-01, Federal Technical Regulation Agency. Moscow, Standartinform, 2019, 30 p. (in Russ.)
2. Measuring Dielectric Properties Using Keysight's Materials Measurement Solutions. *Keysight Technologies*. Available at: <https://www.axiomtest.com/documents/models/Keysight%2016453A%20Data%20Sheet.pdf>, free (Accessed: February 24, 2023).
3. Standart IPC-TM-650 2.5.5.5 Rukovodstvo po metodam ispytaniy (IPC-TM-650 2.5.5.5 Test Methods Manual «Stripline Test for Permittivity and Loss Tangent (Dielectric Constant and Dissipation Factor) at X-Band»). Available at: https://www.ipc.org/sites/default/files/test_methods_docs/2-5_2-5-5-11.pdf, free (Accessed: February 24, 2023).
4. RO4000 Series High Frequency Circuit Materials. Available at: https://www.rezonit.ru/upload/spetsifikatsii/Rogers_RO4000.pdf, free (Accessed: February 25, 2023).
5. RA300. Air/Ship Microwave Material with High Performance. Available at: <http://www.relong-hitech.com/en/upload/2020/09/28/16012644751779bkpo7.pdf>, free (Accessed: February 25, 2023).
6. Horn A.F., LaFrance P.A., Reynolds J.W. The influence of test method, conductor profile and substrate anisotropy on the permittivity values required for accurate modeling of high frequency planar circuits. *Circuit World*, 2012, vol. 38, no. 4, pp. 219–231.
7. Suzuki H. Microwave measurement of complex permittivity by placing a microstripline resonator on the material under test. *European Microwave Conference*, 2006, 4 p. DOI: 10.1109/EUMC.2006.281357.
8. Suzuki H., Hotchi T. Microwave measurement of complex permittivity of a sheet material under test sandwiched between sheet metal and a calibrated stripline resonator. *IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*, 2008, 5 p. DOI: 10.1109/IMTC.2008.45471.
9. Suzuki H., Hotchi T. A New Measurement System for the Perpendicular Complex Permittivity to DUT Sheet by Stripline Simulation. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2012, 7 p., DOI: 10.1109/TIM.2012.2192334.
10. RT/duroid 5870 / 5880 High Frequency Laminates. Available at: https://saifontech.ru/uploads/manufacturer-attachment/209/Rogers%20RT_duroid%205870_5880_%20HF%20CCL.%20PTFE%20Dk2.33-2.3.pdf, free (Accessed: February 20, 2023).
11. Baharev S.I. *Spravochnik po raschetu i konstruirovaniyu SVCh poloskovykh ustrojstv* [Handbook on the calculation and design of microwave strip devices], Ed. V.I. Volman. Moscow, Radio and Communications, 1982. 328 p.
12. Feldshtejn A.L., Yavich L.R., Smirnov V.P. *Spravochnik po elementam volnovodnoj tekhniki* [Handbook of waveguide technology elements]. Moscow, Sov. radio, 1963. 652 p.
13. Toshihide Kitazawa Metallization Thickness Effect of Striplines with Anisotropic Media: Qua-si-Static and Hybrid- Mode Analysis. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1989, vol. 37, no. 4, pp. 769–775.
14. Gupta K.C., Garg R., Chadha R. *Mashinnoe proektirovanie SVCh ustrojstv* [Computer aided design of microwave circuits], Ed. V.G. Shejnkman. Moscow, Radio and Communications, 1987. 423 p.
15. Metodika izmerenij odnositelnoj dielektricheskoy pronicaemosti i tangensa ugla dielektricheskikh poter' listovykh dielektri-cheskikh materialov v SVCh diapazone pri pomoshchi polosko-vykh rezonansnykh struktur». Available at: <https://fgis.gost.ru/fundmetrology/regist-ry/16/items/1386797>, free (Accessed: February 27, 2023) (in Russ.)

Dmitriy E. Minenko

Postgraduate student, Department of Microwave and Quantum Radio Engineering, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR)
147, st. Krasnoarmeyskaya, of. 315, Tomsk, Russia, 634045
ORCID: 0000-0003-1193-8726
Phone: +7-913-116-74-26
Email: dmitriy.minenko.95@gmail.com

Fedor I. Sheyerman

Candidate of Sciences in Engineering, Associate Professor, Leading Researcher at the Microwave Microelectronics Laboratory of the Research Institute «Microelectronic Systems»
147, st. Krasnoarmeyskaya, of. 101-1, Tomsk, Russia, 634045
ORCID: 0000-0001-6482-2108
Phone: +7-913-805-94-54
Email: fish@tusur.ru