

ИЗМЕРЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА УКРОЧЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СВЧ ВОЛНЫ В ПОЛИКОРОВЫХ ПОДЛОЖКАХ РЕЗОНАТОРНЫМ МЕТОДОМ

Сенченко А.А.

**Научные руководители – канд. техн. наук, доцент Саломатов Ю.П.,
канд. техн. наук, доцент Копылов А.Ф.**

Сибирский федеральный университет

В технике сверхвысоких частот (СВЧ), называемой за рубежом микроволновой техникой, в настоящее время достаточно широко используются гибридные интегральные схемы (ГИС). Эти схемы представляют собой проводящие дорожки (линии передачи) той или иной конструкции (топологии) из меди, нанесенные на диэлектрическое основание, называемое подложкой. Параметры и характеристики упомянутых дорожек определяются их геометрией (топологическим рисунком) и характеристиками диэлектрической подложки (толщина, относительная диэлектрическая проницаемость). При этом важно отметить, что в качестве диэлектрических подложек используют специально изготовленные пластины с достаточно большими значениями относительной диэлектрической проницаемости ϵ_r , колеблющихся в диапазоне от 2,5 до сотен единиц. Выбор подложек с высокими значениями ϵ_r обусловлен двумя основными факторами: во-первых, при относительно больших значениях ϵ_r геометрические размеры элементов ГИС СВЧ в диапазонах дециметровых и сантиметровых длин волн СВЧ становятся существенно меньше, чем в свободном пространстве, что позволяет уменьшать габаритные размеры индуктивностей, ёмкостей и других пассивных элементов СВЧ трактов, и, во-вторых, большое значение ϵ_r позволяет сконцентрировать электромагнитное поле в подложке и таким образом радикально уменьшить потери на излучение в открытых электродинамических структурах, которые представляют собой СВЧ линии передачи.

В настоящее время на основе технологии ГИС СВЧ изготавливают фильтры, согласующие цепи, цепи передачи СВЧ энергии и сигналов, а также СВЧ устройства иных, чем радиотехнические, назначений (биодатчики, радиоизмерительные датчики параметров различных материалов, радиолокационные элементы систем зондирования объектов и систем, в том числе, земной поверхности, и т.д.). В связи с этим, при проектировании и реализации устройств на основе ГИС СВЧ возникает задача более или менее точного определения основной характеристики используемых при этом диэлектрических подложек – их относительной диэлектрической проницаемости ϵ_r .

Современные системы и устройства измерения характеристик диэлектрических подложек в СВЧ диапазоне, как правило, содержат в своём составе векторные анализаторы СВЧ цепей, обрабатывающие результаты измерения параметров рассеяния четырехполюсников на СВЧ (так называемая «технология сетевого анализа»). При таком подходе становится непринципиальным, какой именно параметр диэлектрика будет вычисляться (рассчитываться, восстанавливаться из значений матрицы рассеяния) векторным анализатором – комплексная диэлектрическая или магнитная постоянная, или их составляющие; точность измерений при этом составляет единицы процентов в очень широких частотных диапазонах. Однако, эти системы обладают существенным недостатком – они весьма дороги (уровень цен прибора – сотни тысяч долларов), что делает их малодоступными в практическом отношении. В связи с

дороговизной измерительных систем, в состав которых входят векторные анализаторы цепей, фирмы – производители измерительной аппаратуры выпускают более дешевые измерители параметров диэлектриков, принцип работы которых характеризуется как «импедансный анализ». Одним из характерных примеров таких измерителей может служить прибор E4991A-002 фирмы Agilent Technologies. Суть импедансного анализа заключается в измерении реактивного сопротивления (проводимости) плоского конденсатора, образуемого цилиндрическими зажимами прибора, с дальнейшим расчетом емкости получившегося конденсатора (поэтому этот метод называют также ёмкостным). При соответствующей обработке результатов измерения, можно получить активную ϵ_r (относительная диэлектрическая проницаемость) и реактивную $\text{tg}\delta$ (тангенс угла диэлектрических потерь) составляющие комплексной диэлектрической постоянной измеряемого диэлектрика. Однако, величины погрешностей измерений импедансным (ёмкостным) методом колеблются в широких пределах и могут составлять от 0,1% до 90% в зависимости от величины относительной диэлектрической проницаемости измеряемого диэлектрика и отношения его толщины к величине зазора.

Однако, всем разработчикам СВЧ устройств известно, что при реализации СВЧ устройств требуется знание не самой величины относительной диэлектрической проницаемости подложки ϵ_r , находящейся в его распоряжении, а знание величины коэффициента укорочения электромагнитной волны в линии передачи, реализуемой на этой подложке. В связи с этим, для практических применений можно не измерять напрямую значение ϵ_r , а использовать знание величины коэффициента укорочения электромагнитной волны в линии передачи. Коэффициент укорочения электромагнитной волны в линии есть квадратный корень из эффективной диэлектрической проницаемости $\sqrt{\epsilon_{\text{эфф}}}$. Он показывает, во сколько раз уменьшается длина электромагнитной волны в линии относительно длины в свободном пространстве. Для определения коэффициента укорочения $\sqrt{\epsilon_{\text{эфф}}}$, на наш взгляд, наиболее эффективен резонаторный способ измерения, основанный на изменения резонансной частоты измерительного резонатора при внесении в систему материала с иными, чем в первоначальной системе, электрическими или магнитными свойствами.

В наших исследованиях мы вначале измеряли величину диэлектрической проницаемости ϵ_{Ag} подложек из поликора импедансным (ёмкостным) методом с использованием прибора E4991A-002 производителя Agilent Technologies. Результаты показали, что измерения существенно зависят от силы зажима образца в используемой измерительной системе и существенно отличаются от паспортных данных на измеряемые подложки. В связи с этим, было решено выполнить измерения коэффициента укорочения $\sqrt{\epsilon_{\text{эфф}}}$ резонаторным методом вместо измерения величины ϵ_{Ag} . Для проведения таких измерения была разработана установка, содержащая измерительный резонатор, установленный на основание и прижимаемый тарированным грузом к измеряемой подложке. Резонатор выполнялся по принципу кольцевого для исключения влияния на результаты измерения концевых ёмкостей и был выполнен на фольгированном лавсане ЛФР 50-018 толщиной 0,1 мм и собственной относительной диэлектрической проницаемостью около 2, что существенно ниже ожидаемого значения измеряемой проницаемости (для поликора, по паспортным данным, эта величина должна составлять 9,61). Резонансная частота измерительного резонатора при этом была выбрана равной 1 ГГц (для обеспечения возможности сравнения, ибо таков частотный предел ёмкостного метода, реализованного в приборе E4991A-002 фирмы Agilent Technologies). Измерения резонансной частоты измерительного микрополоскового резонатора проводились на скалярном анализаторе цепей P2M-04

производства ЗАО «НПФ «Микран» (г. Томск). После размещения резонатора на поликоровой подложке, перед измерениями, на резонатор устанавливали груз. При проведении измерений груз на резонатор устанавливался таким образом, чтобы резонансная частота была как можно ниже. В этом случае резонатор будет в наибольшей степени равномерно плотно прилегает к поверхности измеряемой подложки и прослойка воздуха между ними становится минимальной. Таким образом, как мы рассчитываем, при данном положении груза на резонаторе получаемое значение резонансной частоты будет наиболее близко к истинному.

В ходе измерений были получены зависимость коэффициента передачи и отражения по напряжению от частоты (амплитудно-частотные характеристики – АЧХ) для измерительного резонатора с различной силой прижима. На рис. 1 показаны частотные характеристики измерительного резонатора при установке первого (около 1 кг) груза, на рис. 2 – при установке второго груза (около 2 кг).

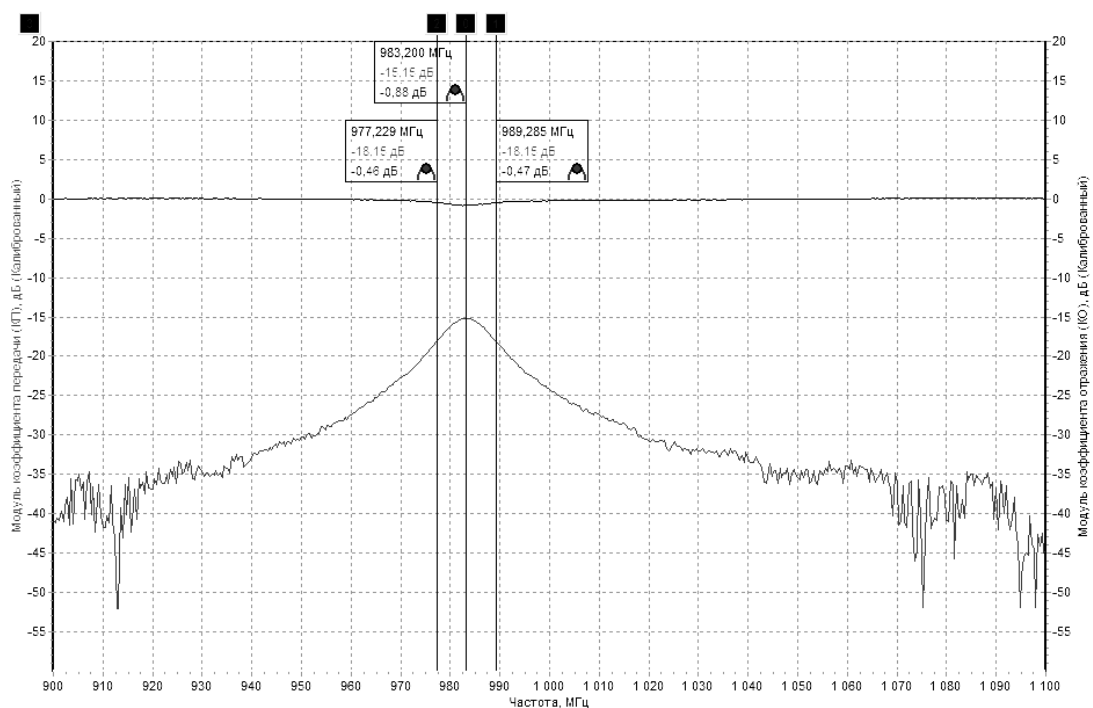


Рис. 1. Экспериментальные частотные характеристики измерительного резонатора при установке первого груза (около 1 кг): верхняя кривая – модуль коэффициента отражения; нижняя кривая – модуль коэффициента передачи

Полученные результаты показывают существенные различия в величинах коэффициентов укорочения для трёх значений этой величины: для коэффициента укорочения длины электромагнитной волны в линии $K_y = \sqrt{\epsilon_{эфф}}$, полученного в настоящей работе резонансным способом $K_y = \sqrt{\epsilon_{эфф}} = 2,434$, для ожидаемого значения $K_y^{ОЖ} = \sqrt{\epsilon_{Ag}} = \sqrt{10,34} \approx 3,215$, и для коэффициента укорочения, полученного из паспортных данных на подложку $K_y^{ПАСП} = \sqrt{\epsilon_r} = \sqrt{9,61} = 3,1$, который можно считать максимально возможным значением для подложки.

Столь существенная разница в величинах коэффициентов укорочения, вероятнее всего, связана с использованием существенно различных между собой способов

измерения относительной диэлектрической проницаемости исследуемого материала. Кроме того, для различных применений измеряются и различные параметры этих материалов – для материаловедческих применений – измерение величины относительной диэлектрической проницаемости ϵ_r (к ним можно отнести паспортные данные по величине ϵ_r и результаты измерения этой же величины прибором Agilent E4991A-002). В этом случае не учитываются конструктивно-технологические и топологические факторы реализуемых на этих материалах устройств. Для практической реализации устройств на основе используемых диэлектрических материалов измеряют коэффициент укорочения длины электромагнитной волны в линии $K_y = \sqrt{\epsilon_{эфф}}$, который в большой степени зависит от конструктивных параметров СВЧ устройств. Также существенное влияние на различия в полученных с использованием прямоугольного резонатора коэффициентах укорочения электромагнитной волны в линии $K_y = \sqrt{\epsilon_{эфф}}$ и ожидаемых $K_y^{ОЖ} = \sqrt{\epsilon_{Ag}}$ (паспортных $K_y^{ПАСП}$) оказывает, на наш взгляд, реальная конструкция использованного нами резонатора.

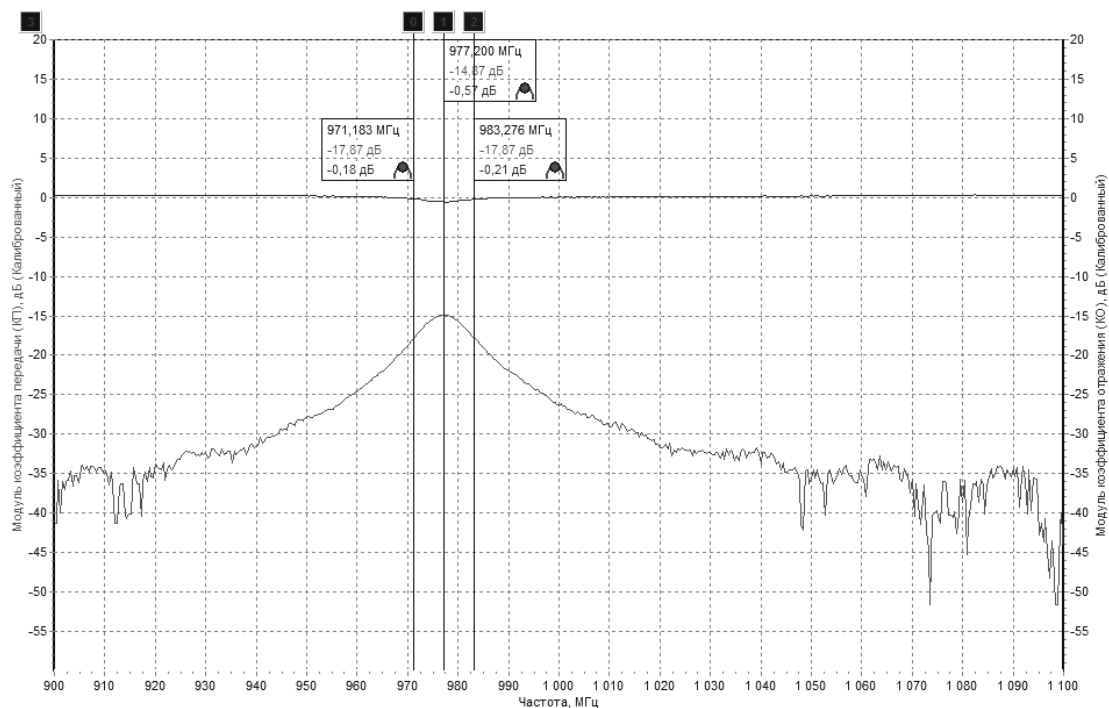


Рис. 2. Экспериментальные частотные характеристики измерительного резонатора при установке второго груза (около 2 кг): верхняя кривая – модуль коэффициента отражения; нижняя кривая – модуль коэффициента передачи

На наш взгляд, с точки зрения практического использования полученных в настоящей работе данных по определению коэффициента укорочения электромагнитной волны в микрополосковой линии передачи, наши результаты наиболее близки к необходимым для практических расчетов значениям, поскольку получены в результате экспериментального исследования реального микрополоскового резонатора.