

ЭЛЕКТРОДИНАМИКА
И РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

УДК 621.369.9

ПОРТАТИВНЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ КОЭФФИЦИЕНТА ОТРАЖЕНИЯ
ПОКРЫТИЙ СВЧ-ДИАПАЗОНА

© 2020 г. К. М. Басков^а, Д. Е. Данилов^б, А. А. Политико^а, С. Е. Просыпкин^{б, *},
А. А. Рогозин^б, В. Н. Семенов^а, В. А. Чистяев^а

^аИнститут теоретической и прикладной электродинамики РАН,
ул. Ижорская, 13, Москва, 125412 Российская Федерация

^б“Роде и Шварц Рус”,
Нахимовский просп., 58, Москва, 117335 Российская Федерация

*E-mail: sergeypros@yandex.ru

Поступила в редакцию 13.08.2019 г.

После доработки 04.02.2020 г.

Принята к публикации 20.02.2020 г.

Предложена новая конструкция портативного измерителя коэффициента отражения радиопоглощающих покрытий. Проведено экспериментальное сравнение измерителей коэффициента отражения нового и традиционного типов. Показаны технические, эксплуатационные и стоимостные преимущества измерителя нового типа. Разработана и доказана эффективность системы калибровки измерителя и определены оптимальные геометрические параметры антенного зонда, который обеспечивает высокую точность измерений коэффициента отражения радиопоглощающих покрытий.

DOI: 10.31857/S0033849420090028

ВВЕДЕНИЕ

Современный этап развития сверхширокополосной антенной техники характеризуется широким использованием радиопоглощающих покрытий, имеющих низкие значения коэффициента отражения (КО) в рабочей полосе частот СВЧ-диапазона [1]. Эти покрытия помогают существенно улучшать характеристики антенн: повышать помехозащищенность антенн; стабилизировать ширину главного лепестка диаграммы направленности антенн в полосе частот. Такие радиопоглощающие покрытия в зависимости от их конкретного назначения могут обладать высокой эффективностью как на выделенных (фиксированных) частотах, так и в отдельных частотных диапазонах.

Нанесение радиопоглощающих покрытий на крупногабаритные антенны и другие объекты антенной техники является весьма сложной и трудоемкой процедурой, в процессе которой приходится решать задачи технологического и радиофизического характера. Если говорить о радиофизической составляющей технологии нанесения покрытий, то контроль радиопоглощающих покрытий осуществляется, как правило, непосредственно в процессе нанесения их на антенну. Кроме того, радиофизический контроль необходим и после нанесения покрытий для оценки их качества в ходе эксплуатации антенны. В большинстве случаев наиболее инфор-

мативным измеряемым параметром при проведении радиофизического контроля является частотная зависимость КО покрытия.

На практике часто возникает ситуация, когда нет возможности провести измерения в лабораторных условиях на стационарных стендах. В таких случаях для осуществления радиофизического контроля непосредственно на изделии необходим мобильный измерительный комплекс [2]. В качестве варианта для этих целей можно использовать портативный измеритель КО покрытий, позволяющий оценивать соответствие параметров покрытия заданным техническим характеристикам. К такому измерителю КО покрытий предъявляется ряд требований: малые размеры и масса, возможность работы вне помещений, простота применения, невысокая стоимость, широкий, не менее 40 дБ, динамический диапазон, возможность проведения измерений в широкой полосе частот и др.

Появление портативных векторных рефлектометров [3] позволило создать портативные измерители КО материалов и покрытий нового типа, имеющие ряд существенных преимуществ перед традиционными измерителями на базе векторных анализаторов цепей. К этим преимуществам можно отнести: более широкий частотный и динамический диапазоны измерения КО; меньшие эксплуатационные расходы, связанные с отсут-

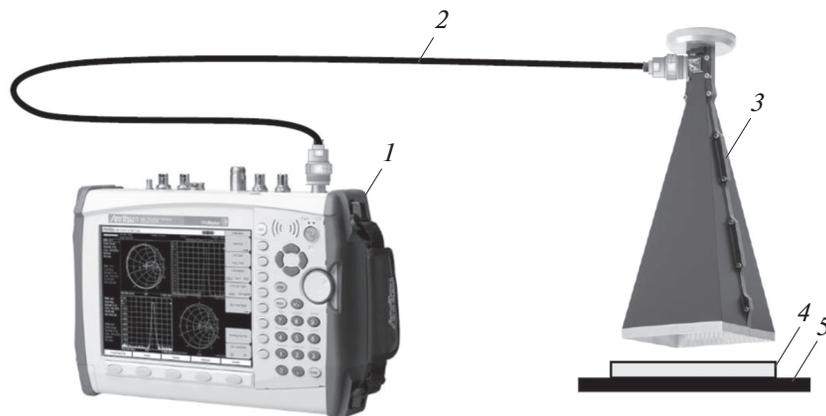


Рис. 1. Структурная схема портативного измерителя КО покрытий в традиционном исполнении: 1 – портативный ВАЦ; 2 – радиочастотный кабель с повышенной фазовой стабильностью; 3 – антенный зонд; 4 – исследуемое покрытие; 5 – металлическая пластина.

ствием необходимости использования фазостабильных высокочастотных кабелей; удобство пользовательского интерфейса; возможности реализации сложных алгоритмов обработки измерительной информации средствами портативного персонального компьютера, а также более низкая итоговая стоимость реализации.

Для определения потенциальных возможностей и метрологических характеристик измерителя необходима его математическая модель, которая поможет достичь поставленных целей. Кроме того, следует определить параметры измерителя, а именно параметры антенного зонда, при которых обеспечивается максимальная точность измерений КО покрытий.

1. ИЗМЕРИТЕЛИ КОЭФФИЦИЕНТА ОТРАЖЕНИЯ ПОКРЫТИЙ В ПОРТАТИВНОМ ИСПОЛНЕНИИ

Как правило, портативные измерители КО покрытий традиционно строятся на базе портативного векторного анализатора цепей (ВАЦ) и антенного зонда, соединенного с ним с помощью фазостабильного кабеля (рис. 1). Использование достаточно дорогого радиочастотного кабеля с высокой фазовой стабильностью диктуется необходимостью применения при обработке измеренных данных алгоритмов векторной компенсации влияния как самого кабеля, так и антенного зонда.

Отметим основные недостатки традиционного решения. Во-первых, наличие соединительного кабеля длиной около 1,5 м между рефлектометром портативного ВАЦ и антенным зондом вносит дополнительные ослабления, что в итоге приводит к уменьшению динамического диапазона измерений КО на 3...6 дБ в зависимости от частоты сигнала.

Во-вторых, кабель в процессе работы постоянно подвергается изгибам и влиянию окружающей среды, что отрицательно сказывается на его фазовой стабильности. В связи с этим со временем становится невозможным применение алгоритмов векторной компенсации при обработке измерительной информации. По сути, в данном техническом решении кабель является достаточно дорогим расходным материалом.

В-третьих, при калибровке и измерениях КО покрытий используются достаточно сложные алгоритмы обработки получаемой информации, такие как векторное вычитание, использование алгоритмов цифровой фильтрации сигнала (например, во временной области – *time domain*). Реализация этих алгоритмов средствами пользовательского интерфейса ВАЦ без использования внешнего компьютера приводит к сложной последовательности интерфейсных команд и требует от оператора высокой квалификации, глубокого понимания процесса калибровки и измерений.

Немаловажным фактором является также достаточно высокая цена портативных ВАЦ зарубежного производства и фазостабильных кабелей.

В качестве альтернативы традиционному решению предлагается перспективный портативный измеритель КО покрытий, структурная схема которого представлена на рис. 2. В основе схемы лежит рефлектометр малых размеров, который механическим образом без СВЧ-кабелей подключается к антенному зонду. Для управления измерительным комплексом, а также для отображения и экспресс-обработки информации используется планшет, который через USB-разъем подключается к рефлектометру.

Предлагаемая реализация свободна от всех перечисленных выше недостатков традиционного

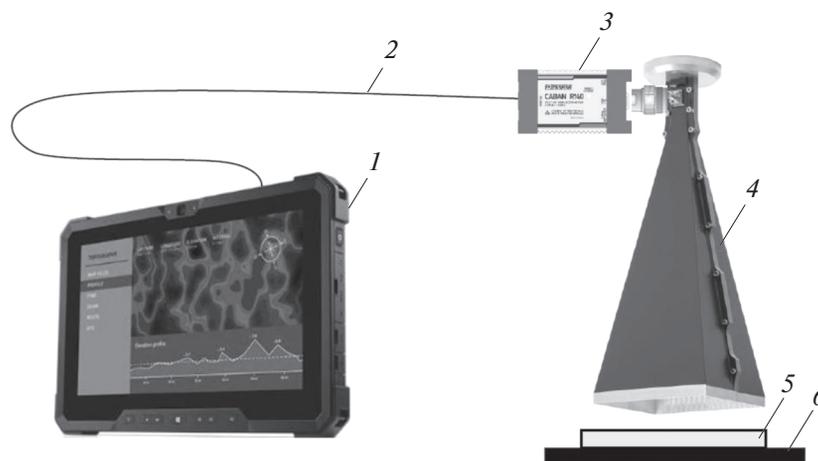


Рис. 2. Структурная схема перспективного портативного измерителя КО покрытий: 1 – планшетный компьютер; 2 – интерфейсный USB-кабель; 3 – рефлектометр; 4 – антенный зонд; 5 – исследуемое покрытие; 6 – металлическая пластина.

решения. Отсутствие радиочастотного фазостабилизированного кабеля в измерительной схеме расширяет динамический диапазон измерений. Жесткое механическое соединение рефлектометра непосредственно с антенным зондом устраняет проблему фазовой нестабильности кабеля. Использование компьютера в исполнении для жестких условий эксплуатации при обработке измерительной информации позволяет реализовать удобный пользовательский интерфейс. При этом немаловажным фактором является то, что цена перспективного решения существенно ниже традиционного.

2. ПРОВЕДЕНИЕ ИЗМЕРЕНИЙ И АНАЛИЗ ПОЛУЧЕННЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ

В целях сравнения традиционного и перспективного технических решений были проведены экспериментальные исследования – измерения КО на металлической подложке нескольких образцов материалов и покрытий. Традиционный портативный измеритель КО покрытий был реализован на базе векторного анализатора цепей Anritsu MS2028C (5 кГц...20 ГГц) и модифицированной рупорной антенны (зонда), рассчитанной на диапазон длин волн 3 см.

Перспективный измеритель КО состоял из рефлектометра R140 (85 МГц...14 ГГц), портативного компьютера (планшета) и той же самой рупорной антенны. Частотный диапазон измерений ограничивался волноводным входом рупора и коаксиально-волноводным переходом (КВП) с рабочим сечением волновода 23×10 мм. Фактически измерения КО образцов покрытий проводились в диапазоне частот 7.5...12.5 ГГц. Следует отметить, что рупорная антенна была подвергнута специаль-

ной доработке, цель которой – ослабление высших волноводных мод электромагнитной волны, возбуждающихся в рупоре.

Помимо сравнения результатов измерений КО покрытий двумя указанными выше методами были также проведены исследования КО образцов радиопоглощающих материалов и покрытий с помощью стационарного стенда для измерений параметров материалов и покрытий в свободном пространстве с нормированными метрологическими характеристиками [4]. Результаты измерений, полученные на данном стенде, принимались за эталонные показатели при проведении сравнительного анализа. Стационарный стенд позволяет проводить измерения целого ряда радиотехнических параметров образцов материалов и покрытий: 1) коэффициентов отражения и прохождения образцов при нормальном падении волны в диапазоне частот 2...40 ГГц; 2) диэлектрической и магнитной проницаемостей образцов материалов в том же диапазоне частот; 3) угловых зависимостей коэффициента прохождения образцов в диапазоне частот 2...24 ГГц при углах падения волны от 0 до 75 град; 4) температурных зависимостей коэффициента отражения образцов покрытий на металлической подложке в частотном диапазоне 2...24 ГГц и в интервале температур от -80 до 200°C .

На рис. 3 представлена принципиальная схема измерительного стенда, реализованного на базе векторного анализатора цепей ZVA40 (производство компании Rohde&Schwarz) и рупорных линзовых антенн. При проведении измерений исследуемые образцы покрытий помещали в окно диафрагмы, расположенной в ближней зоне рупорных антенн, в процессе измерения коэффициента отражения в зо-

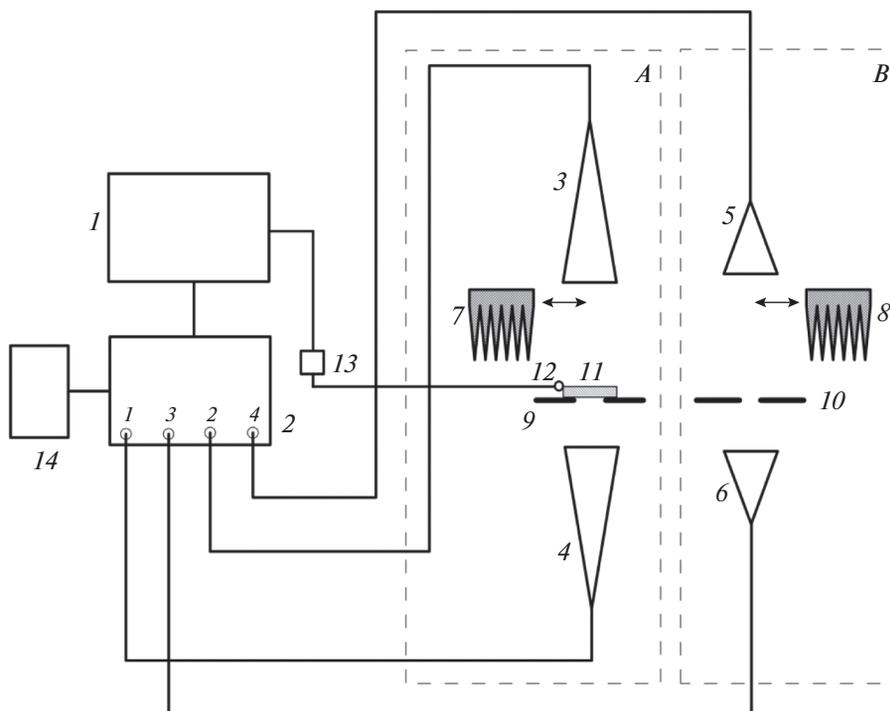


Рис. 3. Принципиальная схема стационарного измерительного стенда: 1 – персональный компьютер; 2 – векторный анализатор цепей R&S ZVA40; 3...6 – рупорная линзовая антенна; 7, 8 – пирамидальный радиопоглощающий блок; 9, 10 – металлическая диафрагма с нанесенным на нее радиопоглощающим покрытием; 11 – исследуемый образец; 12 – датчик угла или температуры; 13 – аналого-цифровой преобразователь; 14 – рубидиевый стандарт частоты.

не за диафрагмой устанавливали согласованную нагрузку – пирамидальный радиопоглощающий блок с низким коэффициентом отражения в рабочей полосе частот (не выше –50 дБ), который необходим для исключения дополнительных паразитных переотражений от окружающего пространства. С целью устранения влияния переотражений между измеряемым образцом и рупорными антеннами использовали методы цифровой обработки сигнала – временную селекцию мешающих отражений с подавлением эффекта Гиббса [4].

Важно отметить, что данный стенд и методика выполнения измерений аттестованы аккредитованными метрологическими организациями.

Частотные зависимости КО образцов полимерных радиопоглощающих покрытий, нанесенных на металлические подложки размерами 200 × 200 мм, были измерены тремя указанными выше способами. Результаты представлены на рис. 4а и 4б.

Из частотных зависимостей (см. рис. 4а и 4б) видно, что портативный измеритель КО покрытий на базе рефлектометра имеет несколько более широкий частотный диапазон, чем рабочий диапазон частот КВП. Отсутствие ослабления в соединительном кабеле позволяет проводить измерения за пределами полосы пропускания КВП. В

то же время портативный измеритель КО покрытий в традиционном исполнении на базе ВАЦ Anritsu MS2028С ограничен полосой пропускания КВП, что выражается в появлении довольно сильных осцилляций на краях диапазона в окрестности граничных частот 7.5 и 12.5 ГГц (загибы кривых 3, наблюдаемые на графиках).

Разброс измеренных значений КО образцов покрытий, полученных с помощью портативного измерителя на базе рефлектометра и путем измерений на стационарном стенде, который принимался при сравнительном анализе в качестве эталонного измерителя, находится в границах ± 2 дБ при уровнях КО покрытия до –30 дБ. Расхождение в результатах измерений КО образцов, полученных различными способами, также связано с некоторой неоднородностью образцов радиопоглощающих покрытий, которая выражается в небольшой разнотолщинности слоев материалов покрытий по поверхности образцов. Следует также отметить, что в стационарном стенде в качестве излучающего и принимающего устройства используется линзовая рупорная антенна с размерами апертуры 350 × 260 мм, которая при измерениях облучает всю поверхность образца. Таким образом происходит измерение интегрального

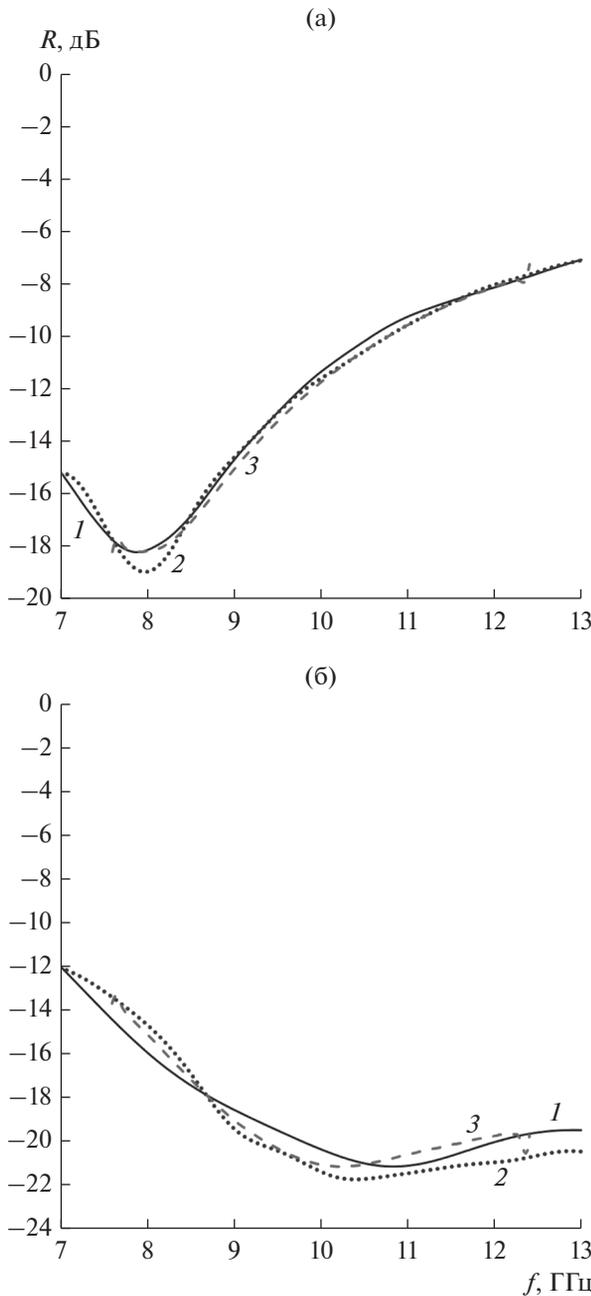


Рис. 4. Частотные зависимости КО на металлической подложке образца радиопоглощающего покрытия № 1 (а) и № 2 (б), измеренные различными способами: на стационарном стенде (кривая 1), с помощью измерителя КО на базе рефлектометра R140 (кривая 2), с помощью измерителя КО на базе Anritsu MS2028C (кривая 3).

КО всего образца. Модифицированная рупорная антенна, применяемая в портативном измерителе КО, имеет небольшие размеры – раскрыв составляет 100 × 60 мм, т.е. в данном случае при измерениях облучается не вся поверхность образца, а лишь определенная локальная зона.

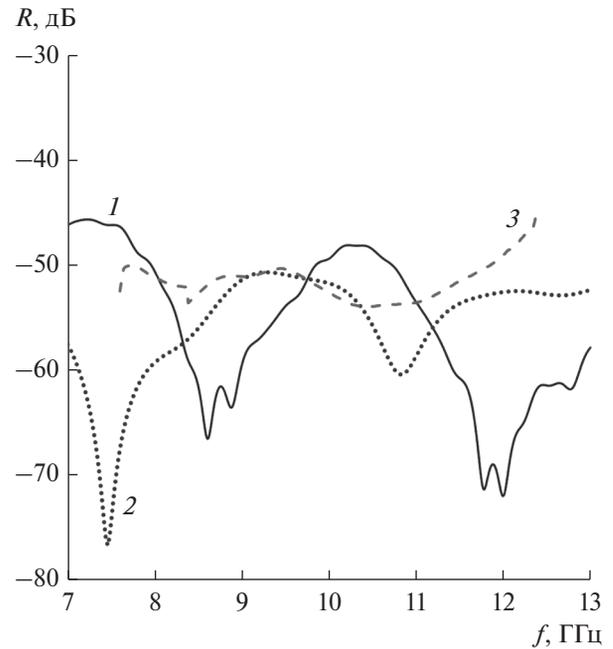


Рис. 5. Частотные зависимости КО на металлической подложке образца пирамидального радиопоглощающего материала, измеренные различными способами: на стационарном стенде (кривая 1), с помощью измерителя КО на базе рефлектометра R140 (кривая 2), с помощью измерителя КО на базе Anritsu MS2028C (кривая 3).

На рис. 5 показаны измеренные различными способами частотные зависимости КО на металлической подложке образца пирамидального радиопоглощающего материала на основе пенополиуретана.

Анализ частотных зависимостей КО образца радиопоглощающего материала, представленных на рис. 5, позволяет оценить динамический диапазон портативных измерителей КО в традиционном и перспективном исполнениях, который составляет 40...50 дБ, что является достаточным для решения большинства практических задач.

3. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ИЗМЕРИТЕЛЯ КОЭФФИЦИЕНТА ОТРАЖЕНИЯ ПОКРЫТИЙ В ПОРТАТИВНОМ ИСПОЛНЕНИИ

Для достижения высоких точностей измерений КО, которые были достигнуты в перспективном измерителе КО и продемонстрированы в разд. 2, была определена простая и наиболее эффективная система калибровки измерителя КО. Для понимания процесса калибровки и измерения воспользуемся математическим аппаратом потоковых графов [5, 6]. На рис. 6 показана структурная схема измерителя КО и соответствующий ей

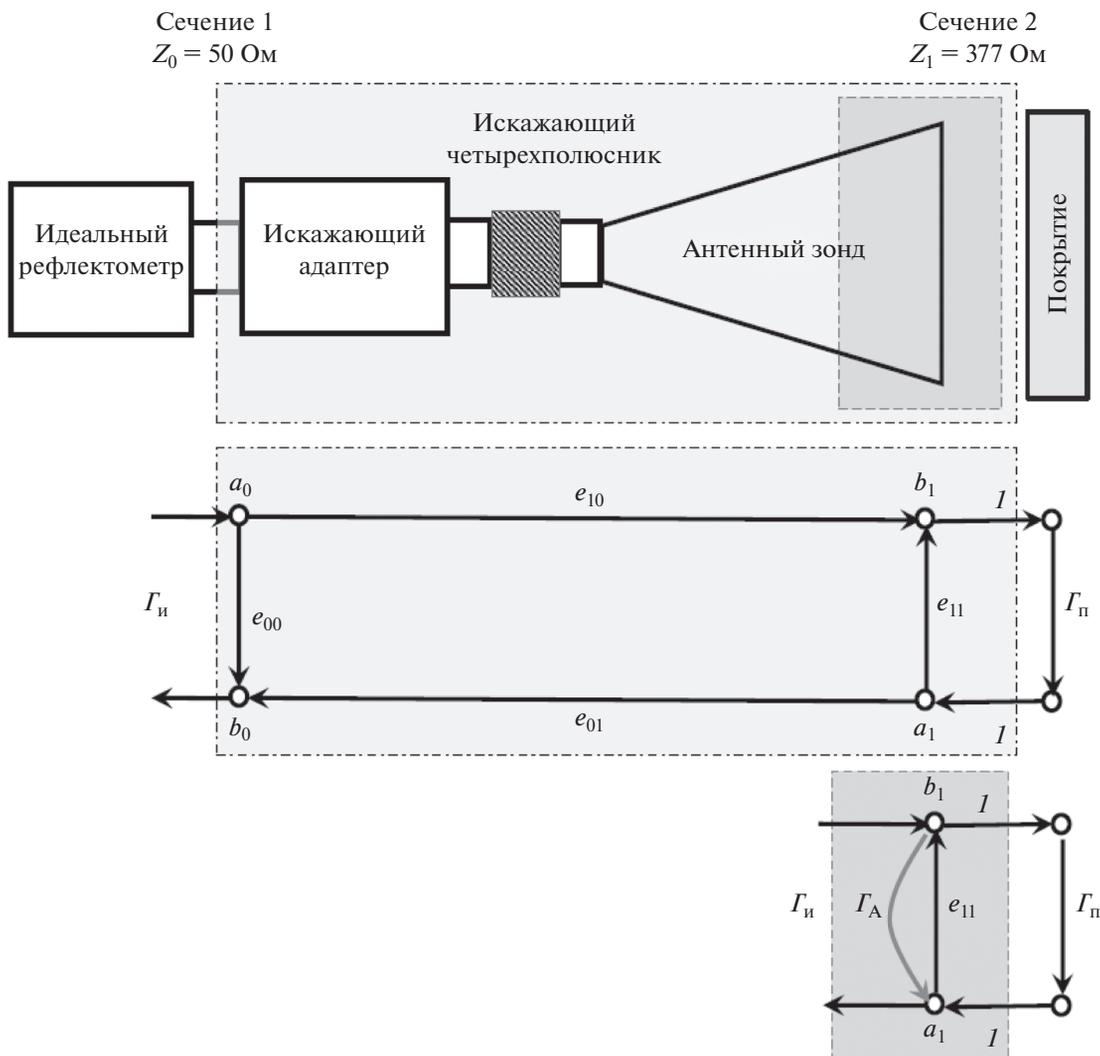


Рис. 6. Структурная схема измерителя КО и соответствующий ей потоковый граф.

потоковый граф. Измеритель КО представлен здесь классической комбинацией идеального рефлектометра и искажающего коаксиального адаптера [6], последовательное соединение которого с антенным зондом формирует искажающий четырехполюсник.

Основной задачей измерителя является определение коэффициента отражения исследуемого покрытия Γ_n на основании результатов “сырых” измерений коэффициента отражения идеального рефлектометра Γ_i , которые подвержены влиянию искажающего четырехполюсника.

Из рис. 6 видно, что полученный потоковый граф практически полностью совпадает с классическим потоковым графом, используемым при измерениях коэффициента отражения в современных векторных анализаторах цепей [6]. Осо-

бенностью нашего случая является то, что рефлектометр определяет Γ_i в коаксиальном тракте с волновым сопротивлением $Z_0 = 50$ Ом, а коэффициент отражения покрытия Γ_n измеряется в условиях открытого пространства ($Z_1 = 377$ Ом). Искажающий адаптер реального рефлектометра совместно с антенным зондом выполняет функцию трансформатора сопротивлений. Следовательно, можно использовать хорошо известную и повсеместно используемую на практике трехкомпонентную модель ошибки [7] и соответствующий математический аппарат для нахождения Γ_n . Измеряемый рефлектометром коэффициент отражения Γ_i может быть выражен следующим образом:

$$\Gamma_i = \frac{b_0}{a_0} = e_{00} + \frac{(e_{10}e_{01})\Gamma_n}{1 - e_{11}\Gamma_n}, \tag{1}$$

Таблица 1. Стандарты однопортовых калибровок в разных трактах

Коаксиал	Волновод	Свободное пространство (портативный измеритель КО)
Мера холостого хода	Мера смещенного короткого замыкания, металлическая пластина с $\lambda/4$ волноводным адаптером	—
Мера короткого замыкания	Мера короткого замыкания, металлическая пластина	Короткое замыкание, металлическая пластина
Согласованная нагрузка, фиксированная или скользящая нагрузка с низким КО	Согласованная нагрузка, фиксированная или скользящая нагрузка с низким КО	Согласованная нагрузка, радиопоглощающий материал с низким КО или пространство без отражений

где a_0, b_0 — амплитуды падающей и отраженной волны; e_{00} — направленность рефлектометра; e_{01}, e_{10} — частотный отклик искажающего четырехполюсника; e_{11} — согласование зонда со стороны свободного пространства.

Коэффициент отражения исследуемого покрытия в этом случае выражается формулой

$$\Gamma_n = \frac{\Gamma_i - e_{00}}{e_{11}(\Gamma_i - e_{00}) + (e_{10}e_{01})}. \quad (2)$$

Из выражения (2) видно, что для нахождения Γ_n необходимо определить три неизвестных коэффициента (компонента ошибки) $e_{00}, e_{10}e_{01}$ и e_{11} . В практических измерениях в коаксиальных и волноводных трактах в этих целях выполняется процедура калибровки типа OSM (Open-Short-Match, т.е. мера холостого хода — мера короткого замыкания—согласованная нагрузка), суть которой заключается в подсоединении в плоскости сечения 2 (см. рис. б) трех нагрузок (стандартов) с известными комплексными коэффициентами отражения $\Gamma_{n1}, \Gamma_{n2}, \Gamma_{n3}$ и измерению соответствующих им значений $\Gamma_{i1}, \Gamma_{i2}, \Gamma_{i3}$. Искомые коэффициенты (компоненты ошибки) получаются путем решения трех уравнений с тремя неизвестными. Типичные стандарты, используемые для однопортовых калибровок в разных трактах, представлены в табл. 1.

Наиболее близкими измерениям КО в свободном пространстве по сути и по форме являются измерения в волноводных трактах. Волноводному раскрыву в плоскости калибровки можно поставить в соответствие раскрыв антенного зонда. В этом случае стандарт короткого замыкания — это та же металлическая пластина, стандарт согласованной нагрузки — это лист высококачественного радиопоглощающего материала. Проблемы возникают с применением смещенного короткого замыкания. Если в волноводных трактах — это та

же металлическая пластина, подсоединенная к плоскости калибровки через четвертьволновый отрезок волновода, то при измерениях в свободном пространстве — это должна быть по аналогии четвертьволновая вставка переменного сечения, являющаяся продолжением рупорного зонда. Однако структура поля на металлической пластине в этом случае изменится, так как волна пройдет вдоль стенок вставки путь больший, чем по нормали к раскрыву, и отклик от такого стандарта будет отличаться от отклика короткого замыкания не только по фазе, но и по амплитуде. Выходом из положения может быть применение антенного зонда с коррекцией фазового фронта, например, рупорной антенны с диэлектрической линзой и четвертьволновой металлической вставкой соответствующего сечения или такого алгоритма калибровки, для реализации которого потребуются только два стандарта.

Известно, что современные анализаторы цепей и рефлектометры могут преобразовывать измеренные данные из частотной во временную (пространственную) область и получать сглаженную импульсную характеристику цепи по усеченной частотной характеристике цепи. При этом появляется возможность селекции нужного участка цепи, в нашем случае участка “раскрыв рупора—радиопоглощающее покрытие”, и использования при обработке только сигналов, отраженных от этого участка измерительной цепи. Нижняя схема, показанная на рис. 6, является потоковым графом, соответствующим этому случаю. Измеряемый рефлектометр после временной селекции коэффициент отражения Γ_n может быть записан следующим образом:

$$\Gamma_n = \frac{a_1}{b_1} = \frac{\Gamma_A + \Gamma_n}{1 - e_{11}(\Gamma_A + \Gamma_n)}, \quad (3)$$

где b_1, a_1 — волны, падающие на покрытие и отраженные от покрытия соответственно; Γ_A, Γ_{Π} — коэффициенты отражения антенного зонда и покрытия соответственно.

В уравнении (3), в отличие от уравнения (2), фигурируют лишь два неизвестных коэффициента e_{11} и Γ_A , следовательно, достаточным является использование всего двух калибровочных стандартов: согласованной нагрузки ($\Gamma_{\text{п.сн}} = 0$, измеряется $\Gamma_{\text{и.сн}}$) и меры короткого замыкания ($\Gamma_{\text{п.кз}} = -1$, измеряется $\Gamma_{\text{и.кз}}$). Кроме того, второе слагаемое в знаменателе (3) имеет второй порядок малости и в случае принятия специальных мер по уменьшению e_{11} и Γ_A этим слагаемым можно пренебречь, а уравнение (3) можно заменить приближенным равенством:

$$\Gamma_{\Pi} \approx \Gamma_A + \Gamma_{\Pi} = \Gamma_{\text{и.сн}} + \Gamma_{\Pi}. \quad (4)$$

В результате калибровки с использованием (4) определяем две величины, $\Gamma_{\text{и.сн}}$ и $\Gamma_{\text{и.кз}}$, которые используются при определении КО исследуемого покрытия. Определить КО исследуемого покрытия Γ_{Π} с учетом проведенной калибровки и равенства (4) можно из равенства:

$$\Gamma_{\Pi} = -\frac{\Gamma_{\text{и.п}} - \Gamma_{\text{и.сн}}}{\Gamma_{\text{и.кз}} - \Gamma_{\text{и.сн}}}, \quad (5)$$

где $\Gamma_{\text{и.п}}$ — результат измерения рефлектометра при измерении КО исследуемого покрытия.

Аналогичная методика используется при измерениях отражающих характеристик рассеяния объектов в свободном пространстве, однако в этом случае в качестве стандарта короткого замыкания используются различные калибровочные отражатели с известными отражающими характеристиками (пластины, уголки, сферы, цилиндры и т.п.). В качестве сигнала отражения от согласованной нагрузки принимается отражение от пустой безэховой камеры. Учитывая, что такие измерения проводятся в дальней зоне антенного зонда, взаимным влиянием зонда и отражателя пренебрегают. В нашем же случае необходимо принимать специальные меры для согласования зонда и свободного пространства с обеих направлений, т.е. меры к уменьшению как e_{11} , так и Γ_A . В противном случае будут иметь место многократные отражения “покрытие—зонд—покрытие” и частотная зависимость Γ_{Π} будет носить изрезанный характер, вызванный многократными переотражениями. Следовательно, при выборе антенного зонда нужно выбирать зонд с низким значением коэффициента стоячей волны во всем измеряемом частотном диапазоне. Кроме того, зонд должен иметь достаточные электрические размеры для обеспечения пространственной селективности отражений от самого рефлектометра, от

соединения “рефлектометр—антенный зонд” и от “полезного” участка (раскрыв зонда—исследуемое покрытие).

4. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ РУПОРА ДЛЯ ПРОВЕДЕНИЯ ВЫСОКОТОЧНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ

Как было отмечено в разд. 3, одним из важных элементов портативного мобильного измерителя КО является антенный зонд. Для достижения высокой точности измерений мобильного измерителя КО необходимо использовать в нем антенный зонд (рупор) с такими геометрическими параметрами, которые обеспечивали бы точность измерений, близкую к точности измерений в свободном пространстве [4] в диапазоне значений КО от 0 до -40 дБ. Для обеспечения высокой точности измерений необходимо, чтобы рупор был хорошо согласован со свободным пространством, а значит, в раскрыве рупора должно быть распределение поля, соответствующее бегущей волне с волновым сопротивлением, близким к сопротивлению свободного пространства.

В мобильном измерителе можно было бы использовать в качестве антенного зонда открытый конец волновода, что обеспечило бы малые весогабаритные характеристики такого измерителя. Но, как известно, волновое сопротивление в волноводе существенно отличается от волнового сопротивления свободного пространства, что приводит к отличиям в результатах измерений КО покрытий с использованием открытого конца волновода от значений КО покрытий в свободном пространстве. Так как параметры исследуемых покрытий по определению неизвестны, осуществить пересчет результатов измерений с использованием открытого конца волновода в КО покрытий в свободном пространстве не представляется возможным.

Волновое сопротивление в волноводе у волны типа H_{10} вычисляется по известной формуле

$$Z_{0в} = \omega \mu_0 / k_{0в}. \quad (6)$$

Здесь ω — круговая частота электромагнитной волны; μ_0 — магнитная проницаемость свободного пространства; $k_{0в} = k_0 \sqrt{1 - (\lambda_0 / \lambda_{кр})^2}$ — постоянная распространения волны в волноводе, где k_0 — постоянная распространения электромагнитной волны в свободном пространстве; λ_0 — длина электромагнитной волны в свободном пространстве; $\lambda_{кр} = 2A$ — критическая длина волны в волноводе (A — размер длинной стенки волновода).

Из формулы (6) видно, для того чтобы волновое сопротивление в волноводе у волны H_{10} было близко к волновому сопротивлению свободного

пространства, необходимо увеличить размер длинной стенки волновода A , т.е. необходимо использовать рупор с размером длинной стороны его раскрыва (апертуры) A такой, чтобы величина $Z_{0в}$, вычисленная по формуле (6), отличалась бы от волнового сопротивления свободного пространства не более чем на 2% при нижней частоте измеряемого диапазона. В этом случае будет обеспечиваться высокая точность измерений КО покрытий на уровнях до -40 дБ. Для повышения точности радиотехнических измерений размер узкой стенки раскрыва рупора B , как будет показано далее, должен быть минимальным, но для удобства использования мобильного измерителя размеры рупора A и B должны быть такими, чтобы исследуемый участок поверхности покрытия был приближен к круглой форме. Утверждения, приведенные в этом абзаце, справедливы в одномерном приближении распределения электромагнитного поля в раскрыве рупора.

Для достижения высокой точности измерений мобильного измерителя необходимо, чтобы распределение поля в раскрыве рупора соответствовало распределению поля волны типа H_{10} с волновым сопротивлением, равным 377 Ом. Необходимо определить длину рупора, при которой распределение поля в его раскрыве было бы максимально приближенным к распределению поля волны типа H_{10} , хотя бы так, как предъявляются требования к распределению поля квазиплоской волны в измерительных установках: неравномерность по амплитуде 1 дБ и неравномерность по фазе 22.5°.

На рис. 7 приведен рупор с указанием геометрических размеров, влияющих на его радиотехнические характеристики. Начало координат помещено в центр раскрыва рупора. Ось x направлена вдоль длинной стороны раскрыва, а ось y – вдоль короткой. При определении распределения поля предполагается приближение: источником поля в рупоре является точечный источник, расположенный в фазовом центре рупора, а волна от этого источника является сферической. Под длиной рупора L подразумевается расстояние от фазового центра до его раскрыва. Напряженность электрического поля в раскрыве рупора согласно [8] может быть выражена по формуле

$$E_y = E_0 \cos\left(\frac{\pi x}{A}\right) \exp(j\varphi), \quad (7)$$

где E_0 – напряженность поля в центре раскрыва рупора; φ – фазовые искажения распределения поля в раскрыве рупора, связанные со сферичностью волны от точки возбуждения; j – мнимая единица.

В приведенной формуле (7) распределения поля не учитывается снижение амплитуды E_y к кра-

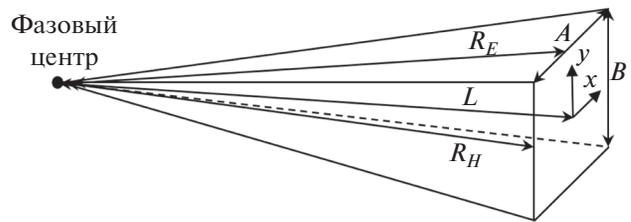


Рис. 7. Прямоугольный рупор с указанием геометрических размеров, влияющих на его радиотехнические характеристики.

ям раскрыва за счет сферичности волны в рупоре. Это справедливо, если углы при вершине рупора не превышают 60° (снижение амплитуды поля менее 1 дБ по отношению к максимальному значению амплитуды поля в раскрыве рупора).

Величина фазовых искажений определяется формулой

$$\varphi = \frac{\pi}{\lambda_0} \left(\frac{x^2}{R_H} + \frac{y^2}{R_E} \right), \quad (8)$$

где R_E и R_H – длина рупора вдоль его сечений плоскостями электрического и магнитного полей соответственно.

Первые два множителя в выражении (7) определяют распределение поля в волноводе с волной типа H_{10} , а множитель с экспонентой – отличие по фазе от этого распределения поля. Длина рупора должна быть такой, чтобы фазовые искажения в каждой точке раскрыва не превышали величину $\pi/8$ или 22.5° при верхней частоте измеряемого диапазона – из формулы (8) видно, что фазовые искажения увеличиваются с ростом частоты.

Для примера рассчитаем параметры рупора, которые обеспечивают высокоточные измерения в диапазоне частот 8...12 ГГц. При размере длинной стороны A рупора, равном 10 см, волновое сопротивление в его раскрыве, вычисленное по формуле (6), составляет 1.018 волнового сопротивления свободного пространства при частоте 8 ГГц. Размер узкой стороны B рупора, равный 6 см, обеспечивает удобство при эксплуатации мобильного измерителя. Из (8) следует, что минимальная длина рупора L , при которой обеспечиваются значения фазовых искажений φ меньше 22.5° при частоте 12 ГГц во всех точках раскрыва рупора, составляет 100 см. Таким образом, мы определили геометрические параметры рупора, при которых гарантируются высокие точности измерений КО покрытий.

Необходимо отметить, что рупор длиной 100 см является неудобным для практического использования. При проведении измерений (см. разд. 2) использовался более удобный рупор длиной 60 см. При этом результаты измерений демонстрируют

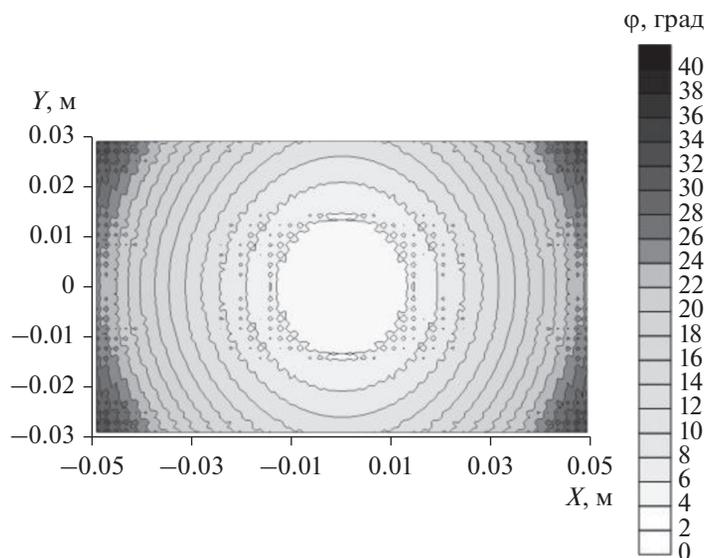


Рис. 8. Распределение фазовых искажений поля в раскрыве рупора длиной 60 см, вычисленное приближенным способом, при частоте 12 ГГц.

высокую точность мобильного измерителя с таким рупором. Это связано с тем, что фазовые искажения в распределении поля больше, чем 22.5° , наблюдаются в тех зонах раскрыва рупора, в которых уровень поля меньше -15 дБ от максимального значения в центре раскрыва. В результате фазовые искажения в распределении поля незначительно сказываются на точности измерений. Таким образом, рупор с раскрывом 10×6 см ($A \times B$) и длиной 60 см является оптимальным для проведения измерений КО покрытий мобильным измерителем в диапазоне частот 8...12 ГГц. На рис. 8 представлено распределение фазовых искажений поля в раскрыве рупора длиной 60 см, подтверждающее полученные выводы.

На рис. 9а и 9б представлены распределения амплитуды, приведенной к максимальному значению E_0 , и фазы (по модулю) поля E_y в раскрыве рупора, вычисленные при частоте 12 ГГц методом интегральных уравнений с помощью пакета программ электродинамического моделирования ФЕКО. Расстояние от фазового центра до раскрыва рупора L составляет 60 см. При сравнении рис. 9а и 9б видно, что распределение фазовых искажений поля, вычисленное методом в точной постановке, несколько отличается от распределения, полученного приближенным методом, особенно вблизи широкой стенки рупора, где амплитуда поля имеет высокий уровень. Поскольку размеры раскрыва рупора составляют несколько длин волн, в рупоре возбуждаются волны, соответствующие высшим волноводным модам. Это приводит к дополнительному искажению распре-

ления поля в раскрыве по сравнению с распределением поля волны типа H_{10} . Так как высшие волноводные моды обладают волновым сопротивлением, отличным от волнового сопротивления свободного пространства, их наличие приводит к увеличению погрешностей измерений, связанных с высшими волноводными модами, которые возбуждаются в рупоре, зависят от частоты и качества изготовления рупора. Для уменьшения влияния высших мод на точность измерений необходимо использовать в рупоре радиопоглощающие материалы или покрытия, как это сделано в предлагаемом портативном измерителе КО, а также описано в [9].

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложена практическая реализация перспективного портативного измерителя КО покрытий на базе рефлектометра R140 и модифицированной рупорной антенны. Проведены сравнительные измерения в диапазоне 7...13 ГГц частотных зависимостей КО на металлической подложке образцов радиопоглощающих материалов и покрытий двумя различными способами: с помощью традиционного портативного измерителя КО покрытий на базе ВАЦ Anritsu MS2028C и с помощью перспективного измерителя на базе рефлектометра. Кроме того, измеренные частотные зависимости сравнивали с результатами измерений КО тех же образцов, которые были получены в свободном пространстве на аттестованном стационарном стенде с нормированными метрологическими

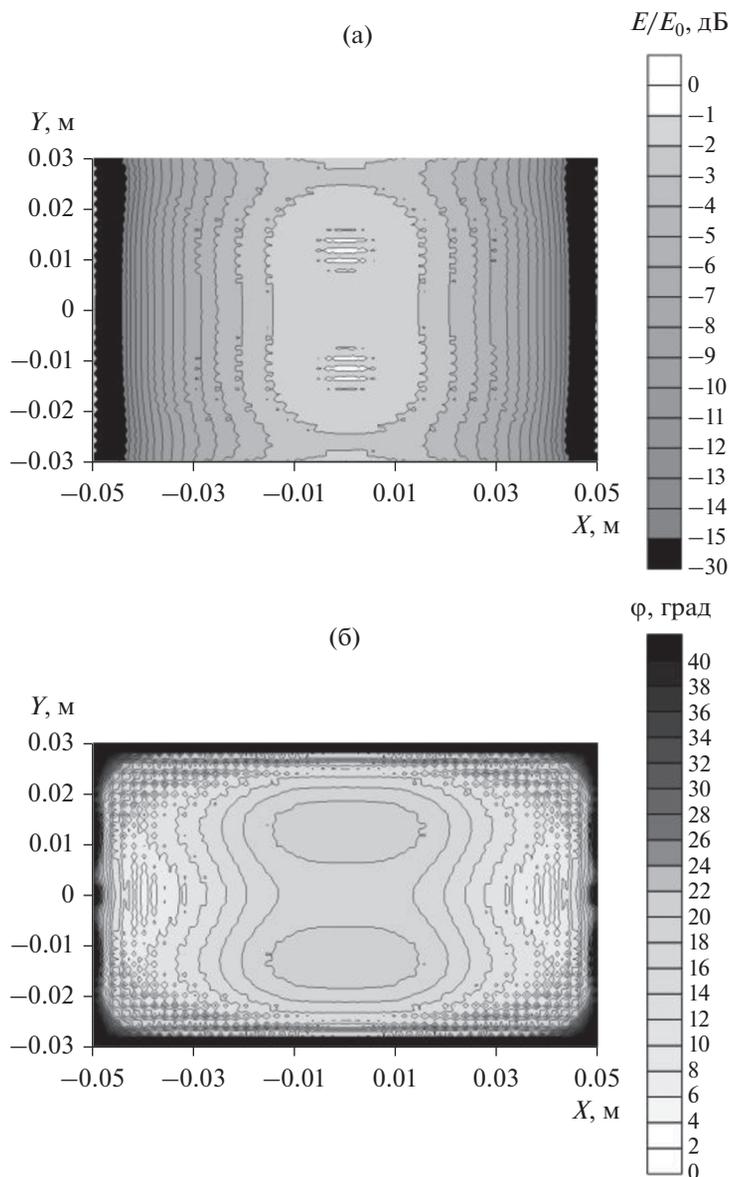


Рис. 9. Распределение амплитуды (а) и фазы по модулю (б) электрического поля E_y в раскрыве рупора длиной 60 см, вычисленное методом интегральных уравнений, при частоте 12 ГГц.

характеристиками. Определена эффективная система калибровки измерителя КО, а также геометрические параметры его антенного зонда, при которых обеспечиваются высокочастотные измерения при значениях КО от 0 до -40 дБ в диапазоне частот от 8 до 12 ГГц.

В результате можно сделать заключение, что предлагаемый вариант перспективного измерителя КО покрытий на основе рефлектометра имеет ряд существенных преимуществ по сравнению с традиционным техническим решением, в котором используется мобильный ВАЦ: более широкий частотный и динамический диапазоны измерения КО;

меньшие эксплуатационные расходы, связанные с отсутствием необходимости использования фазостабильных высокочастотных кабелей; более низкая итоговая стоимость реализации.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Басков К.М., Бобков Н.И., Краснолобов И.И., Семенов В.Н. // Журн. радиоэлектроники. 2013. № 4. <http://jre.cplire.ru/jre/apr13/9/text.html>
2. Schultz J.W., Maloney J.G., Cummings-Maloney K. et al. // 14th Int. Symp. on Nondestructive Characterization of Materials (NDCM 2015). Marina Del Rey (CA, USA), 2015. P. 116.

3. *Schultz J.W.* Microwave J. 2017. V. 60. № 8. P. 66.
4. *Семенов В.Н., Чистяев В.А., Политико А.А., Басков К.М.* // Измерит. техника. 2019. № 2. С. 55.
5. *Андронов Е.В., Глазов Г.Н.* Теоретический аппарат измерений на СВЧ: Т.1. Методы измерений на СВЧ. Томск: ТМЛ-Пресс, 2010.
6. *Хибель М.* Основы векторного анализа цепей. 2-е изд. / Пер. с англ. М.: ИД МЭИ, 2018.
7. *Дансмор Джоэль П.* Настольная книга инженера. Измерения параметров СВЧ-устройств с использованием передовых методик векторного анализа цепей. М: ТЕХНОСФЕРА, 2018.
8. *Драбкин А.Л., Зузенко В.Л., Кислов А.Г.* Антенно-фидерные устройства. М.: Сов. радио, 1974.
9. *Амчиславский Ю.А., Купцов И.М., Булычев Е.В.* // Журн. радиоэлектроники. 2019. № 10. <http://jre.cplire.ru/jre/oct19/10/text.pdf>