

УДК 543.61: 621.372.88

### ФАЗОРНЫЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ И ДЕФЕКТОСКОПИИ РАДИОПОГЛОЩАЮЩИХ И КОМПОЗИЦИОННЫХ МАТЕРИАЛОВ. ИЗМЕРИТЕЛЬНО-ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ СИСТЕМА ДЛЯ ЕГО РЕАЛИЗАЦИИ

**Казьмин А.И.**

*Военно-воздушная академия им. профессора Н.Е.Жуковского и Ю.А.Гагарина,  
ул. Старых Большевиков, 54а, Воронеж, 394064, Россия  
e-mail: alek-kazmin@ya.ru*

---

Рассмотрен поляризационный метод определения диэлектрической проницаемости и дефектоскопии радио-поглощающих и композиционных материалов по результатам относительных измерений сигналов в ортогональных каналах приемного устройства (рупорной антенны) как отношение напряжений и разности фаз. Метод измерения обладает повышенной точностью благодаря учёту мнимой части диэлектрической проницаемости. Дано описание апертурной антенны специального вида для реализации метода, позволяющего увеличить пробивную мощность электромагнитной волны и уменьшить «эффективный» радиус зоны взаимодействия поля с материалом. Предложен вариант измерительно-вычислительной системы для реализации разработанного метода.

*Ключевые слова:* фазорный метод, диэлектрическая проницаемость, радиопоглощающий материал, измерение, дефектоскопия, специальная рупорная антенна.

---

#### **Введение. Постановка задачи**

В настоящее время в авиации и космонавтике широкое применение получили различные неметаллические твердые материалы.

Например, одним из распространенных и эффективных способов снижения радиолокационной заметности авиационных комплексов (АК) является применение радиопоглощающих материалов (РПМ) и покрытий (РПП). При этом на объекте могут одновременно применяться от трех-четырёх до нескольких десятков различных РПМ и РПП и многочисленных конструкционных материалов [1].

Современные РПМ и РПП, наносимые на различные элементы самолета, имеют переменную по профилю толщину, сложную структуру с меняющимися значениями диэлектрической и магнитной проницаемостей как по толщине (нормально к поверхности), так и вдоль поверхности обшивки. Решая фундаментальные задачи, связанные с прохождением электромагнитной волны через гетерогенные среды, изучая поведение гетерогенных смесей вблизи порога протекания, исследователи научились создавать вещества с любым частотным пове-

дением действительной и мнимой частей диэлектрической проницаемости [1].

Кроме того, в настоящее время в авиации и космонавтике широкое применение получили композиционные материалы (КМ). Они применяются для изготовления силовых конструкций летательных аппаратов, искусственных спутников, теплоизолирующих покрытий. Всё чаще композиты применяются для изготовления обшивок воздушных и космических аппаратов и наиболее нагруженных силовых элементов. Производство КМ характеризуется необходимостью применения специального дорогостоящего оборудования и сырья, а следовательно, развитого промышленного производства и научной базы страны.

В процессе разработки и эксплуатации твердых РПМ и РПП, а также различных композиционных материалов возникает необходимость оперативно-го контроля их электрофизических параметров и характеристик.

Многообразие комбинаций РПМ, РПП и КМ и важность задач, решаемых ими, приводит к необходимости применения специализированных приборов и сложных методик неразрушающего контроля их электрофизических и физико-механических параметров, а также неоднородностей этих параметров, их распределения по толщине слоя материала и по всей площади покрытия, являющихся важнейшими критериями их качества [1].

В связи с эксплуатацией в открытых условиях, их электрофизические и физико-механические характеристики напрямую зависят от свободной влаги на поверхности и влаги, впитанной в приповерхностном слое.

В последнее время возрастает интерес к радиополяриметрии. Рассеянные (отраженные) радиоволны несут в себе гораздо больше информации о радиолокационных целях и рассеивающих объектах, чем можно получить классической радиолокацией, оценивающей только кинематические характеристики объекта наблюдения.

Внутреннее состояние объекта контроля определяется по воздействию на вектор поляризации сигнала [2, 3].

При наличии дефекта и структурной неоднородности в контролируемом материале меняется плоскость поляризации излученного или вид поляризации (левое и правое) отраженного сигнала, что служит информативным параметром в целях контроля и дефектоскопии.

Применение волн круговой поляризации позволяет в значительной степени уменьшить влияние толщины при контроле дефектов, физико-механи-

ческие свойства, форма и пространственная ориентация которых различным образом взаимодействуют с ортогональными компонентами электрического вектора падающей волны.

При отсутствии дефектов отраженная энергия пропорциональна квадратам коэффициентов отражения, которые являются функцией толщины, электрофизических и физико-механических свойств материалов.

Все сказанное выше определяет актуальность исследований и разработок бесконтактных методов и устройств неразрушающего контроля электрофизических, физико-механических и геометрических параметров широкого класса диэлектрических и магнетодиэлектрических материалов и покрытий металлов по поляризационным характеристикам СВЧ-поля.

### 1. Разработка фазового метода измерения электрофизических параметров и дефектоскопии твердых материалов

Предлагается новый метод определения комплексной диэлектрической проницаемости по результатам относительных измерений сигналов в ортогональных каналах приемного устройства (рупорной антенны) как отношения напряжений и разности фаз.

Суть предлагаемого метода заключается в зондировании исследуемой поверхности материала электромагнитной волной круговой поляризации и анализе изменения поляризации отраженной волны.

Решить задачу определения действительной и мнимой частей комплексной диэлектрической проницаемости полубесконечных слоёв материалов возможно следующими способами.

1. Непрерывное облучение с развязкой падающей и отраженной волн от одной приемо-передающей антенны специальной конструкции при нормальном падении электромагнитной волны (рис. 1).

В общем случае, если не учитывать ширину диаграммы направленности антенны, приближенно можно считать, что лучи падающей электромагнитной волны до поверхности материала распространяются прямолинейно, при этом коэффициенты отражения вертикально  $\dot{R}_{\parallel}$  и горизонтально  $\dot{R}_{\perp}$  поляризованных волн равны:

$$\dot{R}_{\parallel} = \dot{R}_{\perp} = \frac{1 - \dot{\epsilon}^{1/2}}{1 + \dot{\epsilon}^{1/2}}. \quad (1)$$

Однако лучи реальной диаграммы направленности (ДН) шириной  $\Delta\theta$  падают под разными угла-

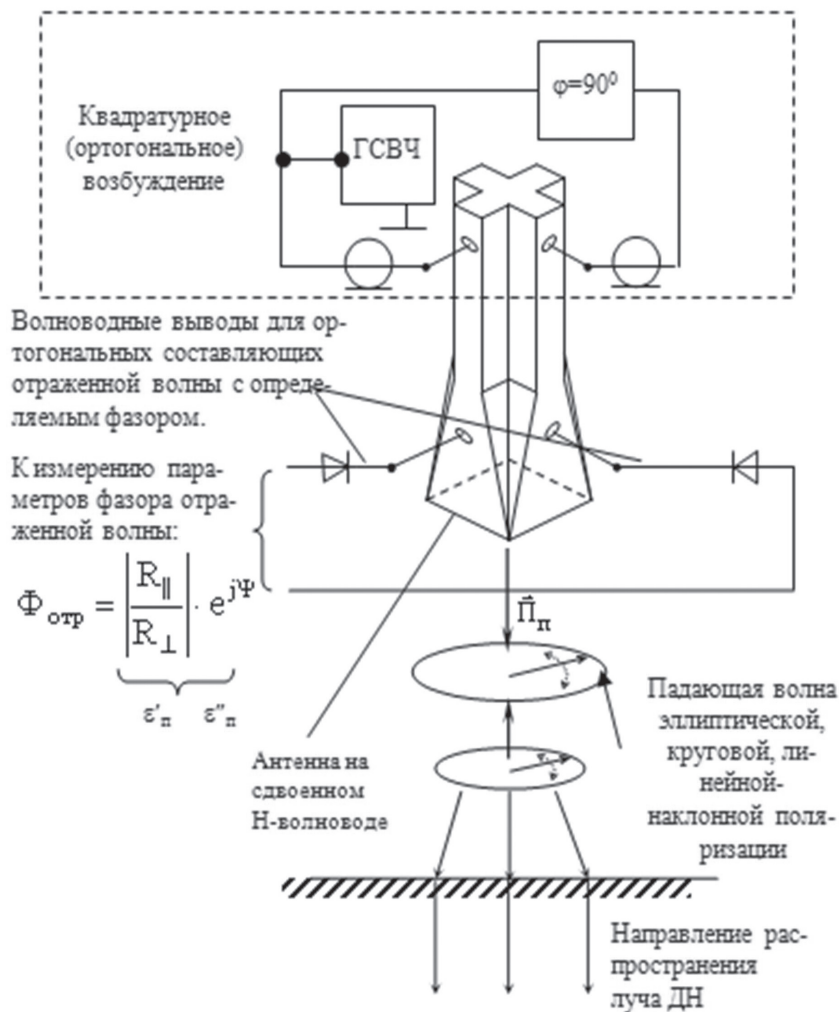


Рис. 1. Структурная схема установки для реализации метода

ми на поверхность материала, и для них коэффициенты отражения не равны.

Следовательно, по ширине реальной ДН при разном ходе лучей (угол падения которых на поверхность  $\theta \neq 0$ ) в ней необходимо ввести «интегральные» величины  $\dot{R}_{||}$  и  $\dot{R}_{\perp}$ , интегрируя всю напряженность падающей волны  $E_{пад}$  в ширине ДН по раскрытию приемной апертуры:  $\dot{R}_{||}$  при  $\theta \in 2\Delta\theta_{0,5}$  и  $\dot{R}_{\perp}$  при  $\theta \in 2\Delta\theta_{0,5}$ . Направление затухания любого луча в преломленной ДН нормально.

2. Непрерывное облучение при наклонном падении электромагнитной волны:

а) две антенны с круговой поляризацией — приемная и передающая в непрерывном режиме с фиксированными длиной волны генератора и шириной ДН или просто кресто-щелевые две антенны; возможен также вариант применения одной кресто-щелевой приемно-передающей антенны;

б) одна антенна приемно-передающая при широкополосном импульсном облучении с приемом рассеянного отраженного сигнала.

Введем следующее обозначение:

$$\dot{\Phi} = \frac{\dot{R}_{||}}{\dot{R}_{\perp}} = \left| \dot{\Phi} \right| \cdot e^{j\Psi}. \tag{2}$$

Параметр  $\dot{\Phi}$  называется поляризационным отношением — фазором. Он равен отношению напряжений сигнала в ортогональных каналах приемного антенного устройства. Этот параметр может быть измерен с достаточно высокой степенью точности. Это отношение является комплексным: зависит не только от соотношения мощностей сигнала, но и от соотношения фаз сигналов в ортогональных каналах приемного устройства.

Фазор падающей волны

$$\dot{\Phi}_n = \Phi_n \cdot e^{j\Psi_n}.$$

Для эллиптической поляризации

$$0 < \Phi_n < 1; \quad \Psi_n = 0,5\pi;$$

для круговой поляризации

$$\Phi_n = 1; \quad \Psi_n = 0,5\pi;$$

для линейной наклонной поляризации:

$$0 < \Phi_{\pi} < \pi; \Psi_{\pi} = 0.$$

Определим параметры фазора отраженной волны.

Фазор отраженной электромагнитной волны

$$\dot{\Phi}_{\text{отр}} = \left| \frac{\dot{R}_{\parallel}}{\dot{R}_{\perp}} \right| \cdot e^{j(\Psi_{\parallel 0} - \Psi_{\perp 0})},$$

т.е.

$$\Phi_o = \left| \frac{\dot{R}_{\parallel}}{\dot{R}_{\perp}} \right| = f_1(\epsilon', \epsilon'', \theta); \Psi_o = \Psi_{\parallel 0} - \Psi_{\perp 0} = f_2(\epsilon', \epsilon'', \theta)$$

при известном значении  $\theta$  совместное решение системы для определения  $\epsilon'$  и  $\epsilon''$  по двум величинам  $\Phi_o$  и  $\Psi_o$ .

Для коэффициента отражения горизонтально поляризованной волны  $\dot{R}_{\perp} = f_1(\epsilon', \epsilon'', \theta)$  по методике определения  $\dot{R}_{\parallel} = f_1(\epsilon', \epsilon'', \theta)$  с учетом неоднородности преломленной волны (определение  $\cos \theta$  с учетом  $\epsilon'' > 0$ ) получены следующие выражения:

$$\left| \dot{R}_{\perp} \right| = \left[ \frac{\cos^2 \theta + A \cdot |\dot{\epsilon}| - 2 \operatorname{Re} \sqrt{\dot{\epsilon}} \cdot A^{1/2} \cos \theta}{\cos^2 \theta + A \cdot |\dot{\epsilon}| + 2 \operatorname{Re} \sqrt{\dot{\epsilon}} \cdot A^{1/2} \cos \theta} \right]^{1/2}; \quad (3)$$

$$\left| \dot{R}_{\parallel} \right| = \left[ \frac{|\dot{\epsilon}| \cos^2 \theta + A - 2 \operatorname{Re} \sqrt{\dot{\epsilon}} \cdot A^{1/2} \cos \theta}{|\dot{\epsilon}| \cos^2 \theta + A + 2 \operatorname{Re} \sqrt{\dot{\epsilon}} \cdot A^{1/2} \cos \theta} \right]^{1/2}, \quad (4)$$

где  $A = \frac{\epsilon'_1 + |\dot{\epsilon}(\theta)|}{\epsilon'_2 + |\dot{\epsilon}(\theta)|}$ .

Аргументы

$$\Psi_{\perp} = \operatorname{arctg} \frac{2A^{1/2} Jm \sqrt{\dot{\epsilon}} \cos \theta}{\cos^2 \theta - A \epsilon'}; \quad (5)$$

$$\Psi_{\parallel} = \operatorname{arctg} \frac{2A^{1/2} Jm \sqrt{\dot{\epsilon}} \cos \theta}{A - \cos^2 \theta \epsilon'}. \quad (6)$$

Фазор

$$\dot{\Phi}_{\text{отр}} = \left| \frac{\dot{R}_{\parallel}}{\dot{R}_{\perp}} \right| \cdot e^{j(\Psi_{\parallel 0} - \Psi_{\perp 0})} = \left| \dot{\Phi}_{\text{отр}} \right| \cdot e^{j\Psi_o}; \quad (7)$$

$$\Psi_o =$$

$$= \operatorname{arctg} \frac{2A^{1/2} Jm \sqrt{\dot{\epsilon}} \cos \theta (1 + \epsilon') \{A - \cos^2 \theta\}}{A \cos^2 \theta [(\epsilon' - 1)^2 + 2|\dot{\epsilon}|] - \epsilon' \{A^2 + \cos^4 \theta\}}. \quad (8)$$

Модули интегральных фазора  $\left| \dot{\Phi}_{\text{отр}} \right|$  и аргумента  $\Psi_o$

характеризуют действительную и мнимую части комплексной диэлектрической проницаемости материала.

Наличие дефектов характеризует изменение аргумента  $\Psi_o$ .

В качестве слабонаправленных антенн в области сантиметровых волн широко применяются открытые концы волноводов. В элементной базе современной техники СВЧ важное место занимают волноводы сложных сечений (ВСС), которые по сравнению с волноводами простейших сечений имеют большую рабочую полосу частот на низшей волне, меньшие габариты и массу, более низкое волновое сопротивление (до десятков ом) при малой частотной дисперсии [4].

Основным недостатком всех волноводных приёмно-излучающих апертур является их способность принимать волны определенной поляризации.

Для того чтобы можно было принимать на одну антенну сигналы с различными видами поляризации, она должна иметь соответствующую конструкцию и необходимый способ возбуждения волн в волноводе [5].

За основу волноводной секции разработанной нами антенны (рис. 2) был взят сдвоенный Н-волновод, конструктивно представляющий собой два ортогонально соединенных Н-волновода [6]. Для возбуждения и приема волн со всеми видами поляризации имеются два ортогонально расположенных штыря (вibratora).

Сужение диаграммы направленности и улучшение согласования открытого конца волновода со свободным пространством обеспечивается конструктивными особенностями антенны, а именно:

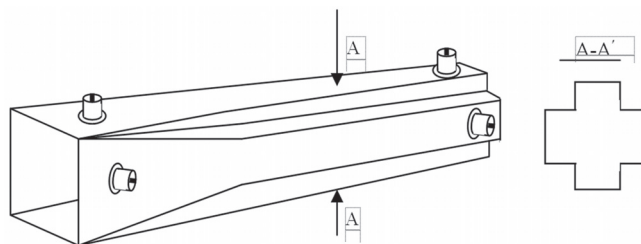


Рис. 2. Антенна с управляемой эллиптической поляризацией

поперечные сечения сдвоенного Н-волновода плавно увеличиваются и сдвоенный Н-волновод переходит в прямоугольный волновод с равными стенками (квадратное сечение).

Для возбуждения в волноводе волны типа  $H_{10}$  необходимо, чтобы возбуждающий элемент (электрический вибратор) создавал интенсивное электрическое поле, параллельное узким стенкам волновода. Поэтому возбуждающий электрический вибратор ориентирован параллельно узким стенкам Н-волновода [5].

Разработанная конструкция позволяет увеличить пробивную мощность примерно в два раза. Кроме того, по величине угла поворота плоскости поляризации  $\theta_{\text{opt}}$ , определяемого по смене параметров или вида поляризации, возможно определение электрических параметров различного рода материалов.

Внешний вид разработанной антенны показан на рис. 3.

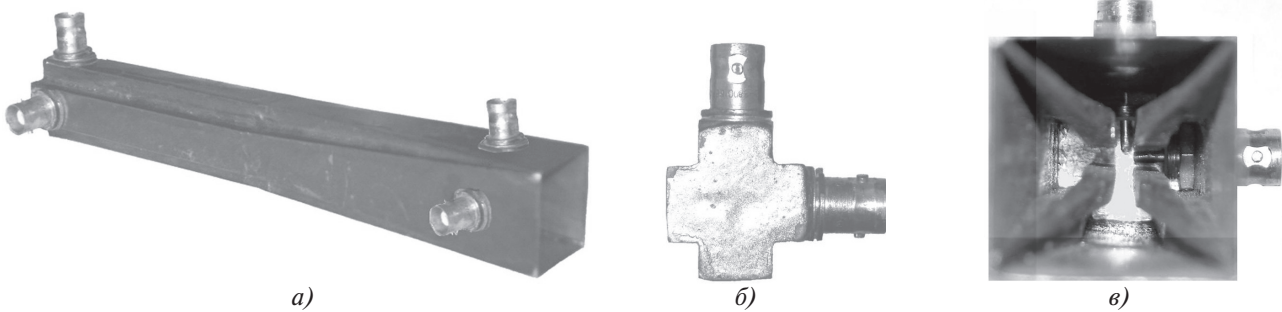


Рис. 3. Фотография антенны: *a* — общий вид; *b* — вид со стороны возбуждающих штырей; *в* — вид со стороны раскрытия (видны возбуждающие штыри в Е- и Н-плоскостях и согласующие элементы в виде конусных вставок)

## 2. Разработка измерительно-вычислительной системы для реализации рассматриваемого метода

Наиболее эффективно задача исследования электрофизических параметров РПМ, РПП и КМ может быть решена при помощи измерительно-вычислительных систем (ИВС), позволяющих учесть их индивидуальные характеристики.

Под измерительно-вычислительными системами (ИВС) понимаются системы, предназначенные для получения количественной информации непосредственно от объекта контроля, путем процедур измерения и контроля, обработки этой информации и выдачи ее в виде совокупности чисел, высказываний, графиков, отражающих состояние данного объекта [7–9].

ИВС должны выполнять одну или несколько следующих функций:

— прямые, косвенные, совместные и совокупные измерения физических величин;

— управление процессом измерений и воздействии на процесс измерений;

— представление результатов измерений оператору в заданном виде.

Для того чтобы ИВС выполняла вышеперечисленные функции, необходимо разработать следующие ее компоненты [9]:

— измерительную систему (ИС) — как совокупность измерительных, связующих, вычислительных компонентов, образующих измерительные каналы, и вспомогательных устройств (компонентов измерительной системы);

— математическое обеспечение (МО);

— программное обеспечение (ПО).

Применение персональных компьютеров (ПК) в составе ИВС позволяет в значительной степени повысить гибкость архитектуры системы при заданном уровне точности измерения электрофизических параметров РПМ, РПП и КМ. ПК в составе ИВС применяется не только для освобождения оператора от многократного повторения однообраз-

ных действий, но и для синхронизации всех аппаратных средств входящих в состав системы.

МО представляет собой совокупность алгоритмов и математического метода измерения электрофизических параметров РПМ, РПП и КМ, используемых в ИВС.

На рис. 4 представлена измерительная система (ИС) ИВС, реализующей разработанный фазорный поляризационный метод. Цифрами обозначено: 1 — генератор СВЧ; 2 — импульсный модулятор; 3 — ПЭВМ; 4 — аналогово-цифровой преобразователь; 5 — переменный аттенюатор; 6 — амплитудный вольтметр 1; 7 — амплитудный вольтметр 2; 8 — измеритель разности фаз; 9 — делитель мощности; 10 — детекторная секция 1; 11 — детекторная секция 2; 12, 13 — переменные аттенюаторы; 14 — фазовращатель  $90^\circ$ ; 15 — специальная комплексированная антенна на базе сдвоенного Н-волновода; 16 — взаимно ортогональные вибраторы для возбуждения поля падающей волны; 17 — взаимно



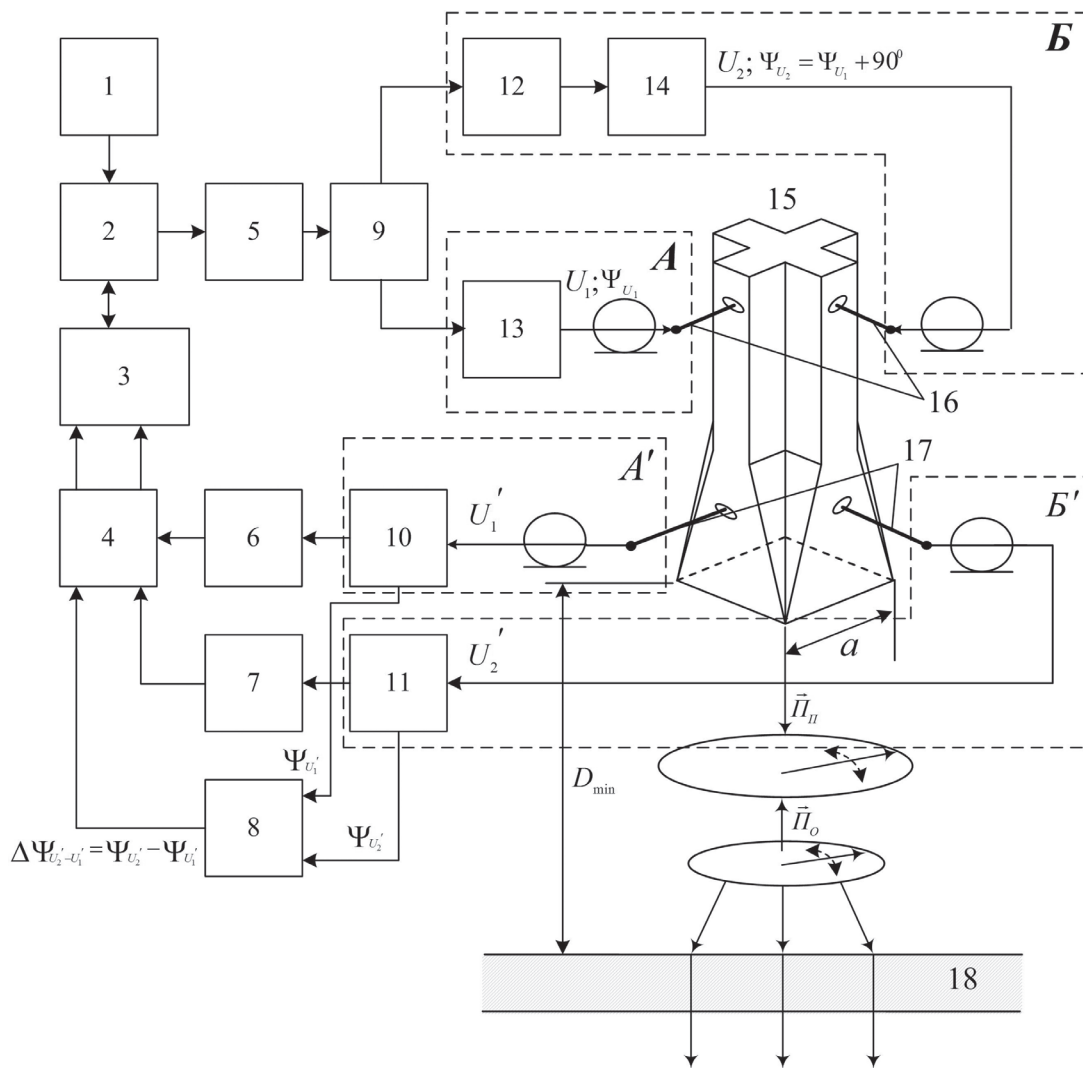


Рис. 4. ИВС, реализующая фазорный поляризационный метод измерения электрофизических параметров и дефектоскопии РПМ, РПП и КМ

ортогональные вибраторы для приема поля отраженного сигнала; 18 — исследуемый материал.

ИВС работает следующим образом. С генератора СВЧ 1, работающего на длине волны  $\lambda = 2$  см, СВЧ-сигнал поступает на импульсный модулятор 2, управляемый с ПЭВМ 3, где СВЧ-сигнал модулируется прямоугольными видеоимпульсами с длительностью  $\tau_u$ . Промодулированные высокочастотные колебания с помощью делителя мощности 9 поступают в два пространственно-ортогональных плеча передающего тракта А и Б. С выходов пространственно-ортогональных плеч передающего тракта А и Б сигналы поступают на два взаимно ортогональных вибратора возбуждения 16 специальной антенны на основе сдвоенного Н-волновода 15, которая возбуждает в пространстве импульсный сигнал с круговой поляризацией. Переменные аттенюаторы 12 и 13 и фазовращатель 14 на  $90^\circ$  обеспечивают получение поля с круговой поляриза-

цией, которая задается в виде отношения двух ортогонально поляризованных компонент этого сигнала или поляризационным фазором:

$$\dot{\Phi}_n = \Phi_n \cdot e^{j\Psi_n},$$

где  $\Phi_n = \frac{U_2}{U_1}$  и  $\Psi_n = \Psi_{U_2} - \Psi_{U_1}$  — модуль и аргумент поляризационного фазора падающей волны;  $U_1$  — амплитуда напряжения на выходе передающего тракта А;  $U_2$  — амплитуда напряжения на выходе передающего тракта Б;  $\Psi_{U_1}$  — относительная фаза сигнала на выходе передающего тракта А;  $\Psi_{U_2}$  — относительная фаза сигнала на выходе передающего тракта Б; для круговой поляризации соответственно  $\Phi_n = 1$ ;  $\Psi_n = 0,5\pi$ .

Специальная антенна располагается над поверхностью материала при минимальном расстоянии, определяемом по выражению

$$D_{\min} = \frac{c\tau_{и}}{2},$$

где  $\tau_{и}$  — длительность импульса СВЧ-сигнала;

Провзаимодействовав с исследуемым материалом, сигнал с изменившейся поляризацией, отражаясь по нормали к поверхности, возвращается назад в специальную антенну. Поляризационный фазор отраженного сигнала определяется по выражению

$$\dot{\Phi}_{\text{отр}} = \left| \dot{\Phi}_{\text{отр}} \right| \cdot e^{j\Psi_0} = \left| \frac{\dot{R}_{\parallel}}{\dot{R}_{\perp}} \right| \cdot e^{j\Psi_0},$$

где  $\left| \dot{\Phi}_{\text{отр}} \right|$  — модуль фазора отраженного сигнала;  $\Psi_0$  — аргумент фазора отраженного сигнала;  $\dot{R}_{\parallel}$  — коэффициент отражения вертикально поляризованной волны;  $\dot{R}_{\perp}$  — коэффициент отражения горизонтально поляризованной волны;

В антенне сигнал разделяется на две взаимно ортогональные поляризационные составляющие с помощью взаимно ортогональных приемных вибраторов 17. С выходов приемных вибраторов взаимно ортогональные сигналы поступают в приемные каналы А' и Б' (рис. 4). Каждый из приемных каналов состоит из детекторных секций 10 и 11, предварительно откалиброванных на одинаковые коэффициенты передачи.

Для измерения модуля  $\left| \dot{\Phi}_{\text{отр}} \right|$  и аргумента  $\Psi_0$

фазора отраженного сигнала, с выходов детекторных секций 10 и 11 сигналы поступают на амплитудные вольтметры 6 и 7 и измеритель разности фаз 8.

Модуль  $\left| \dot{\Phi}_{\text{отр}} \right|$  и аргумент  $\Psi_0$  фазора отраженного сигнала, при этом определяются по выражениям:

$$\left| \dot{\Phi}_{\text{отр}} \right| = \left| \frac{U'_2}{U'_1} \right|; \quad \Psi_0 = \Psi_{U'_2} - \Psi_{U'_1},$$

где  $U'_1$  — амплитуда напряжения протектированного отраженного сигнала на выходе канала А'

приемного устройства;  $U'_2$  — амплитуда напряжения протектированного отраженного сигнала на выходе канала Б' приемного устройства, ортогонального первому;  $\Psi_{U'_1}$  — относительная фаза отраженного сигнала в канале А' приемного устройства;  $\Psi_{U'_2}$  — относительная фаза отраженного сигнала в канале Б' приемного устройства, ортогонального первому.

С выходов амплитудных детекторов и измерителя разности фаз сигналы поступают на аналого-цифровой преобразователь 4, с которого оцифрованные значения поступают в ПЭВМ, где решается система уравнений

$$\begin{cases} \left| \dot{\Phi}_{\text{отр}} \right| = \left| \frac{\dot{R}_{\parallel}}{\dot{R}_{\perp}} \right| = \left| \frac{U'_2}{U'_1} \right|; \\ \Psi_0 = \Psi_{U'} - \Psi_{U''}, \end{cases}$$

где

$$\left| \dot{R}_{\parallel} \right| = \left[ \frac{|\dot{\epsilon}| \cos^2 \theta + A - 2 \operatorname{Re} \sqrt{\dot{\epsilon}} \cdot A^{1/2} \cos \theta}{|\dot{\epsilon}| \cos^2 \theta + A + 2 \operatorname{Re} \sqrt{\dot{\epsilon}} \cdot A^{1/2} \cos \theta} \right]^{1/2};$$

$$\left| \dot{R}_{\perp} \right| = \left[ \frac{\cos^2 \theta + A \cdot |\dot{\epsilon}| - 2 \operatorname{Re} \sqrt{\dot{\epsilon}} \cdot A^{1/2} \cos \theta}{\cos^2 \theta + A \cdot |\dot{\epsilon}| + 2 \operatorname{Re} \sqrt{\dot{\epsilon}} \cdot A^{1/2} \cos \theta} \right]^{1/2};$$

$$\Psi_0 = \operatorname{arctg} \frac{2A^{1/2} \operatorname{Im} \sqrt{\dot{\epsilon}} \cos \theta (1 + \epsilon') \{A - \cos^2 \theta\}}{A \cos^2 \theta [(\epsilon' - 1)^2 + 2|\dot{\epsilon}|] - \epsilon' \{A^2 + \cos^4 \theta\}};$$

$$A = \left[ \frac{\epsilon'_1 + |\dot{\epsilon}|}{\epsilon'_2 + |\dot{\epsilon}|} \right]; \quad \theta = 90^\circ,$$

и определяется соответственно действительная  $\epsilon'$  и мнимая  $\epsilon''$  части комплексной диэлектрической проницаемости материала.

### 3. Экспериментальные исследования на ИВС

Исследовались как относительно простые материалы, например оргстекло, стекло обыкновенное, гетинакс, текстолит, так и реальные образцы РПМ, РПП и КМ

Значения диэлектрической проницаемости  $\epsilon'$ , измеренные с помощью ИВС в лабораторных условиях при температуре 20°C и усредненные по двадцати замерам для каждого образца, составляют для оргстекла — 2,64; стекла обыкновенного —

6,8; гетинакса — 4,1; текстолита — 3,66. Образцы диэлектриков изготовлены в виде хорошо отполированных пластин размерами  $200 \times 200$  мм. Погрешность измерения  $\epsilon'$  определяется в основном ошибкой, допущенной при калибровке специальной антенны на базе сдвоенного Н-волновода и фазовращателя, которая в рассматриваемом случае не превышала 2—3%.

Полученные для рассмотренных образцов значения диэлектрической проницаемости хорошо согласуются с данными, приводимыми в технических справочниках, и с данными ВИАМ.

Помимо этого проведены эксперименты по обнаружению различных дефектов в простых мате-

риалах. Экспериментальные исследования ЭФП и дефектов в данных покрытиях (РПП-М1 и РПП-М2) показали высокую точность и чувствительность метода. Погрешность измерения диэлектрической проницаемости в рассматриваемом случае не превышала 4—5%.

Проводились также измерения образцов композиционных материалов, применяемых для изготовления несущих конструкций самолетов гражданской авиации [10], и исследовались органопластики и углепластики, на возможность обнаружения в них дефектов. Фотографии образцов приведены на рис. 6. В каждый из образцов были внесены дефекты типа «отверстие» с различной глубиной. Диаметр

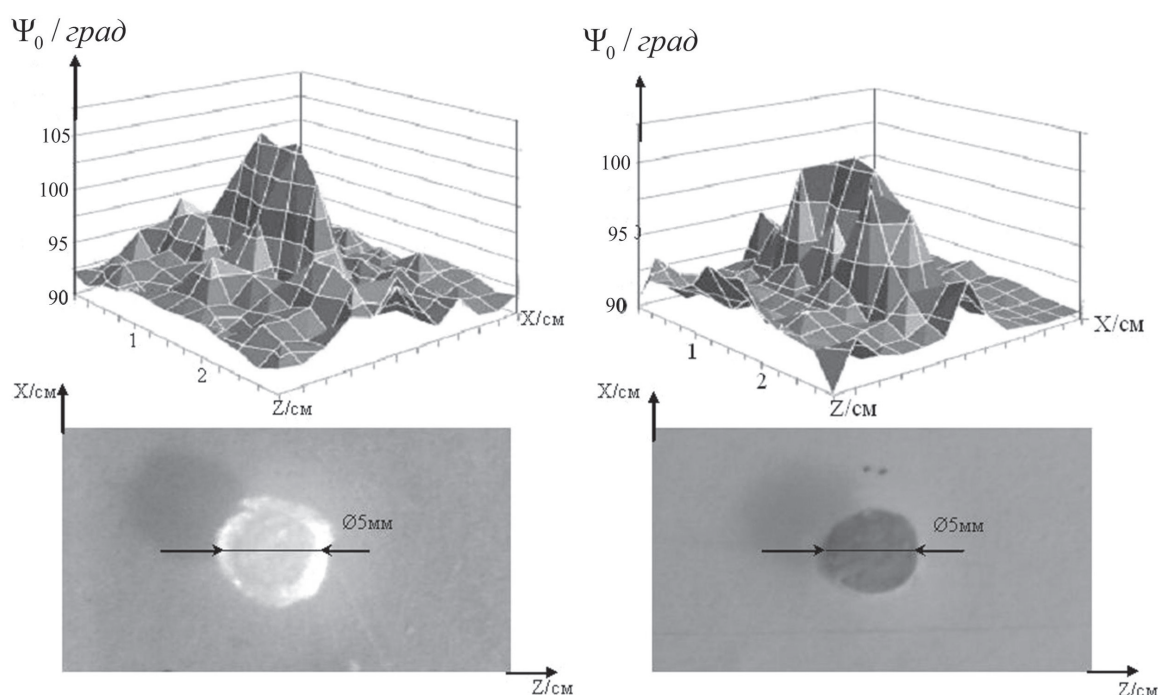


Рис. 5. Экспериментальное распределение разности фаз по поверхности оргстекла с дефектами

риалах. Например, на рис. 5 приведено экспериментальное распределение разности фаз по поверхности оргстекла с различными дефектами.

Для исследования возможности оценки метода для исследования РПМ и РПП были изготовлены модельные образцы:

1. РПП-М1, представляющее собой пористый материал, пропитанный мелкодисперсной сажей с оксидом цинка ZnO. Модуль коэффициента отражения покрытия не менее -15 дБ.

2. РПП-М2, представляющее собой пористый материал, пропитанный мелкодисперсной сажей и мелкодисперсным ферромагнитным порошком. Модуль коэффициента отражения покрытия не менее -18 дБ.

дефектов был согласован с предприятием авиационной промышленности. Исследовались дефекты типа «отверстие» с диаметрами 2, 3 и 5 мм.

В качестве примера на рис. 7 приведено распределение обнаруженных дефектов для образца углепластик №1.

Расчет вероятности обнаружения дефектов в исследуемых материалах проводился на основе критерия Неймана—Пирсона. Методика расчетов приведена в [1]. Вероятность обнаружения дефектов в исследуемых образцах составила 0,98—0,99.

В качестве общего вывода экспериментальных исследований следует отметить следующее. Проведенные исследования показали высокую точность измерения электрофизических параметров РПМ,



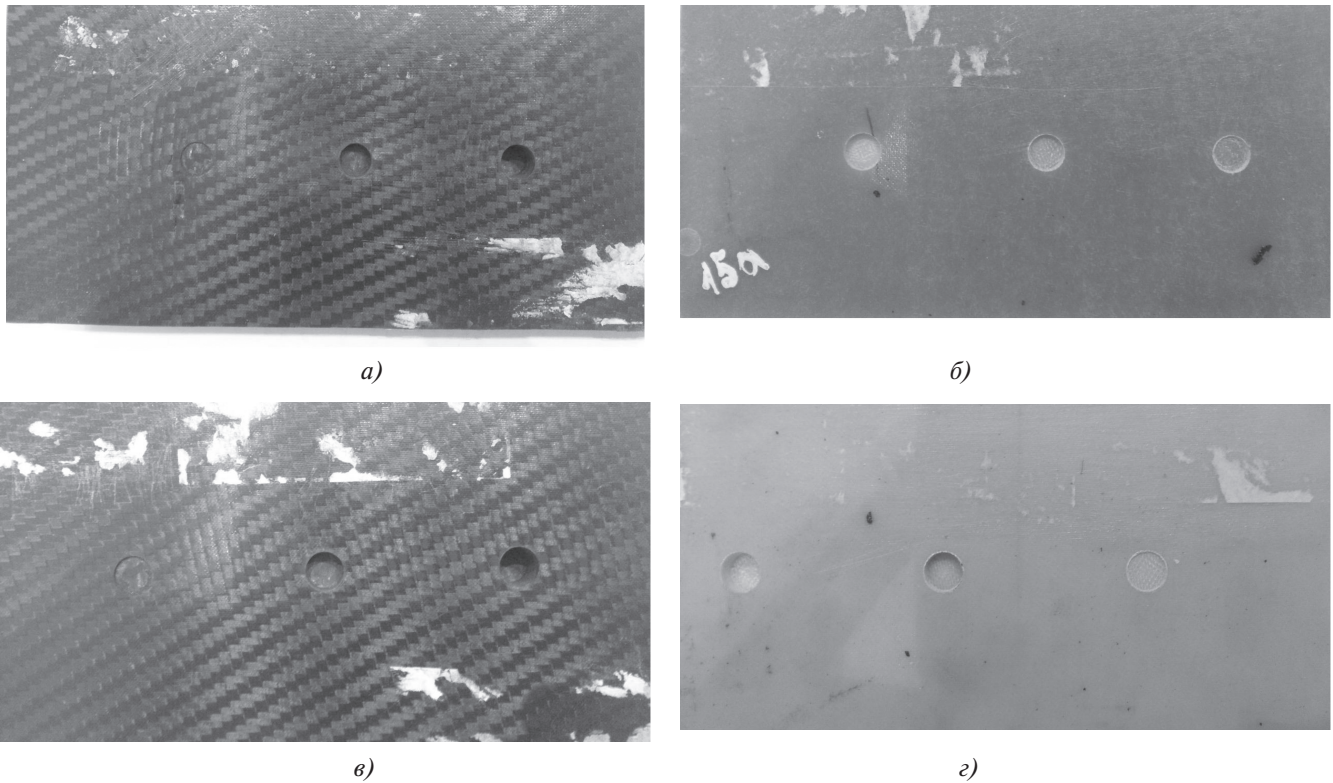


Рис. 6. Исследуемые образцы композиционных материалов: а — углепластик №1; б — органопластик №1; в — углепластик №2; г — органопластик №2

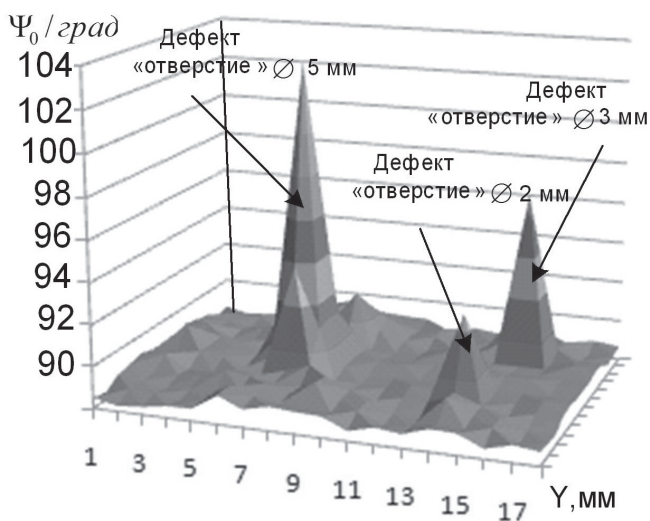


Рис. 7. Экспериментальное распределение разности фаз по поверхности образца «углепластик №1»

РПП и КМ и высокие вероятности обнаружения в них дефектов.

**Выводы**

Разработан новый фазорный поляризационный метод определения комплексной диэлектрической проницаемости и дефектоскопии РПМ, РПП и КМ по результатам относительных измерений сигналов в ортогональных каналах приемного устройства

(рупорной антенны) как отношение напряжений и разности фаз, обладающий повышенной точностью благодаря учёту мнимой части диэлектрической проницаемости.

Дано описание апертурной антенны специального вида для реализации метода, позволяющего увеличить пробивную мощность электромагнитной волны и уменьшить «эффективный» радиус зоны взаимодействия поля с материалом. Приведены основные технические требования и особенности конструктивного исполнения антенны.

Разработана ИВС для реализации разработанного метода. Представлены результаты экспериментальных исследований различных диэлектрических материалов, в том числе реальных образцов композиционных материалов. Экспериментальные исследования показали высокую точность и чувствительность разработанного метода.

*Автор выражает глубокую благодарность своему научному руководителю доктору технических наук, профессору Павлу Александровичу Федюнину за помощь и ценные замечания в ходе работы над статьей.*

**Библиографический список**

1. Федюнин П.А., Казьмин А.И. Способы радиоволнового контроля параметров защитных покрытий

- авиационной техники. — М.: Физматлит, 2013. — 190 с.
2. *Клюев В.В., Соснин В.Н., Филинов В.Н.* Неразрушающий контроль и диагностика: Справочник / Под ред. чл.-корр. РАН, проф. В.В. Клюева. — М.: Машиностроение, 1995. — 408 с.
  3. *Козлов А.И., Маслов В.Ю.* Численный метод определения неоднородной комплексной диэлектрической проницаемости плоской поверхности объектов по поляризационной структуре поля отраженной электромагнитной волны // Научный вестник МГТУГА. 2012. №179. С. 140-144.
  4. *Фальковский О.И.* Техническая электродинамика: Учебник для вузов. — М.: Связь, 1978. — 432 с.
  5. *Сазонов Д.М.* Антенны и устройства СВЧ: Учебник для радиотехнич. спец. вузов. — М.: Высшая школа, 1988. — 432 с.
  6. *Казьмин А.И., Федюнин П.А.* Апертурная антенна специального вида для реализации поляризационных измерений // Сборник материалов докладов Всероссийской научно-практической конференции «Современные проблемы и перспективные направления развития авиационных комплексов и систем военного назначения, форм и способов их боевого применения», 29-30 ноября 2011. Воронеж: ВАИУ. Ч. 3. С. 224.
  7. *Власов И.С., Казьмин А.И., Федюнин П.А.* Измерительная система для контроля электрофизических параметров радиопоглощающих покрытий авиационных комплексов // Отраслевые аспекты технических наук. 2012. №1. С. 87-90.
  8. ГОСТ 26.203-81 Комплексы измерительно-вычислительные. Признаки классификации. Общие положения. — М.: Изд-во стандартов, 1983. — 13 с.
  9. ГОСТ Р 8.596-2002 Метрологическое обеспечение измерительных систем. Основные положения. — М.: Изд-во стандартов, 2003. — 92 с.
  10. *Рябов А.А., Романов В.И., Маслов Е.Е. и др.* Сравнительный анализ импульсного деформирования элементов авиационных конструкций из алюминиевого сплава и композитного материала // Вестник Московского авиационного института. 2015. Т. 22. № 2. С. 152–161.

## PHASOR TECHNIQUE FOR MEASURING PHYSICAL PARAMETERS AND DEFECT DETECTION OF RADAR ABSORBENT AND COMPOSITE MATERIALS. MEASURING AND COMPUTING SYSTEM FOR ITS IMPLEMENTATION

**Kaz'min A.I.**

*Air force academy named after professor N.E. Zhukovskii and Y.A. Gagarin,  
54a, Starykh Bol'shevikov str., Voronezh, 394064, Russia  
e-mail: alek-kazmin@ya.ru*

### Abstract

Experimental studies of properties of radio absorbent materials and coatings to solve the problem of aviation complexes radar visibility reduction hold a unique position. Foreign and domestic proves that without development of laboratory and testing site base achieving sound results on this issue is impossible. One of the main problems of experimental research within the framework of the problem of the radar signature reduction is the study of physical parameters of radio absorbent materials.

The purpose of the research is to develop a new measuring technique of radio absorbent and composite materials complex permittivity.

The method consists in measuring signals in orthogonal channels of a receiving device (special horn antenna) as the ratio of voltage and phase difference. For a specified voltage ratio and phase difference, we introduce such notion as “phasor”. Phasor modulus and its phase angle characterize real and imaginary parts of a material complex permittivity. This technique

demonstrates improved accuracy due to account for the imaginary part of permittivity.

A special horn antenna allows increasing the penetrating power of electromagnetic waves and reduce the “effective” radius of the field interaction zone with the material. The antenna consists of a dual H-waveguide, two orthogonally arranged two receiving and two transmitting dipoles.

The paper presents measuring and computing system implementing the abovementioned method. The system consists of measuring system, mathematical support and software.

The results of experimental research of different dielectric materials, including samples of radio absorbent and composite materials are presented. Experimental studies confirm the high accuracy and sensitivity of the developed technique.

The “phasor” technique can be effectively used for studying physical parameters of existing and prospective models of radio-absorbent and composite materials for aviation complexes.

**Keywords:** phasor technique, permittivity, radio absorbent material, measurement, defect detection, special horn antenna.

## References

1. Fedyunin P.A., Kaz'min A.I. *Sposoby radiovolnovogo kontrolya parametrov zashchitnykh pokrytii aviatsionnoi tekhniki* (Radiowave control methods for air materiel protective coatings parameters), Moscow, Fizmatlit, 2013, 190 p.
2. Klyuev V.V., Sosnin V.N., Filinov V.N. *Nerazrushayushchii kontrol' i diagnostika* (Nondestructive testing and diagnostics), Moscow, Mashinostroenie, 1995, 408 p.
3. Kozlov A.I., Maslov V.Yu. *Nauchnyi vestnik MGTUGA*, 2012, no. 179, pp. 140-144.
4. Fal'kovskii O.I. *Tekhnicheskaya elektrodinamika* (Technical electrodynamics), Moscow, Svyaz', 1978, 432 p.
5. Sazonov D.M. *Antenny i ustroystva SVCh* (Antennas and microwave devices), Moscow, Vysshaya shkola, 1988, 432 p.
6. Kaz'min A.I., Fedyunin P.A. *Materialy Vserossiiskoi nauchno-prakticheskoi konferentsii "Sovremennye problemy i perspektivnye napravleniya razvitiya aviatsionnykh kompleksov i sistem voennogo naznacheniya, form i sposobov ikh boevogo primeneniya"*, 29-30 November 2011, Voronezh, VAIU, part 3, pp. 224-225.
7. Vlasov I.S., Kaz'min A.I., Fedyunin P.A. *Otraslevye aspekty tekhnicheskikh nauk*, 2012, no. 1, pp. 87-90.
8. *Kompleksy izmeritel'no-vychislitel'nye. Priznaki klassifikatsii. Obshchie polozheniya. GOST 26.203-81* (Measuring and computing Complexes. Classification criteria. General provisions, State Standard 26.203-81), Moscow, Standarty, 1983, 13 p.
9. *Metrologicheskoe obespechenie izmeritel'nykh sistem. Osnovnye polozheniya. GOST R 8.596-2002* (Metrological provision of measuring systems. General provisions, State Standard 8.596-2002), Moscow, Standarty, 2003, 92 p.
10. Ryabov A.A., Romanov V.I., Maslov E.E., Strelets D.Yu., Kornev A.V., Ivanov A.I. *Vestnik Moskovskogo aviatsionnogo instituta*, 2015, vol. 22, no. 2, pp. 152-161.