

Измерение бистатистического коэффициента отражения остронаправленными антеннами

Е.А. Лупанова, С.М. Никулин, В.В. Петров

Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева

Аннотация: в настоящий момент измерения бистатистического коэффициента отражения требуют наличия безэховой камеры, обработка сигнала проводится методом оконной фильтрации с прямым и обратным преобразованием Фурье, что неизбежно приводит к возникновению эффекта Гиббса. В данной работе предлагается принципиально новый метод измерения бистатистического коэффициента отражения на фоне мешающих помех. Измерения проводятся в обычном лабораторном помещении, при обработке сигнала используется принципиально новый метод выявления измеряемой величины на фоне мешающих сигналов, порожденных непрямыми трассами электромагнитных волн в обычном лабораторном помещении. В качестве объекта измерения использовались плоские образцы фторопласта-4 и оргстекла.

Ключевые слова: бистатистический коэффициент отражения, остронаправленные антенны, измерения на фоне мешающих сигналов

1. Введение

Антенные измерения предполагают наличие дорогостоящего оборудования – прежде всего безэховой камеры для исключения влияния окружающего пространства на результаты измерений [1]. В работе [2] была предложена математическая модель бистатистического коэффициента отражения электромагнитных волн от плоских образцов материалов в виде каскадного соединения 2-х портовых цепей, как показано на рисунке 1. Калибровочная процедура была построена на знании коэффициентов отражения от приемной и передающей антенн со стороны их коаксиальных разъемов в режиме согласования с окружающим свободным пространством. Но при определении бистатистического коэффициента отражения от контролируемых образцов материалов используется только измерение коэффициентов передачи, которое никак не связано с найденными коэффициентами отражения.

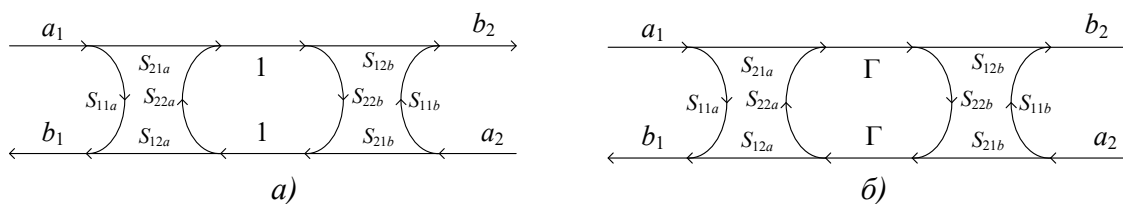


Рисунок 1. Каскадное соединение цепей А и В: a – в направляющих системах, b – в открытом пространстве

В данной работе предлагается иное решение на основе предложенной модели антенных измерений. Суть предлагаемого решения состоит не в определении параметров окружающего контролируемый объект цепей А и В, а в выявлении измеряемой величины на фоне мешающих сигналов, порожденных непрямыми трассами электромагнитных волн в обычном лабораторном помещении, без использования весьма дорогих поглощающих материалов клиновидной формы.

2. Математическая модель измерения бистатистического коэффициента отражения

Для измерения бистатистического коэффициента отражения плоских образцов материалов и поглощающих покрытий необходимо выполнить измерения коэффициента передачи в фоновом (F) режиме, с металлическим отражателем (L) и с контролируемым объектом (X). Математическую модель таких измерений, в соответствии с моделью, представленной на рисунке 1, можно представить системой трех уравнений:

$$S_{21}^F = \frac{A\Gamma_F}{1-B(\Gamma_F)^2}, S_{21}^L = \frac{A(\Gamma_F + \Gamma_L)}{1-B(\Gamma_F + \Gamma_L)^2}, S_{21}^X = \frac{A(\Gamma_F + \Gamma_X)}{1-B(\Gamma_F + \Gamma_X)^2}. \quad (1)$$

в которых $S_{21}^F, S_{21}^L, S_{21}^X$ - результаты измерений коэффициентов передачи векторным анализатором цепей, Γ_F - коэффициент отражения, создаваемый фоновыми сигналами, приведенными в референсную плоскость, Γ_L - коэффициент отражения от плоского отражателя, Γ_X - коэффициент отражения от контролируемого объекта. Комплексные функции частоты электромагнитного поля A и B – моделируют влияние электромагнитных характеристик антенн и окружающего пространства на результаты измерений.

Решение системы уравнений (1) относительно искомой величины дает следующее соотношение:

$$\Gamma_X = \frac{\Gamma_L}{S_{21}^L} S_{21}^X \left[\frac{\left(1 - B(\Gamma_F + \Gamma_X)^2\right)}{\left(1 - B(\Gamma_F + \Gamma_L)^2\right)} - S_{21}^F \frac{\left(1 - \frac{S_{21}^X}{S_{21}^L} \frac{\left(1 - B(\Gamma_F + \Gamma_X)^2\right)}{\left(1 - B(\Gamma_F + \Gamma_L)^2\right)}\right)}{\left(1 - \frac{S_{21}^D}{S_{21}^L} - B(\Gamma_L^2 + 2\Gamma_F\Gamma_L)\right)} \right] \quad (2)$$

Полученное соотношение привлекательно тем, что в нем отсутствует неизвестная величина A, а другая неизвестная B даже в случае остронаправленной, а тем более слабонаправленной антенны, во-первых, имеет весьма малое значение, а, во-вторых, является настолько быстроменяющейся функцией частоты, что всего лишь порождает шумоподобную дорожку на фоне медленно изменяющейся искомой величины Γ_X :

$$\Gamma_X(f) = \frac{\Gamma}{S_{21}^L(f)} \left(S_{21}^X(f) - S_{21}^F(f) \frac{\left(1 - S_{21}^X(f)/S_{21}^L(f)\right)}{\left(1 - S_{21}^F(f)/S_{21}^L(f)\right)} \right) \quad (3)$$

Здесь Γ - комплексный коэффициент отражения от плоского отражателя, $\Gamma=-1$, в случае вертикальной, и $\Gamma=+1$, случае горизонтальной поляризации зондирующей электромагнитной волны.

Чтобы убедиться в справедливости, полученного решения, были выполнены измерения контролируемых объектов с помощью остронаправленных антенн.

3. Описание антенного полигона для измерения бистатистического коэффициента отражения

Схема измерительного стенда показана на рисунке 2. На основе измерения коэффициента передачи между активной и пассивной антеннами определяется коэффициент отражения от объекта измерения (бистатистический коэффициент отражения). Расположенное за объектом наклонное зеркало предотвращает попадание

сигналов, отраженных от объектов обстановки в приемную антенну. Для определения параметров стенда в открытом пространстве проводятся измерения коэффициента передачи с металлическим отражателем, установленным вместо объекта, и при отсутствии объекта.

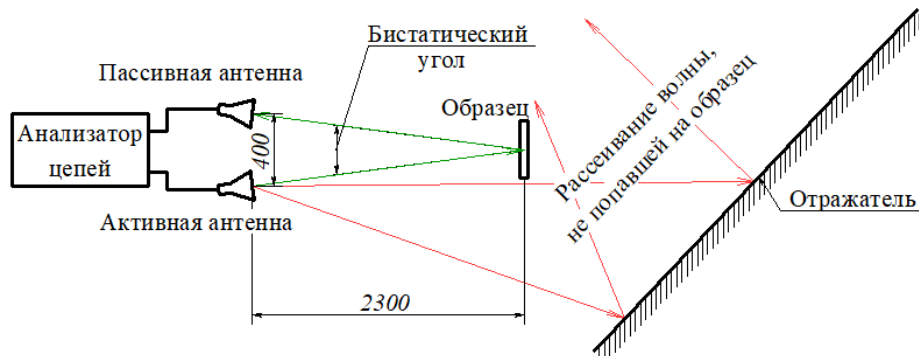


Рисунок 2. Схема измерительного стенда

Для обеспечения точного и стабильного позиционирования антенн разработан стенд, показанный на рисунке 3 и содержащий направляющие из профильных стальных труб сечением 20x40 мм, каретки для продольного смещения и стойки под разные типы антенн. Направляющие закреплены на специальных подставках, одна из которых служит также для размещения калибровочных мер и объектов измерения.

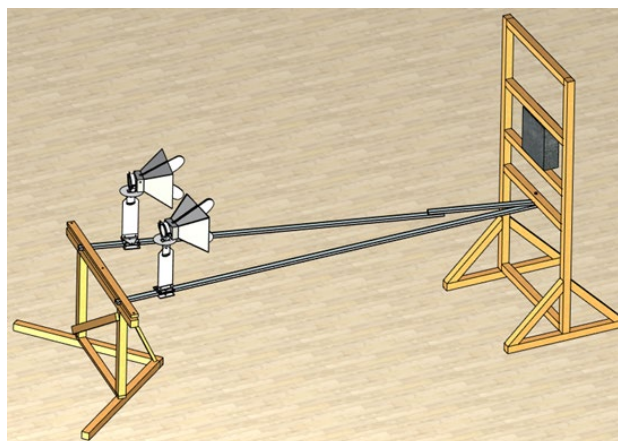


Рисунок 3. Конструкция измерительного стенда

При экспериментах использованы узконаправленные зеркально-рупорные антенны, в качестве которых были использованы антенны спутникового телевидения с переделанным излучателем. Из него были изъят СВЧ приемник, а возбуждение волны осуществлялось штырем, введенным в круглый волновод.

Все измерения выполнялись в диапазоне частот от 10 до 17,8 ГГц анализатором цепей Р4226/3 «Панорама», предварительно откалиброванным в коаксиальном тракте с использованием набора калибровочных мер НКММ-01-01Р производства НПФ МИКРАН.

4. Измерения плоских образцов материалов

При использовании остро направленных, например, параболических, антенн падающая на плоский образец электромагнитная волна формируется в достаточно узком телесном угле, так что освещает лишь ограниченную площадь контролируемого плоского образца или зеркального отражателя. По этой причине дифракционные

явления практически не проявляются и их влиянием на результаты контроля бистатического коэффициента отражения можно пренебречь.

Позиционирование антенн на первом шаге выполнялось с помощью рупорной антенны, как показано на рисунке 4. Рупорная антенна устанавливалась точно в центр предполагаемого пятна, после чего векторный анализатор цепей подключался к одной из параболических антенн и к рупору. По величине коэффициента передачи параболическая антенна фиксировалась в положении, где значение принятого рупорной антенной сигнала было максимальным.

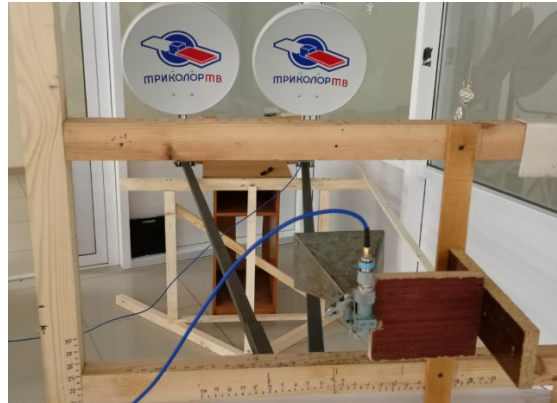


Рисунок 4. Позиционирование параболических антенн с помощью рупорной антенны

Окончательная юстировка антенн выполнялась по результатам полученных диаграмм распределения амплитуды и фазы зондирующей электромагнитной волны. Распределение амплитуды электромагнитного поля зондирующей электромагнитной волны в плоскости позиционирования объектов было получено с помощью измерения узкой металлической пластины, подвешенной вертикально и перемещаемой в горизонтальной плоскости.

На рисунке 5а приведены результаты измерения распределения по горизонтали амплитуды электромагнитного поля зондирующих электромагнитных волн в плоскости позиционирования контролируемых объектов для разных частот. Анализ графика показывает, что амплитуда имеет нормальный характер распределения на всех рассмотренных частотах. На рисунке 5б показано распределение фазы падающей волны по горизонтали в плоскости позиционирования контролируемых объектов для разных частот. На графике вертикальная ось – это радианы. Анализ графика показывает, что в процессе юстировки удалось добиться высокой точности позиционирования антенн и падающая на объект электромагнитная волна является квази-плоской.

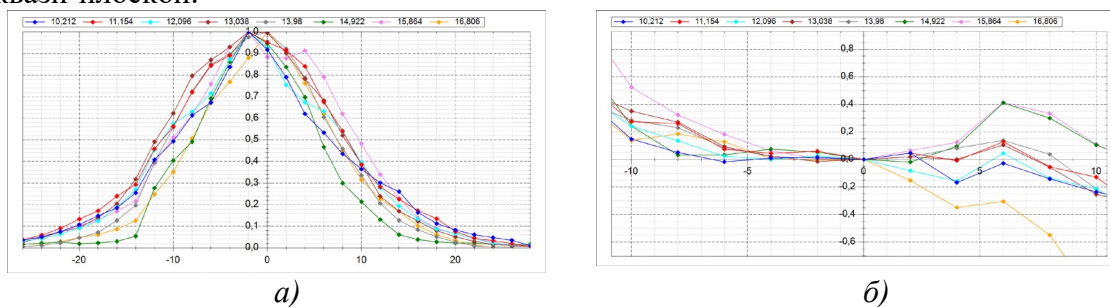


Рисунок 5. Распределение падающей волны для зеркальных антенн: *а* – амплитуды, *б* – фазы

Были измерены бистатические коэффициенты отражения плоских образцов фторопласта-4 разной толщины. Ниже приведено соотношение для бистатического

коэффициента отражения, составленное в соответствии с известными формулами Френеля [3] при наклонном падении плоской волны на границу пластины толщиной d с комплексной диэлектрической проницаемостью $\dot{\epsilon} = \epsilon' - i\epsilon''$ при вертикальной поляризации электрического поля:

$$S_{11} = \frac{\cos \phi - \sqrt{\dot{\epsilon}} \cos \vartheta}{\cos \phi + \sqrt{\dot{\epsilon}} \cos \vartheta} - \frac{4 \cos \phi \cos \vartheta \sqrt{\dot{\epsilon}} \frac{\cos \phi - \sqrt{\dot{\epsilon}} \cos \vartheta}{(\cos \phi + \sqrt{\dot{\epsilon}} \cos \vartheta)^2} \exp(-i4\pi f d \sqrt{\dot{\epsilon}} / (v_0 \cos \vartheta))}{1 - \left(\frac{\cos \phi - \sqrt{\dot{\epsilon}} \cos \vartheta}{\cos \phi + \sqrt{\dot{\epsilon}} \cos \vartheta} \right)^2 \exp(-i4\pi f d \sqrt{\dot{\epsilon}} / (v_0 \cos \vartheta))} \quad (4)$$

Здесь $\phi = 8,085^\circ$ - угол падения, ϑ - угол преломления, который определяется вторым законом Снеллиуса: $\sin \vartheta / \sin \phi = 1 / \sqrt{\epsilon'}$. В таблице 1 приведены полученные значения действительной и мнимой относительной диэлектрической проницаемости для разных толщин образцов. Из таблицы видно, что значения эффективной диэлектрической проницаемости для образцов разных толщин практически совпадают, как и толщины образцов.

Таблица 1. Сравнение параметров образцов фторопласта-4

Образец, мм	$\dot{\epsilon}$					Толщина, мм		
	$\epsilon'_{изм}$	ϵ''	$tg\delta_{изм}$	$\epsilon'_{теор}$	$tg\delta_{теор}$ при 1МГц	d	d_{min}	d_{max}
~6	1,995	0,0038	0,0019	1,9-2,1	(2-2,5) *10 ⁻⁴	5,48	5,34	5,83
~10	1,990	0,0035	0,00175			10,75	10,68	11,4
~20	1,992	0,0035	0,00175			22,480	21,9	22,66

5. Заключение

Предложен новый метод измерения бистатического коэффициента отражения плоских образцов и поглощающих покрытий на фоне помех окружающего пространства. Метод позволяет практически полностью исключить влияние фонового сигнала из результатов измерений.

Метод апробирован на узконаправленных антеннах. Результаты, полученные для хорошо известных материалов, таких как фторопласт-4, совпадают с теоретическими, что подтверждает работоспособность предложенного метода.

Список литературы

1. Меньших Н.Л., Федоров С.А. Уменьшение ошибки позиционирования при измерении бистатического модуля коэффициента отражения // VII Всероссийская микроволновая конференция – 2020 - 2020., С. 363-366
2. В.И. Евсеев Методы и средства контроля параметров объектов в нестандартных волноведущих системах и в открытом пространстве. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. - Нижний Новгород, НГТУ им. Р.Е. Алексеева. -2021
3. В.В. Никольский Электродинамика и распространение радиоволн. М.: Наука: Физматлит, 1978.