

**Министерство образования Российской Федерации
Научно-исследовательский радиофизический институт
(НИРФИ)**

Препринт № 489

**ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТЕЙ
МНОГОЧАСТОТНОГО МЕТОДА
ДЛЯ АНТЕННЫХ ИЗМЕРЕНИЙ
В БЕЗЭХОВОЙ КАМЕРЕ**

А.В.Калинин

**Нижний Новгород
2004**

Калинин А.В.

**ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТЕЙ
МНОГОЧАСТОТНОГО МЕТОДА
ДЛЯ АНТЕННЫХ ИЗМЕРЕНИЙ В БЕЗЭХОВОЙ КАМЕРЕ //**

Препринт № 489. – Нижний Новгород: НИРФИ. 2004. – 32с.

УДК 621.396.67

Рассматриваются возможности многочастотного способа антенных измерений, заключающегося в регистрации комплексных значений поля антенны на ряде частот и последующем Фурье-преобразовании данных с переходом во временную область с целью разделения полезного сигнала и помех, вызванных рассеянием. Приведены результаты использования метода на действующей установке для антенных измерений в БЭК как для определения источников и уровней рассеянного поля, так и для измерения характеристик антенн с повышенной точностью.

Введение.

При разработке методов антенных измерений большое внимание традиционно уделяется способам уменьшения влияния рассеяния в измерительной установке и на окружающих предметах [1, 2]. С повышением требований к точности и динамическому диапазону измерений потребность в подобных методах значительно возрастает. Одним из таких способов, по видимому, наиболее наглядным, является метод измерения характеристик антенн во временной области, или т.н. времяимпульсный метод [см., например, 2-7]. Применение в качестве зондирующего сигнала нано- пикосекундных импульсов и соответствующего временного окна дает возможность существенно ослабить влияния паразитного рассеяния. Для определения параметров антенны в частотной области выполняется преобразование Фурье измеренных временных откликов, при этом исследуемые характеристики (диаграмма направленности (ДН) и др.) могут быть восстановлены на частотах, входящих в спектр зондирующего импульса*. В последние годы данный метод разрабатывался для измерений как в дальней [4, 5], так и в ближней зоне [6, 7]. К недостаткам времяимпульсного способа можно отнести, в первую очередь, необходимость использования специального, нестандартного для антенных измерений оборудования (генератора сверхкоротких импульсов, стробоскопического осциллографа и пр.). Кроме того, до настоящего времени остаются недостаточно исследованными погрешности данного способа, особенно при измерениях низких уровней ДН ($-30 \dots -40$ дБ и ниже), немногочисленны также и экспериментальные работы, демонстрирующие высокую точность измерений в широком динамическом диапазоне.

Для испытания радиотехнической аппаратуры, в частности для измерения характеристик антенн, широко используются

* Для некоторых типов антенн собственный интерес представляют характеристики во временной области; в данной работе этот вопрос не рассматривается.

[8–10] безэховые камеры (БЭК) – помещения, внутренние стены которых облицованы радиопоглощающим материалом (РПМ) с целью уменьшения отражений и создания в камере (или в ее части, т.н. «безэховой зоне») условий, приближенных к условиям свободного пространства. При создании и эксплуатации БЭК необходим контроль качества безэховости. Существуют различные методики аттестации БЭК и РПМ [8, 10–15], позволяющие определять источники и уровни отражений и принимать меры к их уменьшению. В частности, для этого широко применяются различные способы измерений во временной области [8, 12–14]. С использованием разработанных методик аттестации удается добиваться низких уровней рассеяния в БЭК (т.н. коэффициент безэховости достигает значений 40...50 дБ и выше [8,11,14]), что позволяет проводить измерения характеристик антенн в таких камерах с достаточно высокой точностью. Однако методы аттестации БЭК не предназначены для выявления рассеянных сигналов непосредственно при измерениях характеристик антенн. Как правило, аттестация выполняется в «пустой» БЭК – до монтажа отдельных элементов измерительной установки (поворотных устройств, сканеров и пр.). При аттестации используются специальные измерительные антенны [8,10–12,14], перемещение которых внутри камеры осуществляется по траекториям, отличающимся от траекторий движения испытываемой антенны при измерении ее характеристик [8,11,14]. Все это может приводить к существенному отличию параметров рассеяния, измеренных при аттестации БЭК, от их реальных уровней и распределений при антенных измерениях.

Для измерения характеристик антенн с повышенной точностью, а также для определения уровней и пространственного распределения помех, обусловленных рассеянием в измерительной установке, был предложен многочастотный способ [16], предусматривающий измерение комплексных значений поля антенны на ряде частот и последующее преобразование Фурье данных с переходом во временную область, где при оп-

ределенных условиях возможно разделение составляющих измеренного сигнала. Данный метод является альтернативой измерениям во временной области, он обладает теми же возможностями, но реализуется на стандартной аппаратуре для антенных измерений в частотном диапазоне (амплифазометр, синтезатор частот). Подобные методики широко применяются при исследовании параметров СВЧ трактов и устройств, радиолокационных характеристик объектов (см., например, [17–19]), использовались и при аттестации некоторых типов РПМ [13].

В работах [20,21] были рассмотрены особенности многочастотных измерений в ближней зоне зеркальной параболической антенны, приводились результаты апробации метода на семи-метровой антенне.

В данной работе рассматриваются многочастотные методики на примере установки для антенных измерений методом дальней зоны в БЭК. Приведены результаты экспериментального исследования возможностей способа как для определения параметров рассеянного поля, так и для измерения характеристик антенн.

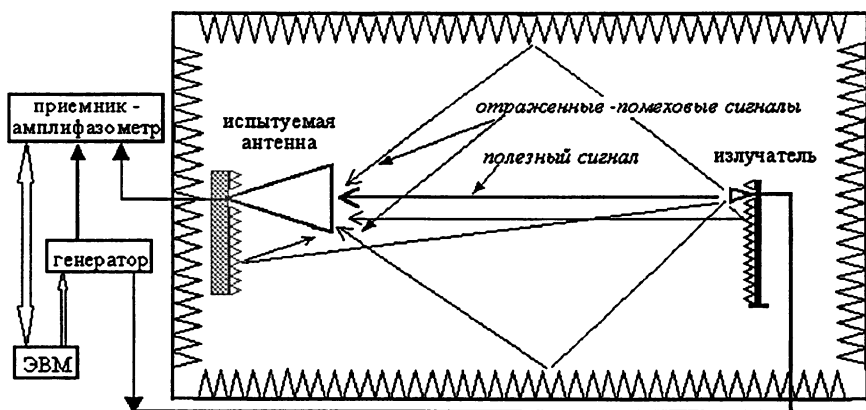


Рис. 1.

1. Многочастотный метод антенных измерений

На рис 1 показана блок-схема установки для измерения характеристик антенн в дальней зоне. Испытуемая антенна (ИА) работает на прием, а вспомогательная антенна (зонд) используется для излучения сигнала генератора. Сканирование диаграммы направленности (ДН) осуществляется путем вращения ИА относительно зонда. Для определенных взаимных пространственных положений антенны и зонда приемник измеряет отношение уровней и разность фаз между выходным сигналом ИА и опорным сигналом, передаваемым по закрытому СВЧ тракту.

При наличии рассеяния исследуемая антенна кроме полезного сигнала, приходящего непосредственно от излучателя, принимает также и помеховые сигналы, переотраженные от элементов измерительной установки и от стен БЭК. В этом случае сигнал на выходе ИА может быть представлен в виде суммы нескольких составляющих, распространяющихся от излучателя разными путями,

$$E_{\text{изм}}(\omega) = A(\omega)e^{i\varphi(\omega)} \sum_k a_k(\omega) e^{i\frac{\omega}{c}r_k}, \quad (1)$$

где $A(\omega)$ и $\varphi(\omega)$ – амплитуда и фаза излучаемого сигнала на частоте ω ; $a_k(\omega)$ – коэффициент передачи k -й составляющей, r_k – разность путей распространения k -й составляющей в измерительном и опорном трактах, включая линии передачи и свободное пространство.

Многочастотный способ измерений [16,20] представляет собой синтез во временной области отклика исследуемой антенны на широкополосный сигнал, реализуемый путем регистрации выходных сигналов ИА в диапазоне частот и последующего Фурье-преобразования измеренных данных с переходом во временную область:

$$S(t) = \int E_{\text{изм}}(\omega) e^{-i\omega t} d\omega. \quad (2)$$

При этом во временной области происходит разделение составляющих с разным временем распространения:

$$S(t) = \sum_k S_k \left(t - \frac{r_k}{c} \right) = \sum_k \int A(\omega) a_k(\omega) e^{i(\varphi(\omega) - \omega \left(t - \frac{r_k}{c} \right))} d\omega . \quad (3)$$

Компоненты $S_k(t)$ отличны от нуля лишь в некотором интервале времен Δt_k . Например, длительность полезного сигнала определяется разностью максимального и минимального времени распространения сигнала от излучателя до различных участков апертуры ИА. Поэтому, если длительность полезного сигнала меньше возможных времен запаздывания помех, происходит разделение этих составляющих.. В полученной зависимости $S(t)$ распознавание полезных составляющих (соответствующих «истинному» полю ИА) производится с учетом известной геометрии измерительной установки. По задержке помеховых составляющих могут быть определены источники рассеяния. Относительные значения амплитуд помеховых компонентов определяются уровнем отражения от отдельных частей установки.

Для фиксированного углового положения ИА ее «истинное» поле на частотах измерений может быть определено путем фильтрации (в простейшем случае, зануления) компонентов $S_k(t)$, соответствующих помехам, и выполнения обратного преобразования Фурье. Подобным же образом (при фильтрации компонентов, соответствующих «истинному» полю ИА) может быть определено значение рассеянного поля на рабочих частотах.

Проведение рассмотренной процедуры для всех соответствующих взаимных пространственных положений излучателя и ИА (во всем секторе измерения ДН) позволяет определить характеристики ИА с повышенной точностью, либо определить погрешность, вносимую рассеянием в измерения на данной установке обычным, одночастотным методом.

2. Измерительная установка

Измерения проводились в БЭК размером около 6×3×3 метра. По данным аттестации, выполненной т.н. методом КСВ (см., например [8]), коэффициент безэховости этой БЭК на частотах выше 1 ГГц превышает 40 дБ

Размещенный в камере серийный измерительный стенд разработки фирмы ORBIT предназначен для проведения автоматизированных антенных измерений в дальней и ближней зонах в частотном диапазоне от 1 до 50 ГГц. Технические характеристики стендов данной фирмы могут быть найдены по Интернет адресу <http://www.orbitfr.com>. При измерениях в дальней зоне блок-схема установки соответствует показанной на рис. 1. Испытуемая антенна располагается на поворотном устройстве, с возможностью вращения вокруг вертикальной оси (по азимуту) и вокруг горизонтальной оси, совпадающей с осью ИА. Излучатель (зонд) устанавливается на планарном сканере, обеспечивающем его перемещение в вертикальной плоскости по двум ортогональным осям*. Внешний вид сканера показан на рис. 2. Для измерений в частотном диапазоне 1–18 ГГц в качестве зондов используются стандартные рупора типа открытого конца волновода, показанные на рис. 3. На стенде используется микроволновый приемник HP8530A, а в качестве источника сигнала – синтезатор частот HP83651B. Эти приборы обладают высоким быстродействием и чувствительностью и позволяют выполнять высокоточные автоматизированные измерения как на отдельных частотах, так и в диапазоне частот (описание приборов см. по адресу <http://www.agilent.com>).

Программное обеспечение стенда (разработки ORBIT) предназначено для управления измерениями на одной частоте, или на ряде частот, а также для определения по измерениям в дальней или ближней зоне антенны на одной частоте коэффициента усиления и сечения ДН с вычислением параметров главного и боковых лепестков.

* При измерениях в дальней зоне возможности перемещения зонда используются для его первоначальной юстировки относительно ИА, во время измерений зонд неподвижен.

При многочастотных измерениях использовалось только штатное оборудование и программа управления. Обработка данных выполнялась в системе MATLAB.

В качестве исследуемых антенн применялись несколько стандартных пирамидальных рупоров частотных диапазонов от 1 до 18 ГГц.

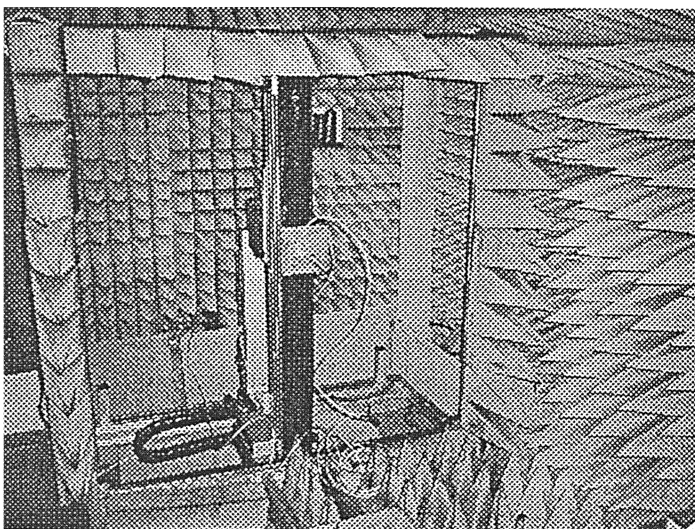


Рис. 2.

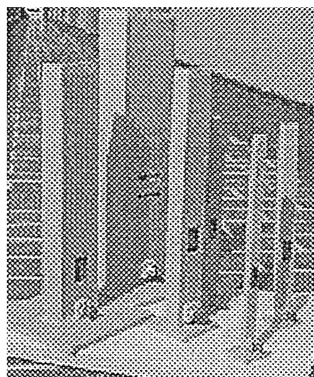


Рис. 3.

3. Методика измерений и обработки

Для фиксированного углового положения ИА θ на дискретных частотах $f_n = f_0 + \Delta f \cdot n$, $n=0, 1, \dots, (N-1)$ регистрируется выходной сигнал приемника $U_{\text{изм}}(f_n)$, который по аналогии с (1) можно представить в виде

$$U_{\text{изм}}(f_n) = A(f_n) \sum_k a_k(f_n) e^{i2\pi \frac{\Delta f}{c} r_k}. \quad (4)$$

По окончании измерений для каждого θ вычисляется дискретное преобразование Фурье измеренных массивов $U_{\text{изм}}(f_n)$ с использованием алгоритма БПФ:

$$S(t_m) = \sum_{n=0}^{N-1} U_{\text{изм}}(f_n) \times \exp(-i2\pi n m / N), \quad (5)$$

$$t_m = m / (N\Delta f), \quad m=0, 1, \dots, N-1.$$

Дискрет частоты Δf и их число N должны выбираться из следующих соображений. Дискрет Δf определяет длительность временного интервала t_{max} , на котором может быть восстановлен сигнал $\mathbf{S}(t)$: $t_{\text{max}} = 1/\Delta f$. Максимальная задержка компонентов измеряемого сигнала определяется наибольшей разностью хода в опорном и измерительном трактах, включая линии передачи и свободное пространство. Для рассматриваемой схемы появление во временной области компонентов с задержками, меньшими чем у полезного сигнала, может быть обусловлено лишь дефектами СВЧ тракта. При отсутствии подобных дефектов допустим перенос части компонентов в область меньших задержек (сдвиг временного окна на задержку полезного сигнала). Соответственно, дискрет перестройки частоты должен определяться, исходя из максимально возможной разности хода полезных и помеховых компонентов $\Delta f < 1/\Delta t_{\text{max}}^k$. Если предположить, что $\Delta c t_{\text{max}}^k$ не превышает удвоенного наибольшего линейного размера камеры (12 метров), то дискрет частоты должен удовлетворять условию $\Delta f \leq 25$ МГц. С учетом ко-

нечного разрешения по времени дискрет частоты должен быть несколько меньше.

Число частот N и, соответственно, полоса $\Delta f \cdot (N-1)$ определяет разрешение во временной области, которое должно соответствовать цели измерений. Для измерения характеристик антенны необходимо разрешение порядка минимальной разности хода полезных и помеховых компонентов. Для выявления источников рассеяния разрешение должно определяться, исходя из минимально возможной разности хода помех. Очевидно, что ограничение на выбор полосы частот может наложить АЧХ СВЧ тракта установки. Кроме того, необходимо учитывать то, что приемник HP8530A в используемом режиме измерений в полосе частот имеет ограничение на их количество: $N \leq 801$.

С учетом изложенного, многочастотные измерения выполнялись с дискретом по частоте Δf от 6 до 20 МГц и числе частот N от 400 до 800. Интервал, на котором восстанавливался сигнал во временной области, составлял от 166 до 50нс (от 50 до 15 м), разрешение по времени – порядка 100...300пс (в пространстве 3...10 см).

Продолжительность измерения одного сечения ДН (порядка сотни угловых положений ИА) составляла около одного часа.

Ограничение полосы частот и дискретизацию измерений можно представить как умножение исследуемого сигнала на прямоугольное весовое окно $K(n)=1, n=0, \dots, N-1$. При этом, как известно (см., например, [23]), восстановленное во временной области распределение $S(t_m)$ равно свертке «истинного» распределения $S(t)$ с функцией $D_N(t)$ (ядром Дирихле):

$$S(t_m) = S(t) * D_N(t), \quad D_N(t) = \exp(i\pi t \Delta f) \times \frac{\text{Sin}(\pi N t \Delta f)}{\text{Sin}(\pi t \Delta f)}. \quad (6)$$

Уровень первого бокового лепестка функция $D_N(t)$ составляет -13 дБ, в результате чего в восстановленной зависимости $S(t_m)$ могут стать неразличимы слабые помеховые компоненты вблизи сильного полезного сигнала. Поэтому для лучшего

разделения во временной области полезных и помеховых компонентов применялись весовые окна – перед выполнением БПФ массив $E_{\text{изм}}(f_n)$ умножался на функцию окна $K(f_n)$. Как известно [22,23], использование весовых окон приводит к снижению разрешения, но позволяет более точно выявлять слабые линии спектра вблизи сильной линии (за счет подавления боковых лепестков сильного сигнала). Нами рассматривалась возможность использования т.н. косинусных окон – Хэмминга, Ханна и нескольких окон Блэкмана [22,23] с разным уровнем боковых лепестков их Фурье-образов, показанных на рис. 4. Для оценки уровней боковиков реальных импульсов, синтез которых возможен на данной установке, проводились вспомогательные измерения, в которых СВЧ тракт зонда соединялся с трактом ИА дополнительным кабелем – из схемы были исключены зонд, ИА и излучение в свободное пространство. Результат – амплитуда сигнала во временной области при измерениях в полосе частот 5 ГГц– показан на рис. 5 для тех же четырех весовых окон.

Представленный результат демонстрирует, что в проводимых на данной установке измерениях целесообразно использовать весовые окна с уровнем боковых лепестков порядка –60 дБ. Использование окон с более глубоким подавлением боковых лепестков (как у окна Блэкмана–Хэрриса с номером 2, уровень первого боковика менее –90 дБ) нецелесообразно, т.к. подобный импульс не может быть практически синтезирован на данной аппаратуре, по-видимому, из-за конечной точности измерений значений амплитуды и фазы. Этот вывод подтвердили также результаты применения весовых окон для выявления структуры и уровней помеховых сигналов, представленные в следующем разделе. Наиболее подходящим для проведенных измерений представляется использование весового окна Блэкмана–Хэрриса под номером 1, имеющего вид

$$K(n)=0,40217-0,49703\text{Cos}(2\pi n/N)+0,09392\text{Cos}(4\pi n/N) - \\ -0,00183\text{Cos}(6\pi n/N), \quad n=0,1,\dots,N-1.$$

Экспериментальные результаты, рассматриваемые в следующем разделе, получены с использованием этого окна.

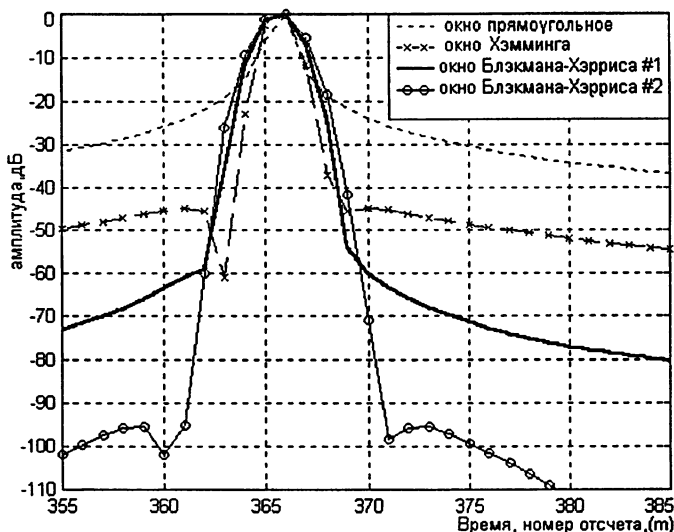


Рис. 4. Фурье-образы прямоугольного окна и нескольких косинусных окон.



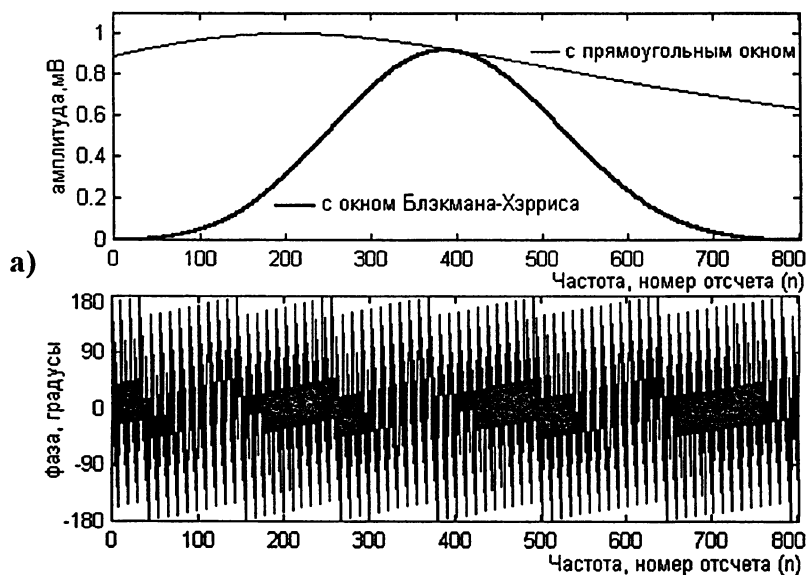
Рис. 5. Амплитуда импульсов во временной области, синтезированных с «закольцованным» СВЧ трактом, при разных весовых окнах в частотной области.

Зависимость, показанная на рис. 5, практически представляет собой зондирующий импульс, синтезируемый в многочастотных измерениях (за исключением учета ЧХ зонда). Как известно (см., например, [6, 20, 24]), выходной сигнал ИА при широкополосных измерениях является сверткой зондирующего импульса и импульсной переходной характеристики ИА. Для коротких импульсов длительность отклика ИА (в единицах ct) определяется размерами ее апертуры. В нашем случае длительность импульса сравнима (или превышает) размер апертуры антенны. Соответственно, длительность отклика ИА в рассматриваемых измерениях определяется суммой ширины зондирующего импульса и размера апертуры ИА и составляет порядка нескольких десятков сантиметров.

Очевидно, что использование спадающих весовых окон приводит к потере информации на краях диапазона при восстановлении частотной зависимости полезного или помехового сигналов путем обратного преобразования Фурье части массива $S(t_m)$ (после соответствующей фильтрации). Однако необходимо заметить, что и без весовых окон при восстановлении частотной зависимости по фильтрованным во временной области данным возникают осцилляции на краях диапазона, приводящие в конечном итоге к искажениям уровней ДН или помех на крайних частотах. Амплитуда этих осцилляций и размер частотной области, в которой сигнал восстанавливается с искажениями, зависит от ширины фильтра во временной области. При сужении временного фильтра до нескольких дискретов (до единиц $\times 1/(\Delta f N)$) отмеченные искажения становятся заметны в значительной части рабочей полосы частот. Можно показать, что для плавной частотной зависимости использование спадающего весового окна существенно уменьшает эти осцилляции и расширяет размер центральной области частотного диапазона, в которой сигнал восстанавливается с приемлемыми искажениями. На рис. 6 представлены некоторые результаты моделирования, выполненного при параметрах, соответствующих рассматриваемому эксперименту. Ре-

результаты демонстрируют, что для прямоугольного весового окна ошибки восстановления частотных зависимостей становятся существенными во всем рабочем частотном диапазоне при ширине фильтра во временной области порядка десятка дискретов. Использование весового окна Блэкмана-Хэрриса позволяет уменьшить ширину временного фильтра до 3–4 дискретов с сохранением высокой точности восстановления АЧХ. Дальнейшее сужение временного фильтра приводит к заметному увеличению погрешности.

Вопрос о точности восстановления сигнала при наличии осцилляций или провалов в частотной зависимости (возможной, например, при измерениях в направлении боковых лепестков ДН) требует дополнительного рассмотрения.



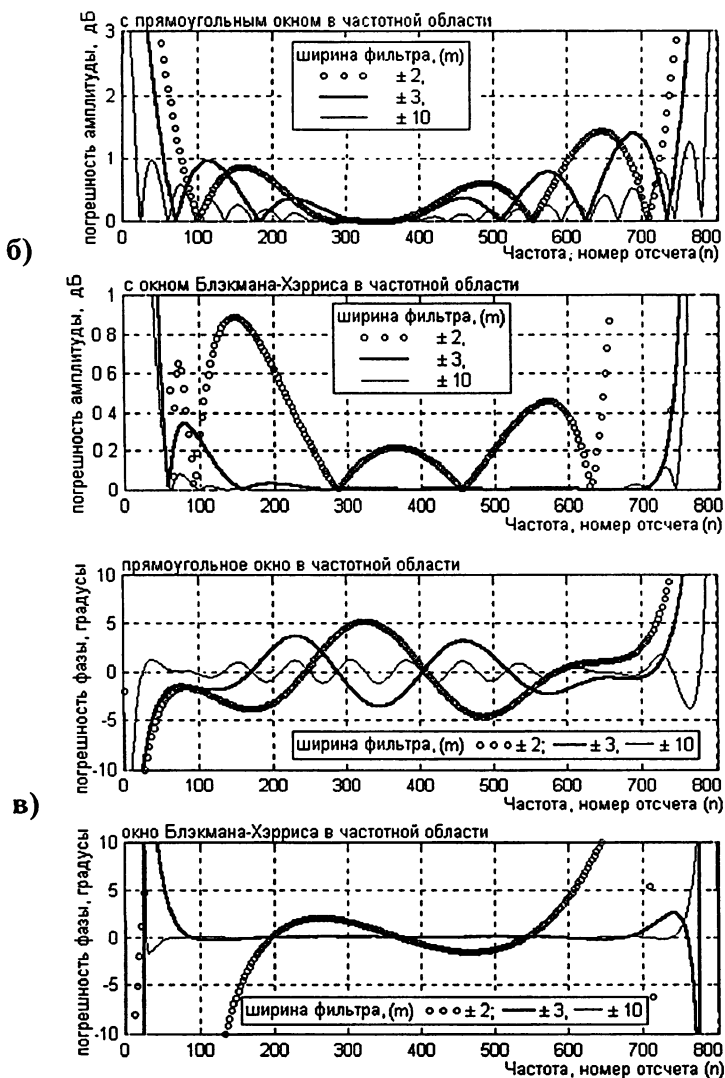


Рис. 6. Результаты моделирования восстановления частотных зависимостей сигнала при двух весовых окнах в частотной области и нескольких значениях ширины фильтра во временной области: а) исходная модель – ЧХ эквивалентного RCL контура со смещенной центральной частотой и полосой по уровню -3 дБ порядка ширины частотного диапазона измерений; б) погрешность восстановления амплитуды; в) погрешность восстановления фазы.

4. Экспериментальные результаты

Возможности многочастотного способа были исследованы экспериментально в нескольких диапазонах на частотах от 1 до 18 ГГц при измерении характеристик стандартных пирамидальных рупоров различных типов и размеров. Приводимые ниже результаты относятся, в основном, к измерениям в полосе частот около 7...12 ГГц с ИА – рупором с размером раскрыва 50×75мм и зондом - излучателем типа открытого конца волновода длиной 30 см и сечением 23×10 мм.

4.1. Исследование рассеянных полей

На рис. 7 показана частотная зависимость амплитуды и фазы сигнала, измеренного в полосе 7.78...12.58 ГГц с дискретом 6 МГц при угловом положении ИА, соответствующем максимуму ее ДН. Вычисленное через преобразование Фурье распределение компонентов сигнала во временной области представлено на рис. 8а. Пунктирной линией показан результат, полученный при прямоугольном окне в частотной области, сплошной линией – с использованием спадающего весового окна. На рис. 8б показана в увеличенном масштабе центральная часть этого же распределения. Приведенные здесь и далее временные зависимости демонстрируют эффективность использования спадающего весового окна в частотной области для разделения компонентов измеренного сигнала.

Осцилляции в АЧХ, представленной на рис. 7, обусловлены наличием в измеряемом сигнале нескольких составляющих сравнимого уровня. Временные зависимости, представленные на рис. 8, демонстрируют распределение этих компонентов. Полно собственно исследуемого рупора (полезный сигнал) соответствуют компоненты с задержками вблизи $ct \approx 21$ метр. Все последующие локальные максимумы связаны с паразитными переотражениями. Наибольший уровень из помеховых (около -7 дБ) имеет максимум с задержкой 60 см относительно полезного сигнала, равной удвоенной длине зонда. Следовательно, данная помеха идентифицируется как обусловленная

переотражением излученного зондом сигнала от элементов крепления в его основании (см. рис. 2 и 3).

Для проверки предположения об источнике отмеченной помехи основание крепления зонда на вертикальной стойке сканера было дополнительно укрыто РПМ. Полученные после этого частотные и временные зависимости измеряемого сигнала (для направления максимума ДН) представлены на рис. 9 и 10*. В измеренной АЧХ существенно уменьшилась амплитуда осцилляций. Во временной области наблюдается значительное ослабление компонентов с соответствующей задержкой. Можно отметить также изменение структуры последующих паразитных максимумов, исчезновение отдельных парных пиков.

Последующие измерения в БЭК проводились после устранения отмеченного дефекта укрытия РПМ стойки крепления зонда.

На рис. 11 показаны восстановленные распределения сигналов во временной области для нескольких угловых положений ИА, соответствующих различным уровням ее ДН (сечение ДН данного рупора на одной из рабочих частот приведено на верхнем графике следующего рисунка).

Представленные на рис. 10, 11 временные зависимости демонстрируют, что все заметные рассеянные сигналы сосредоточены в интервале задержек порядка 10 метров относительно полезного сигнала (что примерно соответствует удвоенному размеру БЭК вдоль ее оси, совпадающей с направлением излучения зонда). Вне указанного интервала можно отметить лишь компоненты с задержкой около 20 и 24 метров и уровнем порядка – 65 дБ (см. рис. 8а и 10а). Возможно, эти дальние помехи обусловлены многократными переотражениями между торцевыми стенами БЭК. Если пренебречь помехами столь низкого уровня, ограничившись анализом сигналов с относительным уровнем выше –60 дБ, то можно увеличить дискрет перестрой-

* Здесь и далее представлены временные зависимости, полученные с использованием спадающего весового окна в частотной области.

ки частоты до 10...20 МГц, что иллюстрируют приведенные на рис. 11–13 результаты, полученные с дискретом 12 МГц.

Внутри отмеченного выше интервала задержек наблюдается значительное число рассеянных сигналов. При измерениях вблизи максимума ДН относительный уровень отдельных помеховых компонентов составляет от $-25...-35$ дБ (с задержками 0.3...1 м) до $-40...-45$ дБ (компоненты с задержками до 10 м). При измерениях низких уровней ДН амплитуды отдельных помеховых компонентов становятся сравнимы с полезным сигналом (см. рис. 12). С учетом величины запаздывания можно предположить, что наиболее близкие помеховые составляющие (с задержками до 1 м) обусловлены рассеянием на конструкциях расположенных вблизи излучающего зонда (в первую очередь, на сканере). Помехи с большими задержками связаны как с отражениями от боковых стен БЭК, так и с многочисленными переотражениями вдоль оси БЭК от элементов измерительной установки (сканера, ОПУ) и торцевых стен.

Для оценки уровня рассеянного поля на рабочих частотах вычислялось обратное преобразование Фурье по части временной зависимости, соответствующей помехам. С целью определения суммарного уровня рассеянного поля, влияющего на точность измерения ДН, обратное БПФ выполнялось по компонентам во временной области с задержками от 0.3 до 24,5 метров относительно полезного сигнала. Исследовались также уровни рассеянного поля на рабочих частотах, обусловленного отдельными группами помеховых компонентов (с задержками в определенном интервале). Пример восстановленных угловых распределений рассеянных полей на одной из рабочих частот показан на рис. 12. Для сравнения на верхнем графике этого рисунка показано измеренное сечение ДН на той же частоте. Распределения рассеянных полей представлены каждое для двух измерений, отличающихся (незначительно) расположени-

ем потенциальных источников рассеяния вблизи излучающего зонда*.

С учетом результатов, показанных на рис. 12 можно сформулировать некоторые выводы относительно уровней и источников рассеяния при проведенных измерениях:

- При угловых положениях ИА в секторе порядка ± 90 градусов от направления на излучатель суммарный уровень рассеянного поля примерно на 20 дБ ниже уровня полезного сигнала (подтверждением этого является также наличие осцилляций порядка 10 % в АЧХ, представленной на рис. 9); при больших углах поворота ИА относительный уровень рассеянного поля возрастает и становится сравним с уровнем полезного сигнала (рис. 12б).
- Практически во всем рассматриваемом интервале задержек присутствуют помеховые компоненты, связанные с переотражениями вдоль оси БЭК. Об этом свидетельствует то, что в центральном угловом секторе измерений уровень помех, в основном, пропорционален уровню полезного сигнала – на всех восстановленных угловых зависимостях рассеянных полей имеются максимумы вблизи центрального направления; характерный размер этих максимумов соответствует ширине главного лепестка ДН ИА. Можно выделить сигналы с разными задержками, угловые зависимости которых практически повторяют на более низком уровне измеренную ДН. Пример такого сигнала (с задержками порядка 0,6 м) показан на рис. 12в.

Преобладание переотражений вдоль оси излучения приводит к тому, что основные помехи приходят к ИА с того же направления, что и полезный сигнал, пропорциональны его уровню, и поэтому не приводят к значительным искажениям сечений ДН на отдельных частотах, несмотря на относительно высокий уровень рассеянного поля (порядка -20 дБ). Однако эти помехи искажают АЧХ и могут вызывать боль-

* В обоих случаях условия измерений были «штатными» – дополнительные источники рассеяния в камере не устанавливались

шие погрешности, например при измерениях методом ближней зоны.

Кроме того, в измеряемом сигнале наблюдаются помехи, приходящие с других угловых направлений. В интервале задержек 1.5...3.5 метра есть помехи, обусловленные рассеянием на боковых стенах и на элементах установки, расположенных вблизи излучателя. На угловую зависимость соответствующего сигнала (рис. 12г) заметно влияет положение источников рассеяния вблизи излучателя; при больших углах поворота ИА уровень этих помех существенно ослабевает. В интервале задержек 5...10м присутствуют помехи, обусловленные переотражениями от задней, по отношению к ИА, стены БЭК. Угловая зависимость соответствующего сигнала (рис. 12д) слабо зависит от расположения предметов вблизи излучателя; при больших углах поворота ИА уровень этого сигнала значительно возрастает.

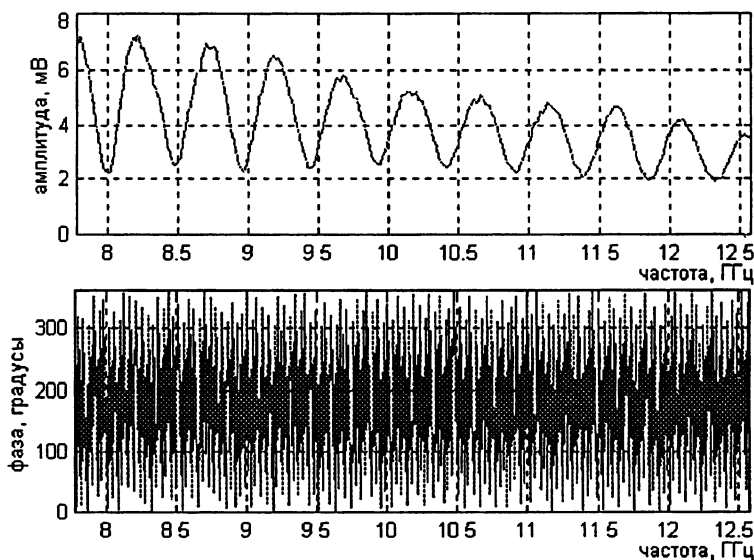


Рис. 7.

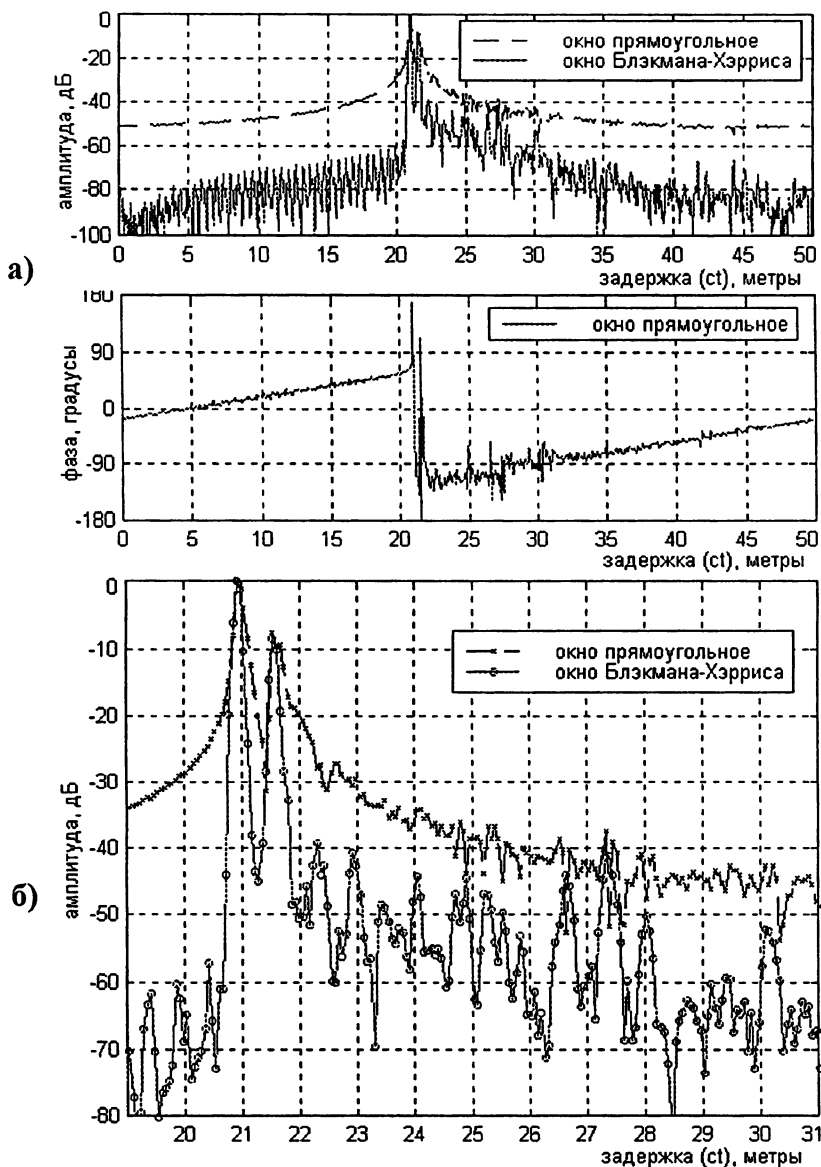


Рис. 8. Распределение амплитуд и фаз компонентов сигнала во временной области, соответствующее данным измерений, показанным на рис. 7: а) в пространственной области 50 м, б) в центральной части этой области в увеличенном масштабе.

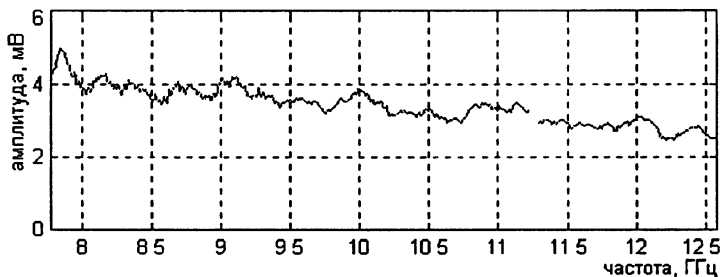


Рис. 9. АЧХ сигнала, измеренного после устранения выявленных дефектов укрытия РГМ стойки крепления излучателя.

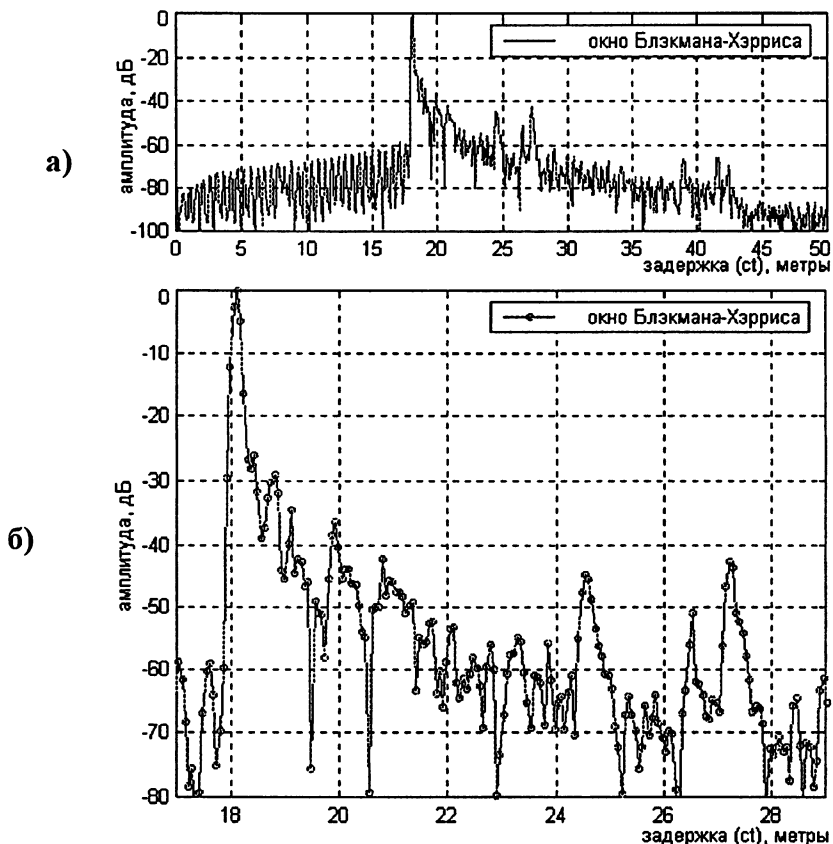


Рис. 10. Распределение амплитуд компонентов сигнала во временной области, соответствующее данным измерений, показанным на рис. 9: а) в пространственной области 50 м, б) в центральной части этой области.

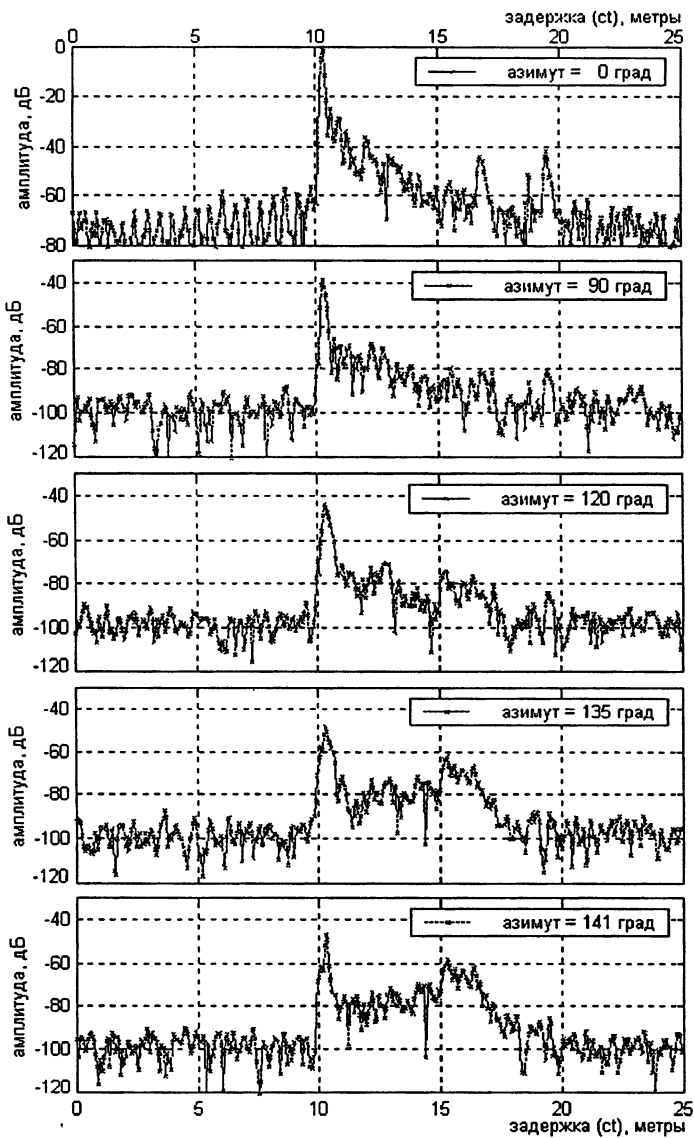


Рис. 11.

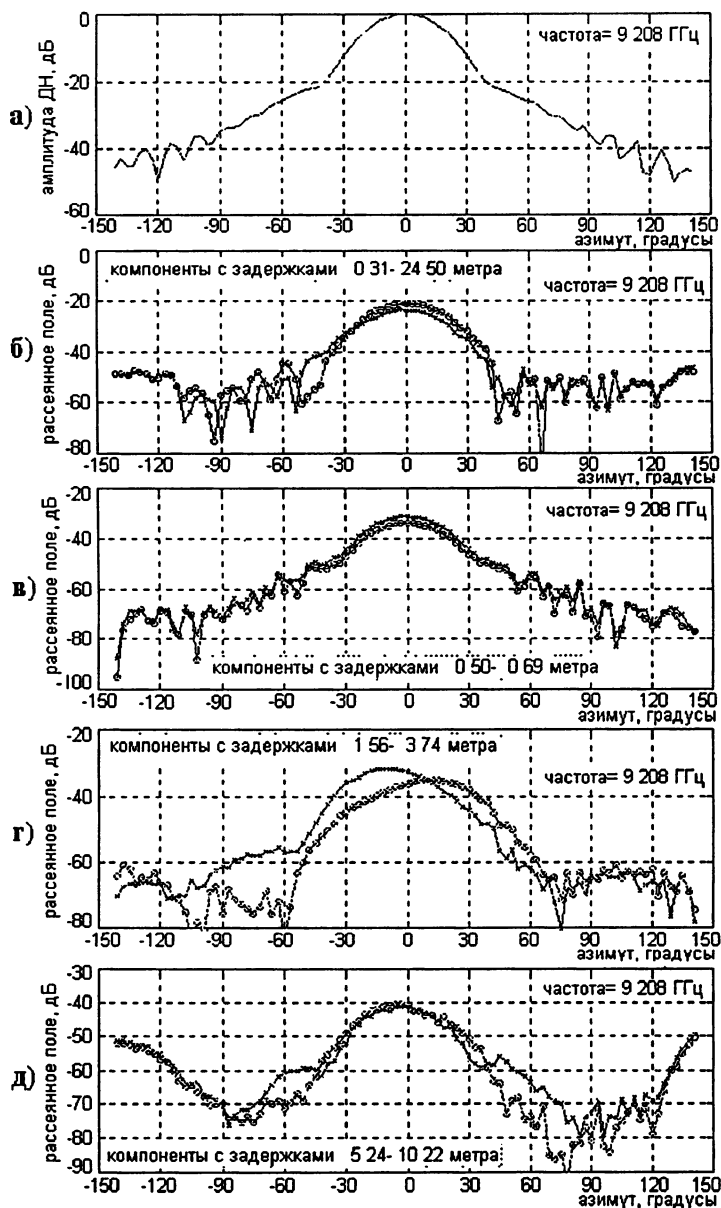


Рис. 12. ДИ ИА на одной из частот измерений и угловые зависимости рассеянных полей, обусловленных компонентами с различными временными задержками относительно полезного сигнала.

4.2. Измерение диаграммы направленности антенны

Для восстановления характеристик ИА на рабочих частотах вычисляется обратное преобразование Фурье от части распределения во временной области, соответствующей полезному сигналу – полю антенны. В предыдущем разделе было показано, что задержка ближайших помех относительно полезного сигнала составляет порядка 30...60 см. Для того чтобы подавить эти и более дальние помехи и определить «чистое» поле антенны, необходим довольно узкий фильтр во временной области. При рассмотрении методики измерений отмечалось, что сужение временного фильтра приводит к искажениям восстановленных значений амплитуды и фазы на краях рабочего диапазона частот.

Для оценки полосы частот, в которой эти искажения можно считать несущественными, проводилось сравнение восстановленных частотных зависимостей с измеренными. При этом использовались экспериментальные данные как с относительно плавными АЧХ (при измерениях вблизи направления максимума ДН), так и данные с провалами в АЧХ – при измерениях в направлениях боковых лепестков ДН. На рис. 13 показаны для нескольких угловых положений ИА амплитудные зависимости измеренного сигнала и восстановленного при разной ширине фильтра во временной области.

Представленные результаты демонстрируют, что при прямоугольном окне и указанных параметрах временного фильтра значительные искажения амплитудной зависимости наблюдаются даже в направлении максимума ДН. С использованием весового окна Блэкмана–Хэрриса искажения в центральной части частотного диапазона становятся очевидными при сужении временного фильтра до размеров порядка ± 2 дискрета ($ct \sim 25$ см). При ширине фильтра $\pm 3 \dots \pm 4$ дискрета ($ct \sim 40 \dots 50$ см) представляется возможным пренебречь искажениями при восстановлении характеристик ИА в центральной части (около 50%) рабочего диапазона частот – в полосе порядка 9...11,5 ГГц. Расширение временного фильтра приводит к постепенно-

му приближению восстановленной частотной зависимости к измеренной (в центральной части частотного диапазона).

На рис. 14 показано сравнение сечения ДН пирамидального рупора с раскрывом 50×75 мм, измеренного на одной из центральных частот рабочего диапазона и восстановленного на этой же частоте многочастотным методом с фильтром шириной ≈ 40 см (± 3 дискрета от максимума полезного сигнала, см. рис. 10, 11).

На рис. 15 представлено такое же сравнение для пирамидального рупора с размером апертуры 140×240 мм (использовано пространственное окно ≈ 50 см – ± 4 дискрета). Надо отметить, что эти измерения были выполнены до устранения дефектов укрытия РПМ стойки крепления зонда – при наличии помехи уровня порядка -7 дБ с задержкой около 60 см, вызывающей осцилляции в АЧХ, показанные на рис. 7. Необходимо также пояснить, что для данного рупора не выполнялось условие дальней зоны, следствием чего являются искажения главного максимума ДН. Тем не менее, приведенный рисунок позволяет продемонстрировать результат применения многочастотной методики для восстановления сечений ДН с более выраженной структурой боковых лепестков, чем у рупора с меньшей апертурой.

Результаты измерений подтверждают возможность восстановления характеристик ИА по довольно узкому интервалу во временной области, необходимому для селекции помех, связанных с рассеянием. Расширение фильтра во временной области приводит к уменьшению отличий в сечениях ДН, измеренных одночастотным и многочастотным методами. Сужение временного интервала до менее чем $\pm 4 \dots \pm 3$ дискретов приводит к искажению восстановленной ДН, в том числе в ее главном лепестке.

Учитывая проведенный анализ источников и уровней помех, полученные результаты представляются убедительным обоснованием повышения точности и расширения динамического диапазона определения ДН при использовании много-

частотного способа измерений. Прямым доказательством повышения точности могло бы стать сравнение полученных характеристик ИА с «эталонными» сечениями ДН, экспериментальными или расчетными. Однако теоретически рассчитанные ДН рупора, по-видимому, не могут служить таким эталоном в широком динамическом диапазоне, поскольку, например по данным работы [25], разность расчетных и измеренных значений ДН пирамидальных рупоров на рассматриваемых частотах в широком угловом секторе достигает величин от ± 2 дБ до $\pm 5 \dots 7$ дБ в разных сечениях.

Из-за отсутствия «эталонных» экспериментальных данных нами использовались косвенные методы для дополнительного обоснования повышения точности измерений.

Как известно (см., например [8,11]), погрешность измерения ДН, связанную с рассеянием, можно оценить, сравнив результаты, полученные при различной геометрии установки (разных расстояниях между зондом и ИА, смещении зонда или ИА относительно стен камеры и т.п.). На рис. 16 показано сравнение результатов двух измерений сечения ДН пирамидального рупора на одной из рабочих частот при незначительно отличающейся конфигурации элементов установки вблизи излучающего зонда (результаты этих же измерений сравнивались на рис. 12). Различия в измеренных сечениях ДН проявляются на уровнях ниже -15 дБ и достигают значений ± 1 дБ на уровне -40 дБ. Заметим, что при неизменных внешних условиях разность измеренных сечений ДН этого рупора на данной частоте (случайная погрешность измерений) не превышали $\pm 0,1$ дБ в секторе $\pm 60^\circ$ и $\pm 0,3$ дБ в секторе $\pm 120^\circ$. Таким образом, разность результатов, приведенных на рисунке 16, связана, в основном, с рассеянием.

На рис. 17 показано сравнение этих же сечений ДН, восстановленных многочастотным способом. Представленный ре-

* Более точная оценка данной погрешности возможна по большей статистике измеренных сечений – подобно известному методу наложения диаграмм [8,11] аттестации БЭК.

зультат демонстрирует уменьшение различий в сечениях ДН, измеренных в разных условиях, и подтверждает повышение точности измерения ДН многочастотным методом на уровнях около $-40 \dots -50$ дБ.

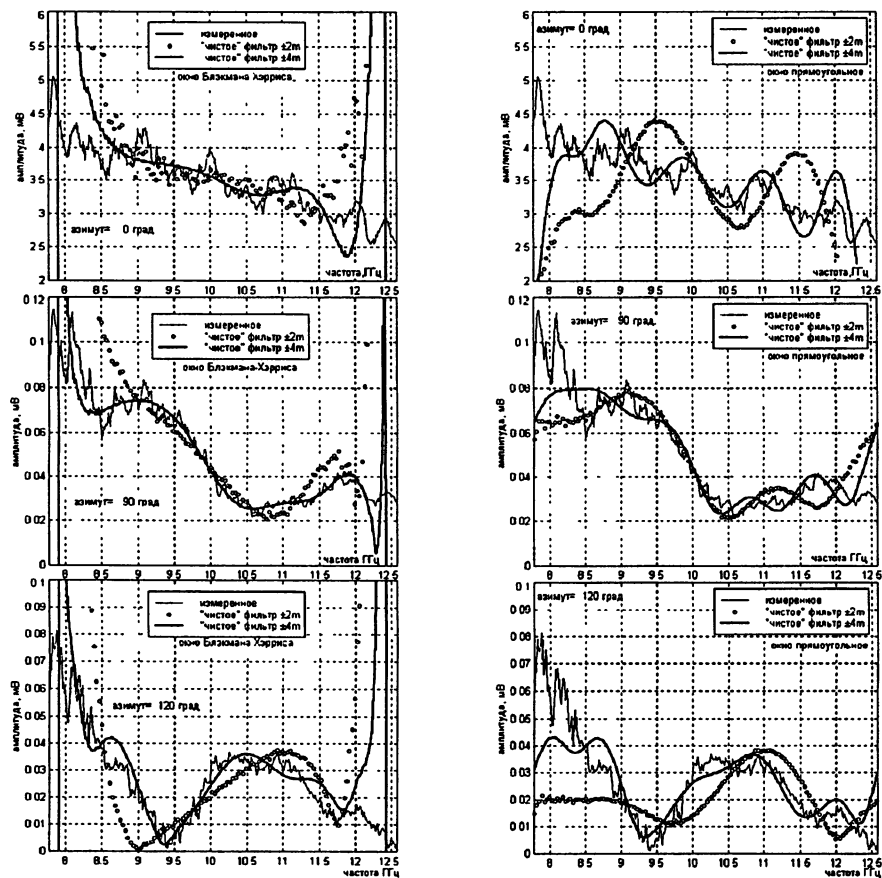


Рис. 13. Сравнение зависимости от частоты амплитуды измеренного сигнала и восстановленного многочастотным способом. На каждом графике для определенного азимутального положения ИА относительно излучателя показана измеренная АЧХ и восстановленная при разной ширине фильтра во временной области. Правая колонка рисунков соответствует обработке с прямоугольным окном, левая – со спадающим весовым окном в частотной области.

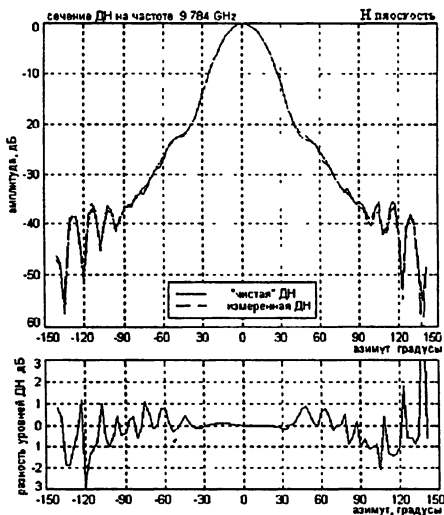


Рис. 14.

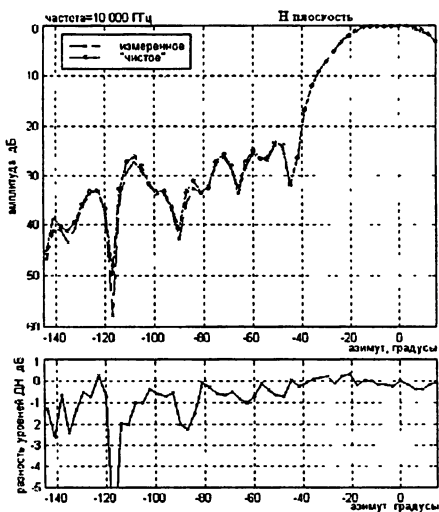


Рис. 15.

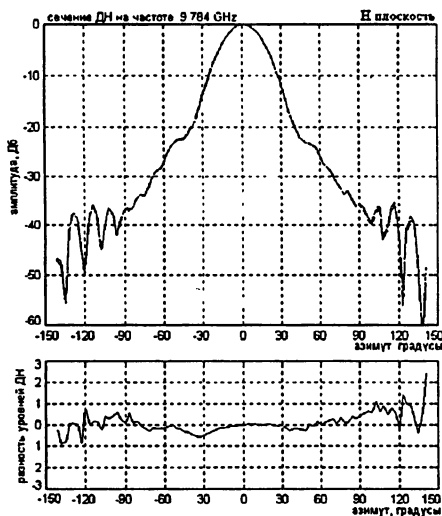


Рис. 16.

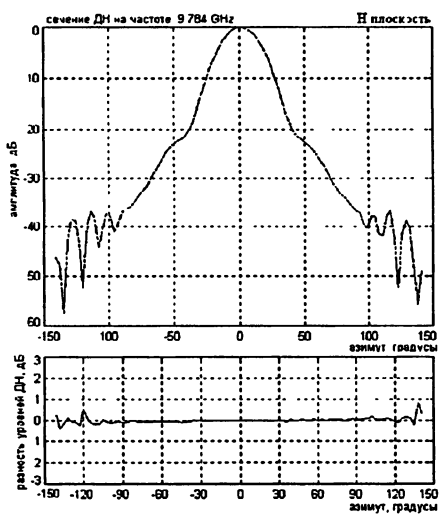


Рис. 17.

На верхних графиках приведены сравнения сечений ДН, на нижних – их разность.

5. Заключение

Проведенные исследования показали эффективность использования измерений в диапазоне частот для определения уровней и идентификации источников рассеяния в измерительной установке. Разработанные методики позволяют выявлять в измеряемом сигнале помехи, обусловленные рассеянием, с уровнем до $-70\dots-80$ дБ относительно полезного сигнала и задержками от нескольких десятков сантиметров до десятков метров. Восстановление характеристик испытываемых антенн с повышенной точностью возможно в центральной части рабочего диапазона частот (размером около половины полосы). При этом ширина фильтра во временной области, обеспечивающего подавление помех, должна быть не менее определенной величины (несколько единиц/полосу измерений).

Целесообразность применения широкополосных методов для измерения характеристик антенн определяется требуемой точностью и динамическим диапазоном. В условиях БЭК (с высокой безэховостью) преимущества метода проявляются при измерениях низких уровней ДН – порядка $-30\dots-50$ дБ. Вместе с тем, приведенные в работе результаты дают основание утверждать, что рассмотренные методики могут эффективно применяться для повышения точности антенных измерений в условиях сильных переотражений.

Экспериментальная часть работы выполнена в Nanyang Technological University, Singapore при поддержке Tan Chin Tuan Exchange Research Foundation.

Автор благодарен В.И.Турчину и В.С.Беагону за полезное обсуждение результатов.

Литература.

1. Воскресенский Д.И., Воронин Е.Н., Комаров В.М., Нечаев Е.Е. Измерение внешних характеристик антенн с учетом искажающих факторов (обзор). Изв. ВУЗов. Сер. Радиоэлектроника, 1984, т.27, №2, с.4–19.
2. Курочкин А.П. Антенные измерения –97. Антенны, 1997, № 1 (38), с.5–24.
3. Глебович Г.В., Андриянов А.В., Введенский Ю.В. и др. Исследование объектов с помощью пикосекундных импульсов./ Под ред. Г.В.Глебовича. – М.: Радио и связь, 1984.– 256с.

4. Пономарев Д.М., Горячев А.В., Жаворонков В.Н., Горюнова С.В. Экспериментальное исследование антенных систем во временной области. Изв. ВУЗов Радиофизика, 1987, т.30, №8, с.1023–1029.
5. R.V.de Jongh, M.Hajian, L. P. Ligthart, Antenna Time-domain measurement techniques. IEEE Antenn. and Propag. Magazine, 1997, v. 39, n.5., p. 7–11.
6. Горюнова С.В., Дрожилкин С.В., Жаворонков В.Н. и др. Вреямпульсный метод измерения характеристик антенн в ближней зоне. Изв. ВУЗов Радиофизика, 1989, т.32, №1, с.73–83.
7. Hansen T.B., Yaghjian A.D. Planar near-field scanning in the time domain.-P. I: Formulation. IEEE Trans. on Antenn. and Propag., 1994, v.AP-42, p.1280–1291.
8. Мицмакер М.Ю., Торгованов В.А.. Безэховые камеры СВЧ. – М.: Радио и связь, 1982.
9. Emerson W.H. Electromagnetic wave absorbers and anechoic chambers through the years. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1973, v AP-21, n.4, p 484–489.
10. Electromagnetic compatibility and Radio spectrum Matters (ERM); Improvement of radiated methods of measurement (using test sites) and evaluation of the corresponding measurement uncertainties; Part 2: Anechoic chamber. European Telecommunications Standards Institute (ETSI) Technical Report, ETR 273–2, ETSI, February 1998.
11. Appel-Hansen J.. Reflectivity level of radio anechoic chambers. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1973, v. AP-21, n.4, p. 490–498.
12. Clouston E.N., Langsford P.A., Evans S. Measurement of anechoic chamber reflections by time-domain techniques, Proceedings of IEE, 1988, v. 135, pt. H, p. 93–97.
13. Brumley S.A. Time-domain methods silence reflections in anechoic chambers. Microwave & RF, 1989, v.28, n.7, p. 109–110, 112, 114.
14. Tofani S., Ondrejka A., Kanda M. A Time-domain method for characterizing the reflection coefficient of absorbing materials from 30–1000 MHz. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 1991, v. 33, n.3, p. 234–240.
15. Fourestie B., Altman Z., Wiart J., Azoulay A.. On the Use of the Matrix-Pencil Method to Correlate Measurements at Different Test Sites. Transactions on Antennas and Propagation, 1999, v.AP-47, n. 10 p. 1569–1573.
16. Калинин А.В., Турчин В.И. Способ определения пространственного распределения электромагнитного поля в ближней зоне антенны. Авторское свидетельство № 1376048 (СССР), приоритет от 20.01.1986г., опубли. в БИ № 7, 1988, с.190.
17. Hines M.E., Stinehelfer H.E. Time-domain oscillographic microwave network analysis using frequency-domain data. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1974, v.MTT-22, n.3, p. 276–282.
18. Ulriksson B. A Time Domain Reflectometer Using a Semiautomatic Network Analyzer and the Fast Fourier Transform. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques 1981, v.MTT-29, n. 2, p. 172–174.
19. Robinson L.A., Weir W.B., Young L. An RF time-domain reflectometer not in real time. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1972, v.MTT-20, n.12, p. 855–857.
20. Калинин А.В. Многочастотный способ определения поля в ближней зоне антенны. Изв. ВУЗов Радиофизика, 1988, т.31, №4.
21. Kalinin A.V. Use of the synthesized short radio pulse for near-field antenna measurements. In book "Ultra-Wideband, Short-Pulse Electromagnetics 3", Eds. C.E.Baum, L.Carin, and A.P.Stone, Plenum Publishing Corp., NY, 1997, p. 89–95.
22. Хэррис Ф.Дж. Использование окон при гармоническом анализе методом дискретного преобразования Фурье. ТИИЭР, 1978, т.66, №1, с.60–96.
23. Марпл-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. – М.: Мир, 1990, –584с.
24. Содин Л.Г. Импульсное излучение антенны с круглой апертурой, возбужденной единичным скачком тока (переходная диаграмма). Радиотехника и электроника. 1992, т.37, №10, с.1783–1787.
25. Nye J.F. Theory of the directional pattern of a pyramidal horn. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1997, v. AP-45, n. 9, p. 1357–1365.