

Измерение характеристик и параметров антенн и рассеивателей с помощью сверхкоротких импульсных сигналов

**Калинин Ю.Н., Миляев А.П.,
Миляев П.В., Морев В.Л.
НПП "ТРИМ" (г.Санкт-Петербург)**

Традиционным направлением, сложившимся на протяжении многих лет в технике антенных и радиолокационных измерений, является использование узкополосных измерительных сигналов. Однако в последние годы чрезвычайно интенсивно развивается и завоевывает все большее признание принципиально новый вид измерительных систем - сверхширокополосные автоматизированные измерительно-вычислительные комплексы (СШП АИВК), использующие в качестве зондирующих сигналов сверхкороткие импульсы длительностью порядка единиц-десятков пикосекунд.

Появление таких систем стало возможным благодаря успехам в области создания формирователей импульсов пикосекундной длительности, спектр которых простирается практически от нуля до десятков гигагерц, а также широкополосных высокостабильных стробоскопических приемных устройств, позволяющих регистрировать такие сигналы. С другой стороны, этому способствовали фундаментальные исследования в области прикладной нестационарной электродинамики, начало которым было положено в работах Кенно Е.М., Моффата Д.Л., Баума К.Э., посвященные разработке методов широкополосного анализа и синтеза антенн и рассеивателей [1]. На основе этих исследований были разработаны принципы построения СШП АИВК и методы моделирования таких систем. Безусловно, прогресс в области создания СШП АИВК был бы невозможен без бурного развития средств вычислительной техники, без появления высокопроизводительных и доступных персональных компьютеров, обеспечивающих функции управления работой элементов комплекса, обработки и отображения результатов измерений практически в реальном масштабе времени.

В данной статье рассматриваются области применения СШП АИВК, основные характеристики разработанных в настоящее время комплексов, а также особенности алгоритмов обработки измерительной информации в различных режимах работы.

Измерение характеристик и параметров антенн.

Сверхкороткие импульсные сигналы используются при измерении параметров антенн всеми наиболее распространенными методами ближней и дальней зоны, а именно - полигонным, коллиматорным и амплифазометрическим методами.

Антенные измерительные комплексы, использующие сверхкороткие импульсные сигналы, обладают следующими основными преимуществами перед традиционными узкополосными системами:

- оперативность проведения измерений, обусловленная широким спектром частот зондирующего сигнала (практически от десятков МГц до десятков ГГц), позволяющим проводить измерения антенных параметров одновременно во всей полосе частот без перестройки передающей и приемной систем;

- возможность временной селекции мешающих отражений, обусловленная тем, что все измерения производятся на ограниченном интервале времени (во временном

"окне"), длительность которого определяется длительностью импульсной характеристики измеряемой антенны.

Последнее обстоятельство позволяет:

- в полигонных измерительных комплексах – отказаться от использования дорогостоящих безэховых камер и устанавливать комплекс в обычных помещениях, поскольку отражения от стен, пола и потолка разделяются по времени с полезным сигналом и временное "окно", в котором проводятся измерения, может быть выбрано таким образом, чтобы мешающие отражения находились за его пределами;

- в коллиматорных измерительных комплексах – отсеleccionировать по времени от полезного сигнала волну, дифрагирующую на краю зеркала и прямую волну от облучателя, что приводит к более высокой точности измерений;

- при реализации амплифазометрического метода измерений в ближнем поле – повысить точность измерений за счет временной селекции переотражений между измерительным зондом, измеряемой антенной и элементами конструкции сканера.

В качестве примера на рис.1. приведена структурная схема коллиматорного СШП АИВК

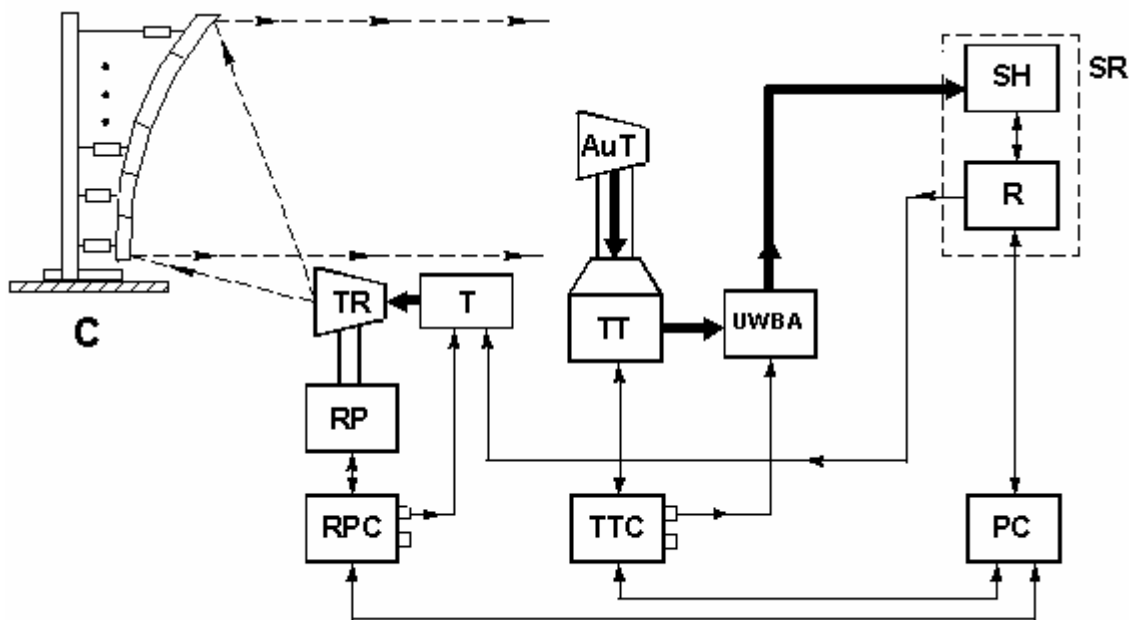


Рис.1. Структурная схема коллиматорного СШП АИВК.

На рисунке обозначены: С – коллиматор, TR – облучатель коллиматора, RP - координатный стол, RPC – блок управления координатным столом, Т – передающее устройство, AuT – измеряемая антенна, TT – опорно-поворотное устройство (ОПУ), TTC – блок управления ОПУ, UWBA – широкополосный усилитель, SH – смеситель стробоскопа, SR – стробоскопическое приемное устройство, PC – персональный компьютер.

Коллиматор (С) предназначен для создания плоской электромагнитной волны в рабочей зоне. Передатчик (Т) формирует импульсы возбуждения облучателя (TR), который располагается в фокусе коллиматора на координатном столе (RP) и излучает зондирующие импульсы в направлении зеркала. Блок управления координатным столом (RPC) обеспечивает точное выставление фазового центра облучателя в фокус зеркала коллиматора. Опорно-поворотное устройство (TT) с блоком управления предназначено для размещения измеряемой антенны и её автоматического позиционирования в заданных секторах углов измерения. Широкополосный усилитель

(UWBA) используется в случае необходимости и обеспечивает усиление сигналов на выходе измеряемой антенны. Стробоскопическое приемное устройство (SR) состоит из смесителя (SH) и собственно приемника (R). Смеситель обеспечивает считывание мгновенных значений входных сигналов в момент действия синхроимпульса, формируемого под управлением сигналов приемника. Приемник работает под управлением персонального компьютера (PC). Он осуществляет масштабно-временное преобразование поступающих на его вход сигналов и их цифровое кодирование для последующей обработки. Кроме того, приемник формирует импульсы запуска передатчика и синхроимпульсы для управления работой смесителя. Персональный компьютер обеспечивает автоматическое управление работой элементов комплекса в процессе измерений, обработку результатов измерений, их визуализацию и каталогизацию.



Рис.2. Стробоскопический приемник.

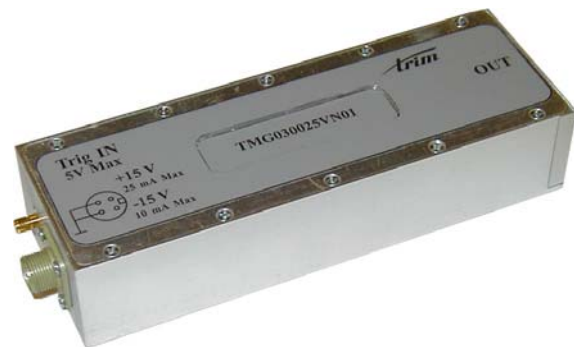


Рис.3. Генератор зондирующих импульсов (размер 46×145×28 мм).

На рис.2 и 3 показан внешний вид стробоскопического приемника [3] и генератора зондирующих импульсов - основных элементов СШП АИВК, разработанного научно-производственным предприятием "ТРИМ" (г.Санкт-Петербург).

Стробоскопический приемник имеет полосу 0...40 ГГц. Генератор формирует зондирующие импульсы длительностью порядка 25 пс (по уровню 0.5) (рис.4).

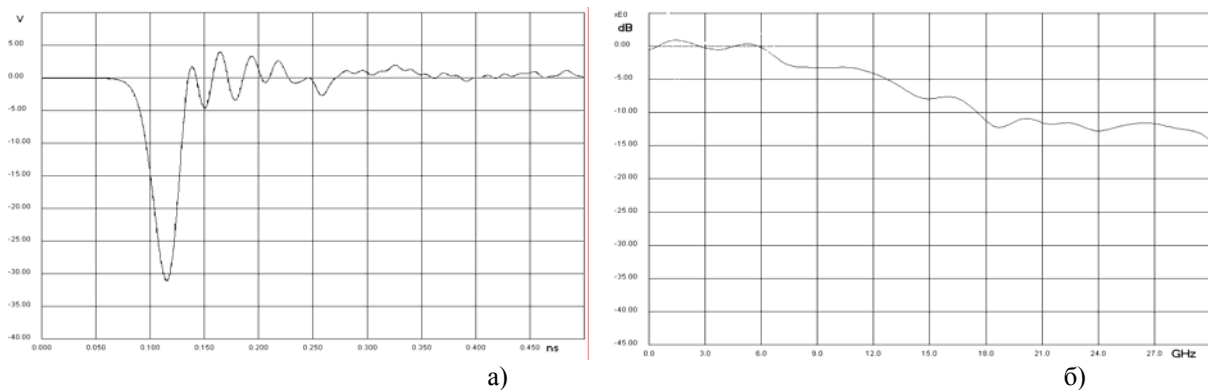


Рис.4. Сигнал на выходе формирователя СШП импульсов (а) и его логарифмический спектр (б).

Приведем некоторые технические характеристики СШП АИВК, разработанного НПП "ТРИМ":

- диапазон рабочих частот СШП стробоскопического приемника 0-40 ГГц
- динамический диапазон СШП приемника ≥76 дБ
- диапазон программного управления размером временного окна СШП приемника 100 пс – 1 мкс
- диапазон программного управления временной

задержкой сигнала синхронизации	0 – 5.1 мкс
- уровень собственных шумов (RMS)	≤2.1 мВ
- диапазон изменения количества накоплений измеряемого сигнала	1 - 4096
- погрешность измерения диаграммы направленности в диапазоне 0...-25 дБ	±0.2 дБ
в диапазоне 0...-45 дБ	±0.5 дБ
- аппаратная погрешность измерения коэффициента усиления	±0.5 дБ
- погрешность определения частоты при измерении характеристик объектов	±0.1%
- погрешность позиционирования измеряемой антенны в азимутальной плоскости, не хуже	±0.2°
- диапазон изменения положения антенны по углу места	±85°
- дискретность установки антенны по углу места	10°.

Измерение амплитудных, фазовых, поляризационных диаграмм направленности (ДН) антенн может осуществляться как в режиме пошагового дискретного позиционирования антенны по азимуту, так и в режиме непрерывного вращения опорно-поворотного устройства. Скорость вращения в непрерывном режиме определяется исходя из установленных параметров ввода сигнала (число отсчетов, количество накоплений) и заданного интервала осреднения по углу. Время измерения ДН в непрерывном режиме в несколько раз меньше, чем в режиме пошагового позиционирования. Как правило, измерение ДН наиболее распространенных антенн в полном секторе 360° занимает 2-4 минуты. Результаты измерений ДН в шаговом и непрерывном режимах практически не отличаются.

Способы обработки измерительной информации при измерении характеристик и параметров антенн с помощью сверхкоротких импульсов методологически являются теми же, что и в случае традиционных узкополосных сигналов. Основные особенности связаны с использованием сигналов со сверхширокой полосой частот и, соответственно, необходимостью перехода от обработки амплитуд и фаз непрерывных гармонических колебаний к обработке комплексных спектров СШП импульсов.

Рассмотрим методы измерения и расчета основных параметров антенных систем, а также особенности программно-алгоритмической реализации этих методов в СШП АИВК.

Измерение амплитудной диаграммы направленности

При определении амплитудной ДН производится измерение сигналов $s(t, \theta_i)$ ($i=1, \dots, M$; M -число ракурсов) при последовательной ориентации измеряемой антенны под углами θ_i по направлению на измерительную (передающую) антенну и вычисление преобразования Фурье $S(j\omega, \theta_i)$ измеренных сигналов. (В качестве иллюстрации на рис.5 приведен сигнал на выходе антенны Р6-23 в направлении главного максимума и его амплитудный спектр.) При этом передающая и измеряемая антенны по поляризации устанавливаются так, чтобы обеспечить измерение требуемой поляризационной компоненты поля в требуемой плоскости сечения ДН.

По завершении измерений накапливается массив измерительной информации в виде значений амплитуд $|S(j\omega, \theta_i)|$ и фаз $\arg\{S(j\omega, \theta_i)\}$ гармонических составляющих спектра сигнала. Далее для требуемой частоты определяется максимальное значение

$|S(j\omega_k, \theta_0)|_{\max}$, соответствующее направлению главного максимума θ_0 , и вычисляется диаграмма направленности в требуемом представлении (по амплитуде, по мощности или в логарифмическом масштабе).

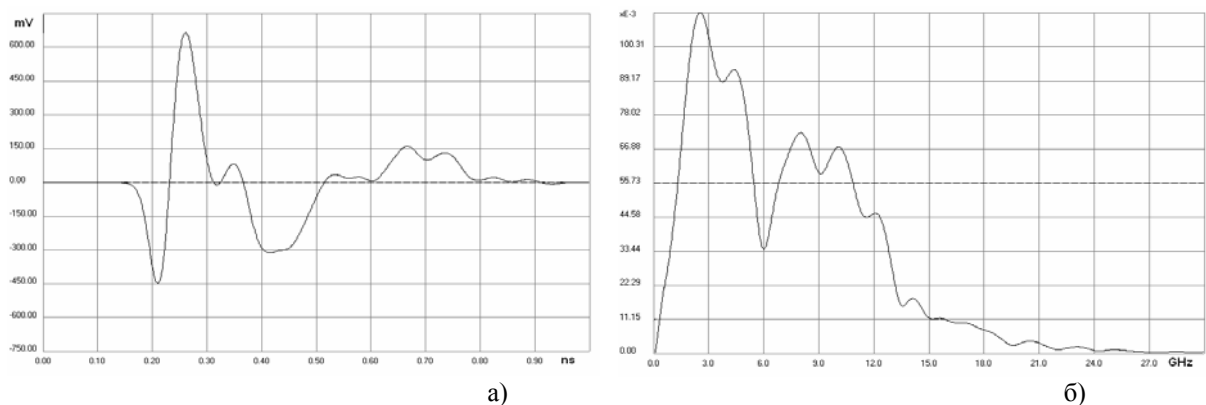


Рис.5. Сигнал на выходе антенны Р6-23А (а) и его амплитудный спектр (б).

Рассмотрим основные особенности реализации данного метода измерения и дополнительные возможности, предоставляемые пользователю разработанным программно-алгоритмическим обеспечением.

Использование "расширенного" преобразования Фурье. В случае, если обрабатываемый сигнал занимает примерно более $2/3$ используемого временного окна длительностью $(N-1)\Delta t$ (N - число отсчетов, Δt - шаг дискретизации), его представление в частотной области становится неудовлетворительным (полезный спектр сигнала содержит мало точек и отображается ломаными линиями, неадекватно характеризующими его форму). Таким образом, существует противоречие между стремлением максимально использовать размер временного окна и, соответственно, получить как можно больше информации о сигнале во временной области, и возможностью его адекватного представления в частотной области.

Для разрешения этого противоречия используется так называемое "расширенное" преобразование Фурье, суть которого состоит в том, что используемое реальное временное окно длительностью $(N-1)\Delta t$ искусственно расширяется путем добавления нулей в обрабатываемый массив до размерности N_1 отсчетов. При увеличении размерности массива в $k=N_1/N$ раз шаг дискретизации реального спектра $\Delta F_1=1/(N_1-1)\Delta t$ соответственно уменьшается в k раз.

В разработанном программном обеспечении используется "расширенное" преобразование Фурье кратностью $k=8$, что обеспечивает адекватное представление спектров измеряемых сигналов.

Использование сглаживающих "оконных" функций. Для устранения искажений измеренных спектров сигналов, вызванных использованием временного окна конечных размеров (эффект Гиббса), и, следовательно, повышения точности измерения ДН, используются сглаживающие временные функции. В программном обеспечении измерительного комплекса предусмотрена возможность использования различных типов сглаживающих функций: Ханна, Хэмминга, Блэкмана, Ланцоша, Каппелини и др.

Интерполяция ДН по углу. Программное обеспечение комплекса позволяет осуществлять интерполяцию измерений комплексной ДН по угловым координатам. При заданном угловом шаге измерений (или, в непрерывном режиме вращения - при заданном интервале осреднения) это позволяет в некоторых случаях повысить точность измерений ДН в области ее низких значений.

Интерполяция ДН по частоте. За счет использования частотной интерполяции, осуществляемой на основе использования теоремы Котельникова в частотной области, пользователь имеет возможность получить точную амплитудно-фазовую ДН на любой заданной частоте в интервалах между дискретными отсчетами сетки частот, формируемой в результате дискретного преобразования Фурье.

Расчет коэффициента направленного действия (КНД) и ширины ДН. Непосредственно в ходе отображения измеренной амплитудной ДН производится расчет ширины измеренной ДН по уровню -3дБ и КНД антенны. Эта информация выводится на экран в поле служебного комментария и автоматически изменяется с изменением частоты.

Измерение объемных диаграмм направленности. При измерении объемных диаграмм направленности необходимо учитывать конкретный тип используемого опорно-поворотного устройства. Наиболее распространенным является азимутально-угломестное ОПУ, т.е. ОПУ с нижней азимутальной и верхней угломестной платформой.

При проведении измерений с помощью такого типа ОПУ необходимо учитывать, что углы "азимут-угол места", выставяемые на ОПУ, не совпадают (за исключением главных сечений) с углами "азимут-угол места" диаграммы направленности антенны. При этом, если антенна вращается по азимуту при фиксированных углах места, то измерение объемной ДН производится по секущим плоскостям, которые пересекаются по прямой, лежащей в горизонтальной плоскости и перпендикулярной главной оси антенны.

Кроме того, при таком вращении постоянно меняется ориентация вектора \vec{E} измерительной антенны относительно вектора \vec{E} измеряемой антенны, соответственно, при этом измеряется проекция вектора \vec{E} измеряемой антенны на направление поляризации измерительной антенны.

Из сказанного следует, что при измерении объемной ДН антенны необходимо пересчитывать углы $\varphi_{оп}, \theta_{оп}$ (азимут и угол места, выставленные на ОПУ) в углы $\varphi_{дн}, \theta_{дн}$ (азимут и угол места диаграммы направленности). Измерения необходимо проводить на вертикальной и горизонтальной поляризациях измерительной антенны даже для антенн с линейной поляризацией.

Формулы для пересчета, полученные из рассмотрения геометрии задачи, имеют вид:

$$\varphi_{дн} = \operatorname{arctg}\left(\frac{\operatorname{tg}\varphi_{оп}}{\sin\theta_{оп}}\right); \quad (1)$$

$$\theta_{дн} = \arccos(\cos\varphi_{оп} \sin\theta_{оп}). \quad (2)$$

Диаграмма направленности $F(\omega_k, \varphi_{дн}, \theta_{дн})$ рассчитывается как модуль векторной суммы диаграмм, измеренных на вертикальной и горизонтальной ортогональных поляризациях:

$$F(\omega_k, \varphi_{дн}, \theta_{дн}) = \sqrt{F_B^2(\omega_k, \varphi_{дн}, \theta_{дн}) + F_\Gamma^2(\omega_k, \varphi_{дн}, \theta_{дн})}. \quad (3)$$

Особенности расчета КНД по объемной ДН также связаны с особенностями способа обзора пространства вокруг измеряемой антенны при использовании

азимутально-угломестного ОПУ. Выражение для расчета КНД, адаптированное для данных условий, имеет вид:

$$D = \frac{4\pi}{\int_{\theta_{оп}=-\pi/2}^{\pi/2} \int_{\varphi_{оп}=-\pi}^{\pi} F^2(\varphi_{оп}, \theta_{оп}) |\cos \varphi_{оп}| d\varphi_{оп} d\theta_{оп}}. \quad (4)$$

Пример измерения объемной ДН рупорной антенны с прямоугольным раскрытием размером 9×14 см приведен на рис.6.

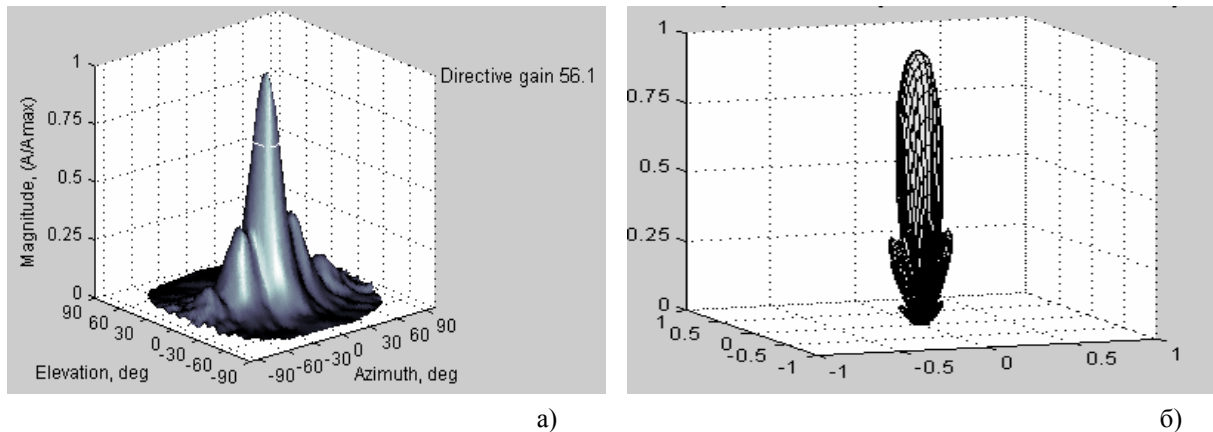


Рис.6. Объемные амплитудные диаграммы направленности рупорной антенны размером 9×14см в прямоугольной (а) и сферической (б) системе координат.

Измерение фазовой диаграммы направленности

При измерении фазовой ДН (формы волнового фронта) антенн с помощью монохроматических сигналов аппаратура измерительного комплекса требует существенного усложнения. В ее состав должны входить канал опорной фазы, канал исследуемой фазы, фазовый детектор, электромеханическая следящая система или эталонный фазовращатель [2].

При применении импульсных СШП сигналов для решения этой задачи каких-либо дополнительных аппаратурных затрат не требуется. В этом случае исходной информацией для построения фазовой ДН является массив значений аргументов комплексных спектров измеренных сигналов:

$$\begin{aligned} \varphi(\omega, \theta_i) &= \arg \{S(j\omega, \theta_i)\} = \arctg \{b(j\omega, \theta_i)/a(j\omega, \theta_i)\}, \\ S(j\omega, \theta_i) &= a(\omega, \theta_i) + jb(\omega, \theta_i). \end{aligned} \quad (5)$$

Выборка значений данного массива для требуемой частоты ω определяет фазовую ДН на этой частоте.

Однако вследствие того, что функция $y = \arctg(x)$ неоднозначна на интервале, превышающем 2π рад, при расчете фазовой ДН недостаточно ограничиться использованием соотношения (5). Для удовлетворительного представления формы фазовой ДН необходимо раскрыть указанную неоднозначность и привести фазовые диаграммы на разных частотах к единому уровню отсчета.

Алгоритм раскрытия неоднозначности ФДН состоит в последовательном сравнении значений фазы на соседних ракурсах и добавлении или вычитании кратного числа 2π рад:

$$\varphi(\theta_i) = \varphi(\theta_i) + k \cdot 2\pi, \quad (6)$$

где k - целое число, играющее роль "счетчика" скачков фазы на соседних ракурсах на величину, большую π ; k может расти или уменьшаться в зависимости от направления скачка.

После раскрытия неоднозначности фазовые диаграммы приводятся к нулевому уровню отсчета на всех частотах.

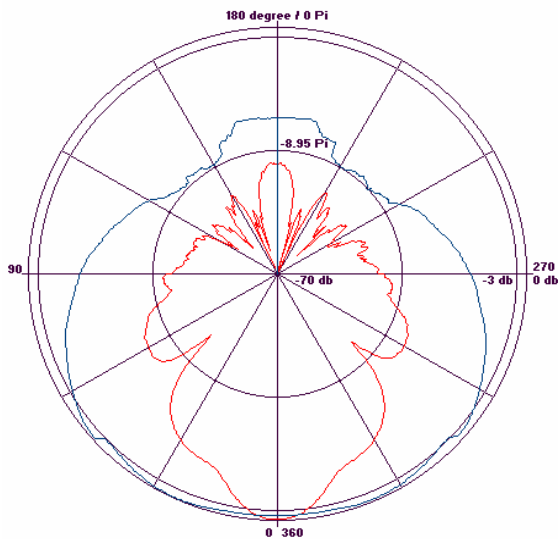


Рис.7. Амплитудно-фазовая ДН антенны П6-23А на частоте 3.5 ГГц.

Полученная в результате применения рассмотренного алгоритма обработки фазовая ДН соответствует форме реального волнового фронта антенны на заданной частоте, измеренной относительно оси вращения опорно-поворотного устройства. В качестве примера на рис.3 приведена амплитудно-фазовая ДН антенны Р6-23А на частоте 3.5ГГц.

Оценка положения фазового центра антенны. При измерении фазовой ДН осуществляется вращение антенны на опорно-поворотном устройстве. При этом, если фазовый центр антенны смещен относительно оси вращения, наблюдается искажение формы измеренной фазовой ДН. В результате контроль сферичности

волнового фронта на данной частоте становится невозможным. Поэтому приходится многократно повторять измерения, экспериментально подбирая такое положение антенны на опорно-поворотном устройстве, при котором измеренный фронт волны будет близок к сферическому в максимальном секторе углов. Отметим, что задача контроля формы волнового фронта чрезвычайно актуальна, в частности, при конструировании облучателей зеркальных антенн.

С целью облегчения решения этой задачи и повышения оперативности измерений в программном обеспечении комплекса предусмотрена возможность расчета смещения фазового центра антенны относительно оси вращения на требуемой частоте.

Предположим, что антенна в некотором секторе углов излучает сферическую волну. Пусть фазовый центр (ФЦ) антенны смещен относительно оси вращения опорно-поворотного устройства на расстояние $R_{ФЦ}$ в направлении $\theta_{ФЦ}$ (в полярной системе координат). Можно показать, что в этом случае разность между значениями фазовой ДН $\Delta\Phi_i$ для некоторого угла α_i относительно осевого направления θ_0 и для направления θ_0 определяется соотношением:

$$\Delta\Phi_i = -\frac{4\pi}{\lambda} R_{ФЦ} \sin \frac{\alpha_i}{2} \sin(\theta_{ФЦ} + \frac{\alpha_i}{2}), \quad (7)$$

где $\Delta\Phi_i = \varphi(\theta_i) - \varphi(\theta_0)$;
 $\alpha_i = \theta_i - \theta_0$.

Соотношения вида (7) могут быть записаны для различных углов θ_i , но уже по двум уравнениям можно однозначно определить неизвестные $R_{ФЦ}$ и $\theta_{ФЦ}$. Так, для двух направлений ($i=1,2$), симметричных относительно осевого направления θ_0 ($\alpha_2 = -\alpha_1$), произведя некоторые преобразования, получим:

$$\theta_{ФЦ} = \arctg \left(\frac{\Delta\Phi_1 - \Delta\Phi_2}{\Delta\Phi_1 + \Delta\Phi_2} \tg \frac{\alpha_{1,2}}{2} \right), \quad \alpha_{1,2} = |\alpha_1| = |\alpha_2|. \quad (8)$$

Зная $\theta_{ФЦ}$, находим $R_{ФЦ}$ из любого уравнения вида (7). Далее величина и направление смещения ФЦ для удобства пересчитываются в декартовы координаты.

Измерение коэффициента усиления.

Метод эталонной антенны. Измерение коэффициента усиления (КУ) методом эталонной антенны осуществляется известным образом. Исследуемая антенна ориентируется главным максимумом θ_0 на передающую антенну, измеряется сигнал $s_{\text{изм}}(t)$ на ее выходе и вычисляется его спектр $S_{\text{изм}}(j\omega)$. Затем при неизменных уровне излучения, чувствительности приемника и параметрах согласования на место исследуемой антенны включается эталонная (образцовая) антенна с аттестованным комплексным коэффициентом усиления (КУ) $K_{y_{\text{эт}}}(j\omega)$ и определяется спектр сигнала на выходе эталонной антенны $S_{\text{эт}}(j\omega)$.

При идентичности характеристик согласования исследуемой и образцовой антенн комплексный КУ исследуемой антенны определяется соотношением:

$$K_{y_0}(j\omega) = K_{y_{\text{эт}}}(j\omega) \frac{S_{\text{изм}}^2(j\omega)}{S_{\text{эт}}^2(j\omega)}. \quad (9)$$

Заметим, что зависимость $K_{y_0}(j\omega)$ представляет собой, фактически, комплексную частотную характеристику антенны. Обратное преобразование Фурье $F^{-1}\{K_{y_0}(j\omega)\}$ есть импульсная характеристика антенны. Очевидно, что для измерения КУ в комплексном виде эталонная антенна должна быть аттестована по фазочастотной характеристике. В противном случае приходится ограничиваться измерением вещественного КУ.

Метод 3-х антенн. При абсолютных измерениях коэффициента усиления с помощью метода трех антенн проводятся три серии измерений для всех трех комбинаций антенн. В результате можно записать систему уравнений:

$$K_i(\omega)K_j(\omega) = \left(\frac{4\pi R}{\lambda}\right)^2 \frac{S_{ij}^2(\omega)}{S_0^2(\omega)}, \quad i,j=1,2,3; i \neq j, \quad (10)$$

где $S_0(\omega)$ - спектр сигнала на входе передающей антенны;

$S_{ij}(\omega)$ - спектр сигнала на выходе приемной антенны при ij -й комбинации антенн;

R - расстояние между антеннами;

λ - длина волны.

Предполагается, что антенны согласованы с нагрузкой.

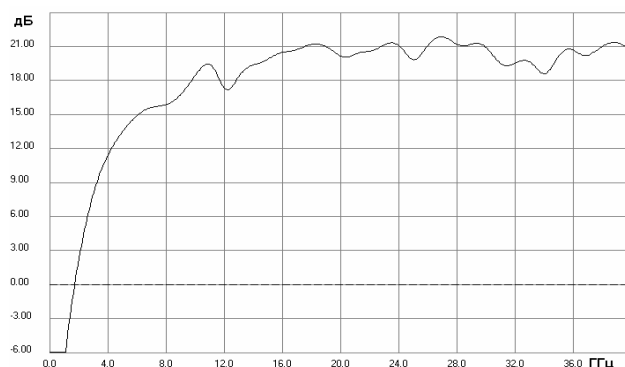


Рис.9. Коэффициент усиления антенны ТМА1840И, измеренный методом 3-х антенн.

Решая эту систему уравнений, находим коэффициенты усиления всех трех антенн. На рис.9 приведен пример измерения методом 3-х антенн КУ измерительной антенны ТМА 1840И (разработка НПП "ТРИМ").

При использовании импульсных СШП сигналов 3-х антенный метод позволяет измерить фазочастотные характеристики антенн, которые вместе с вещественной зависимостью $K_y(\omega)$ образуют комплексный коэффициент усиления.

Можно показать, что в этом случае фазочастотные характеристики антенн $\varphi_i(\omega)$ ($i=1,2,3$) определяются из решения системы уравнений:

$$\begin{aligned}
\varphi_1(\omega) + \varphi_2(\omega) &= \Phi_{12}(\omega); \\
\varphi_1(\omega) + \varphi_3(\omega) &= \Phi_{13}(\omega); \\
\varphi_2(\omega) + \varphi_3(\omega) &= \Phi_{23}(\omega),
\end{aligned}
\tag{11}$$

где

$$\Phi_{ij}(\omega) = \psi_{ij}(\omega) - \psi_0(\omega) + \omega(\tau_{ij} - \tau_0 - R/c).
\tag{12}$$

В выражении (12) $\psi_{ij}(\omega)$ представляет собой фазовый спектр сигнала на выходе приемной антенны, $\psi_0(\omega)$ - фазовый спектр сигнала на входе передающей антенны, τ_{ij} и τ_0 - задержки временных окон, установленные при измерении соответствующих сигналов.

Измерение поляризационных характеристик

При использовании импульсных СШП сигналов поляризационные характеристики (ПХ) антенны - коэффициент эллиптичности r_3 и угол наклона поляризационного эллипса β_3 - могут быть определены методом разложения волны на ортогонально-поляризованные компоненты в линейном базисе. При этом зондовая антенна должна излучать волну с линейной поляризацией.

На выходе исследуемой антенны измеряются сигналы $s_1(t)$ и $s_2(t)$, соответствующие горизонтальной и вертикальной поляризации зондовой антенны и вычисляются их амплитудные и фазовые спектры: $|S_1(j\omega)|$, $|S_2(j\omega)|$, $\varphi_1(\omega) = \arg\{S_1(j\omega)\}$, $\varphi_2(\omega) = \arg\{S_2(j\omega)\}$. Параметры поляризационного эллипса на некоторой фиксированной частоте ω определяются соотношением амплитуд и фаз гармонических составляющих на ортогональных поляризациях.

Соотношения для расчета частотных зависимостей поляризационных параметров $r_3(\omega)$ и $\beta_3(\omega)$ имеют вид:

$$r_3(\omega) = \frac{1 + \left(\frac{S_2(\omega)}{S_1(\omega)}\right)^2 - \sqrt{1 + 2\left(\frac{S_2(\omega)}{S_1(\omega)}\right)^2 \cos[2\Phi_{21}(\omega)] + \left(\frac{S_2(\omega)}{S_1(\omega)}\right)^4}}{2\left(\frac{S_2(\omega)}{S_1(\omega)}\right) \sin[\Phi_{21}(\omega)]};
\tag{13}$$

$$\beta_3(\omega) = \frac{1}{2} \operatorname{arctg} \left[\frac{2\left(\frac{S_2(\omega)}{S_1(\omega)}\right) \cos \Phi_{21}(\omega)}{1 - \left(\frac{S_2(\omega)}{S_1(\omega)}\right)^2} \right],
\tag{14}$$

где $S_1(\omega) = |S_1(j\omega)|$, $S_2(\omega) = |S_2(j\omega)|$ - амплитудные спектры сигналов, измеренных на ортогональных поляризациях;

$\Phi_{21}(\omega) = \varphi_2(\omega) - \varphi_1(\omega)$ - разность фазовых спектров.

Коэффициент эллиптичности r_3 с помощью соотношения (13) рассчитывается в интервале $[-1;1]$. Знак коэффициента эллиптичности определяется направлением вращения вектора напряженности электрического поля.

На рис.10 приведены зависимости $r_3(\omega)$ и $\beta_3(\omega)$ рупорной антенны с фазирующей волноводной секцией. Характеристики показаны вместе с амплитудными спектрами сигналов, измеренных на вертикальной и горизонтальной поляризациях.

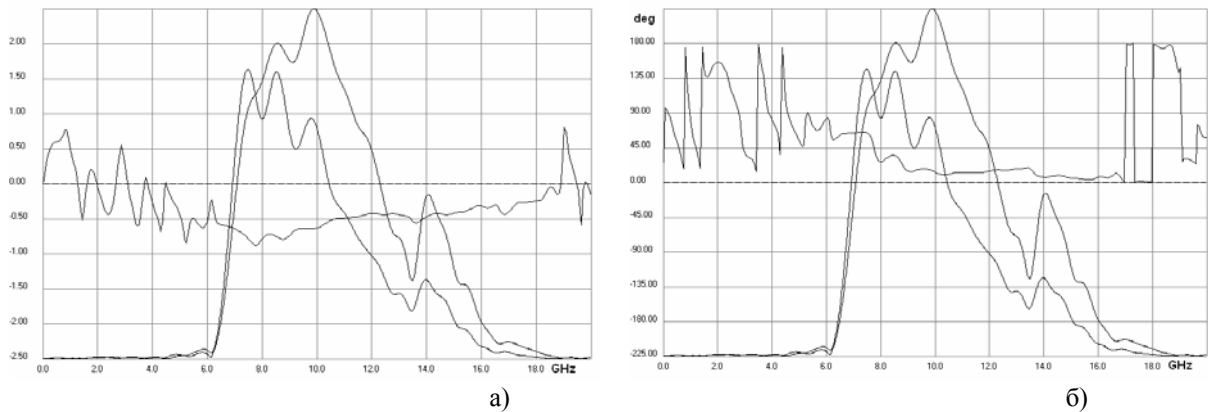


Рис.10. Коэффициент эллиптичности (а) и угол наклона поляризационного эллипса (б) рупорной антенны с раскрывом 5×10 см и фазирующей волноводной секцией.

Заметим, что предельная погрешность измерений ПХ этим методом определяется отличием ПХ измерительной антенны от идеальной линейной поляризации.

Помимо частотных зависимостей ПХ при фиксированном ракурсе антенны программно-алгоритмическое обеспечение СШП АИВК позволяет измерять поляризационные диаграммы, т.е. угловые зависимости ПХ $\tau_3(\varphi)$ и $\beta_3(\varphi)$ во всем диапазоне частот.

Измерение характеристик и параметров антенн в ближнем поле.

На основе аппаратуры формирования и приема сверхкоротких импульсов научно-производственным предприятием "ТРИМ" разработан СШП АИВК для измерения характеристик антенн в ближнем поле с помощью плоского сканера.

При измерении антенн в ближней зоне небольшая слабонаправленная измерительная антенна – зонд – с помощью сканера механически перемещается вблизи раскрыва испытуемой антенны по плоской поверхности. Шаг перемещения зонда должен быть постоянным и одинаковым по обеим координатам x и y . Возможен также непрерывный режим сканирования.

Зонд работает в режиме передачи, а исследуемая антенна – в режиме приема. Зондовая антенна излучает сверхкороткий импульсный сигнал. Для каждого пространственного m, n -го положения зонда измеряется сигнал $s_{mn}(t)$ на выходе исследуемой антенны и вычисляется его комплексный (амплитудно-фазовый) спектр $W_{mn}(\omega) = F\{s_{mn}(t)\}$ ($F\{*\}$ - символ операции преобразования Фурье). Таким образом, после одного цикла измерений (одного цикла сканирования) мы получаем пространственное амплитудно-фазовое распределение ближнего поля для всех частот рабочего диапазона.

В дальнейшем алгоритмы обработки сигналов принципиально не отличаются от традиционных алгоритмов, используемых в узкополосных измерительных комплексах.

Для вычисления диаграммы направленности на частоте ω_q требуется выполнить суммирование комплексных амплитуд W_{nm}^q . При этом необходимо учитывать относительные временные задержки, соответствующие направлениям α, β диаграммы направленности (α -азимут, β -угол места). При измерении распределения поля на плоскости такое суммирование может быть выполнено с помощью алгоритма быстрого преобразования Фурье:

$$S_{kl}^q = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} W_{nm}^q \exp \left[j2\pi \left(\frac{nk}{N} + \frac{ml}{M} \right) \right], \quad (15)$$

где $k=0, \dots, N-1$; $l=0, \dots, M-1$, (N, M – число сигналов, измеренных по координатам x и y).

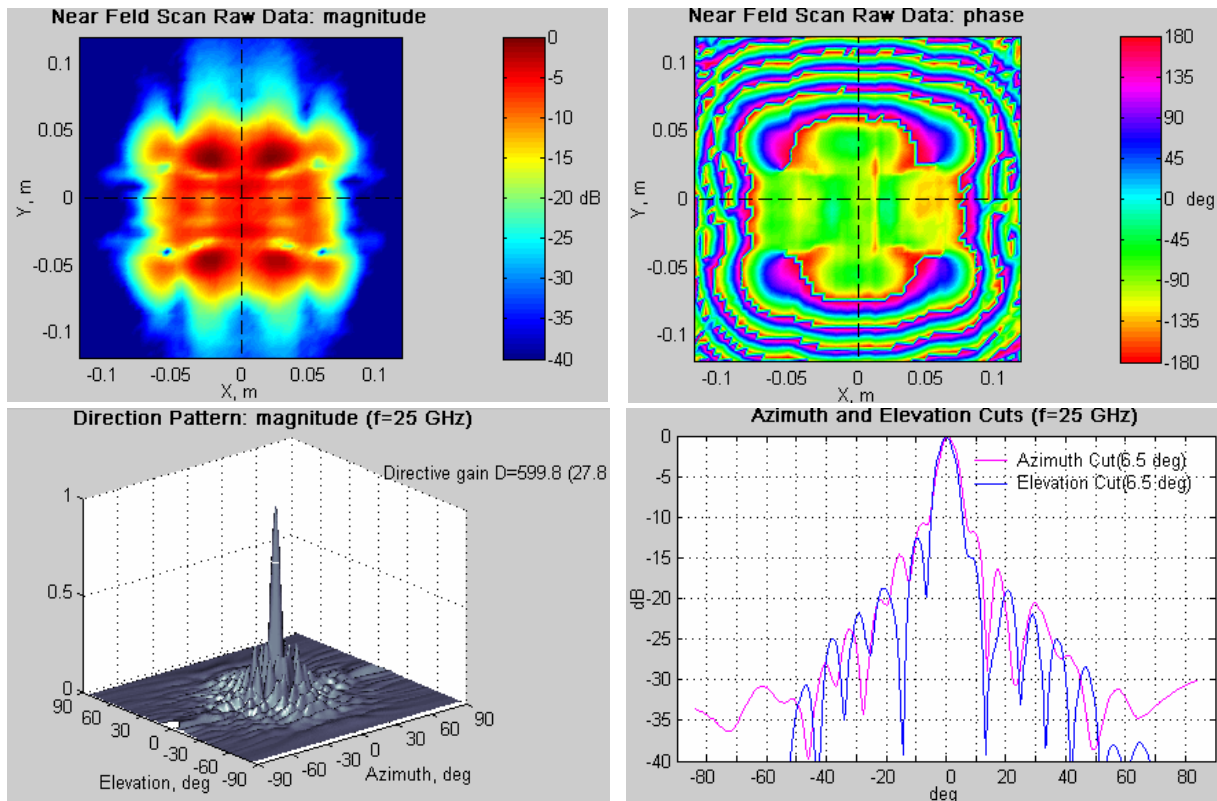


Рис.11. Амплитудное и фазовое распределение поля вблизи раскрыва рупорной антенны с коньковым волноводом на частоте 25 ГГц, объемная ДН и ее главные сечения.

Полученный после двумерного преобразования Фурье массив комплексных чисел S_{kl}^q определяет распределение вертикальной или горизонтальной компоненты поля в дальней зоне в координатах пространственной частоты c_x, c_y .

Для антенн с поляризацией, отличной от вертикальной или горизонтальной, вычисляются две спектральные функции $S_x(c_x, c_y, \omega_q), S_y(c_x, c_y, \omega_q)$.

От спектров Фурье распределения поля на плоскости S_x, S_y с помощью известных соотношений [2] переходим к тангенциальным составляющим поля F_α, F_β :

$$S_{x,y}(c_x, c_y, \omega_q) \rightarrow F_{\alpha,\beta}(c_x, c_y, \omega_q); \quad (16)$$

Далее осуществляется переход к распределению тангенциальных компонент поля в координатах "азимут – угол места" α, β . Этот переход производится на основе связи пространственных и угловых координат с использованием двумерной интерполяции:

$$F_{\alpha,\beta}(c_x, c_y, \omega_q) \rightarrow F_{\alpha,\beta}(\alpha, \beta, \omega_q). \quad (17)$$

На основе составляющих поля в дальней зоне $F_\alpha(\alpha, \beta, \omega_q), F_\beta(\alpha, \beta, \omega_q)$ рассчитываются амплитудно-фазовые ДН, а также другие характеристики антенн (КНД, коэффициент усиления, поляризационные характеристики).

На рис.11 приведен пример измерений в ближнем поле рупорной антенны с коньковым волноводом диапазона 2-40 ГГц, разработанной НПП "ТРИМ". Показаны амплитудное и фазовое распределения поля на частоте 25 ГГц, объемная ДН и ее главные сечения.

Измерение радиолокационных характеристик.

Измерение импульсных и частотных характеристик рассеяния.

Измерение импульсных (ИХ) и частотных характеристик (ЧХ) объектов производится методом замещения и сравнения с эталоном. В качестве эталонного объекта используется проводящая сфера, характеристики рассеяния которой известны из теории абсолютно точно.

Использование эталонной сферы позволяет учесть и скомпенсировать искажающее влияние приемо-передающего тракта измерителя. Эта процедура носит название калибровки. В процессе калибровки определяется частотная характеристика измерителя:

$$K_m(j\omega) = \frac{S_c(j\omega)}{K_c(j\omega)} \quad (18)$$

где $S_c(j\omega)$ - спектр сигнала, полученного на выходе измерителя от эталонной сферы радиуса R_c ;

$K_c(j\omega)$ - теоретическая ЧХ идеально проводящей сферы радиуса R_c .

После калибровки частотная характеристика произвольной радиолокационной цели для фиксированного ракурса φ (при вращении объекта в одной плоскости и совмещенных точках излучения и приема) определяется, как

$$K_t(\varphi, j\omega) = \frac{S_t(\varphi, j\omega)}{K_m(j\omega)} = K_c(j\omega) \frac{S_t(\varphi, j\omega)}{S_c(j\omega)}, \quad (19)$$

где $S_t(\varphi, j\omega)$ - спектр сигнала исследуемого объекта при ракурсе φ .

Частотная характеристика $K_t(j\omega)$, полученная согласно (19), должна быть профильтрована с помощью некоторого полосового фильтра с полосой частот $[\omega_l, \omega_h]$, соответствующей полосе измерителя. Необходимость фильтрации обусловлена низким отношением сигнал/шум вне полосы $[\omega_l, \omega_h]$, что приводит к недопустимым искажениям результатов измерений как в частотной, так и, в особенности, во временной области.

Таким образом,

$$K_{tf}(\varphi, j\omega) = K_f(\omega) * K_t(\varphi, j\omega) \quad (20)$$

где $K_f(\omega)$ - ЧХ полосового фильтра.

В качестве полосового фильтра используется фильтр Баттерворта, известный как фильтр с максимально плоской характеристикой.

На основе измеренной комплексной частотной характеристики $K_{tf}(\omega)$ рассчитываются амплитудно-частотная $|K_{tf}(\varphi, j\omega)|$ и фазо-частотная $\arg\{K_{tf}(\varphi, j\omega)\}$ характеристики объекта.

Частотная зависимость эффективной поверхности рассеяния (ЭПР) цели для ракурса φ $\sigma_t(\varphi, \omega)$ связана с оценкой амплитудно-частотной характеристики соотношением:

$$\sigma_t(\varphi, \omega) = |K_{tf}(\varphi, j\omega)|^2. \quad (21)$$

Оценка импульсной характеристики объекта $h_{tf}(\varphi, \omega)$ получается из оценки ЧХ $K_{tf}(\varphi, j\omega)$ с помощью обратного преобразования Фурье:

$$h_{tf}(\varphi, \omega) = \int_{-\infty}^{\infty} K_{tf}(\varphi, j\omega) e^{j\omega t} d\omega. \quad (22)$$

Пример измерения ИХ и ЧХ сферы радиуса 2 см показан на рис.12. На этих рисунках экспериментальные результаты приведены в сравнении с теоретическими характеристиками. Отметим, что показателем точности измерения может служить, в частности, время задержки импульса ползущей волны относительно импульса зеркального отражения в ИХ сферы. Эта задержка, согласно теории, равна $\tau=5.25R_c/c$. При радиусе сферы $R_c=0.02$ м задержка $\tau=0.35$ нс, что полностью соответствует результатам измерений (рис.12б).

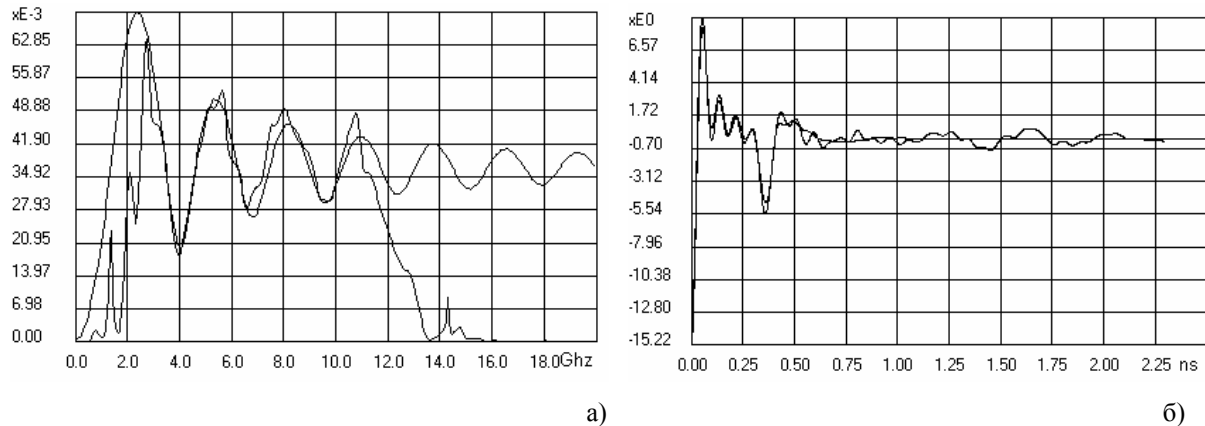


Рис.12. Теоретические и экспериментальные характеристики сферы радиуса 2 см в полосе ~3-11 ГГц: частотная характеристика (а) и импульсная характеристика (б).

Измерение диаграмм обратного рассеяния.

При определении диаграммы обратного рассеяния производится измерение рассеянных сигналов $s(t, \varphi_i)$ при последовательной ориентации объекта под углами φ_i

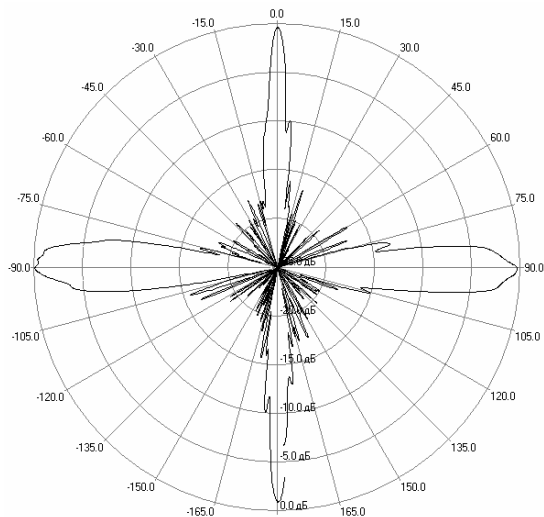


Рис.13 Диаграмма обратного рассеяния цилиндра на частоте 10 ГГц.

по направлению на приемную и передающую антенны и вычисляется преобразование Фурье $S(j\omega, \varphi_i)$ измеренных сигналов. При этом приемная и передающая антенны устанавливаются таким образом, чтобы осуществлять измерение требуемой компоненты поляризационной матрицы рассеяния.

По окончании измерений накапливается массив измерительной информации в виде значений амплитуд $|S(j\omega, \varphi_i)|$ и фаз $\arg\{S(j\omega, \varphi_i)\}$ гармонических составляющих спектра сигнала. Далее для требуемой частоты ω_k определяется максимальное значение $|S(j\omega_k, \varphi_0)|_{\max}$, соответствующее направлению максимума

рассеянного сигнала на данной частоте, и вычисляется диаграмма обратного рассеяния в требуемом представлении (по амплитуде, по мощности, в логарифмическом масштабе).

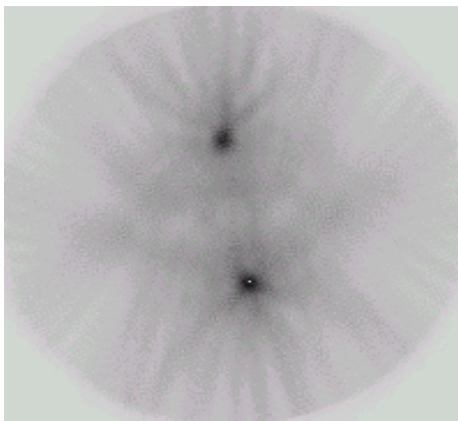
Рассчитанные таким образом диаграммы являются относительными, т.к. они нормируются к максимальному значению. Кроме того, диаграмма обратного рассеяния может быть пронормирована к известному значению ЭПР при некотором заданном ракурсе φ_m . Тогда она имеет смысл диаграммы ЭПР:

$$F_{\sigma}(\omega_k, \varphi) = \sigma(\omega_k, \varphi_m) \frac{|S(j\omega_k, \varphi)|^2}{|S(j\omega_k, \varphi_m)|^2}. \quad (23)$$

При обработке сигналов в случае измерения диаграмм обратного рассеяния радиолокационных объектов, как и при измерении ДН антенн, используются расширенное преобразование Фурье, сглаживающие «оконные» функции, интерполяция по углу и частоте.

Построение радиолокационных изображений

При построении радиолокационных изображений (РЛИ) используется метод проекций, или томографический метод. При этом объект вращается на опорно-поворотном устройстве в горизонтальной плоскости, а неподвижная антенная система облучает его с разных ракурсов и принимает отраженные сигналы. Таким образом, данный метод формирования РЛИ можно рассматривать также, как метод обратного синтеза апертуры.



В качестве функции, пропорциональной «яркости» отдельных характерных рассеивающих центров объекта используется модуль комплексной огибающей рассеянного сигнала, представляющий собой обратное преобразование Фурье от положительных частот спектра сигнала:

$$\left| \dot{S}_o(\varphi, t) \right| = \left| \int_0^{\infty} S(j\omega, \varphi) e^{j\omega t} d\omega \right|, \quad (24)$$

Рис.14. Радиолокационное изображение двухточечной цели. где $S(j\omega, \varphi)$ - комплексный спектр рассеянного сигнала при ракурсе φ .

Для каждой огибающей (24), полученной при каждом ракурсе объекта φ из заданного сектора углов наблюдения формируется проектирующая функция, представляющая собой «развертку» огибающей в области формируемого РЛИ в направлении, перпендикулярном направлению облучения. При этом элементам РЛИ, находящимся на одинаковых расстояниях от антенны присваиваются одинаковые значения интенсивности. В результате суммирования таких проекций, полученных при различных ракурсах объекта, формируется его РЛИ. Пример РЛИ двухточечной цели приведен на рис.14.

Другие области применения.

Подповерхностное радиолокационное зондирование. Радиолокационные системы подповерхностного зондирования (георадары) предназначены для получения информации о неоднородностях естественного и искусственного происхождения в верхнем слое земной и водной поверхности.

Общим для современных георадаров является использование сверхширокополосных зондирующих сигналов. В георадарах с дальностью действия до нескольких десятков метров используются простые импульсные СШП сигналы – импульсы длительностью 1-4 нс со средней частотой 0.5-2 ГГц и амплитудой до 200 В.

Применение таких сигналов позволяет достигать разрешающей способности по глубине порядка длины волны средней частоты спектра сигнала (в грунте). Разрешающая способность вдоль поверхности раздела сред (в горизонтальном направлении) обеспечивается за счет пространственной обработки сигнала на основе различных методов синтеза изображений (рис.16).

Приведем основные технические характеристики портативного георадара, разработанного НПП "ТРИМ":

Рабочая полоса частот приемника	0.1 - 18 ГГц.
Размер временного окна	2.5 - 100 нс.
Импульсная мощность передатчика	≥ 50 Вт.
Динамический диапазон приемника	≥ 60 дБ.
Диапазон регулировки усиления приемника	0 - 50 дБ.
Объем внутренней энергонезависимой памяти	≥ 60 МБайт.
Напряжение питания	от +9 В до +18 В.
Потребляемая мощность	≤ 20 Вт.
Габаритные размеры	160 x 110 x 200 мм.
Масса прибора	3.5 кг.



Рис.15. Основной блок георадара малой дальности (до 2 м) (размер 160×110×200 мм, вес 3.5 кг).

Данный прибор обеспечивает проведение исследований на глубинах до 2 метров с пространственной разрешающей способностью менее 3 см. Он может быть использован, например, для решения следующих задач:

- поиск мелкозаглубленных объектов;
- исследование и неразрушающий контроль строительных конструкций, мостов, железнодорожных насыпей, дорожных полотен, аэродромных покрытий, грунтов, резервуаров и др.

- поиск и контроль состояния подземных коммуникаций (труб, кабелей, дренажных

- систем и др.);

- контроль толщины льда;

- поиск и распознавание мин (в том числе пластиковых);

- исследование археологических объектов;

- обнаружение объектов криминалистического характера;

- обнаружение подвижных объектов за преградами или в труднодоступных местах (например, обнаружение людей в завалах обрушенных зданий, скрытый контроль нахождения людей в помещении).

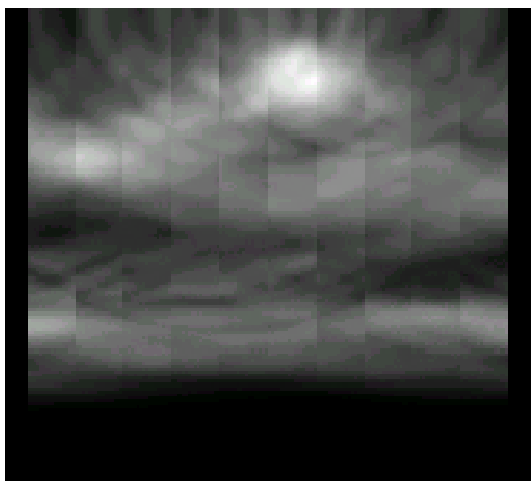


Рис.16. Синтезированное радиолокационное изображение двух подповерхностных объектов, в нижней части – дно контейнера с грунтом.

Геолокаторы с более высокой дальностью действия используются для поиска и определения границ геологических объектов и водных горизонтов, исследования мощных ледовых покрытий, обнаружения и определения геометрии подповерхностных сооружений, решения задач экологического мониторинга.

Исследование параметров широкополосных и СВЧ-трактов. Метод зондирования сверхкороткими импульсами является наиболее эффективным методом исследования широкополосных распределенных электрических цепей, линий связи, трактов передачи СВЧ-энергии, а также различных активных и пассивных СВЧ-устройств.

Областями применения метода являются:

- исследование коаксиальных и полосковых линий СВЧ диапазона;
- разработка, контроль и регулировка согласующих широкополосных устройств;
- обнаружение и устранение неисправностей в трактах передачи импульсных и СВЧ сигналов
- измерение параметров дискретных элементов, включенных в линию передачи;
- определение местоположения внутренних неоднородностей в СВЧ трактах;
- определение характера и величины отражающих неоднородностей;
- измерение затухания в линиях передачи;
- измерение волнового сопротивления СВЧ линий;
- измерение S-параметров различных СВЧ устройств.

Принципы импульсной рефлектометрии аналогичны принципам радиолокации и основаны на посылке в исследуемую линию (устройство) зондирующего сигнала и измерении отражений от внутренних неоднородностей. По положению отраженных сигналов относительно фронта зондирующего сигнала определяется расстояние до неоднородности, а по форме и относительной величине – характер неоднородностей и коэффициент отражения от них.

Применение импульсных сигналов пикосекундной длительности и широкополосных высокочувствительных стробоскопических преобразователей позволяет различать неоднородности, расположенные на расстояниях в единицы миллиметров при коэффициентах отражения, составляющих доли процента.

Исследование электрических и магнитных свойств материалов. При проведении такого рода исследований в тракт распространения СШП импульсного сигнала включается образец исследуемого материала или вещества. Анализ прошедшего и отраженного сигналов позволяет определить частотные зависимости комплексных диэлектрической и магнитной проницаемостей.

Наиболее важными применениями в этой области являются:

- контроль диэлектрической и магнитной проницаемостей изоляционных и магнитных материалов в радиотехнической и электротехнической промышленности;
- контроль технологических процессов в промышленности;

- исследование электроизоляционных и магнитных свойств новых материалов и веществ;
- изучение диэлектрических свойств сельскохозяйственных продуктов с целью их эффективной обработки СВЧ излучением;
- измерение влажности грунта, сыпучих и гранулированных материалов;
- исследования в биологии и медицине.

Радиолокационные системы ближнего действия.

Наряду с рассмотренными выше задачами измерения радиолокационных характеристик и построения радиолокационных изображений объектов возможными областями применения систем импульсной пространственной рефлектометрии ближнего действия являются:

- электронное оборудование автомобилей (системы предотвращения столкновений, контроля дорожного просвета);
- управление движением в аэропортах;
- стыковка космических кораблей;
- швартовка крупнотоннажных судов;
- измерение уровня вязких и агрессивных жидкостей (например, уровня нефти в танкерах, топлива при заправке самолетов), когда поплавковые измерительные приборы ненадежны;
- системы предотвращения столкновений скоростных рельсовых транспортных средств.

В заключение отметим, что в последние годы достигнуты значительные результаты как в области построения аппаратной части СШП АИВК (прежде всего – формирователей импульсов пикосекундной длительности и широкополосных стробоскопических приемных устройств), так и в разработке программно-алгоритмического обеспечения антенных и радиолокационных измерительных комплексов.

Накопленный опыт проведения измерений характеристик антенн и радиолокационных объектов с помощью сверхкоротких импульсных сигналов позволяет говорить о том, что данный путь развития техники антенных и радиолокационных измерений является весьма перспективным, так как позволяет при тех же (или лучших - вследствие возможности селекции мешающих отражений) характеристиках точности и динамического диапазона проводить измерения более оперативно (одновременно в полосе частот до нескольких десятков гигагерц), наглядно (возможность наблюдать временной сигнал, близкий к импульсной характеристике антенны во многих случаях является весьма ценным преимуществом) и с меньшими материальными затратами (вследствие гораздо менее жестких требований к помещениям, в которых устанавливается комплекс).

Литература.

1. Баум К.Э. Новые методы нестационарного (широкополосного) анализа и синтеза антенн и рассеивателей//ТИЭЭР.-1976.-т.64, №11.
2. Методы измерения характеристик антенн СВЧ/ Под. ред. Н.М.Цейтлина.- М.: Радио и связь, 1985.
3. Патент №54337 (Россия). Адаптивный анализатор сверхширокополосных сигналов./ Миляев П.В., Миляев А.П., Морев В.Л.