

ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ И ОПЕРАТИВНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ АНТЕНН В БЛИЖНЕЙ ЗОНЕ

Введение

На протяжении многих лет наиболее распространенным методом определения характеристик антенн был традиционный метод полигонных измерений в дальней зоне. Главное его достоинство – простота схемы измерений, обеспечивающая к тому же в ряде случаев определение параметров антенн в условиях, близких к реальным, при ее функционировании в составе соответствующей радиотехнической системы. Малая информативность и сложности применения данного метода для настройки и проведения измерений параметров фазированных антенных решеток (ФАР) привели к широкому внедрению методов ближней зоны [1] которые основаны на измерении ближнего поля антенн и последующем пересчете поля в дальнюю зону.

Измерение параметров ФАР выполняется на автоматизированных измерительных комплексах (АИК) в ближней зоне излучения [2, 3]. Ближнее поле антенны необходимо измерять (в общем случае) на некоторой замкнутой поверхности, охватывающей антенну. Это требует создания двумерных сканирующих устройств и обработки соответствующих массивов измерительной информации.

При проведении настройки ФАР необходимо определить фазовые и амплитудные поправки, которые зависят от положения луча в пространстве и частоты (в отличие от параметров зеркальных антенн и антенн с механическим сканированием) и нормирующие коэффициенты для встроенной системы контроля, что существенно увеличивает время проведения испытаний. Количество возможных реализаций ДН (порядка $10^5 - 10^{10}$ ДН) зависит от числа каналов, вида лучей (узкий, широкий, косеканс и т.д.), количества положений луча в пространстве (что определяется шириной луча и сектором обзора), числа рабочих частот, режимов работы, возможности адаптации к помеховой обстановке и собственному техническому состоянию [3, 4]. По измеренному амплитудно-фазовому распределению (АФР) проводится расчет АФР на апертуре и синтез пространственной ДН, оцениваются параметры ФАР и определяются комплексные поправки для проведения настройки [4, 5].

Поэтому задачи снижения затрат средств, повышения оперативности и экономии ресурсов изделий при проведении настройки и испытаний ФАР приобретают все большее значение

Постановка задачи

Наиболее существенным недостатком апертурно-зондового метода является значительное время измерения АФР, обусловленное ограничением скорости механического перемещения одиночного измерительного зонда.

Попытки сократить время измерений АФР за счет увеличения скорости перемещения зонда неизбежно приводят к увеличению динамических нагрузок на каретки сканера, интенсивному износу сканера и подвижной линии передачи СВЧ-сигнала, увеличению вибраций, росту ошибок позиционирования измерительного зонда и погрешностей измерения АФР за счет уменьшения времени усреднения [6].

Еще одним фактором, ограничивающим скорость перемещения зонда, является время выполнения измерений после переключения состояния ФАР (при проведении измерения параметров ФАР для группы каналов, положений лучей в пространстве и частот в одном цикле измерений). Именно поэтому реально сканеры перемещают зонд со скоростью $12 - 25$ см/с при выполнении измерений и не более 50 см/с – на холостом ходу.

Большая длительность измерения АФР приводит к необходимости проведения дополнительных калибровочных измерений для уменьшения погрешности определения фазового

распределения, обусловленной изменением температуры аппаратуры АИК и самой ФАР за время измерений.

Анализ результатов эксплуатации заводских АИК показывает, что снижение общей погрешности измерений возможно за счет:

- уменьшения погрешностей, вносимых переотражениями от конструкции сканера и окружения,
- уменьшения погрешностей обусловленных взаимным влиянием измерительного зонда и ФАР,
- снижения неточностей, связанных с подвижным СВЧ трактом связи,
- снижения ошибок позиционирования зонда координатно-измерительным устройством,
- сокращения времени цикла измерений.

Существенно упростить систему измерения ближнего поля и систему обработки можно в случае, если ближнее поле измеряют линейным зондом. При этом линейный зонд играет роль аналогового сумматора, а двумерные преобразования результатов измерений сводятся к одномерным. Использование линейных зондов требует учета особенностей получения информации о ближнем поле антенн. Это касается линейных зондов в виде ФАР с дискретно-коммутационными фазовращателями (ФВ).

Усреднение результатов измерений ближнего поля по начальной фазовой постоянной эквивалентно применению в ФАР непрерывных фазовращателей и исключает ошибки восстановления ДН за счет дискретности фазирования.

Цель работы – разработка предложений по использованию многоканальной зондовой системы (МЗС) для сокращения времени измерения ближнего поля ФАР и улучшения точностных характеристик измерительной системы.

Алгоритмы преобразования измерений ближнего поля антенны

При измерении ближнего поля антенны на плоской поверхности поле антенны в дальней зоне в сферической системе координат (r, θ, φ) связано с измеренными тангенциальными компонентами \dot{E}_x, \dot{E}_y , соотношениями

$$\dot{E}_\theta = M(\theta, \varphi)S_x(k_x, k_y), \quad \dot{E}_\varphi = M(\theta, \varphi)S_y(k_x, k_y),$$

где $M(\theta, \varphi)$ – известные функции угловых координат точки наблюдения;

$$S_{x,y}(k_x, k_y) = \iint_{D_{изм}} \dot{E}_{x,y}(x, y) e^{j(k_x x + k_y y)} dx dy \quad (1)$$

– спектры плоских волн, определяемые результатами измерений ближнего поля антенны на поверхности $D_{изм}$, $k_x = k \sin \theta \cos \varphi$, $k_y = k \sin \theta \sin \varphi$.

При проведении измерений на цилиндрической поверхности (координаты r, ψ, z), алгоритмы преобразования ближнего поля по координате z , параллельной образующей цилиндра, содержат интеграл [1]

$$S(\psi, \theta) = \int_{L_{изм}} \dot{E}_{z,\psi}(\psi, z) e^{jkz \cos \theta} dz \quad (2)$$

где \dot{E}_z, \dot{E}_ψ – тангенциальные компоненты электрического поля на поверхности измерения;

$L_{изм}$ – область измерений ближнего поля по образующей цилиндра; θ – сферическая координата точки наблюдения.

Таким образом, измерения ближнего поля на плоской и цилиндрической поверхности требуют вычисления спектров ближнего поля (1), (2).

Одномерное интегрирование в (1) или в (2) можно выполнить, если использовать линейный зонд с возможностью управления фазовым распределением (ФР). Линейный зонд в этом случае позволяет обеспечить одномерное преобразование Фурье и существенно ускорить реализацию измерений.

Характеристики линейных зондов с дискретно-коммутиционными фазовращателями

Интегрирование по одной переменной (x или y в (1) или по z в (2)) можно выполнить с помощью линейного зонда длиной $L_{изм}$, равной размеру области измерения ближнего поля. Для определенности далее рассмотрим применение линейного зонда для реализации алгоритма (2).

Если АФР в линейном зонде выбрать равным $Z(z) = t^{jkz \cos \theta}$, то сигнал на выходе будет пропорционален спектру (2) в направлении $\cos \theta = u$, т. е. величине $S(\psi, \theta)$.

Требуемое АФР в раскрыве зонда наиболее просто реализовать в линейной эквидистантной ФАР с равномерным амплитудным распределением (АР), а линейное фазовое распределение для фиксированного значения θ (или значений k_x, k_y в (1)), можно обеспечить управляемыми фазовращателями (ФВ).

Использование линейных ФАР соответствует замене интегрирования в (2) суммированием и сигнал на выходе зонда может быть представлен в виде

$$S(u, \psi) = \sum_{i=0}^{N-1} E_{\psi}(id, \psi) e^{jkidu}, \quad (3)$$

где i – номер элемента ФАР; d – шаг решетки; N – число элементов ФАР.

Расстояние между излучателями d должно соответствовать стандартному антенному критерию и обеспечивать вычисление спектра в требуемом угловом секторе значений θ .

Повышение точности измерения при использовании ФАР с коммутиционными ФВ

Если фазовращатели в антенной решетке являются непрерывными, то соотношение (3) выполняется точно. Однако на практике применяют коммутиционные ФВ, обеспечивающие

изменение фазы на выходе дискретно с шагом $2\Delta = \frac{2\pi}{2^{\nu}}$ (ν – разрядность ФВ). Поэтому вместо

требуемого ФР в i -м элементе ФАР $\varphi_0(i) = kidu$ устанавливают ближайшее к φ_0 значение

$\varphi(i) = 2\Delta E \left\{ \frac{\varphi_0(i) - \Delta}{2\Delta} \right\}$, где $E\{\bullet\}$ – оператор выделения целой части. При этом возникает

ошибка $\delta\varphi(i) = \varphi_0 - \varphi$ и сигнал на выходе зонда

$$S(u, \psi) = \sum_{i=0}^{N-1} E_{\psi}(id, \psi) e^{j\varphi(i)} \quad (4)$$

Это приводит к искажению результатов измерений ближнего поля антенны линейным зондом и ошибкам восстановления диаграмм направленности (ДН). Отметим, если исследуемое поле $E_{\psi}(id, \psi)$ имеет постоянную амплитуду и фазу, то отклик зонда совпадает с его ДН. Соответствующие примеры приведены на рис. 1 и 2. На них показаны теоретические (сплошные кривые) и восстановленные (штрих) ДН линейной антенны длиной $L = 10\lambda$ с

равномерным АР. Фазовое распределение в антенне было выбрано синфазным (рис.1) и линейным, обеспечивающим отклонение главного лепестка ДН на угол 20° от нормали (рис. 2) Параметры зонда $N = 20$, $d = \frac{\lambda}{2}$, $2\Delta = \frac{\pi}{2}$ ($\nu = 2$).

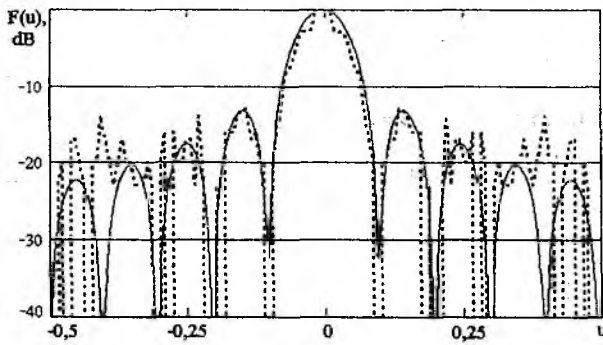


Рис. 1

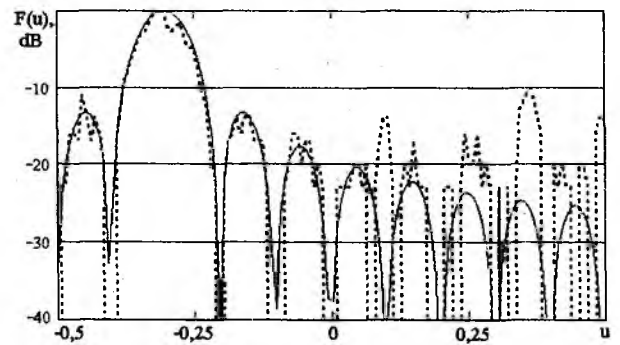


Рис. 2

Как видно из представленных рисунков, ошибки дискретизации позволяют восстановить только главный лепесток ДН. Для антенн с низким уровнем боковых лепестков погрешности восстановления ДН будут высокими.

Отметим, что применение дискретных ФВ означает, что требуемое линейное ФР (рис. 3, а сплошная линия) аппроксимируется ступенчатой функцией (точки), а ошибка фазирования носит периодический характер (рис. 3, б). Если к требуемому фазовому распределению $\varphi_0(i)$ добавить некоторую постоянную фазу (фазовую «подставку»), то получим ФР с такой же крутизной (рис. 3, а, пунктир), а график фазовой сместится по оси φ_0 на величину ξ (рис. 3, б, кружки).

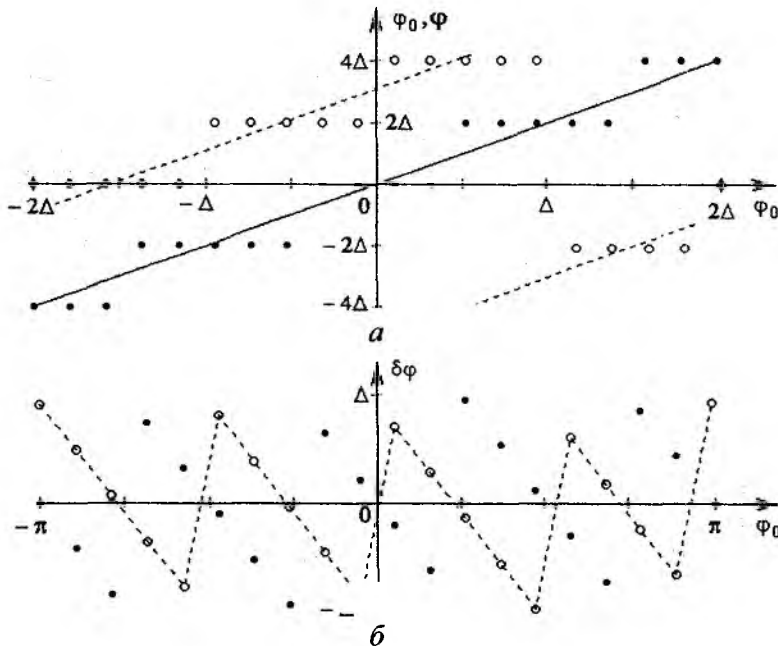


Рис. 3

Усредним по ξ на интервале $(-\pi, \pi)$ полученные значения

$$\bar{S}(u, \psi) = \sum_{i=0}^{N-1} \dot{E}_\psi(id, \psi) \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{-j\xi} \cdot e^{j2\Delta E \left\{ \frac{\varphi_0(i) - \Delta + \xi}{2\Delta} \right\}} d\xi \quad (5)$$

Входящую в интегральное выражение функцию $e^{j2\Delta E \left\{ \frac{\varphi_0(i) - \Delta + \xi}{2\Delta} \right\}}$ представим в виде $e^{j(\varphi_0 + \xi)} \cdot e^{j\delta\varphi(\xi)}$, где $\delta\varphi(\xi)$ – ошибка дискретизации. Учитывая периодический характер функции $\delta\varphi(\xi)$ (см. рис. 3, б) и раскладывая $e^{j\delta\varphi(\xi)}$ в ряд Фурье, после соответствующих вычислений получим

$$\bar{S}(u, \psi) = \dot{S}(u, \psi) \frac{\sin \Delta}{\Delta} \quad (6)$$

Таким образом, усреднение результатов измерения ближнего поля антенны линейным зондом по начальной подставке эквивалентно использованию в ФАР непрерывных фазовращателей, т. е. устранению ошибок дискретизации. Соответствующие результаты приведены на рис. 4 – 6. На рис. 4 приведена восстановленная ДН при усреднении $\dot{S}(u)$ на интервале

$(0, 2\pi)$ по 60 значениям $\xi_k = \frac{2\pi}{60} k$, $k = \overline{1, 60}$ (точки) и теоретическая ДН (непрерывная кривая). Остальные условия моделирования соответствуют рис. 3. На рис. 5 и 6 представлены результаты восстановления амплитудного и фазового распределения этой же антенны без усреднения по ξ (кружки), с усреднением (точки).

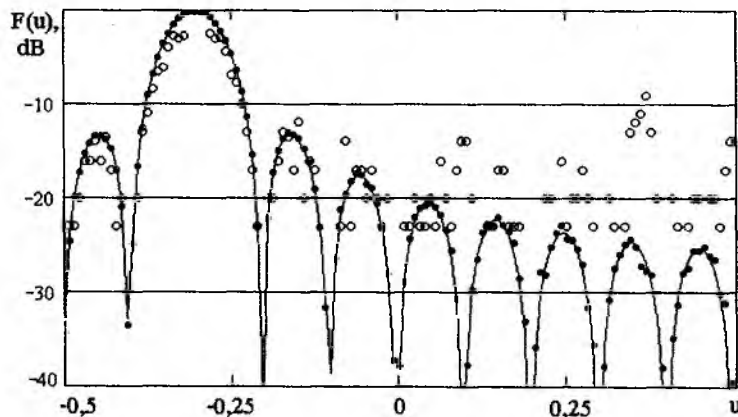


Рис. 4

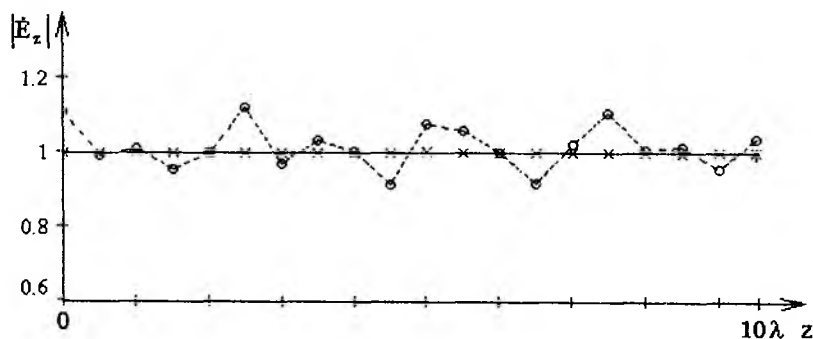


Рис. 5

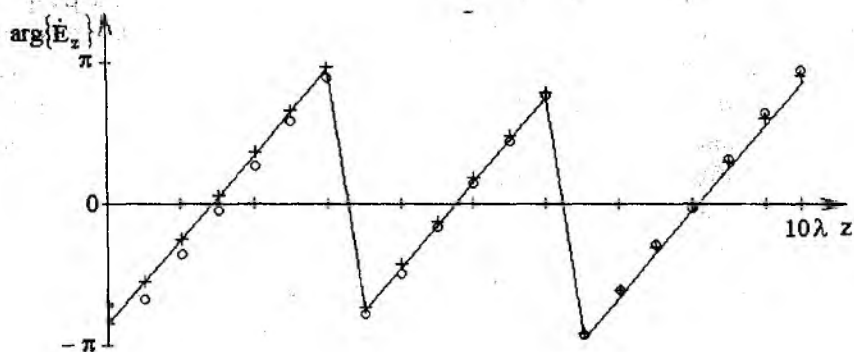


Рис. 6

Особенности применения МЗС в системах измерения ближнего поля ФАР

Конструкцию МЗС целесообразно выполнить на основе элементов исследуемой ФАР. Это оправдано тем, что при изготовлении ФАР закладывается эксплуатационный запас приемо-передающих модулей (ППМ), которые должны пройти наработку на отказ перед помещением в ЗИП (Запасные части, Инструменты, Принадлежности).

Для МЗС также можно использовать экспериментальные образцы ППМ, созданные на этапах технического и рабочего проектирования.

На ошибки измерений АФР влияет ряд факторов, одним из которых являются переотражения от элементов АИК (сканер), стен, пола, потолка БЭК и апертуры ФАР. Переотражения от элементов АИК и БЭК искажают распределение поля в ближней зоне и могут быть снижены за счет укрытия их радиопоглощающим материалом с улучшенными свойствами. Взаимные переотражения между измерительным зондом и исследуемой ФАР принципиально нельзя исключить, а эти переотражения вносят наибольший вклад в ошибку определения ближнего поля исследуемой АС [7].

Существующие методы уменьшения влияния взаимных переотражений за счет многократных повторений измерений АФР при различных взаимных положениях зонда и ФАР, предложенные в [7], обладают рядом недостатков, таких как увеличение времени сканирования, ошибки позиционирования зонда, температурный уход параметров измерительной аппаратуры и др.

Применение МЗС с пространственно разнесенными элементами позволяет повысить точность и оперативность измерений АФР, учесть и снизить влияние отражений между ФАР и МЗС, а также расширить возможности измерительного комплекса [5, 8]. В частности, появляется возможность экспериментальной оценки взаимного влияния элементов ФАР, определения ДН элемента ФАР в составе решетки и др.

При использовании в каналах МЗС многоканального переключателя (МП) или фазовращателей (ФВ), наряду с интегральным измерением АФР поля появляется возможность выделения коммутационным методом сигналов от каждого излучателя из суммарного сигнала на выходе МЗС, что позволяет рассчитать АФР на апертуре и получить пространственную ДН ФАР. Следует отметить, что при конструировании МЗС в виде линейной ФАР возникают те же проблемы, что и при разработке ФАР [6].

Поскольку рабочая полоса частот МЗС определяется размерами его элементов на нижней рабочей частоте и пространственным сектором углов определения параметров ФАР на максимальных углах сканирования на верхней рабочей частоте, то для повышения широкополосности излучающих элементов МЗС их физические размеры должны быть электрически достаточно большими [9, 10].

При создании МЗС для измерения параметров ФАР необходима разработка оптимальных по электрическим и массогабаритным параметрам широкополосных излучающих элементов, совместимых с интегральными схемами СВЧ фазовращателей. Этим требованиям удовлетворяют открытые планарные щелевые излучатели, работающие в многооктавной полосе частот. На их основе можно создавать технологичные широкополосные МЗС [10].

Однако такие МЗС обладают следующими недостатками:

- на выходе МЗС присутствует большой суммарный фоновый сигнал от отключаемых (закрытых) или некоммутируемых каналов;
- сложно реализовать высокую точность измерений АФР при коммутации элементов МЗС или при выделении сигнала от отдельного излучателя МЗС при большом числе каналов;
- сложно обеспечить требуемое расстояние между элементами МЗС в широком диапазоне частот при большом пространственном секторе сканирования;
- взаимная связь между элементами МЗС ограничивает возможности измерения АФР при максимальных углах сканирования ФАР;
- МЗС с большой развязкой между каналами существенно ослабляет сигнал;

КСВ закрытых каналов достаточно высокий (либо при введении дополнительных переключателей и согласованных нагрузок сама МЗС оказывается весьма сложной).

Частично эти недостатки можно исправить, используя линейную структуру фазового и относительную симметрию амплитудного распределений при любом положении луча ФАР в пространстве. Для этого в каналы с четными номерами МЗС можно включить фиксированные фазовращатели, обеспечивающие сдвиг фазы сигнала для половины излучателей на 180° перед их суммированием [6].

Предложенную в [6] конструкцию МЗС можно оптимизировать путем исключения вспомогательных ФВ и внесения 180° фазового сдвига в четные каналы МЗС штатными ФВ. Предварительно следует провести индивидуальные измерения параметров ФВ каждого элемента МЗС и создать файл, содержащий значения вносимых потерь и реальных фазовых сдвигов при всех комбинациях управляющих сигналов в рабочей полосе частот. Этот файл используется при обработке результатов измерений для повышения точности определения амплитуды и фазы сигналов в каналах МЗС.

Основное противоречие при конструировании широкополосной разнесенной многоканальной зондовой системы (РМЗС) (обеспечение требуемого расстояния между крупногабаритными элементами в РМЗС) можно устранить за счет их пространственного разнесения. Достаточно большие габаритные размеры вертикальной колонны сканера, обусловленные конструктивными требованиями, предоставляют возможность конструктивно выполнить РМЗС в виде разнесенных в пространстве по трем координатам излучателей. В свою очередь, это позволяет снизить взаимное влияние между излучателями при высокой эквивалентной плотности их размещения по вертикали и обеспечить требуемую разрешающую способность расчета АФР на апертуре, высокую точность определения ДН в широком секторе углов и провести компенсацию влияния переотражений в одном цикле измерений.

Отметим, что одним из преимуществ РМЗС является возможность расширения полосы рабочих частот за счет применения широкополосных излучателей, однако при этом особое внимание необходимо уделять вопросам калибровки измерительных каналов РМЗС [11].

Контроль параметров измерительных каналов МЗС должен проводиться в начале и конце цикла измерения по сигналу от неподвижного зонда (НЗ). Для оценки результатов измерения комплексных коэффициентов передачи каналов РМЗС, полученных в условиях облучения неплоской волной, следует использовать нормирующие коэффициенты (НК), учитывающие условия размещения НЗ. НК определяются путем последовательного облучения одного и того же элемента ФАР зондирующим сигналом от НЗ с жестко фиксированным расположением относительно излучателей МЗС и подвижного зонда (ПЗ), который в процессе калибровки устанавливается против каждого излучателя РМЗС. Последовательно произ-

водится две операции измерения комплексных коэффициентов передачи, соответственно, от НЗ и ПЗ. Результаты измерений используются для расчета НК, которые считаются неизменными и используются при работе РМЗС.

В настоящее время для измерения АФР широко используются относительно простые многозондовые системы, например в АИК StarLab фирмы SATIMO, одном из пионеров этого направления [12 – 14]. Ведутся работы по разработке РМЗС в Харьковском национальном университете радиоэлектроники.

Выводы

Как следует из приведенных результатов, усреднение сигналов на выходе измерительной антенны позволяет эффективно применять ФАР с коммутационными фазовращателями в качестве линейных зондов.

Предлагаемый многоканальный зонд с пространственным разнесением измерительных каналов позволяет увеличить эквивалентную плотность размещения излучающих элементов и, в то же время, ослабить влияние РМЗС на поле исследуемой ФАР. Адаптивная компенсация фоновых сигналов и использование априорной информации о величинах вносимых потерь и реальных фазовых сдвигов при всех комбинациях управляющих сигналов для фазовращателей в рабочей полосе частот повышает эффективность применения коммутационного метода для разделения сигналов от отдельных каналов и позволяет повысить точность измерения двумерных массивов АФР исследуемых ФАР.

Применение РМЗС при использовании апертурно-зондового метода измерений существенно повышает точность измерений, сокращает время проведения настройки на этапе изготовления и обеспечивает полноценный контроль технического состояния ФАР при общем сокращении времени и стоимости проведения испытаний ФАР, обеспечивая экономию ресурса изделия и АИК.

При этом РМЗС позволяют не только снизить влияние переотражений между ФАР и зондом на результаты измерений АФР, но и повышает возможности измерительного комплекса. В частности, можно экспериментально оценить взаимное влияние элементов АФАР, получить экспериментально ДН элемента АФАР в решетке и др. Одним из преимуществ РМЗС является возможность расширения полосы рабочих частот за счет применения широкополосных излучателей и увеличения сектора восстановления ДН.

В дальнейших исследованиях целесообразно выполнить электродинамический анализ взаимных связей излучающих элементов МЗС, определить влияние этого взаимодействия на точность измерений, найти величину взаимной связи элементов РМЗС с излучателями испытуемой ФАР и оценить влияние сканирования луча на индивидуальные ДН излучающих элементов.

Перечисленные вопросы представляют значительный интерес для дальнейшего повышения точности измерений и отработки встроенных систем для контроля и автоподстройки параметров ФАР.

Список литературы: 1. *Gregso, S., McCormick, J., Parini, C. Principles of Planar Near-Field Antenna Measurements.* Institution of Engineering and Technology. 2007. – pp.424. 2. *Slater, D. Near-field antenna measurements / Boston: Artech House, 1991, 310 p.* 3. *Применение автоматизированных измерительных комплексов для оценки параметров сложных антенных систем / В.А. Усин, В.И. Марков, С.В. Помазанов, А.В. Усина // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып. 154. С. 172-178.* 4. *Проблемные вопросы технологии настройки и калибровки ФАР / В.А. Усин, В.И. Марков, С.В. Помазанов, А.В. Усина, А.Б. Филоненко // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2010. – Вып. 161. – С. 64-71.* 5. *Основные тенденции развития ближнезонных методов измерения характеристик антенн. Ч.2. Методы контроля, настройки и измерения параметров ФАР / В.А. Усин, В.И. Марков, С.В. Помазанов, А.В. Усина, А.Б. Филоненко // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2010. Вып. 160, С. 213-227.* 6. *Усин, В.А., Марков, В.И., Анохина, О.Д., Усина, А.В., Рожнятовская, Л.В. Многоканальный зонд для измерений параметров антенн апертурно-зондовым методом*

// Тр. 15 Междунар. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (CriMiCo'05) Севастополь : Вебер, 2005. –Т.2. – С. 713-714. 7. *Kaplan, L.J.; Scott, W.G.; Wilson, R.E.* The Quadrille, an error reduction procedure for planar near field measurements // Proc. of Antenna Measurement Techniques Association. A97-0016. 1997. – р. 90. 8. *Усин, В.А., Марков, В.И., Рожнятовская, Л.В., Усина, А.В.* Применение пространственно разнесенной многозондовой системы для измерения параметров ФАР // 16 Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'06). Севастополь, 11-15 сент. 2006 г. : Мат. конф. – В 2-х т. – Т 2. – С. 821-822. 9. *The art and the science of ultra-wideband antennas / Schantz H.* – Artech house, 2005 – pp. 269. 10. *Stutzman, W.L. and Buxton, C.G.* Radiating Elements for Wideband Phased Arrays // Microwave Journal. – Vol. 43. No. 2. – February 2000. – P. 130-141. 11. *Calibration of multi-probe antenna measurement system using test zone field compensation / Toivanen, J.T.; Laitinen, T.A.; Pivnenko, S.; Nyberg, L.* // 3rd European Conference on Antennas and Propagation, 2009. EuCAP 2009. – P. 2916 – 2920. 12. *Durand, L., Duchesne, L., Foged, L.J., Aubin, J., Iversen, P.O.* Electronically Scanned Arrays for Fast Testing of Large Antenna // Antenna Measurement Techniques Assotiation. 13. *Duchesne, L. et al.* Study of innovative fast techniques to reduce the measurement time of the patterns of multi beam antennas // 29th ESA Antenna Workshop on Multiple Beams and Reconfigurable Antennas, April 18-20, 2007, ESTEC, Noordwijk, The Netherlands. 14. *Shemer, U., Gandois, A.* A High Performance State-of-the-Art Planar Hybrid Scanner // Proc. of The 32nd Annual Symposium of the Antenna Measurement Techniques Association. A10-0017. – 2010.

*Антрацитовский техникум
радиоэлектронного приборостроения,
Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 07.05.2012