

Алгоритм коррекции амплитудно-фазового распределения системы антенна – обтекатель для обеспечения заданных характеристик направленности ФАР (АФАР) перспективных авиационных и космических РЛС

А.В. Криштопов, А.В. Щербаков

ГУП НППЦ «Спурт», Москва, Зеленоград, 4-й западный проезд, д.8, E-mail: titovmp@mail.ru

Разработан оптимальный алгоритм коррекции АФР в раскрыве решетки при наличии обтекателя. Приведены результаты теоретических и экспериментальных исследований.

The optimum algorithm of correction APD on the aperture of an array covered by fairing. The results theoretical and experimental researches are given.

В настоящее время в авиации и космонавтике все большее внимание уделяется проблеме диагностики технического состояния антенных систем (АС) БРЛС на этапах как их разработки, так эксплуатации и ремонта. Анализ многочисленных публикаций показывает, что одной из основных проблем остается влияние обтекателя антенны на диаграмму направленности и тем самым на точностные характеристики БРЛС. Для решения задач диагностики АС, укрытых обтекателями, применимы те же методы, что и для контроля АС. К ним относятся: радиологические, модуляционные, коммутационные методы и методы реконструктивной диагностики [1,2,3]. За исключением радиологических, все выше перечисленные методы являются специализированными и применимыми только для контроля ФАР. Радиологические методы являются универсальными и пригодными для диагностики как антенных решеток, так и антенн с непрерывным амплитудно-фазовым распределением (АФР). Помимо решения диагностических задач необходимо осуществлять коррекцию тех искажений которые вносит обтекатель в диаграмму направленности.

В связи с этим был разработан алгоритм коррекции АФР системы антенна – обтекатель на основе алгоритмов оптимального оценивания АФР в раскрыве антенны по измерениям поля в ближней зоне [4] с применением методов марковской теории оценивания случайных процессов [5]. Базой для оптимального оценивания АФР поля в раскрыве антенны является байесовский подход теории статистических решений. Байесовский подход, базируется на получении оптимальных в статистическом смысле оценок неизвестных параметров, считая последние случайными величинами с известным априорным распределением. Моделями случайных процессов, описывающих ошибки восстановления и измерения полей, являются гауссовские случайными величинами. Искомое АФР является случайным процессом, динамика расширенного комплексного вектора состояния которого

$$\dot{\Lambda}^T = [|A_1|, |A_2|, \dots, |A_M|, \varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_M] = [|A_m| e^{i\varphi_m}] = [a_m + ib_m]$$

описывается уравнением вида:

$$\frac{\partial \dot{\Lambda}(t, x')}{\partial t} = 0, \quad \dot{\Lambda}(t_0) = \dot{\Lambda}_0. \quad (1)$$

Измеренное поле на выходе амплифазометра можно представить комплексным случайным процессом, уравнение наблюдения которого имеет вид:

$$\xi(t_k, x_n) = \sum_{m=1}^M \dot{h}_{n,m} \dot{A}(x'_m) \Delta x + \varepsilon(t_k), \quad (2)$$

При этом измеренные значения амплитуды и фазы можно записать как:

$$\xi_A(t_k, x_n) = \left| \sum_{m=1}^M \dot{h}_{n,m} \dot{A}(x'_m) \Delta x + \dot{\varepsilon}(t_k) \right|, \quad \xi_{\varphi}(t_k, x_n) = \arg \left(\sum_{m=1}^M \dot{h}_{n,m} \dot{A}(x'_m) \Delta x + \dot{\varepsilon}(t_k) \right),$$

где $\dot{\varepsilon}(t_k) = \varepsilon_a(t_k) + i\varepsilon_b(t_k)$ – комплексный случайный шум измерений.

При проведении измерений предполагается, что способы организации наблюдения во времени и пространстве согласуются с описанием фильтруемого поля, поскольку сама постановка задачи фильтрации в пространстве состояний предполагает, что текущее наблюдение содержит информацию только о текущем состоянии оцениваемого процесса. Так как поле в плоскости раскрытия антенны в процессе измерений постоянно во времени (1), то в данном случае от способа организации сканирования поля в ближней зоне $x_n = f_{x,t}(t_k)$ зависит лишь «ядро преобразования»

$$\dot{h}_{nm} = \dot{h}_{k,m} = \dot{h}[f_{x,t}(t_k)x_m].$$

Тогда в дискретные моменты времени модель вектора наблюдений (2) и модель вектора состояний (1) могут быть заданы в векторно-матричной форме и разностным уравнением соответственно

$$\dot{\xi}_k = \dot{\mathbf{H}}_k \dot{\Lambda}_k + \dot{\varepsilon}_k, \quad (3)$$

$$\dot{\mathbf{H}}_k = [\dot{h}_{k,1}, \dot{h}_{k,2}, \dots, \dot{h}_{k,M}] = [\dot{h}(f_{x,t}(t_k), x'_1), \dot{h}(f_{x,t}(t_k), x'_2), \dots, \dot{h}(f_{x,t}(t_k), x'_M)]],$$

$$\dot{\Lambda}_{k+1} = \dot{\Lambda}_k. \quad (4)$$

Случайная величина $\dot{\xi}_k$ – измеренное поле в ближней зоне, есть сумма двух взаимно независимых нормально распределенных случайных величин $\dot{\mathbf{H}}_k \dot{\Lambda}_k$ и $\dot{\varepsilon}_k$. Поэтому совокупности случайных величин $\{\dot{\xi}_1, \dot{\xi}_2, \dots, \dot{\xi}_M\}$ и $\{\dot{\Lambda}_k, \dot{\xi}_k\}$ являются совместно нормальными.

Таким образом, полученные выше уравнения наблюдения (3) и уравнение состояния (4) дают полную формулировку задачи оценивания поля в раскрытии антенны в терминах пространства состояний. Тогда для решения этой задачи можно применить известные уравнения многомерной оптимальной линейной фильтрации [5] (уравнения комплексного фильтра Калмана-Бьюси). Текущая оценка гауссовского комплексного поля в раскрытии антенны в этом случае определяется выражением:

$$\widehat{\Lambda}_{k+1} = \widehat{\Lambda}_k + \dot{\mathbf{K}}_k [\dot{\xi}_{k+1} - \dot{\mathbf{H}}_{k+1} \widehat{\Lambda}_k], \quad (5)$$

$$\dot{\mathbf{P}}_{k+1} = [\dot{\mathbf{P}}_k^{-1} - \dot{\mathbf{H}}_{k+1}^{T*} D_{\varepsilon}^{-1} \dot{\mathbf{H}}_{k+1}]^{-1}, \quad (6)$$

$$\dot{\mathbf{K}}_{k+1} = \dot{\mathbf{P}}_{k+1} \dot{\mathbf{H}}_{k+1}^{T*} D_{\varepsilon}^{-1}, \quad (7)$$

где $\widehat{\Lambda}_{k+1}$ – комплексная оптимальная оценка АФР;

$\dot{\mathbf{K}}_{k+1}$ – комплексные оптимальные коэффициенты передачи;

$\dot{\mathbf{P}}_{k+1}$ – матрица апостериорных центральных моментов второго порядка;

$\dot{\mathbf{H}}_{k+1}^{T*}$ – комплексно сопряженное транспонирование;

$D_{\varepsilon} = M \{ \varepsilon_k \varepsilon_k^* \} = \sigma_{\varepsilon}^2 = \sigma_{\varepsilon a}^2 + \sigma_{\varepsilon b}^2$ – дисперсия шумов наблюдения,

$\sigma_{\varepsilon a}^2$ и $\sigma_{\varepsilon b}^2$ – дисперсии действительной и мнимой составляющих комплексного шума измерения.

Получаемая в результате фильтрации оценка АФР является оптимальной по критерию минимума среднего квадрата ошибки

$$M \left\{ \left(\dot{\Lambda} - \hat{\Lambda} \right) \left(\dot{\Lambda} - \hat{\Lambda} \right)^{T*} \right\} = \min .$$

Текущие оценки амплитуды и фазы ЭМП в дискретных точках раскрыва антенны \mathbf{x}'_m есть модуль и аргумент комплексной текущей оценки $\hat{\mathbf{A}}(\mathbf{x}'_m)$:

$$\hat{\mathbf{A}}_{k,m} = \left| \hat{\mathbf{A}}_{k,m} \right|, \quad \hat{\varphi}_{k,m} = \arg \left(\hat{\mathbf{A}}_{k,m} \right). \quad (8)$$

Дисперсия погрешности оценивания в дискретных точках раскрыва равна

$$\mathbf{D}_A = M \left[\left(\dot{A}_m - \hat{A}_m \right) \left(\dot{A}_m - \hat{A}_m \right)^* \right] = \sigma_m^2, \quad (9)$$

т.е. диагональным элементам матрицы центральных апостериорных моментов второго порядка $\dot{\mathbf{P}}_{k+1}$ (6), значения которых принимается за потенциально достижимые характеристики точности оценивания АФР. Однако данная дисперсия не позволяет отдельно количественно оценить точность восстановления амплитуды и фазы в раскрыве антенны. Поэтому в качестве количественной оценки амплитуды и фазы в дискретных точках раскрыва антенны принимаются статистические МО и дисперсия (СКО) погрешностей оценивания которые определяются соотношениями:

$$m_{|\dot{A}|}^* = \frac{\sum_{m=1}^M \left(\left| \dot{A}_m \right| - \left| \hat{A}_m \right| \right)}{M}, \quad D_{|\dot{A}|}^* = \frac{\sum_{m=1}^M \left(\left| \dot{A}_m \right| - \left| \hat{A}_m \right| \right)^2}{M-1} - \left(m_{|\dot{A}|}^* \right)^2, \quad (10)$$

$$m_{\varphi}^* = \frac{\sum_{m=1}^M \left(\arg(\dot{A}_m) - \arg(\hat{A}_m) \right)}{M}, \quad D_{\varphi}^* = \frac{\sum_{m=1}^M \left(\arg(\dot{A}_m) - \arg(\hat{A}_m) \right)^2}{M-1} - \left(m_{\varphi}^* \right)^2. \quad (11)$$

Таким образом, данная методика позволяет выполнить оценку (восстановление) АФР в раскрыве антенны, как с обтекателем, так и без него.

Для нахождения корректирующей величины задаемся условием, что обтекатель не вносит никаких изменений в «ядро преобразования» \dot{h}_{nm} , а искажает только АФР в раскрыве решетки. Применяя к уравнениям наблюдения (с обтекателем и без обтекателя) алгоритм фильтрации Калмана-Бьюси (5), (6), (7) и находя разность между оценками АФР в раскрыве, определяем компенсирующую величину амплитуды и фазы на апертуре антенны:

$$\Delta \dot{A}_k = \hat{A}_{k1} - \hat{A}_{k2}, \quad (12)$$

$$\left| \dot{A}_{k\text{тр}} \right| = \left| \hat{A}_{k1} \right| + \left| \Delta \dot{A}_k \right|, \quad (13)$$

$$\arg(\dot{A}_{k\text{тр}}) = \arg(\hat{A}_{k1}) + \arg(\Delta \dot{A}_k), \quad (14)$$

где \hat{A}_{k1} – АФР в раскрыве антенной решетки (АР) без обтекателя; \hat{A}_{k2} – АФР в раскрыве АР, укрытой обтекателем; $\left| \dot{A}_{k\text{тр}} \right|$ и $\arg(\hat{A}_{k\text{тр}})$ – требуемые амплитудное и фазовое распределение в раскрыве АР для компенсации влияния обтекателя.

Антенные решетки с пространственным возбуждением находят все большее применение в РЛС авиационных и космических систем. Такие ФАР (АФАР) будут укрываться обтекателями овальной формы. Потому для проверки алгоритма коррекции был разработан вариант ФАР с пространственным возбуждением, которая показана на рис. 1.

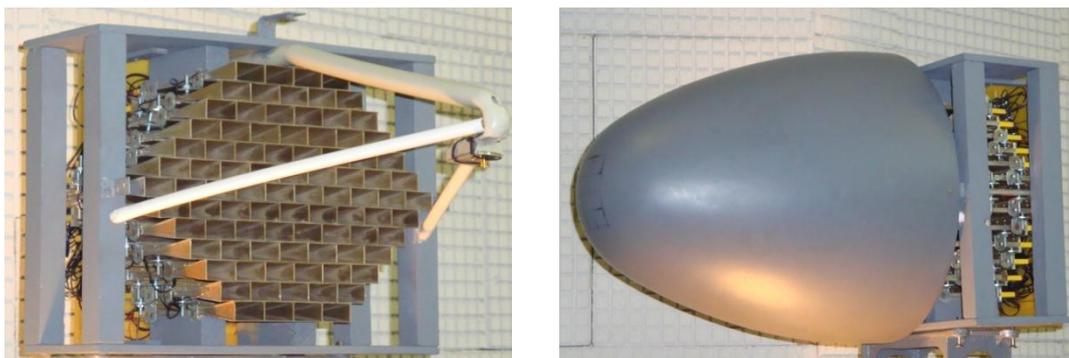


Рис. 1. Фотографии ФАР без обтекателя и с обтекателем

Измерение характеристик разработанной системы выполнялось на автоматизированном измерительном комплексе (АИК) измерения характеристик антенн по ближней зоне, который представляет собой единую измерительно-управляющую систему (рис. 2) и включает в себя:

- электромеханический сканер с приводами на шаговых двигателях;
- блок управления приводом сканера (блок управления шаговый (БУШ));
- измеритель разности фаз и отношения уровней ФК2-33;
- генератор сигналов СВЧ Г4-111/а;
- персональную ЭВМ (ПЭВМ);
- измерительный зонд;
- подвижный фазостабильный высокочастотный (ВЧ) тракт.

В организации работы АИК реализован апертурно-зондовый метод измерения ближнего поля на плоскости, параллельной плоскости раскрыва исследуемой антенны [6]. При таком методе исследуемая антенна находится в неподвижном состоянии, а измерительный зонд перемещается перед ее раскрытием по двум взаимно-ортогональным линейным координатам.

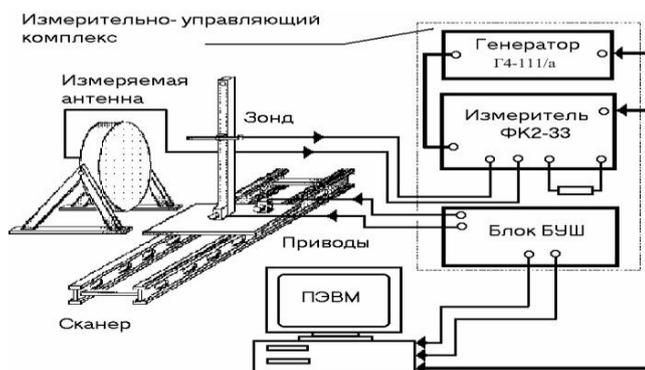


Рис. 2. Структурная схема комплекса

В результате в пределах поля перемещений измерительного зонда накапливается массив значений амплитуды и фазы, в полной мере характеризующий параметры антенны, а так же системы антенна-обтекатель. В процессе измерения расстояние от исследуемой антенной решетки до зонда составляло 0,45 м, зона измерения 0,8×0,8 м. На рис. 3, 4, 5, 6 представлены амплитуды и фазы поля в ближней зоне ФАР без обтекателя и укрытой обтекателем.

После применения алгоритма оценки АФР (5) – (7) и нахождения требуемого АФР в раскрыве ФАР (12) – (14) была выполнена компенсация влияния обтекателя изменением фазы в раскрыве решетки.

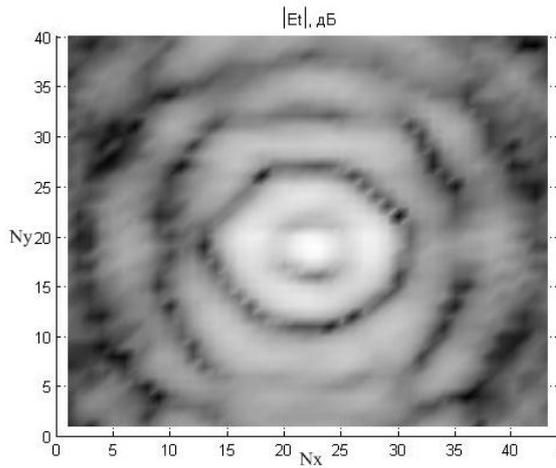


Рис. 3. Амплитуда измеренного поля в ближней зоне без обтекателя

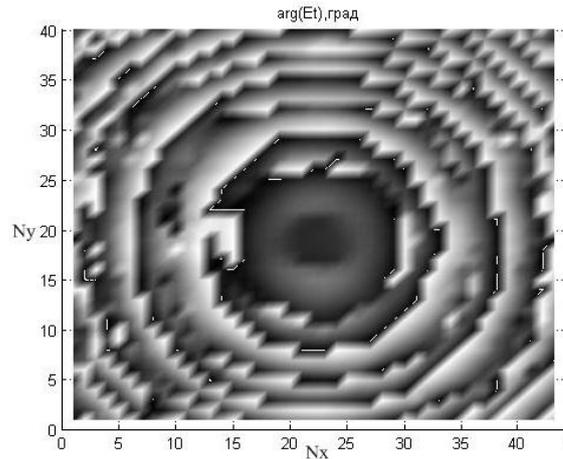


Рис. 4. Фаза измеренного поля в ближней зоне без обтекателя

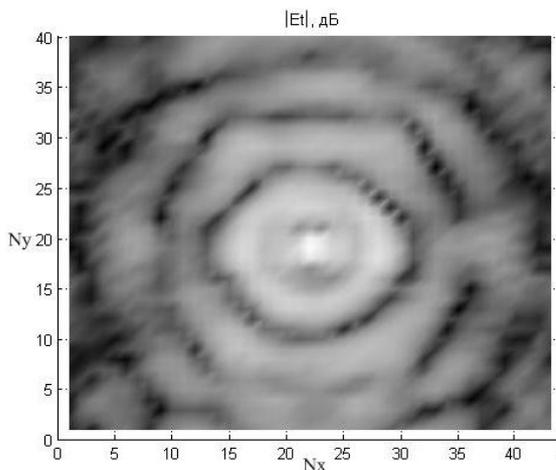


Рис. 5. Амплитуда измеренного поля в ближней зоне с обтекателем

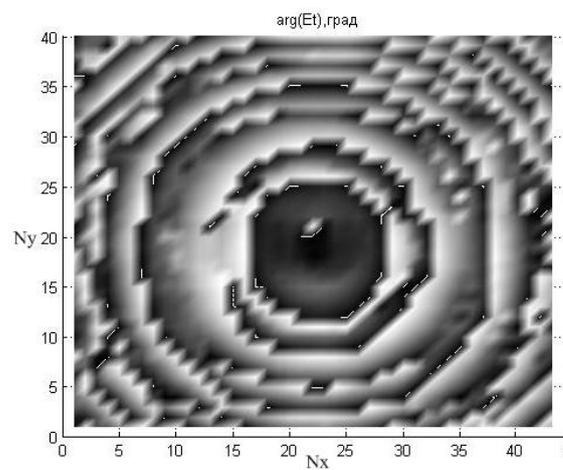


Рис. 6. Фаза измеренного поля в ближней зоне с обтекателем

По данным измерения были построены диаграммы направленности (ДН) антенны, которые показаны на рис. 7 – 10. На рис. 7 и 8 представлены ДН разработанной ФАР без обтекателя (сплошная линия) и с обтекателем (штрихпунктирная линия) в азимутальной и угломестной плоскостях соответственно.

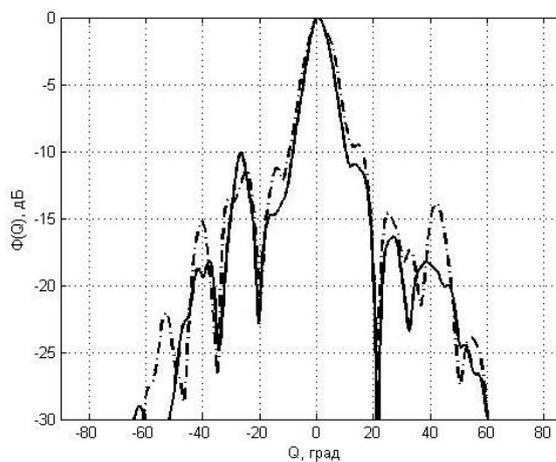


Рис. 7. Диаграмма направленности в азимутальной плоскости

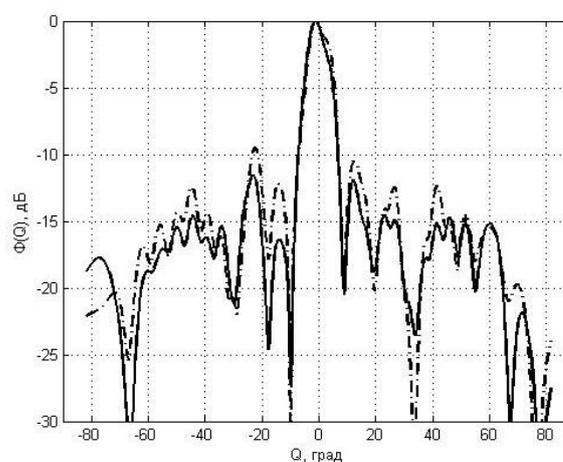


Рис. 8. Диаграмма направленности в угломестной плоскости

По данным рисункам видно, что при наличии обтекателя происходит расширение (искажение) главного лепестка ДН и увеличение уровня боковых лепестков (БЛ).

На рис. 9 и 10 показаны ДН без обтекателя и ДН с коррекцией влияния обтекателя.

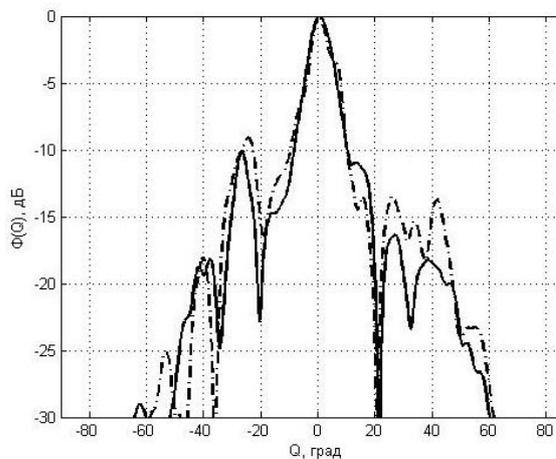


Рис. 9. Диаграмма направленности в азимутальной плоскости

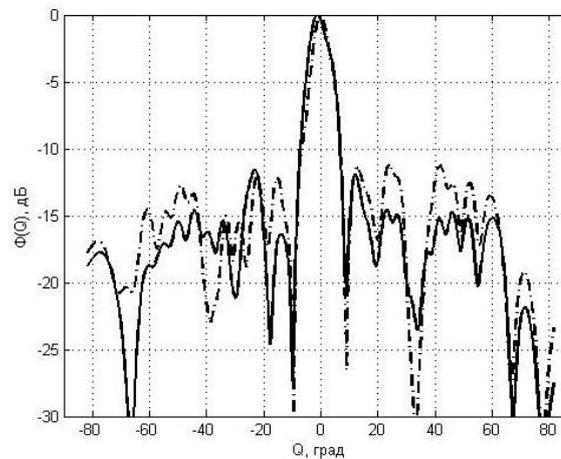


Рис. 10. Диаграмма направленности в угломерной плоскости

При сравнении рис. 7, 9 и 8, 10 видно, что произошла коррекция ДН в обеих плоскостях, а именно: уменьшилась ширина и стабилизировалось положение главного лепестка ДН, а также частично уменьшился уровень первых боковых лепестков. Не полную корректировку ДН можно объяснить двумя причинами:

- не выполнялась коррекция амплитудного распределения в раскрыве решетки (пассивная ФАР),
- наличие большого дискрета применяемых отражательных фазовращателей (90°).

Таким образом, можно сделать вывод, что представленный алгоритм коррекции позволяет учесть и скомпенсировать влияние обтекателя на диаграмму направленности ФАР (АФАР).

Литература

1. Курочкин А.П. Антенные измерения –97. //Антенны. 1997. – Вып.1(38).
2. Коммутационный метод измерения характеристик ФАР / Бубнов Г.Г., Никулин С.М., Серяков Ю.Н., Фурсов С.А. – М.: Радио и связь, 1988.
3. Воронин Е.Н., Горина М.М. Возможности метода реконструктивной диагностики ФАР // Изв. вузов. Сер. Радиоэлектроника. – 1992. – Т.35. – С.11-20.
4. Криштопов А.В. Алгоритмы оптимального оценивания амплитудно-фазового распределения в раскрыве антенны по измерениям поля в ближней зоне // Радиотехника. – 2009. – № 7.
5. Ярлыков М.С., Миронов М.А. Марковская теория оценивания случайных процессов. – М.: Радио и связь, 1993.
6. Андросов В.А., Епатко И.В., Криштопов А.В. Автоматизированный комплекс измерения характеристик антенн по ближней зоне // Радиосистемы. Радиоэлектронные устройства системы управления локации и связи. – Вып. 65. – № 2. – 2002.