

СТАТИСТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ МАТРИЧНОГО МЕТОДА ИЗМЕРЕНИЙ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ОБЪЕКТОВ

© 2024 г. В. А. Понькин, О. Е. Кирьянов*, Н. С. Корда

Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил “Военно-воздушная академия имени профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина”,

ул. Старых Большевиков, 54а, Воронеж, 394064 Российская Федерация

**E-mail: olegkir@inbox.ru*

Поступила в редакцию 26.06.2023 г.

После доработки 26.06.2023 г.

Принята к публикации 06.10. 2023 г.

Рассмотрен матричный метод измерений радиолокационных характеристик объектов, заключающийся в облучении объекта системой независимых тестирующих полей, приеме совокупности рассеянных полей и проведении апостериорной обработки полученных результатов на основе принципа суперпозиции для определения требуемых радиолокационных характеристик объекта. Проведен анализ информационных возможностей матричного метода измерения линейных и нелинейных радиолокационных характеристик объектов при наличии случайных погрешностей регистрации амплитуды и фазы сигналов тестирующего зондирования. Определены дисперсии искоемых линейных и нелинейных радиолокационных характеристик объектов в предположении большого отношения сигнал/шум в каждом канале приема тестирующих сигналов и оценки амплитуды и фазы тестирующих сигналов методом максимального правдоподобия. Установлено, что матричный метод измерения радиолокационных характеристик объектов работоспособен в реальных условиях наличия шумов и мешающих факторов.

Ключевые слова: радиолокационный измерительный комплекс, радиолокационная характеристика, эффективная площадь рассеяния, принцип суперпозиции

DOI: 10.31857/S0033849424040038, **EDN:** JSDYKN

ВВЕДЕНИЕ

Важнейшие достижения современного этапа развития измерительной радиолокационной техники (РЛТ) различных типов и назначения связаны с внедрением цифровых технологий, обеспечивающих упрощение радиотехнической части РЛТ и дальнейшее повышение ее информационных возможностей.

Наиболее значительные результаты на этом пути связывают с разработкой так называемого матричного метода измерений радиолокационных характеристик (РЛХ) объектов. В соответствии с матричным методом проводятся облучение объекта системой независимых тестирующих полей, прием совокупности рассеянных полей и апостериорная обработка полученных результатов на основе принципа суперпозиции для определения требуемых радиолокационных характеристик объекта [1–3]. Применимость принципа суперпозиции обусловлена линейностью процессов распространения и рассеяния электромагнитных волн на объекте в процессе проведения измерений [4], при этом не накладывается каких-либо ограничений на использование тестирующих зондирующих сигналов. Измерительная РЛТ может быть не только

сверхширокополосной, но и многодиапазонной, а также многоканальной, в ней могут быть использованы зондирующие сигналы большой когерентной длительности с синтезированием (при обработке результатов тестирующего зондирования) сверхкороткого пространственно-временного импульса, а также облучающие исследуемый объект и принимаемые рассеянные им поля с требуемой пространственной структурой и т.д.

Вместе с тем уникальные свойства РЛТ, достигаемые на основе принципа суперпозиции, в ранее опубликованных работах рассмотрены в предположении отсутствия влияния помех и мешающих факторов. В действительности в радиолокационных измерительных комплексах (РИК) принцип суперпозиции используется для обработки результатов тестирующего зондирования, сигналы которого регистрируются в условиях влияния мешающих факторов и шумов.

Цель данной работы — рассмотреть матричный метод измерения РЛХ объектов при наличии влияния помех и мешающих факторов.

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Рассмотрим радиолокационный измерительный комплекс, в котором используются N облучающих полей $S_i^r(\vec{r})$ ($i = 1, \dots, N$) и M приемных полей $S_j^s(\vec{r})$ ($j = 1, \dots, M$), $\vec{r}$, $\vec{r}$ — радиус-векторы точек в рабочей зоне комплекса полей облучения и приема соответственно. Требуемые поля облучения $S_\Sigma^r(\vec{r})$ и приема $S_\Sigma^s(\vec{r})$ в рабочей зоне измерительного комплекса формируются математически на основе принципа суперпозиции следующим образом:

$$S_\Sigma^r(\vec{r}) = \sum_{i=1}^N \alpha_i S_i^r(\vec{r}); \quad (1a)$$

$$S_\Sigma^s(\vec{r}) = \sum_{j=1}^M \beta_j S_j^s(\vec{r}), \quad (1b)$$

где α_i , β_j — комплексные весовые коэффициенты, выбираемые таким образом, чтобы требуемые поля облучения и приема были сформированы во всех точках $\vec{r}$, $\vec{r}$ рабочей зоны измерительного комплекса. Совместное действие полей $S_i^r(\vec{r})$ и $S_j^s(\vec{r})$ является тестирующим сигналом S_{ij} , учитывающим условия облучения и приема при выполнении единичного излучения.

Полученные результаты единичного тестирующего зондирования объекта в рабочей зоне комплекса Y_{ij} ($i = 1, \dots, N$; $j = 1, \dots, M$) апостериори совместно обрабатываются. При этом вначале вычисляются линейные РЛХ Y_Σ , являющиеся линейной реакцией исследуемого объекта на сложный приемопередающий сигнал [4]

$$S_\Sigma(\vec{r}, \vec{r}) = S_\Sigma^r(\vec{r}) S_\Sigma^s(\vec{r}) = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^M \alpha_i \beta_j S_i^r(\vec{r}) S_j^s(\vec{r}) \quad (2)$$

с требуемыми полями облучения (1a) и приема (1b).

Причем в соответствии с принципом суперпозиции, реакция исследуемого объекта Y_Σ в полях облучения $S_\Sigma^r(\vec{r})$ и приема $S_\Sigma^s(\vec{r})$ без проведения дополнительного эксперимента определяется численно с помощью следующего выражения:

$$Y_\Sigma = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^M \alpha_i \beta_j Y_{ij}, \quad (3)$$

где α_i , β_j — те же коэффициенты, которые используются при составлении сложного сигнала (2).

На практике результаты тестирующего зондирования Y_{ij} регистрируются в условиях помех и влияния случайных мешающих факторов, поэтому они являются случайными.

Таким образом, возникает задача оценки эффективности применения принципа суперпозиции для решения задачи измерения РЛХ объектов при учете случайного характера результатов тестирующего зондирования Y_{ij} .

2. ДОПУЩЕНИЯ И ОГРАНИЧЕНИЯ

Для упрощения решения задачи примем ряд допущений и ограничений.

Во-первых, будем считать, что в качестве тестирующих используются гармонические сигналы, являющиеся собственными функциями линейных систем. В этом случае регистрация результатов тестирования сводится к измерению амплитуды и фазы излучаемых и принимаемых сигналов.

Далее предположим, что амплитуда и фаза излучаемых сигналов являются известными и измеряются лишь амплитуда и фаза принимаемых сигналов.

В качестве модели случайного результата тестирующего зондирования $\tilde{Y}_{ij}$ исследуемого объекта сигналом S_{ij} принимается выражение

$$\tilde{Y}_{ij} = (A_{ij} + \Delta A_{ij}) \exp(j(\psi_{ij} + \phi_{ij})), \quad (4)$$

где A_{ij} , ψ_{ij} — амплитуда и фаза Y_{ij} результата тестирующего зондирования при отсутствии погрешностей измерений, ΔA_{ij} , ϕ_{ij} — случайные составляющие амплитуды и фазы результата тестирующего зондирования исследуемого объекта сигналом S_{ij} , j — мнимая единица.

Во-вторых, по условиям функционирования радиолокационного РИК матричного типа погрешности измерения амплитуды и фазы должны быть небольшими, т.е.

$$\sigma_{\phi_{ij}} \ll 1, \quad \sigma_{\Delta A_{ij}} \ll A_{ij}, \quad (5)$$

и независимыми.

Кроме того, полагаем, что ΔA_{ij} и ϕ_{ij} распределены по нормальному закону

$$N_{\Delta A} \{ A_{ij}, \sigma_{A_{ij}}^2 \} \text{ и } N_{\phi} \{ 0, \sigma_{\phi_{ij}}^2 \},$$

где σ_A^2 и σ_ϕ^2 — дисперсии амплитуды и фазы случайных погрешностей измерения.

Для упрощения вычислений также предположим, что результаты тестирующих измерений являются равноточными, т.е.

$$\sigma_{A_{ij}}^2 = \sigma_A^2, \quad \sigma_{\phi_{ij}}^2 = \sigma_\phi^2. \quad (6)$$

3. МОДЕЛЬ СЛУЧАЙНЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ ТЕСТИРУЮЩЕГО ЗОНДИРОВАНИЯ

С учетом принятых допущений и ограничений модель случайного результата $\tilde{Y}_{ij}$ тестирующего зондирования при наличии случайных погрешностей амплитуды и фазы представляется в виде

$$\tilde{Y}_{ij} = \eta_{ij} \exp(j\psi_{ij}), \quad (7)$$

где η_{ij} — случайный мультипликативный множитель равный

$$\eta_{ij} = (A_{ij} + \Delta A_{ij}) \exp(j \phi_{ij}). \quad (8)$$

Причем η_{ij} имеет следующие статистические характеристики:

1) среднее значение —

$$\langle \eta_{ij} \rangle = \langle (A_{ij} + \Delta A_{ij}) \rangle \langle \exp(j \phi_{ij}) \rangle = A_{ij} \exp\left(-\frac{\sigma_\phi^2}{2}\right), \quad (9)$$

2) дисперсия при независимых погрешностях измерения амплитуды и фазы вычисляется по формуле [5]

$$\begin{aligned} D[\xi_1 \xi_2] &= \\ &= D[\xi_1] D[\xi_2] + \langle \xi_1 \rangle^2 D[\xi_2] + \langle \xi_2 \rangle^2 D[\xi_1], \end{aligned} \quad (10)$$

где ξ_1, ξ_2 — независимые случайные величины.

С учетом статистических характеристик составляющих случайной функции η_{ij}

$$\langle A_{ij} + \Delta A_{ij} \rangle = A_{ij}, \quad D[A_{ij} + \Delta A_{ij}] = D[\Delta A] = \sigma_A^2, \quad (11a)$$

$$\begin{aligned} \langle \exp(j \phi_{ij}) \rangle &= \exp\left(-\frac{\sigma_\phi^2}{2}\right), \quad D[\exp(-j \phi_{ij})] = \\ &= 1 - \exp(-\sigma_\phi^2), \end{aligned} \quad (11b)$$

получаем

$$D[\eta_{ij}] = \sigma_A^2 + A_{ij}^2 (1 - \exp(-\sigma_\phi^2)). \quad (12)$$

4. ПОКАЗАТЕЛИ ЭФФЕКТИВНОСТИ

При наличии случайных погрешностей результатов тестирующего зондирования измеряемые радиолокационные характеристики становятся случайными. Поэтому показателями эффективности матричного метода измерения РЛХ, прежде всего, должны опираться на статистические характеристики измеряемых РЛХ.

При этом обобщенным показателем качества измерения РЛХ матричным методом становится аналог показателя отношения “сигнал/шум”

$$\langle \tilde{Y}_\Sigma \rangle \left\{ D[\tilde{Y}_\Sigma] \right\}^{1/2}, \quad \text{т.е.} \quad K_{MT}[\tilde{Y}_\Sigma] = \langle \tilde{Y}_\Sigma \rangle / \left\{ D[\tilde{Y}_\Sigma] \right\}^{1/2}, \quad (13a)$$

или показатель отношения “сигнал/шум” измерения РЛХ матричным методом (по мощности)

$$K_{MT}^2[\tilde{Y}_\Sigma] = \langle \tilde{Y}_\Sigma \rangle^2 / D[\tilde{Y}_\Sigma]. \quad (13b)$$

Поскольку матричным методом непосредственно вычисляются линейные РЛХ $\tilde{Y}_\Sigma$, которые являются исходными данными для вычисления нелинейных РЛХ

$$F = F\{\tilde{Y}_\Sigma\}, \quad (14)$$

где F — нелинейная функция, то далее можно получить расчетные соотношения для вычисления среднего значения и дисперсии линейной РЛХ

$$\tilde{Y}_\Sigma = \sum_i^N \sum_j^M \alpha_i \beta_j \exp(j \psi_{ij}) \eta_{ij} \quad (15)$$

и нелинейной РЛХ, в качестве которой рассматривается эффективная площадь рассеяния (ЭПР) объектов, определяемая с точностью до постоянного множителя как

$$\Theta = |\tilde{Y}_\Sigma|^2. \quad (16)$$

На практике неопределенный постоянный множитель определяется путем проведения калибровочных измерений [6].

5. ВЫЧИСЛЕНИЕ СРЕДНИХ ЗНАЧЕНИЙ И ДИСПЕРСИЙ ЛИНЕЙНОЙ РЛХ И ЭПР

Сначала вычислим среднее значение линейной РЛХ:

$$\langle \tilde{Y}_\Sigma \rangle = \sum_i^N \sum_j^M \alpha_i \beta_j \langle \tilde{Y}_{ij} \rangle. \quad (17)$$

С учетом (4), (7), (8) получим

$$\begin{aligned} \langle \tilde{Y}_\Sigma \rangle &= \exp\left(-\frac{\sigma_\phi^2}{2}\right) \sum_i^N \sum_j^M \alpha_i \beta_j A_{ij} \exp(j \psi_{ij}) = \\ &= \exp\left(-\frac{\sigma_\phi^2}{2}\right) Y_\Sigma. \end{aligned} \quad (18)$$

Далее вычислим дисперсию линейной РЛХ:

$$D[\tilde{Y}_\Sigma] = D\left[\sum_i^N \sum_j^M \alpha_i \beta_j \exp(j \psi_{ij}) \eta_{ij}\right]. \quad (19)$$

Поскольку слагаемые в (18) являются независимыми случайными величинами, то с учетом (12) получим

$$\begin{aligned} D[\tilde{Y}_\Sigma] &= \sum_i^N \sum_j^M |\alpha_i|^2 |\beta_j|^2 D[\eta_{ij}] = \\ &= \sum_i^N \sum_j^M |\alpha_i|^2 |\beta_j|^2 \left[\sigma_A^2 + A_{ij}^2 (1 - \exp(-\sigma_\phi^2)) \right] = \end{aligned} \quad (20)$$

$$= \sigma_A^2 P_{\alpha\beta} + (1 - \exp(-\sigma_\phi^2)) P_\Sigma,$$

где

$$P_\Sigma = \sum_i^N \sum_j^M |\alpha_i|^2 |\beta_j|^2 |A_{ij}|^2 \quad (21)$$

— суммарная мощность тестирующих сигналов,

$$P_{\alpha\beta} = \sum_i^N \sum_j^M |\alpha_i|^2 |\beta_j|^2 \quad (22)$$

— коэффициент шумов, обусловленных случайными погрешностями регистрации амплитуды тестирующих сигналов.

Для вычисления статистических характеристик нелинейных РЛХ используются результаты теории переноса ошибок [7], в соответствии с которыми среднее значение нелинейной РЛХ (14) равно

$$\langle F \rangle = F \left\{ \tilde{Y}_\Sigma \langle \eta_{ij} \rangle \right\}, \quad (23)$$

а дисперсия приближенно вычисляется по формуле

$$D[F] = \sum_i^N \sum_j^M \left| \frac{\partial F}{\partial \eta_{ij}} \right|_{\langle \eta \rangle}^2 D[\eta_{ij}], \quad (24)$$

где $\eta = \{\eta_{ij}\} (i = 1, \dots, N; j = 1, \dots, M)$.

С использованием выражений (23), (24), среднее значение (16) с учетом (4), (9) и (15) равно

$$\langle \text{ЭПР} \rangle = \left| \sum_i \sum_j \alpha_i \beta_j \exp(j \psi_{ij}) \right|_{\langle \eta_{ij} \rangle}^2 = \left| \sum_i \sum_j \alpha_i \beta_j A_{ij} e^{j \psi_{ij}} \right|^2 \exp(-\sigma_\phi^2),$$

т.е.

$$\langle \text{ЭПР} \rangle = \exp(-\sigma_\phi^2) \Theta_0, \quad (25)$$

где Θ_0 — значение ЭПР объекта при отсутствии влияния амплитудных и фазовых погрешностей результатов тестирующего зондирования. При этом, отсутствие случайных амплитудных и фазовых погрешностей результатов тестирующего зондирования не гарантирует получение точных значений РЛХ, которые определяются многими

другими факторами (геометрические параметры антенных систем РИК, форма и размеры объекта и т.д. [8]).

Оценка дисперсии ЭПР по формуле (24), с учетом производной от модуля функции

$$|f(x)|' = \frac{f(x)}{|f(x)|} f'(x),$$

приводит к следующему результату:

$$D[\text{ЭПР}] = \sum_i^N \sum_j^M \left| 2 |Y_\Sigma| \frac{Y_\Sigma \alpha_i \beta_j \exp(j \psi_{ij})}{|Y_\Sigma|} \right|^2 D[\eta_{ij}] =$$

$$= 4 |Y_\Sigma|^2 \exp(-\sigma_\phi^2) \left\{ \sigma_A^2 \sum_i^N \sum_j^M |\alpha_i|^2 |\beta_j|^2 + \right.$$

$$\left. + (1 - \exp(-\sigma_\phi^2)) \sum_i^N \sum_j^M |\alpha_i|^2 |\beta_j|^2 |A_{ij}|^2 \right\}. \quad (26)$$

6. АНАЛИЗ ПОЛУЧЕННЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ

6.1. Анализ средних значений линейных РЛХ и нелинейных РЛХ (ЭПР)

При наличии случайных погрешностей регистрации амплитуды и фазы сигналов тестирующего зондирования при измерении матричным методом линейных и нелинейных РЛХ (ЭПР) объектов они становятся случайными величинами.

Оценки среднего значения и дисперсии линейных РЛХ определяются формулами (18), (20), а нелинейных РЛХ (ЭПР) — (25) и (26).

Из анализа (18) и (25) следует, что центрированные погрешности регистрации амплитуды результатов тестирующих измерений не оказывают влияния на величину среднего значения линейных и нелинейных РЛХ. При этом центрированные

фазовые погрешности с дисперсией σ_ϕ^2 приводят к снижению оцениваемого значения РЛХ пропорционально величине $\exp(-\sigma_\phi^2)$.

Это означает, что при $\sigma_\phi^2 \approx 0.1$ относительная величина оцениваемого среднего значения линейной РЛХ $\langle \tilde{Y}_\Sigma \rangle / Y_\Sigma$ и значения нелинейной РЛХ (ЭПР) Θ / Θ_0 снижаются примерно на 10%.

6.2. Анализ дисперсии линейных РЛХ и нелинейных РЛХ (ЭПР)

Для наглядного представления полученных результатов рассмотрены максимальные значения дисперсии линейных РЛХ и нелинейных РЛХ (ЭПР). Для этого в формулы (20) и (26) подставлены максимальные значения варьируемых (при измерении различных РЛХ) параметров

$$\alpha_{ij} = 1 \text{ и } \beta_{ij} = 1$$

и максимальное значение мощности единичных тестирующих сигналов $A_{ij}^2 = P_1$.

В этом случае максимальные значения дисперсии оцениваемых РЛХ для линейной РЛХ и нелинейной РЛХ (ЭПР) равны соответственно:

$$D[\tilde{Y}_\Sigma]_{\max} = NM \left[\sigma_A^2 + \left(1 - \exp(-\sigma_\phi^2) \right) P_1 \right], \quad (27)$$

$$D[\text{ЭПР}]_{\max} = 4\Theta_0 NM \exp(-\sigma_\phi^2) \left[\sigma_A^2 + \left(1 - \exp(-\sigma_\phi^2) \right) P_1 \right]. \quad (28)$$

Как следует из выражений (27) и (28), дисперсия оценки линейной РЛХ $D[\tilde{Y}_\Sigma]$ и нелинейной РЛХ (ЭПР) $D[\text{ЭПР}]$ при прочих равных условиях линейно возрастают с увеличением общего числа NM тестирующих сигналов. То есть при создании РИК матричного типа актуальной является задача выбора технического облика РИК, обеспечивающего использование минимального числа тестирующих сигналов.

Однако из (1) следует, что увеличение N и M позволяет более точно описать требуемый для измерения виртуальный сигнал S_Σ , что безусловно повышает точность измерения РЛХ. Поэтому в процессе эксплуатации РИК необходимо для каждой измеряемой РЛХ $\tilde{Y}_\Sigma$ оптимизировать состав S_{ij} и общее число NM тестирующих сигналов.

При выполнении принятых допущений (5) выражения (27), (28) можно представить в виде

$$D[\tilde{Y}_\Sigma]_{\max} \approx NM \left[\sigma_A^2 + \sigma_\phi^2 P_1 \right], \quad (29)$$

$$D[\text{ЭПР}]_{\max} \approx 4\Theta_0 NM \left[\sigma_A^2 + \sigma_\phi^2 P_1 \right], \quad (30)$$

из которых видно эквивалентное действие погрешностей измерения амплитуды σ_A^2 и фазы σ_ϕ^2 , умноженной на мощность единичного тестирующего сигнала P_1 .

Для пояснения физического смысла выражений (29), (30) рассмотрено влияние всегда присутствующих на практике внутренних шумов измерительных приемников.

В предположении, что оценка параметров (амплитуды и фазы) тестирующих сигналов осуществляется методом максимального правдоподобия [9], дисперсия оценки начальной фазы, при большом отношении сигнал/шум q^2 в каждом канале приема тестирующих сигналов ($q^2 = P_1 / P_{\text{ш}}$), приближенно равна

$$\sigma_\phi^2 \approx 1 / q^2. \quad (31)$$

При этом дисперсия оценки амплитуды равна

$$\sigma_A^2 = P_1 / q^2. \quad (32)$$

С учетом (31), (32) формулы (29), (30), принимают вид

$$D[\tilde{Y}_\Sigma]_{\max} \approx 2NMP_{\text{ш}}, \quad (33)$$

$$D[\text{ЭПР}]_{\max} \approx (8\Theta_0) 2NMP_{\text{ш}}, \quad (34)$$

из которых видно, что основные факторы, ограничивающие информационные возможности матричного метода измерения РЛХ объектов, связаны с общим количеством используемых тестирующих сигналов (NM) и мощностью внутренних шумов измерительной аппаратуры $P_{\text{ш}}$.

6.3. Обобщенный показатель качества измерения РЛХ матричным методом

По результатам проведенных вычислений обобщенный показатель (13), в целом характеризующий возможность измерения линейных и нелинейных РЛХ, можно представить в следующем виде:

при измерении линейной РЛХ –

$$K_{\text{МТ}}[\tilde{Y}_\Sigma] \approx \exp\left(-\frac{\sigma_\phi^2}{2}\right) Y_\Sigma / \left[(\sigma_A^2 + \sigma_\phi^2 P_1) NM \right]^{1/2}, \quad (35)$$

и нелинейной РЛХ (ЭПР) –

$$K_{\text{МТ}}[\text{ЭПР}] \approx \exp(-\sigma_\phi^2) \sqrt{\Theta_0} / 2 \left[(\sigma_A^2 + \sigma_\phi^2 P_1) NM \right]^{1/2}. \quad (36)$$

Из (35), (36) следует, что при наличии малых случайных погрешностей регистрации амплитуды и фазы сигналов тестирующего зондирования матричный метод обеспечивает измерение линейных и нелинейных РЛХ.

При оценке амплитуды и фазы тестирующих сигналов методом максимального правдоподобия обобщенный показатель качества измерения РЛХ матричным методом качественно характеризуется при измерении линейных РЛХ и нелинейных РЛХ (ЭПР) соответственно, как:

$$K_{\text{МТ}}[\tilde{Y}_\Sigma] \approx Y_\Sigma / \sqrt{2NMP_{\text{ш}}}, \quad (37)$$

$$K_{\text{МТ}}[\text{ЭПР}] \approx \sqrt{\Theta_0} / 2\sqrt{2NMP_{\text{ш}}}. \quad (38)$$

Учитывая, что значения величин Y_Σ и $\sqrt{\Theta_0}$ пропорциональны $NM\sqrt{P_1}$, в целом возможность измерения РЛХ пропорциональна величине $\sqrt{NM P_1 / P_{\text{ш}}}$, т.е.

$$K_{\text{МТ}}[\tilde{Y}_\Sigma] \propto K_{\text{МТ}}[\text{ЭПР}] \propto \sqrt{NMP_1 / P_{\text{ш}}}. \quad (39)$$

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

При наличии случайных погрешностей амплитуды и фазы результатов тестирующего зондирования информационные возможности РИК матричного типа ограничены возникающими при этом погрешностями измерения линейных и нелинейных РЛХ объектов, которые прямо пропорциональны общему числу (NM) используемых тестирующих сигналов и мощности внутренних шумов $P_{ш}$.

При создании РИК матричного типа необходимо не только применять высокочувствительные приемные устройства с малым уровнем собственных шумов, но и выбирать конструкции передающей и приемной антенн, состав и типы тестирующих сигналов, обеспечивающие измерение РЛХ с использованием минимального общего количества (NM) тестирующих сигналов.

Матричный метод измерения, основанный на совместной апостериорной обработке (NM) результатов тестирующего зондирования, приводит при наличии случайных погрешностей регистрации амплитуды и фазы тестирующих сигналов не только к возрастанию в (NM) раз дисперсии шумов обработки сигналов, но и к увеличению в (NM) раз энергии выходного эффекта системы обработки, что в итоге приводит к увеличению в $\sqrt{NM}$ эквивалентного отношения сигнал/шум. Это означает,

что матричный метод измерения РЛХ вполне работоспособен в реальных условиях наличия шумов и мешающих факторов.

Авторы данной работы заявляют об отсутствии конфликта интересов

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Понькин В.А., Мартынов Н.А., Кирьянов О.Е. // Антенны. 2005. № 7/8 (98). С. 99.
2. Емельянов Е.С. // РЭ. 2021. Т. 66. № 6. С. 523.
3. Понькин В.А., Радзиевский В.Г. // РЭ. 1984. Т. 29. № 2. С. 275.
4. Емельянов Е.С., Понькин В.А. // Радиотехника. 2016. № 11. С. 36.
5. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Кн. 1. М.: Сов. радио, 1969.
6. Майзельс Е.Н., Торгованов В.А. Измерение характеристик рассеяния радиолокационных целей. М.: Сов. радио, 1972.
7. Худсон Д. Статистика для физиков. М.: Мир, 1970.
8. Емельянов Е.С., Понькин В.А. // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2009. Т. 123. № 1. С. 7.
9. Куликов Е.И., Трифонов А.П. Оценка параметров сигналов на фоне помех. М.: Сов. радио, 1978.

STATISTICAL ANALYSIS OF THE MATRIX METHOD FOR MEASURING THE RADAR CHARACTERISTICS OF OBJECTS

V. A. Ponkin, O. E. Kiryanov*, N. S. Korda

Air Force Military Educational and Scientific Center "Air Force Academy named after Professor N.E. Zhukovsky and Yu. A. Gagarin", Starykh Bolshevikov Street, 54a, Voronezh, 394064 Russian Federation

**E-mail: olegkir@inbox.ru*

Received 26 June, 2023; revised 26 June, 2023; accepted 6 October, 2023

The matrix method for measuring the radar characteristics of objects is examined. The method involves irradiating the object with a system of independent test fields, receiving the set of scattered fields, and performing posterior processing of the obtained results based on the superposition principle to determine the required radar characteristics of the object. An analysis of the information capabilities of the matrix method for measuring linear and nonlinear radar characteristics of objects is conducted, considering random errors in the registration of the amplitude and phase of the test signals. The variances of the desired linear and nonlinear radar characteristics of objects are determined, assuming a high signal-to-noise ratio in each test signal reception channel and maximum likelihood estimation of the amplitude and phase of the test signals. It is established that the matrix method for measuring radar characteristics of objects is functional under real conditions involving noise and interference.

Keywords: radar measurement complex, radar characteristic, radar cross-section, superposition principle