

Радиолокационные и радионавигационные системы

УДК 621.396.96

СРАВНИТЕЛЬНАЯ ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ МЕТОДОВ РЕШЕНИЯ ОБРАТНОЙ ЗАДАЧИ РАССЕЯНИЯ В ИНТЕРЕСАХ РАЗРЕШЕНИЯ ОТДЕЛЬНЫХ ОБЪЕКТОВ ИЗ СОСТАВА ГРУППОВОГО СОСРЕДОТОЧЕННОГО

Панов Дмитрий Вячеславович

кандидат технических наук, доцент, докторант штатной докторантуры Военной академии войсковой противовоздушной обороны Вооруженных Сил Российской Федерации имени Маршала Советского Союза А. М. Василевского.
E-mail: pdvlist@list.ru.

Чижов Анатолий Анатольевич

доктор технических наук, доцент, заместитель начальника кафедры радиолокационного вооружения Военной академии войсковой противовоздушной обороны Вооруженных Сил Российской Федерации имени Маршала Советского Союза А. М. Василевского.
E-mail: rtshouse@mail.ru.

Абраменков Виктор Васильевич

доктор технических наук, профессор, старший научный сотрудник научно-исследовательского центра Военной академии войсковой противовоздушной обороны Вооруженных Сил Российской Федерации имени Маршала Советского Союза А. М. Василевского.
E-mail: avv63@mail.ru.

Климов Сергей Анатольевич

кандидат технических наук, доцент, профессор кафедры радиолокационного вооружения Военной академии войсковой противовоздушной обороны Вооруженных Сил Российской Федерации имени Маршала Советского Союза А. М. Василевского.
E-mail: zuk_house@rambler.ru.

Печенев Евгений Александрович

адъютант очной штатной адъюнктуры Военной академии войсковой противовоздушной обороны Вооруженных Сил Российской Федерации имени Маршала Советского Союза А. М. Василевского.
E-mail: pecheneff.evgeny@yandex.ru.
Адрес: 214027, г. Смоленск, ул. Котовского, 2.

Аннотация: В работе задача разрешения отдельных объектов из состава группового сосредоточенного рассматривается как частный случай обратной задачи рассеяния, являющейся некорректной в математическом смысле. По эффективности разрешения отдельных объектов из состава группового сосредоточенного сравниваются: проекционный метод, метод решения обратной задачи рассеяния с использованием регуляризованного сингулярного разложения обратного оператора системы, один из вариантов метода инверсной фильтрации с регуляризацией. Проведенная сравнительная оценка выполнена с использованием единой имитационной математической модели, что обеспечивает одинаковые условия моделирования. Описаны условия и методика проведения имитационного математического моделирования. Приведены полученные по результатам моделирования количественные значения введенных показателей эффективности анализируемых методов решения обратной задачи рассеяния, позволяющие сделать выводы о возможности их практического применения.

Ключевые слова: методы свёрхрэлеевского разрешения, обратная задача рассеяния, некорректная зада-

ча, групповой сосредоточенный объект.

Введение

Проблема разрешения радиолокационных объектов, находящихся в одном элементе разрешения, то есть групповых сосредоточенных объектов (ГСО), на современном этапе развития науки и техники остается актуальной.

Возможности по разрешению ГСО при использовании результатов согласованной обработки эхосигналов ограничены критериями Рэля и Вудворда [1]. В то же время известен ряд работ, свидетельствующих о возможности разрешения ГСО с использованием методов сверхрэлеевского разрешения.

Проведенный в [2] анализ известных методов обработки эхосигналов со сверхрэлеевским разрешением позволил условно разделить их на две группы: «когерентные» методы, основанные на теории байесовского оценивания сигналов, и «некогерентные» методы современного спектрального анализа (методы анализа характеристических свойств корреляционных матриц принятых сигналов).

Вместе с тем в [3] указано, что обобщая вопросы сверхрэлеевского разрешения в дисперсном радиоканале на интервале когерентного зондирования можно прийти к, так называемой, обратной задаче рассеяния (задаче восстановления портрета или характеристик рассеяния объекта), которая является более общей по отношению к классическим задачам первичной обработки сигналов. То есть получение устойчивой оценки портрета объекта на рассматриваемом поле параметров по его эхосигналу означает и решение задач обнаружения, измерения координат (параметров движения) объекта, а также разрешения отдельных объектов (ОО) из состава группового.

Формулировка обратной задачи рассеяния может быть изложена следующим образом: по наблюдаемому сигналу y требуется восстановить портрет (характеристику рассеяния) объекта x , то есть получить его оценку \hat{x} . Как правило, считают, что x и y принадлежат ком-

плексным гильбертовым пространствам L_2^x и L_2^y [4], а операторная модель наблюдения при достаточно общих допущениях имеет вид:

$$y = Ax + n, \quad (1)$$

где A – вполне непрерывный (компактный) линейный оператор с плотной в L_2^x областью определения; n – шумы наблюдения.

Известно [4], что уравнения вида (1) относятся к классу абстрактных уравнений Фредгольма первого рода. Одной из особенностей таких уравнений является то, что они разрешимы не для всех $y \in L_2^y$, так как замыкание $\text{Im}A$ есть сумма счетного числа компактов, каждый из которых в L_2^y нигде не плотен, поэтому, согласно теореме Бэра, $\text{Im}A \neq L_2^y$.

Однако решение обратной задачи рассеяния существует в силу способа ее формулировки, так как наблюдаемый сигнал y не может принимать значений, не принадлежащих $\text{Im}A$ (что, конечно, строго справедливо в отсутствие шумов). Функционал правдоподобия $p(y/x)$ для гауссовских шумов наблюдения с корреляционным оператором R_v описывается выражением $\ln p(y/x) = \langle Ax, R_v^{-1}y \rangle - 0,5 \langle Ax, R_v^{-1}Ax \rangle + \text{const}$, соответствующая максимально правдоподобная оценка \hat{x} имеет вид $\hat{x} = (A^* R_v^{-1} A)^{-1} A^* R_v^{-1} y$ [4]. При белых шумах наблюдения или их отсутствии (детерминистская трактовка задачи) – $\hat{x} = A^{-1}y$. Поэтому принципиальными являются лишь вопросы единственности и устойчивости решения задачи (1).

Существенным является то, что в гильбертовом пространстве оператор A не имеет ограниченного обратного [5], что свидетельствует о невозможности получения единственного и устойчивого решения (1) при $y \in L_2^y$. Неограниченность A^{-1} означает, что сколь угодно малые шумы n могут привести к сколь угодно большим ошибкам в оценках \hat{x} . Поэтому задачу (1) относят к некорректным [5].

Варианты постановок некорректных задач, естественные с точки зрения приложений, были впервые высказаны в работе А.Н. Тихонова в 1943 г. [6], которая была связана с интерпретацией данных геофизических измерений и привлекла внимание многих исследователей [7]. Интенсивное развитие теории некорректных задач началось с середины 50-х годов прошлого века, что было связано с появлением и началом широкого применения ЭВМ. Значительную роль в развитии теории некорректных задач сыграло понятие регуляризации решения, введенное А.Н. Тихоновым в серии работ 60-х годов прошлого века (например, [8]). Однако и на современном этапе указанный подход к решению некорректных задач является базовым [3].

Для задач типа (1), в которых оператор A^{-1} неограничен, А.Н. Тихонов выдвинул идею построения регуляризирующего оператора C , в некотором смысле близкого к A^{-1} , область значений которого при отображении из L_2^y в L_2^x допускала бы согласование с наблюдаемым в шумах эхосигналом y [9]. Указанный оператор $C(y, \alpha_p) = (\alpha_p U + A^* A)^{-1} A^*$ (где U – любой удобный положительно определенный линейный оператор) содержит параметр регуляризации α_p , увеличивая значение которого возможно сузить множество решений (1) до класса корректности.

Выражение, описывающее регуляризованное решение (1), может быть приведено в следующем виде [3]:

$$\hat{x} = C(y, \alpha_p) y = \Phi^{-1} \left((\alpha_p \Xi + G^2)^{-1} G^H Y \right), \quad (2)$$

где Φ – оператор преобразования Фурье, G – спектр оператора A , Ξ – спектр оператора U , H – индекс операции эрмитова сопряжения.

Зависимость (2) позволяет увидеть, что при $\alpha_p \rightarrow 0$ оценка $\tilde{X}(\omega)$ стремится к своему нерегуляризованному варианту: $\tilde{X}(\omega) \rightarrow G(\omega)^{-1} Y(\omega)$. При этом значения $\tilde{X}(\omega)$ на частотах ω , где близки к нулю значения $G(\omega)$, стремятся к бесконечности. Увели-

чение α_p снижает значение $\tilde{X}(\omega)$ на «плохих» участках спектра. Однако однозначно ответить на вопрос – до какого уровня требуется такое снижение – проблематично.

Свое дальнейшее развитие метод регуляризации получил в ряде исследований, посвященных как теоретическим положениям метода, так и вопросам его практического использования в различных областях науки (например, [10]).

Многочисленные работы, в которых рассматривались варианты применения метода А.Н. Тихонова к решению широкого круга задач, содержат различные оценки его эффективности в тех или иных приложениях. Однако приведенные в [4] результаты исследования эффективности разрешения сигналов в системах, использующих методы обработки сигналов с регуляризацией, свидетельствуют о невысокой их эффективности.

В то же время для получения более объективной оценки эффективности метода регуляризации было бы целесообразно сравнить качество его функционирования в интересах разрешения ОО из состава ГСО с другими известными методами решения обратной задачи рассеяния в единых условиях (на одной математической модели).

Описание рассматриваемых методов решения обратной задачи рассеяния

Один из вариантов реализации по сути регуляризационного подхода к решению уравнения вида (1) описан в работе [11]. Используемый подход рассматривается как одна из разновидностей метода инверсной фильтрации с регуляризацией (далее – метод инверсной фильтрации).

При реализации метода инверсной фильтрации выполнялась следующая последовательность действий:

эхосигнал подвергался операции дискретного преобразования Фурье (ДПФ) в результате чего формировался его комплексный частотный спектр (КЧС) $\dot{G}_{\Sigma C}(\omega)$;

указанный КЧС перемножался с инверсным КЧС опорного сигнала (копии зондирующего) $\dot{G}_{3C}^{-1}(\omega)$;

результат перемножения вышеуказанных КЧС $\dot{G}_{3C}(\omega) \dot{G}_{3C}^{-1}(\omega)$ подвергался операции обратного ДПФ;

в полученном после обратного ДПФ сигнале определялось количество «пиков», превысивших некоторый порог.

Так как спектры большинства зондирующих сигналов $\dot{G}_{3C}(\omega)$ имеют нулевые и близкие к нулевым значения на ряде частот, то при расчете произведения $\dot{G}_{3C}(\omega) \dot{G}_{3C}^{-1}(\omega)$ это может привести к делению на ноль. Для исключения подобных ситуаций предлагается ограничивать снизу (по некоторому уровню α_p , где α_p – значение параметра регуляризации) спектр зондирующего сигнала. То есть в случае, когда $|\dot{G}_{3C}^{-1}(\omega)| < \alpha_p$, результату перемножения спектров $\dot{G}_{3C}(\omega) \dot{G}_{3C}^{-1}(\omega)$ необходимо присвоить значение ноль.

В работе [12] в интересах разрешения смеси неортогональных сигналов и шума в активных радиолокационных системах (РЛС) предложен еще один метод решения обратной задачи рассеяния. Предполагается, что РЛС представляет собой стационарную линейную многоканальную пространственно-временную систему с узкополосным зондирующим сигналом и математически описывается совокупностью из P измерительных каналов. Каждому p -му каналу системы соответствует оператор преобразования с известной характеристикой $f_p(\alpha)$, где α – вектор параметров, $p = \overline{1, P}$. В качестве составляющих вектора α могут быть время запаздывания, частота Доплера, направления прихода и другие параметры сигналов, оценки которых требуется получить при решении уравнения (1). С физической точки зрения $f_p(\alpha)$ есть импульсная (частотная) характеристика p -го канала РЛС (далее – характеристика).

С учетом введенных предположений выражение (1) может быть приведено к виду:

$$y_p(s) = \sum_{m=1}^M \dot{E}_m f_p(s, \alpha_m) + n_p(s), \quad (3)$$

где $y_p(s)$ – наблюдаемый сигнал в p -м измерительном канале РЛС; $f_p(s, \alpha_m)$ – известная характеристика p -го измерительного канала РЛС; $s \in \omega$ – область определения вектора s ; Ω_α – область поля параметров вектора α ; \dot{E}_m – комплексная амплитуда m -го сигнала, соответствующая точке α_m области поля параметров Ω_α ; M – число неортогональных сигналов в составе смеси; $n_p(s)$ – шумы наблюдения в p -м измерительном канале.

Из выражения (3) следует, что множество из $p = \overline{1, P}$ измерительных каналов РЛС и M сигналов можно записать в виде системы уравнений

$$y = FE + n, \quad (4)$$

где y – $(P \times 1)$ -вектор-столбец измеренных напряжений на выходе $p = \overline{1, P}$ измерительных каналов РЛС; F – $(P \times M)$ -матрица характеристик каналов РЛС; E – $(M \times 1)$ -вектор-столбец комплексных амплитуд сигналов; n – $(P \times 1)$ -вектор-столбец шумов наблюдения.

Задача, заключающаяся в получении решения системы уравнений (4) при неизвестном одновременно числе сигналов M , их амплитудах E и векторе параметров α в ходе единого вычислительного процесса, является некорректной. В практических задачах, когда количество измерительных каналов возрастает, а интервал между ними (по соответствующему параметру) уменьшается, матрица F является плохообусловленной, что и определяет некорректность задачи решения (4). Наличие шумов наблюдения во входном сигнале приводит к несовместности системы уравнений (4). Получить строгое решение такой системы уравнений невозможно принципиально и приходится

выбирать то или иное псевдорешение, обеспечивающее его единственность и устойчивость.

Обеспечить совместность системы уравнений (4) возможно, если выполнить такое преобразование с вектором y , которое обеспечит его принадлежность к образу матрицы F . Такое преобразование предлагается осуществлять в виде FF^+y , где F^+ – псевдообратная матрица [13]. Другими словами, матрица FF^+ является ортогональным проектором для матрицы F на подпространство, образованное линейной оболочкой ее вектор-столбцов, т. е. образом матрицы F . Это и позволяет обеспечить совместность системы уравнений (4). Обеспечить единственность и устойчивость решения значительно сложнее.

Пусть в составе сигнальной смеси присутствуют P сигналов с амплитудами \dot{E}_p , $p = \overline{1, P}$. Такое предположение является закономерным и ограничивает сверху максимальное число разрешаемых сигналов, которое не превосходит числа уравнений в системе (4). Часть амплитуд \dot{E}_p при этом может быть равна нулю. Связано это с тем, что в составе сигнальной смеси может присутствовать разное число сигналов, но предполагается, что $M \leq P$. Практическая польза от такого предположения заключается в том, что появляется возможность зафиксировать размерность матрицы F и получить решение системы уравнений (4). Кроме того, при неизвестном векторе параметров α в силу постулата Байеса [14] целесообразно предположить, что для разрешаемых сигналов они распределены равномерно. С учетом этих предположений может быть сформирован вектор параметров $\alpha = [\alpha_1 \alpha_2 \dots \alpha_p]$. В качестве составляющих α_p^i p -го вектора $\alpha_p = [\alpha_p^1 \alpha_p^2 \dots \alpha_p^I]^T$ могут быть приняты ожидаемые время запаздывания, частота Доплера, направления прихода и другие параметры p -го сигнала, где $i = \overline{1, I}$, I – число параметров. При гипотезе о равномерном распределении пара-

метров сигналов элементы F_{lk} матрицы F определяются выбранным шагом $\Delta\alpha^i$ по i -му параметру между l -м и k -м сигналами $\Delta\alpha^i = \alpha_l^i - \alpha_k^i$ в области определения поля параметров Ω_α вектора α . Шаг по параметру $\Delta\alpha^i$ должен удовлетворять условию $\Delta\alpha^i < \delta\alpha^i$, где $\delta\alpha^i$ – элемент разрешения по i -му параметру сигнала, $i = \overline{1, I}$. В этом случае матрица F определена и решение системы уравнений (4) относительно комплексных коэффициентов \dot{E}_p также становится единственным. С учетом введенных предположений матрица характеристик каналов РЛС теперь не зависит от M , а ее размерность составит $(2P - 1) \times P$.

Дальнейший ход рассуждений опирается на важнейшую теорему линейной алгебры. Смысл ее заключается в том, что образ любого вектора при преобразовании может быть найден, если известны сингулярные числа и сингулярные базисы этого преобразования [15]. В соответствии с этим найдем сингулярное разложение матрицы F , которое будет иметь вид:

$$F = U\Lambda V^H, \quad (5)$$

где $U = \|U_1 \ U_2 \ \dots \ U_{2P-1}\|$ – унитарная матрица порядка $2P - 1$; Λ – диагональная $(2P - 1) \times P$ -матрица сингулярных значений λ_p матрицы F ; $V^H = \|V_1^* \ V_2^* \ \dots \ V_P^*\|^T$ – унитарная матрица порядка P . На основании теорем о сингулярном разложении и понятии псевдообратной матрицы Мура – Пенроуза может быть получена псевдообратная $P \times (2P - 1)$ -матрица Λ^+ сингулярных значений матрицы характеристик каналов РЛС F . Для матрицы $\Lambda = \text{diag} \|\lambda_1 \ \lambda_2 \ \dots \ \lambda_p \ 0 \ \dots \ 0\|$ псевдообратной является матрица $\Lambda^+ = \text{diag} \|\lambda_1^{-1} \ \lambda_2^{-1} \ \dots \ \lambda_p^{-1} \ 0 \ \dots \ 0\|$. Тогда псевдообратная $P \times (2P - 1)$ -матрица характеристик каналов РЛС F^+ будет иметь вид:

$$F^+ = V\Lambda^+U^H. \quad (6)$$

Псевдорешение системы уравнений (4) может быть найдено среди решений системы $FF^+y=FE$, откуда с учетом (6):

$$\hat{E}=F^+y=V\Lambda^+U^Hy. \quad (7)$$

В ходе функционирования РЛС для тех элементов разрешения, в которых принято решение об обнаружении сигнала, реализуется операция векторно-матричного умножения (7) и сравнение полученного вектора \hat{E} с порогом. Элементы вектора \hat{E} , которые превышают значение порога, считаются решением (4). Последнее также можно трактовать как физически обоснованное требование учета тех сигналов, амплитуда которых превышает в заданное число раз среднеквадратичное значение шума. Количество этих элементов определяет оценку числа эхосигналов \hat{M} , сформировавших вектор наблюдения y , а их положение – оценку вектора параметров \hat{a} сигналов.

Необходимо обратить внимание на один важный момент, имеющий принципиальное значение для рассматриваемого метода. Выбранный сингулярный базис U^H матрицы характеристик каналов РЛС F позволяет не только обеспечить существование решения. При практической реализации метода он позволяет исключить зависимость решения от априорного знания числа разрешаемых сигналов (перебора гипотез), поскольку как следует из выражений (5, 6) размерность сингулярного базиса U^H не зависит от M , а определяется только числом каналов P матрицы характеристик F .

Таким образом, в предлагаемом методе устойчивость решения обеспечивается за счет исключения из пространства решений тех направлений, в которых отношение сигнала к шуму не превышает некоторого порогового значения по причине малых значений соответствующих сингулярных чисел оператора системы, а также отсутствия составляющих сигнала в указанных направлениях. Для определенности описанный метод далее будем называть методом решения обратной задачи рассеяния с использованием регуляризованного

сингулярного разложения обратного оператора системы.

В работе [3] предложена проекционная схема решения обратной задачи рассеяния (уравнения вида (1)). В основе указанной схемы лежит следующая идея: если при регуляризационном подходе множество допустимых решений (1) обужается до некоторого компакта, что обеспечивает единственность решения (существование решения обеспечивается постановкой задачи), то в предложенном методе множество допустимых решений обужается до некоторого конечномерного пространства K_m – подпространства L_2^x , что позволяет в рассматриваемом случае обеспечить также и приемлемую устойчивость решения (1).

То есть первой принципиальной особенностью проекционного метода решения обратной задачи рассеяния является то, что для редукции множества решений (1) до класса корректности предлагается в качестве математической модели портрета объекта использовать не элементы $x \in L_2^x$, а их проекции $\tilde{x}=Px$ (P – оператор проецирования) на некоторое, выбираемое на основе физически имеющейся априорной информации, пробное пространство K_m – m -мерное подпространство L_2^x , натянутое на базис $\Gamma=[\gamma_1 \ \gamma_2 \ \dots \ \gamma_m]$, соответствующий выбранной гипотезе о формах и параметрах портретов отдельных объектов.

Таким образом, математическую модель портрета группового объекта представляют в виде $\tilde{x}=Px=\Gamma\langle\Gamma,\Gamma\rangle^{-1}\langle\Gamma,x\rangle=\Gamma E$, где $E=\langle\Gamma,\Gamma\rangle^{-1}\langle\Gamma,x\rangle=\Gamma^{-1}\langle\Gamma,x\rangle=[E_1 \ E_2 \ \dots \ E_m]^T$ – комплексные коэффициенты отражения отдельных объектов; $\Gamma=\langle\Gamma,\Gamma\rangle$ – матрица Грама пробных функций.

Устойчивая к шумам наблюдения оценка коэффициентов отражения \hat{E} , соответствующая проекционной оценке портрета объекта $\hat{x}=\Gamma\hat{E}$, имеет вид $\hat{E}=Q^{-1}Z$, где $Q=\langle S,S\rangle_n$ – $m \times m$ -матрица Грама системы эхосигналов

пробных функций (которыми аппроксимированы портреты отдельных объектов) $S = A\Gamma = [A\gamma_1 A\gamma_2 \dots A\gamma_m]$; A – вполне непрерывный (компактный) линейный оператор; $\langle \cdot, \cdot \rangle_n$ – обозначение скалярного произведения, «декоррелирующего» и нормирующего в L_2^y шумы наблюдения n ; $Z = \langle S, y \rangle_n$ – векторный корреляционный интеграл.

Так как портреты отдельных объектов известны с точностью до ряда параметров α_i , то в качестве этих параметров используются их оценки максимального правдоподобия: для вектора $\alpha = [\alpha_1 \alpha_2 \dots \alpha_m]^T$ такая оценка имеет вид $\hat{\alpha} = \arg \max_{\alpha} Z^H(\alpha) Q^{-1}(\alpha) Z(\alpha)$.

Для оценки количества ОО в составе ГСО размерность пробного пространства (количество пробных функций) последовательно увеличивается, начиная с одномерного. Модули вектора элементов \hat{E} сравниваются с пороговыми значениями, вычисляемыми для m -ой гипотезы о количестве отдельных объектов согласно выражению $E_m^{\text{пор}} = k\sqrt{Q_m^{-1}}$, где k – коэффициент, определяющий уровень ложных тревог; Q_m – матрица Грама системы эхосигналов пробных функций, которыми аппроксимирован групповой объект, состоящий из m отдельных.

В [3] показано, что проекционный метод обладает более высокими характеристиками по разрешению ОО из состава ГСО по сравнению с такими известными методами срезхрээевского разрешения как компенсационный, MUSIC и Прони. В то же время представляет интерес получение результатов сравнительной оценки эффективности разрешения ОО с использованием проекционного метода и вышеописанных метода инверсной фильтрации и метода решения обратной задачи рассеяния с использованием регуляризованного сингулярного разложения обратного оператора системы.

Методика и результаты имитационного математического моделирования

Необходимо отметить, что практическая реализация алгоритмов получения оценок радиолокационных портретов объектов $\hat{x}(t)$ по (2) фактически предполагает проведение расчетов по выражению:

$$\hat{x}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{B}(\omega) e^{j\omega t} d\omega, \quad (8)$$

$$\text{где } \dot{B}(\omega) = \frac{\dot{G}_{3C}(\omega) \dot{G}_{3C}^*(\omega)}{\dot{G}_{3C}(\omega) \dot{G}_{3C}^*(\omega) + \alpha_p}, \quad (9)$$

α_p – значение параметра регуляризации, выбираемое по некоторому закону.

В то же время в [11] предлагается определять функцию $\dot{B}(\omega)$ в (8) исходя из условия:

$$\dot{B}'(\omega) = \begin{cases} 0, & \text{если } |\dot{G}_{3C}(\omega)| < \alpha_p; \\ \dot{G}_{3C}(\omega) / \dot{G}_{3C}(\omega), & \text{если } |\dot{G}_{3C}(\omega)| \geq \alpha_p. \end{cases} \quad (10)$$

При проведении оценки эффективности метода инверсной фильтрации с использованием имитационного моделирования функция $\dot{B}(\omega)$ в (8) определялась по (9) и (10). Полученные результаты показали приблизительно одинаковые вероятностные характеристики разрешения отдельных объектов, однако диапазон изменений количественных значений параметра регуляризации α_p при определении функции $\dot{B}(\omega)$ по (10) оказался значительно меньшим, что и явилось основанием для его выбора в интересах дальнейшего анализа эффективности указанного метода решения обратной задачи рассеяния.

Раскроем использованную методику выбора параметра регуляризации α_p . Для различных: количества ОО (от двух до четырех), коэффициенты отражения которых содержали нефлюктуирующие амплитудные и равновероятные фазовые составляющие; значений взаимных удалений ОО; средних значений суммарных отношений сигнал-шум $\overline{q_{\Sigma}^2}$ (оцениваемых по результатам согласованной обработки эхосигнала ГСО) определялись зависимости вероятностей принятия правильного решения о ко-

личестве ОО в составе ГСО от значений параметра регуляризации α_p . Анализ полученных зависимостей позволил первоначально определить оптимальные значения параметра регуляризации $\alpha_{p \text{ опт}}$ (для каждого из рассматриваемых вариантов состава ГСО и задаваемого отношения сигнал-шум $\overline{q_\Sigma^2}$), а далее подобрать закон (в некоторой степени приближающийся к оптимальному) выбора значения параметра регуляризации α_p в зависимости от мгновенного значения суммарного отношения сигнал-шум q_Σ^2 , т.е. $\alpha_p = f(q_\Sigma^2)$.

Для проведения сравнительной оценки эффективности разрешения ОО из состава ГСО проекционным методом, методом решения обратной задачи рассеяния с использованием регуляризованного сингулярного разложения обратного оператора системы, а также методом инверсной фильтрации был проведен набор статистических данных с использованием единой имитационной математической модели, функционирующей в математической системе MATLAB.

В качестве показателей эффективности для проведения сравнительной оценки были использованы: вероятность правильного разрешения D (вероятность принятия правильного решения о количестве ОО в составе ГСО), а также интервал времени, затрачиваемый персональной ЭВМ на однократную реализацию моделируемого метода.

Изложим основные составляющие методики проведения моделирования. Для заданного количества ОО (коэффициенты отражения которых содержали нефлюктуирующие (или флюктуирующие по рэлеевскому закону распределения) амплитудные и равновероятные фазовые составляющие) формировался эхосигнал. В качестве зондирующего сигнала использовался простой радиоимпульс. Для обеспечения адекватности моделирования реальным условиям выбор временного положения ОО проводился по равномерному закону распределения с шагом, меньшим интервала дискретизации моделируемого аналого-цифрового

преобразователя эхосигнала. Сформированный эхосигнал последовательно подавался на программные блоки оценки количества ОО, соответствующие трем исследуемым методам решения обратной задачи рассеяния. В процессе функционирования имитационной математической модели обеспечивался уровень ложных тревог (разрешения отдельных объектов) $F \approx 0,05$.

На рис. 1 приведены зависимости вероятностей D правильного разрешения различного количества отдельных объектов (для равных нефлюктуирующих амплитудных и равновероятных фазовых составляющих их коэффициентов отражения) от отношения сигнал-шум q^2 (по одному отдельному объекту) для проекционного метода, метода решения обратной задачи рассеяния с использованием регуляризованного сингулярного разложения обратного оператора системы, а также метода инверсной фильтрации. Отношение сигнал-шум рассчитывалось по выражению $q^2 = E_{\text{вх}}^2 N_{\text{отсч}} / \sigma_{\text{ш}}^2$, где $E_{\text{вх}}$ – амплитуда формируемого полезного сигнала; $N_{\text{отсч}}$ – количество моделируемых отсчетов сигнала, приходящихся на его длительность; $\sigma_{\text{ш}}$ – среднее квадратичное отклонение отсчетов шума в каждой квадратурной составляющей на выходе моделируемого аналого-цифрового преобразователя.

На рис. 2 приведены аналогичные зависимости для случая, когда амплитудные составляющие коэффициентов отражения отдельных объектов флюктуировали по рэлеевскому закону, а фазовые составляющие коэффициентов отражения моделировались по равномерному закону распределения.

Каждая из точек на графиках рис. 1, 2 была получена по 1000 реализациям. На рис. 1, 2 кривые 1 соответствуют проекционному методу, кривые 2 – методу решения обратной задачи рассеяния с использованием регуляризованного сингулярного разложения обратного оператора системы (положение «окна разрешения» выбрано по максимальному значению результата согласованной обработки), кривые

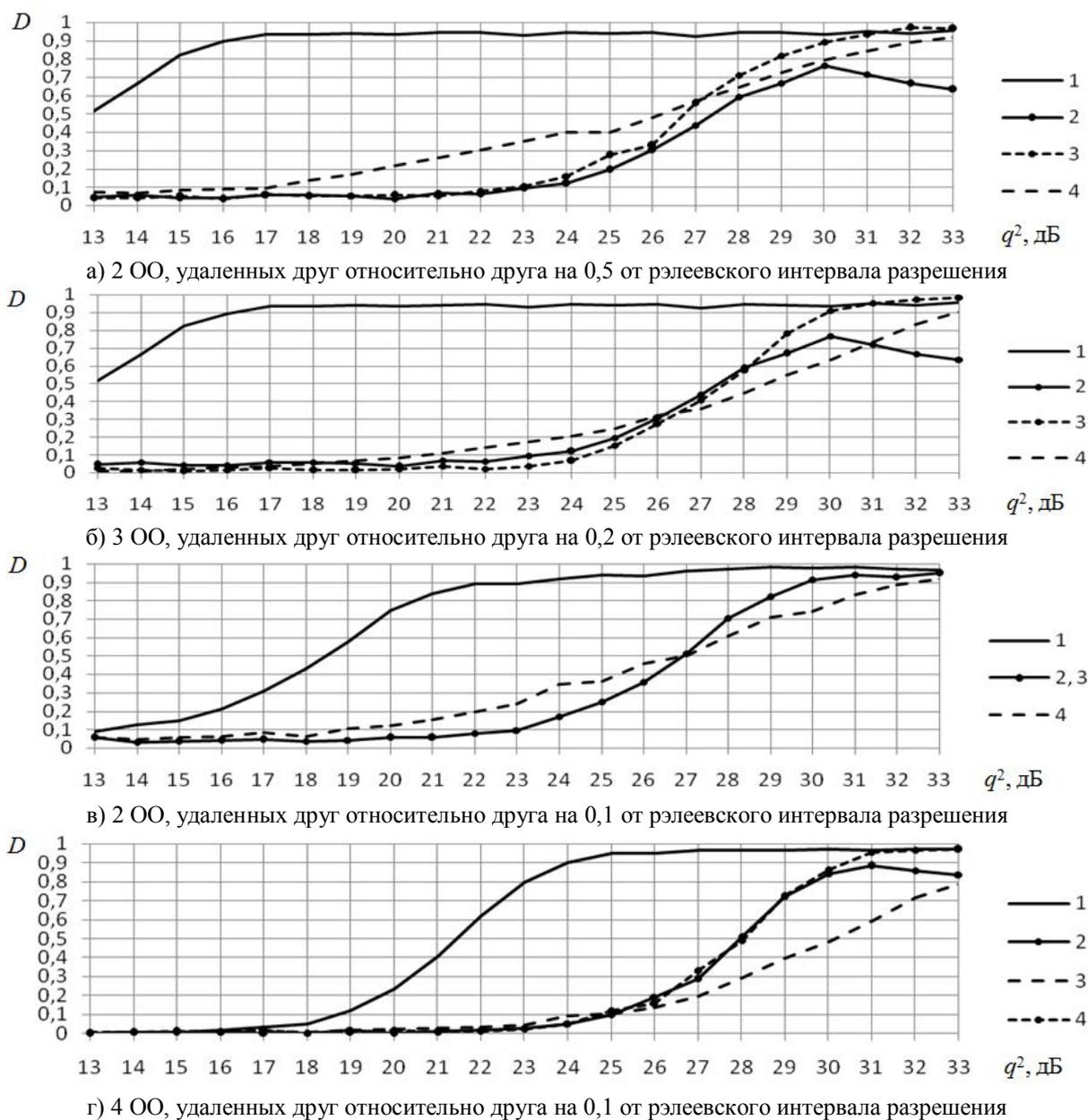


Рис. 1. Зависимости вероятностей D правильного разрешения (при $F \approx 0,05$) различного количества ОО (для равных нефлюктуирующих амплитудных и равновероятных фазовых составляющих их коэффициентов отражения) от отношения сигнал-шум q^2 (по одному ОО) для проекционного метода (1), метода решения обратной задачи рассеяния с использованием регуляризованного сингулярного разложения обратного оператора системы (2, 3), а также метода инверсной фильтрации (4)

3 – тому же методу (за счет использования специализированного алгоритма обеспечено точное соответствие положения «окна разре-

шения» положению эхосигнала ГСО по времени запаздывания), кривые 4 – методу инверсной фильтрации.

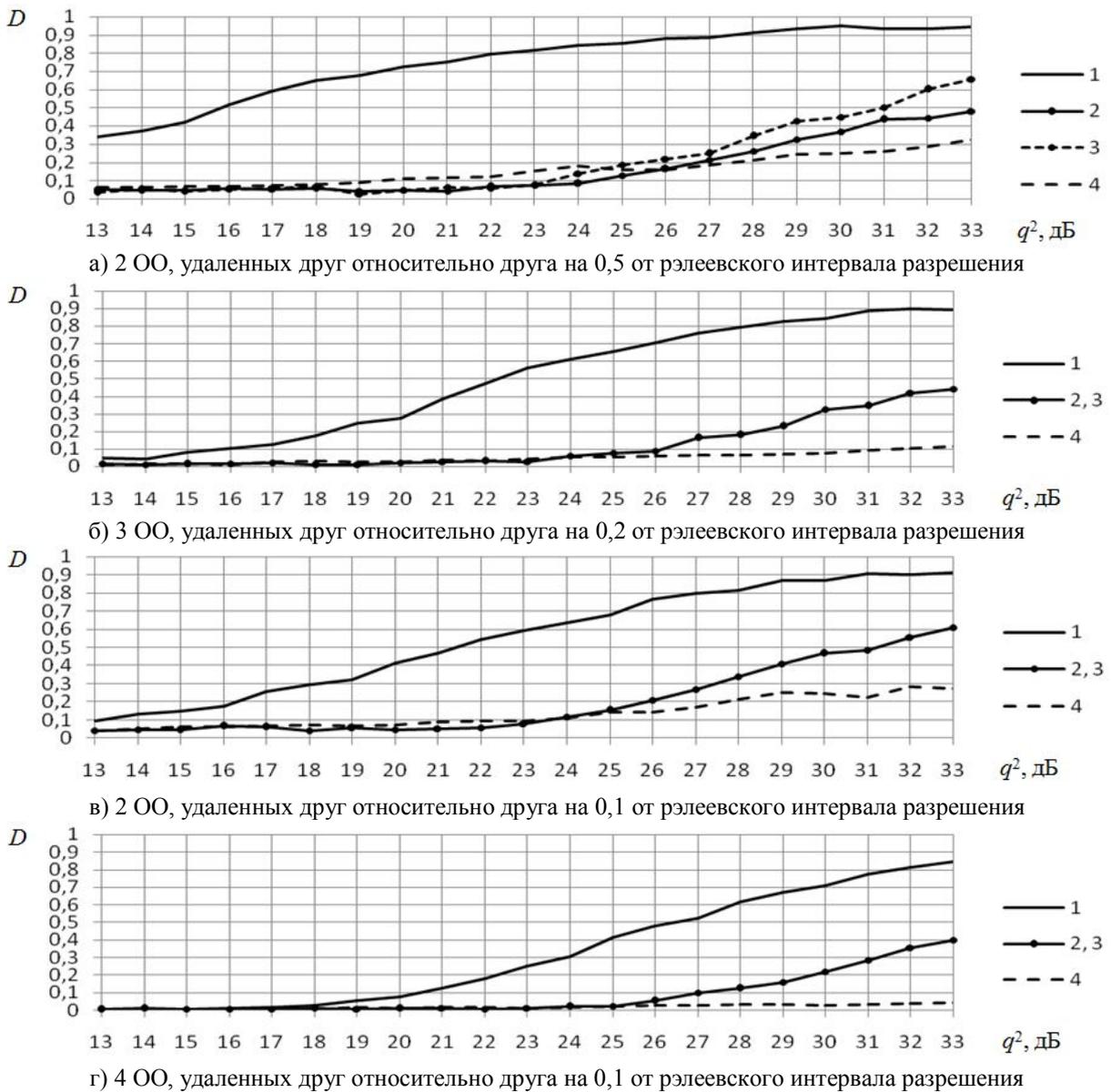


Рис. 2. Зависимости вероятностей D правильного разрешения (при $F \approx 0,05$) различного количества ОО (для флуктуирующих по рэлеевскому закону амплитудных и равновероятных фазовых составляющих их коэффициентов отражения) от отношения сигнал-шум q^2 (по одному ОО) для проекционного метода (1), метода решения обратной задачи рассеяния с использованием регуляризованного сингулярного разложения обратного оператора системы (2, 3), а также метода инверсной фильтрации (4)

Сравнение рассматриваемых методов по показателю эффективности, связанному с интервалом времени, затрачиваемым персональной ЭВМ на однократную реализацию соответствующего алгоритма, показало следующие результаты. Усредненные значения требуемого времени на реализацию проекционного метода (с максимальной размерностью пробного пространства, равной пяти), метода решения об-

ратной задачи рассеяния с использованием регуляризованного сингулярного разложения обратного оператора системы и метода инверсной фильтрации на персональной ЭВМ (класса: процессор Intel Core i5-3550 3,30 ГГц, объем оперативной памяти – 4 ГБ) распределились в следующей пропорции: 4000:1:130, где относительная единица соответствовала приблизительно 1 мс.

Необходимо отметить, что вероятности правильного обнаружения каждого из отдельных объектов $D_{\text{обн.}}$ и их разрешения D связаны между собой зависимостью $D = D_{\text{обн.}}^m$, где m – количество отдельных объектов. То есть для разрешения двух отдельных объектов с вероятностью 0,5 необходимо обнаруживать каждый из них с вероятностью примерно 0,707, для разрешения трех отдельных объектов с вероятностью 0,5 необходимо обнаруживать каждый из них с вероятностью примерно 0,794 и т.д. Указанным фактором объясняется дополнительное повышение требований к отношению сигнал-шум при увеличении количества разрешаемых отдельных объектов.

Результаты проведенной сравнительной оценки эффективности разрешения отдельных объектов из состава ГСО проекционным методом, методом решения обратной задачи рассеяния с использованием регуляризованного сингулярного разложения обратного оператора системы, а также методом инверсной фильтрации позволили сделать следующие выводы:

проекционный метод целесообразно использовать в условиях невысоких располагаемых отношений сигнал-шум (начиная приблизительно с 16 дБ), а также при наличии требуемых для его реализации вычислительных возможностях систем обработки эхосигнала;

метод решения обратной задачи рассеяния с использованием регуляризованного сингулярного разложения обратного оператора системы может быть использован при располагаемых отношениях сигнал-шум, начиная приблизительно с 31 дБ, и характеризуется минимальными требованиями к вычислительным возможностям систем обработки эхосигнала;

метод инверсной фильтрации не требует высоких вычислительных затрат на его реализацию и характеризуется приблизительно сравнимыми с предшествующим методом вероятностями правильного разрешения при равных значениях эффективных поверхностей рассеяния отдельных объектов из состава ГСО. Однако при неодинаковых значениях эффективных поверхностей рассеяния отдельных

объектов метод инверсной фильтрации продемонстрировал невысокие вероятности правильного разрешения, что указывает на необходимость поиска специальных мер, обеспечивающих повышение его эффективности в указанных условиях.

Литература

1. Вудворд Ф.М. Теория вероятностей и теория информации с применениями в радиолокации. М.: Сов. радио, 1955. – 128 с.
2. Чижов А.А. Сверхрэлеевское разрешение. Т. 1. Классический взгляд на проблему. – М.: Красанд, 2010. – 91 с.
3. Чижов А.А. Сверхрэлеевское разрешение. Т. 2. Преодоление фактора некорректности обратной задачи рассеяния и проекционная радиолокация. – М.: Красанд, 2010. – 104 с.
4. Фалькович С.Е., Пономарев В.И., Шкварко Ю.В. Оптимальный прием пространственно-временных сигналов в радиоканалах с рассеянием / Под ред. С.Е. Фальковича. М.: Радио и связь, 1989. – 296 с.
5. Колмогоров А.Н., Фомин С.В. Элементы теории функций и функционального анализа. М.: Наука. Главная редакция физико-математической литературы, 1981. – 544 с.
6. Тихонов А.Н. Об устойчивости обратных задач // Доклады АН СССР, т. 39, 1943. № 5. С. 195–198.
7. Лаврентьев М.М., Романов В.Г., Шишатский С.П. Некорректные задачи математической физики. М.: Наука, 1980. – 286 с.
8. Тихонов А. Н. О решении некорректно поставленных задач и методе регуляризации // Доклады АН СССР, т. 151, 1963. № 3. С. 501–504.
9. Тихонов А.Н., Арсенин В.Я. Методы решения некорректных задач. М.: Наука, 1979. – 285 с.
10. Некорректные задачи естествознания. Под ред. Тихонова А.Н., Гончарского А.В. М.: Изд. Московского университета, 1987. – 304 с.
11. Абраменков В.В., Абраменков А.В., Семченков С.М. Особенности инверсной фильтрации импульсных сигналов / Сб. науч. ст. по материалам II Всероссийской науч.-практ. конф. «Академические Жуковские чтения». – Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА», 2015. С. 5–13.
12. Климов С.А. Метод разрешения групповых радиолокационных объектов // Электромагнитные волны и электронные системы. 2013. Т. 18. № 4. С. 28–37.
13. Хорн Р., Джонсон Ч. Матричный анализ. М.: Мир, 1990. – 655 с.
14. Тербиж В.Ю. Введение в статистическую теорию обратных задач. М.: Физматлит, 2005. – 376 с.

15. Беклемишев Д.В. Дополнительные главы линейной алгебры. М.: Наука, 1983. – 336 с.

Поступила 02 июля 2016 г.

English

Comparative evaluation of solving methods efficiency for inverse scattering problem with respect to separate objects resolution from the grouped concentrated structure

Dmitry Vyacheslavovich Panov – Candidate of Technical Sciences, Associate Professor, Doctoral Candidate Full-time Doctoral Programme Military Academy of Army Air Defense of Armed Forces of the Russian Federation named after Marshall of the Soviet Union A. M. Vasilevsky.

E-mail: pdvlist@list.ru.

Anatoly Anatolyevich Chizhov – Doctor of Engineering, Associate Professor, the Department Deputy Chief Radar Arms of Military Academy of Army Air Defense of Armed Forces of the Russian Federation named after Marshall of the Soviet Union A. M. Vasilevsky.

E-mail: rtshouse@mail.ru.

Victor Vasilyevich Abramenzov – Doctor of Engineering, Professor, Senior Research Associate Research Center of Military Academy of Army Air Defense of Armed Forces of the Russian Federation named after Marshall of the Soviet Union A. M. Vasilevsky.

E-mail: avv63@mail.ru.

Sergey Anatolyevich Klimov – Candidate of Technical Sciences, Associate Professor, Professor of the Department of Radar Arms of Military Academy of Army Air Defense of Armed Forces of the Russian Federation named after Marshall of the Soviet Union A. M. Vasilevsky.

E-mail: zuk_house@rambler.ru.

Evgeny Aleksandrovich Pechenev – Post-graduate, post-graduate military course Military Academy of Army Air Defense of Armed Forces of the Russian Federation named after Marshall of the Soviet Union A. M. Vasilevsky.

E-mail: pecheneff.evgeny@yandex.ru.

Address: 214027, Smolensk, Kotovsky Str., 2.

Abstract: Today the problem of radar objects resolution which are in one resolution cell, that is the grouped concentrated objects, remains vital. There is a number of the methods enabling to resolve the grouped concentrated objects that is super Rayleigh resolution methods. At the same time inverse scattering problem is consolidation of super Rayleigh resolution problems and solving that problem means receiving stable estimation of object depiction which also involves solving problems of object detection, its coordinates measurement (movement parameters) and also separate objects resolution from the grouped structure. This work gives comparative assessment of the following: the projective method, the solution method of inverse scattering problem using regularized singular decomposition of inverse system operator, one of the method options of inverse filtering with regularization. The comparative assessment is carried out using uniform simulation mathematical model and that ensured identical conditions for modeling. Right decision probability about the number of separate objects from the grouped concentrated structure and the time interval required by the computing system for implementation of the corresponding method were applied as performance indicators of the compared methods. Comparative assessment results enable to draw the following conclusions:

Comparative assessment results enable to draw the following conclusions:

- the projective method can be used with signal-to-noise ratios, starting from 16 dB, and required computing power availability of echo signal processing systems;
- the method of inverse scattering problem using regularized singular decomposition of inverse system operator can be used with signal-to-noise ratios, starting from 31 dB, and is characterized by the minimum requirements to computing power of echo signal processing systems;
- alternative method of inverse filtering with regularization does not require high computing power for its implementation, but it is characterized by low probabilities of the separate objects correct resolution from the grouped concentrated structure with unequal values of effective echoing ratio.

Key words: super Rayleigh resolution methods, inverse scattering problem, incorrect problem, grouped concentrated object.

References

1. Woodward F.M. Probability and Information Theory, with Applications to Radar. M.: Sov. Radio, 1955. – 128 p.
2. Chizhov A.A. Super Rayleigh resolution. T. 1. Classical view of the problem. – M.: Krasand, 2010. – 91 p.
3. Chizhov A.A. Super Rayleigh resolution. V. 2. Overcoming incorrectness factor of the inverse scattering problem, and projective radar detection. – M.: Krasand, 2010. – 104 p.
4. Falkovich S.E., Ponomarev V. I., Shkvarko Yu.V. Optimum reception of spatial-temporal signals in radio channels with scattering / Ed. by S.E. Falkovich. M.: Radio i svyaz, 1989. – 296 p.
5. Kolmogorov A.N., Fomin S. V. Elements of the theory of function and functional analysis. M.: Nauka. Chief Editorial Board of Physical and Mathematical literature, 1981. – 544 p.
6. Tikhonov A.N. On stability of the inverse problems//Reports of Academy of Sciences of the USSR, v. 39, 1943. No. 5. P. 195-198.
7. Lavrentyev M. M., Romanov V. G., Shishatsky S. P. Incorrect problems of mathematical physics. M.: Nauka, 1980. – 286 p.
8. Tikhonov A. N. On solution of ill-defined problems and on the regularization method//Reports of Academy of Sciences of the USSR, v. 151, 1963. No. 3. P. 501-504.
9. Tikhonov A.N., Arsenin V. Ya. Solution methods for incorrect problems. M.: Nauka, 1979. – 285 p.
10. Incorrect problems of natural sciences. Ed. by Tikhonov A.N., Goncharsky A.V. M.: Publ. Moscow university, 1987. – 304 p.
11. Abramenzov V. V., Abramenzov A.V., Semchenkov S. M. Features of pulse signal inverse filtering / Coll. Scient. Art. Source: materials II All-Russian research-to-practice Confer. “Academic Zhukovsky readings”. - Voronezh: VUNTS VVS “VVA”, 2015. P. 5-13.
12. Klimov S. A. Resolution method for the grouped radar objects// Elektromagnitnye volny i elektronnye sistemy. 2013. T. 18. No. 4. P. 28-37.
13. Horn R., Johnson Ch. Matrix analysis. M.: World, 1990. – 655 p.
14. Terebizh V. Yu. Introduction to the statistical theory of inverse problems. M.: Fizmatlit, 2005. – 376 p.
15. Beklemishev D. V. Linear algebra additional chapters. M.: Nauka, 1983. – 336 p.