

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ MUSIC И EV ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ МАЛЫХ УГЛОВ МЕСТА ЦЕЛИ В МЕТРОВом ДИАПАЗОНЕ ВОЛН

к.т.н. О.П. Колодей, к.т.н. А.Ю. Шрамков, к.т.н. М.В. Бейлин, к.т.н. В.Д. Батыев
(представил д.т.н., проф. В.Н. Манжос)

В статье исследована возможность применения и оценены статистические характеристики алгоритмов MUSIC и EV, позволяющих повысить качество локации целей под малыми углами места в метровом диапазоне волн при наличии сигнала, переотраженного земной поверхностью.

Постановка задачи. Радиолокация целей под малыми углами места, особенно в метровом диапазоне волн, в значительной мере осложняется наличием провалов в результирующей диаграмме направленности. Такие провалы образуются вследствие интерференции прямых и переотраженных земной поверхностью волн [1, 2]. Последнее, в частности, имеет место при использовании неадаптивных антенн и вызывается неполным согласованием пространственной обработки с пространственной структурой принимаемого колебания, включающего прямой и переотраженный от земной поверхности сигналы.

Анализ последних исследований и публикаций. Более полное согласование пространственной обработки с пространственной структурой принимаемого колебания осуществляется при пространственной обработке принимаемых колебаний на базе ФАР с управляемыми элементами [2]. Вместе с тем и в данном случае имеют место определенные ограничения. Они, в частности, обусловлены неопределенностью таких параметров переотраженного земной поверхностью сигнала, как комплексный коэффициент отражения, характер отражения сигнала относительно Земли (зеркальный или диффузный), степень взаимной корреляции прямого и переотраженного сигналов и т.д.

Поэтому к настоящему времени оптимальные алгоритмы обработки принимаемых от целей под малыми углами места колебаний, например, на основе отношения правдоподобия, получены для сравнительно простых условий переотражения сигнала от земной поверхности [2]. В частности, при этом полагается, что земная поверхность в зоне обнаружения принимаемого от цели сигнала является относительно ровной. С усложнением условий переотражения сигнала от земной поверхности оп-

тимальная процедура оценки угла места цели значительно усложняется. Это обусловлено заметным усложнением аналитического описания опорного сигнала пространственной обработки, а также необходимостью, наряду с оценкой угла места цели, оценивать определенное количество сопутствующих неинформативных параметров (комплексный коэффициент отражения от земной поверхности, рельеф местности и т.д.).

В этих условиях наряду с оптимальными целесообразно использовать квазиоптимальные алгоритмы пространственной обработки, обладающие повышенным пространственным разрешением. В этом случае появляется возможность селекции принимаемых колебаний по углу места при их воздействии на раскрыв ФАР. В [3] рассмотрен алгоритм оценки малых углов места движущейся цели с помощью РЛС на базе линейной ФАР при использовании метода наименьших квадратов для аппроксимации принимаемого колебания с помощью пространственной авторегрессионной модели (АРМ).

Цель статьи. Рассмотреть функционирование алгоритмов MUSIC и EV в оговоренных условиях.

Для практического применения этих алгоритмов необходимо получить модель колебания, которое воздействует на ФАР.

Модель принимаемого колебания в случае шероховатой земной поверхности в области переотражения электромагнитных волн. Будем полагать, что фазовый центр ФАР расположен на высоте h , а ось ее диаграммы направленности (ДН) параллельна линии горизонта. При этом на раскрыв ФАР воздействуют два сигнала от цели: один по прямому лучу под углом места ε_1 относительно горизонта и второй – по переотраженному от земной поверхности лучу под углом $\varepsilon_2 = |\varepsilon_1 \pm \varepsilon_p|$, где ε_p – угол наклона отражающей площадки земной поверхности, в общем случае не равный нулю.

При шероховатой земной поверхности происходит пространственная декорреляция сигналов по прямому и переотраженному лучам. Рассмотрим возможность оценки угла места цели в этом случае. При этом будем полагать, что предварительная временная обработка принимаемого колебания $\dot{Y}(t)$ в каждом из k каналов ФАР специально не производится, а возможная декорреляция прямого и переотраженного сигналов осуществляется за счет замены детерминированного переотраженного сигнала случайным. Такое колебание запишем в виде [2]:

$$\dot{Y}(t) = \dot{x}_1(t) \cdot \dot{W}_1(\varepsilon_1) + \dot{x}_2(t) \cdot \dot{W}_2(\varepsilon_2) + \dot{Y}_q(t). \quad (1)$$

Здесь $\dot{x}_1(t)$ – детерминированный (или случайный) временной сигнал прямого луча; $\dot{x}_2(t) = \dot{x}_1(t) \cdot \dot{P} \cdot \dot{f}_e(\varepsilon_1) + \dot{\xi}(t)$ – случайный сигнал пере-

отраженного луча; $\dot{f}_e(\varepsilon_1) = \exp(-j \cdot 4 \cdot \pi \cdot l \cdot \sin(\varepsilon_1))$ – фазовый множитель запаздывания переотраженного сигнала относительно прямого, $l = \frac{h}{\lambda}$ – высотный параметр фазового центра ФАР, соответствующий рабочей длине волны λ и высоте подъема антенны h ; $\dot{W}_1(k, \varepsilon_1) = \exp(j \cdot (k-1) \cdot \pi \cdot \sin(\varepsilon_1))$, $\dot{W}_2(k, \varepsilon_2) = \exp(j \cdot (k-1) \cdot \pi \cdot \sin(\varepsilon_2))$ – k -ые элементы векторов $\underline{\dot{W}}_1(\varepsilon_1)$ и $\underline{\dot{W}}_2(\varepsilon_2)$ пространственных сигналов прямого и переотраженного лучей; \dot{P} – комплексный коэффициент отражения; $\dot{\xi}(t)$ – случайный стационарный процесс с нулевым математическим ожиданием, $\dot{Y}_u(t)$ – внутриприемный некоррелированный шум.

В целях упрощения дальнейших расчетов запись принимаемого колебания (1) целесообразно видоизменить. Видоизменение возможно на основе предварительного получения аналитического выражения корреляционной матрицы $\underline{M} = 0.5 \cdot \underline{\dot{Y}}(t) \cdot \underline{\dot{Y}}^{*T}(t)$. Корреляционную матрицу \underline{M} с учетом (1) можно записать в виде [4, 5]:

$$\underline{M} = \underline{F} \cdot \underline{\dot{H}} \cdot \underline{F}^{*T} + \sigma_u^2 \cdot \underline{I}, \quad (2)$$

где \underline{I} – единичная матрица, σ_u^2 – дисперсия внутреннего шума, $\underline{\dot{H}} = \left\| \underline{\dot{W}}_1(\varepsilon_1) \quad \underline{\dot{W}}_2(\varepsilon_2) \right\|$ – матрица амплитудно-фазовых распределений, $\underline{\dot{H}}$ – матрица мощностей принимаемых временных колебаний с учетом комплексного коэффициента отражения от земной поверхности, фазового запаздывания переотраженного колебания относительно прямого и коэффициента корреляции прямого и переотраженного сигналов с элементами:

$$\dot{H}_{1,1} = 0.5 \cdot \dot{x}_1(t) \cdot \dot{x}_1^*(t); \quad \dot{H}_{1,2} = 0.5 \cdot \dot{x}_1(t) \cdot \dot{x}_2^*(t) = \dot{H}_{1,1} \cdot \dot{P} \cdot \dot{f}_e^*(\varepsilon_1);$$

$$\dot{H}_{2,2} = 0.5 \cdot \dot{x}_2(t) \cdot \dot{x}_2^*(t) = \dot{H}_{1,1} \cdot \left| \dot{P} \right|^2 + \sigma_{\xi}^2,$$

где σ_{ξ}^2 – дисперсия случайного процесса $\dot{\xi}(t)$.

Изменяя интенсивность случайного процесса $\dot{\xi}(t)$, можно изменять коэффициент корреляции между временными сигналами $\dot{x}_1(t)$ и $\dot{x}_2(t)$:

$$\rho = \frac{\dot{P}^* \cdot \dot{f}_e^*(\varepsilon_1)}{\sqrt{|\dot{P}|^2 + \mu}} = \frac{\exp[j \cdot (\varphi_p + 4 \cdot \pi \cdot l \cdot \sin(\varepsilon_1))]}{\sqrt{1 + \frac{\mu}{|\dot{P}|^2}}}, \quad (3)$$

где $\mu = \sigma_{\xi}^2 / \dot{H}_{1,1}^2$, откуда $\sigma_{\xi}^2 = \mu \cdot \dot{H}_{1,1}^2$.

Представим матрицу $\dot{\underline{H}}$ в виде произведения двух треугольных матриц:

$$\dot{\underline{H}} = \underline{h}^{1/2} \cdot (\underline{h}^{1/2})^{*T} = \begin{vmatrix} h_{1,1} & 0 \\ h_{2,1} & h_{2,2} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} h_{1,1} & h_{2,1}^* \\ 0 & h_{2,2} \end{vmatrix} \quad (4)$$

с элементами:

$$h_{1,1} = \sqrt{\dot{H}_{1,1}}; \quad h_{2,1} = \frac{\dot{H}_{2,1}}{\sqrt{\dot{H}_{1,1}}} = \frac{\dot{H}_{1,2}^*}{\sqrt{\dot{H}_{1,1}}} = \frac{\dot{H}_{1,1} \cdot \dot{p} \cdot \text{fe}(\varepsilon l)}{\sqrt{\dot{H}_{1,1}}}; \quad h_{2,2} = \sqrt{\dot{H}_{2,2} - |h_{2,1}|^2} = \sigma_\xi.$$

В результате для матрицы $\underline{h}^{1/2}$ имеем выражение

$$\underline{h}^{1/2} = \sqrt{\dot{H}_{1,1}} \cdot \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ \dot{p} \cdot \text{fe}(\varepsilon l) & \frac{\sigma_\xi}{\sqrt{\dot{H}_{1,1}}} \end{vmatrix} = \sqrt{\dot{H}_{1,1}} \cdot \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ p \cdot \exp(-j \cdot (\varphi_p + 4 \cdot \pi \cdot l \cdot \sin(\varepsilon l))) & \frac{\sigma_\xi}{\sqrt{\dot{H}_{1,1}}} \end{vmatrix}. \quad (5)$$

Если $\sigma_\xi = 0$, то $\dot{p} = \exp(j \cdot (\varphi_p + 4 \cdot \pi \cdot l \cdot \sin(\varepsilon l)))$ и $|\dot{p}| = 1$, что соответствует жесткой корреляции колебаний $\dot{x}1(t)$ и $\dot{x}2(t)$, т.е. случаю гладкой зеркальной переотражающей поверхности.

С учетом (5) матрицу \underline{M} (2) можно записать в виде

$$\underline{M} = \dot{\underline{F}} \cdot \underline{h}^{1/2} \cdot (\underline{h}^{1/2})^{*T} \cdot \dot{\underline{F}}^{*T} + \sigma_u^2 \cdot \underline{I}. \quad (6)$$

В соответствии со структурой матрицы \underline{M} можно записать следующее выражение для вектора принимаемого колебания

$$\dot{\underline{Y}} = \dot{\underline{F}} \cdot \underline{h}^{1/2} \cdot \dot{\underline{\xi}} + \dot{\underline{Y}}_u, \quad (7)$$

где $\dot{\underline{\xi}} = \begin{vmatrix} \dot{\xi}_1 \\ \dot{\xi}_2 \end{vmatrix}$ включает случайные независимые величины с единичными

дисперсиями, для которых $\overline{\dot{\xi}_i} = 0$, $0.5 \cdot \overline{\dot{\xi}_1 \cdot \dot{\xi}_2^*} = 0$ и $0.5 \cdot \overline{|\dot{\xi}_i|^2} = 1$. При этом легко убедиться, что матрица $0.5 \cdot \overline{\dot{\underline{Y}} \cdot \dot{\underline{Y}}^{*T}}$ в этом случае совпадает с матрицей \underline{M} (2), где $\sigma_u^2 \cdot \underline{I} = 0.5 \cdot \overline{\dot{\underline{Y}}_u \cdot \dot{\underline{Y}}_u^{*T}}$.

Правдоподобная оценка корреляционной матрицы принимаемых колебаний. Рассмотрим случай получения от цели, с условием переотражения сигналов от земной поверхности, пачки из G импульсов.

В случае, когда принимаемые колебания от импульса к импульсу в пачке не коррелированы по времени, максимально правдоподобная оценка корреляционной матрицы будет иметь вид [6, 7]

$$\underline{\Phi}1 = \frac{1}{G} \cdot \underline{\dot{Y}} \cdot \underline{\dot{Y}}^{*T},$$

где $\underline{\dot{Y}} = \{\underline{\dot{Y}}_i\}_{i=1}^G$, $\underline{\dot{Y}}_i = \{y_1^{(i)}\}_{i=1}^m$, $\underline{\dot{Y}}_i$ – i -й вектор принимаемого пачечного сигнала, $y_1^{(i)}$ – 1 -й компонент i -го принимаемого сигнала, G – количество импульсов пачки.

Однако в реальной работе РЛС принимаемые колебания $\underline{\dot{Y}}_i$ от импульса к импульсу в пачке могут быть коррелированными по времени, и приведенную выше матрицу нельзя считать максимально правдоподобной оценкой корреляционной матрицы [6, 7], так как

$$\overline{\underline{\dot{Y}}_i \cdot \underline{\dot{Y}}_j^{*T}} \neq 0 \text{ при } i \neq j; i, j \in 1, G.$$

В данной ситуации максимально правдоподобной оценкой корреляционной матрицы является матрица [6, 7]

$$\underline{\Phi} = \frac{1}{G} \cdot \underline{\dot{Y}} \cdot \underline{\Phi}_c^{-1} \cdot \underline{\dot{Y}}^{*T},$$

где $\underline{\Phi}_c = \{\mathbf{r}_{i,j}\}_{i,j=1}^G$ – корреляционная матрица обучающей временной последовательности в каждом из k каналов ФАР.

В данной работе, как будет показано ниже, рассматриваются предельные случаи экспоненциальной $\left(\{\mathbf{r}_{i,j}\}_{i,j=1}^G = \alpha \cdot t^{|i-j|}\right)$ и гауссовской $\left(\{\mathbf{r}_{i,j}\}_{i,j=1}^G = \alpha \cdot t^{(i-j)^2}\right)$ временных корреляционных функций ($\alpha = 0,99$) [6,7], где t – коэффициент временной междуимпульсной корреляции смежных импульсов пачки.

Алгоритмы MUSIC и EV основаны на использовании матрицы проектирования. Рассмотрим алгоритм вычисления проекционной матрицы, основанный на использовании известного представления матрицы $\underline{\Phi}$ через ее собственные значения λ и собственные векторы $\underline{\dot{V}}$ [8]

$$\hat{\underline{\Phi}} = \underline{\dot{V}} \cdot \text{diag}(\lambda) \cdot \underline{\dot{V}}^{*T}.$$

В результате приходим к следующему алгоритму оценки угла места цели ε [8]:

$$p(\varepsilon) = \left[\underline{\dot{X}}^{*T}(\varepsilon) \cdot \left(\sum_{k=N+1}^m \underline{\dot{V}}^{(k)} \cdot \underline{\dot{V}}^{(k)*T} \right) \cdot \underline{\dot{X}}(\varepsilon) \right]^{-1}. \quad (8)$$

Данный алгоритм известен в технической литературе под названием MUSIC [8].

Наряду с алгоритмом MUSIC используется также более устойчивый относительно ложных выбросов $p(\varepsilon)$ алгоритм “собственный вектор” (eigenvector, EV) [9] за счет нормировки собственных векторов $\underline{\dot{V}}^{(k)}$ по собственным значениям λ_k :

$$p(\varepsilon) = \left[\underline{\dot{X}}^{*\Gamma}(\varepsilon) \cdot \left(\sum_{k=N+1}^m \underline{\dot{V}}^{(k)} \cdot \underline{\dot{V}}^{(k)*\Gamma} \cdot \lambda_k^{-1} \right) \cdot \underline{\dot{X}}(\varepsilon) \right]^{-1}. \quad (9)$$

Как и в [3], сигналы с большим значением угла места ε_1 относительно линии горизонта следует относить к сигналам, воздействующим по прямому лучу, а с меньшим значением ε_2 – к сигналам, переотраженным земной поверхностью. В качестве оценки угла места лоцируемой цели в данном случае принимается значение угла места цели в окрестности ε_1 .

Результаты математического моделирования пространственных спектров принимаемых колебаний по алгоритмам MUSIC и EV. С помощью математического моделирования были получены спектры принимаемых колебаний по алгоритмам MUSIC и EV для РЛС с 16-элементной эквидистантной ФАР, $\varepsilon_1 = 1^\circ$, $G = 10$, $l = 12$ ($h = 18$ м и $\lambda = 1,5$ м) и отношения сигнал-шум одного импульса пачки по прямому лучу 9 по напряжению.

Следует отметить, что точностные характеристики рассмотренных алгоритмов зависят от комплексного коэффициента отражения. Точность получаемых оценок для всех рассмотренных алгоритмов является наивысшей при зеркальном отражении от подстилающей поверхности. При нарушении зеркальности отражения при всех прочих неизменных условиях точность измерений падает. Далее будем рассматривать наиболее типичный случай отражений от земной поверхности с комплексным коэффициентом отражения $\dot{P} = 0.7 \cdot \exp(-j \cdot 190^\circ)$.

На рис. 1, а, б приведена зависимость оценки углового положения цели от коэффициента временной корреляции между импульсами пачки принимаемых колебаний (пунктирная линия – экспоненциальная корреляционная функция, сплошная линия – гауссовская корреляционная функция) при фиксированных значениях коэффициента пространственной корреляции прямого и переотраженного колебаний для алгоритмов MUSIC и EV соответственно. Коэффициент пространственной корреляции прямого и переотраженного колебаний определяется состоянием

конкретного участка земной поверхности области переотражения. Поскольку трасса распространения радиоволн и характеристики земной поверхности в области их переотражения являются неизвестными, то величина пространственной корреляции колебаний, принятых по прямому и переотраженному лучам, может изменяться в достаточно широких пределах.

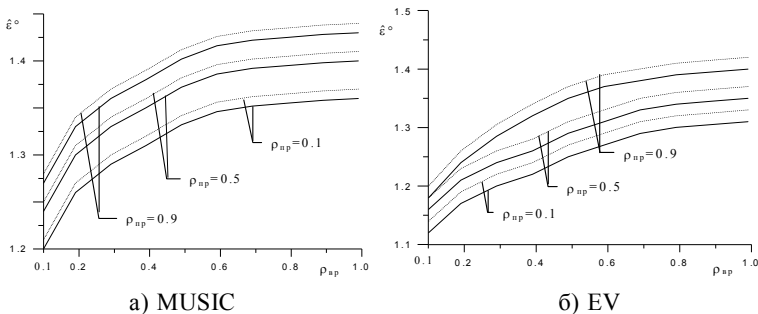


Рис. 1. Зависимость оценок углового положения цели от коэффициента временной корреляции между импульсами пачки принимаемых колебаний

Из этих рисунков видно, что с уменьшением временной корреляции принимаемых колебаний точность оценок угловой координаты цели по алгоритмам MUSIC и EV повышается. Следует отметить, что оценки по алгоритму EV несколько точнее, чем по алгоритму MUSIC.

На рисунках 2, а, б приведены зависимости оценок углового положения цели от коэффициента пространственной корреляции прямого и переотраженного колебаний при фиксированных значениях временной корреляции между импульсами пачки для алгоритмов MUSIC и EV соответственно.

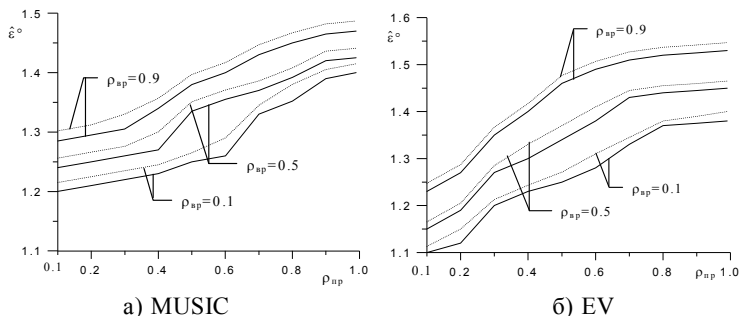


Рис. 2. Зависимости оценок углового положения цели от коэффициента пространственной корреляции прямого и переотраженного колебаний

Из анализа рис. 2, а, б видно, что точность измерения угловой координаты цели высока практически во всем диапазоне величин простран-

ственной корреляции прямого и переотраженного колебаний при различной временной корреляции между импульсами пачки и временными корреляционными функциями.

Для выяснения устойчивости работы алгоритмов выполнены вычисления дисперсии оценок угловой координаты цели. Результаты вычислений алгоритма MUSIC приведены на рис. 3, а, для EV – на рис. 3, б.

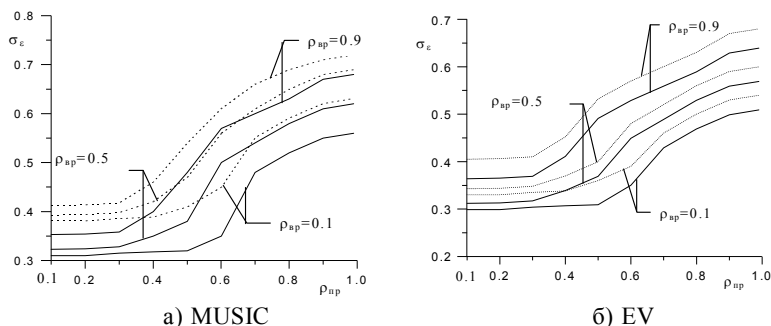


Рис. 3. Дисперсии оценок угловой координаты

Анализ приведенных зависимостей показывает, что данные алгоритмы устойчивее, чем алгоритм на основе АРМ [3].

Применение алгоритма MUSIC позволяет обеспечить точность измерения угловой координаты цели $\Delta\varepsilon \approx 0,2 \dots 0,45^\circ$ и дисперсию ошибок полученных оценок угловой координаты до $\sigma_\varepsilon \approx 0,33 \dots 0,7^\circ$. Использование данного алгоритма позволяет получить более низкую, по сравнению с алгоритмом на основе пространственной АРМ с использованием МНК, дисперсию ошибок измерения угловой координаты.

Выводы. Исследованная в статье возможность применения квази-оптимальных алгоритмов MUSIC и EV для оценки угловых координат целей под малыми углами места при наличии переотраженного земной поверхностью сигнала, показывает, что качество локации в указанных условиях может быть повышено.

Применение алгоритма EV позволяет обеспечить точность измерения угловой координаты цели $\Delta\varepsilon \approx 0,1 \dots 0,55^\circ$ и дисперсию ошибок полученных оценок угловой координаты до $\sigma_\varepsilon \approx 0,3 \dots 0,65^\circ$.

Одним из важных достоинств предложенных алгоритмов является их универсальность и нечувствительность к характеру переотражения земной поверхностью полезного сигнала, а также к степени корреляционных связей прямого и переотраженного сигналов.

Использование указанных алгоритмов обеспечивает возможность эффективно разрешать прямой сигнал от цели и сигнал, переотраженный земной поверхностью.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. – М.: Радио и связь, 1981. – 416 с.
2. Манжос В.Н., Колодей О.П., Бурковский С.И., Коробков Ю.В. Алгоритм оптимального обнаружения и измерения угла места движущейся цели // *Зб. наук. пр. ХВУ*. – Х.: ХВУ. – 1999. – Вип. 3(25). – С. 42 – 47.
3. Манжос В.Н., Колодей О.П. Алгоритм текущей оценки малых углов места движущейся цели с помощью РЛС на базе линейной ФАР при использовании метода наименьших квадратов // *Сб. научн. тр. ин-та радиофизики и электроники им. А.Я. Усикова НАНУ*. – Х.: ИРЭ. – 1999. – Т. 4, № 2. – С. 120 – 125.
4. Военно-технические вопросы высшей математики и математические основы военной кибернетики / Под ред. И.В. Сухаревского. – Х.: ВИРТА, 1982. – 383 с.
5. Стренг Г. Линейная алгебра и ее применения: Пер. с англ. – М.: Мир, 1980. – 454 с.
6. Нефедов Н.А. Оценка комплексной корреляционной матрицы стационарной нормальной помехи при наличии временной корреляции между выборками // *Радиотехника*. – 1984. – № 10. – С. 68 – 70.
7. Леховицкий Д.И., Раков И.Д. Эффективность адаптивной пространственной обработки сигналов при временной корреляции обучающих выборок // *Радиотехника*. – 1986. – № 9. – С. 60 – 63.
8. Bhaskar D., Rao and K.V.S. Hari Performanse Analysis of ROOT – MUSIK // *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*. – 1989. – Vol. ASSP-37, Dec. – P. 1939 – 1949.
9. Johnson R. L. An experemental investigation of three eigen DP technigues, *IEEE Trans. Aerosp. and Electron. Syst.*, 1992. Vol. 28, no. 3, P. 852 – 860.

Поступила 8.10.2003

КОЛОДЕЙ Олег Павлович, канд. техн. наук, старший научный сотрудник Научного центра при ХВУ. Область научных интересов – обработка радиолокационных сигналов с учетом отражений от подстилающей поверхности.

ШРАМКОВ Андрей Юрьевич, канд. техн. наук, старший научный сотрудник Научного центра при ХВУ. Область научных интересов – распространение радиоволн и рассеяние их подстилающей поверхностью.

БЕЙЛИН Михаил Валерьевич, канд. техн. наук, начальник лаборатории – заместитель начальника отдела Научного центра при ХВУ. Область научных интересов – системный анализ образцов вооружения, алгоритмы обработки информации.

БАТЫЕВ Владимир Джангирович, канд. техн. наук, ведущий научный сотрудник Научного центра при ХВУ. Область научных интересов – математическое моделирование систем и процессов, алгоритмы обработки информации.