

УДК 551.465

**С.В. Шостак<sup>1</sup>, П.А. Стародубцев<sup>2</sup>, Е.Н. Бакланов<sup>2</sup>, К.А. Пичугин<sup>3</sup>**

<sup>1</sup>Дальневосточный федеральный университет,

690600, г. Владивосток, о. Русский, кампус ДВФУ, корпус А

<sup>2</sup>Дальневосточный государственный технический рыбохозяйственный университет,  
690087, г. Владивосток, ул. Луговая, 52б

<sup>3</sup>Тихоокеанское высшее военно-морское училище имени С.О. Макарова,  
690006, г. Владивосток, Днепровский переулок, 6

## **ВЛИЯНИЕ КОРРЕЛИРОВАННЫХ ПОМЕХ С НЕИЗВЕСТНОЙ ФУНКЦИЕЙ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ НА СПОСОБ ОЦЕНКИ НАПРАВЛЕНИЯ НА ОБЪЕКТ В ГИДРОЛОКАЦИИ**

*Рассматривается модель пространственно-временного сигнала, формируемого линейной антенной решеткой, в виде линейного векторно-матричного уравнения с использованием в качестве оценок линейных комбинаций наблюдаемых сигналов. Приводится способ оптимальной оценки направления на источник сигнала при воздействии на антенную решетку коррелированных помех с неизвестной функцией распределения.*

**Ключевые слова:** гидролокация, диаграмма направленности, антенная решетка, обнаружение сигнала, пространственно-временной сигнал.

## **S.V. Shostak, P.A. Starodubtcev, E.N. Baklanov, K.A. Pechugin THE EFFECT OF CORRELATED NOISE WITH UNKNOWN DISTRIBUTION FUNCTION ON THE METHOD OF VALUATION OF DIRECTIONS TO OBJECT IN SONAR**

*The model of spatiotemporal signal, produced by the linear antenna array, in the form of a linear matrix-vector equations using linear combinations as estimates of the observed signals is discussed. The article provides a way to estimate the optimum direction of the source signal when exposed to an antenna array correlated noise with an unknown distribution function.*

**Key words:** sonar, radiation pattern, antenna array, signal detection, spatial-temporal signal.

### **Введение**

Приемная антенна (ПА) в задачах гидролокации используется в основном для пространственной фильтрации или угловой селекции, поэтому многие работы по этим вопросам в современной гидроакустике посвящены в основном способам получения требуемых диаграмм направленности (ДН) с помощью весового суммирования сигналов отдельных элементов антенной решетки в целом.

В основе такого подхода всегда лежит предположение, что наилучшим способом, обеспечивающим повышение эффективности обнаружения сигнала, является формирование некоторой ДН ПА.

Так как волна, по определению, есть функция пространства и времени или имеется функциональная зависимость между пространственной и временной переменными, то при более общем подходе к проблеме обнаружения сигнала и определения угловых характеристик источника на форму ДН не накладывается каких-либо ограничений.

Обработка пространственно-временного сигнала обычно проводится в условиях присутствия в гидроакустическом канале шумов и помех среды. Поэтому для таких условий надо говорить только об оценке направления, и задача определения направления на источник относится к области статистической обработки.

В традиционных методах оценки направления, как правило, предполагается, что функция распределения шума известна, шумы на гидрофонах не коррелированы и имеют одинаковую дисперсию. В реальной обстановке такие предположения выполняются достаточно редко. Например, помеха от точечного отражателя/излучателя формирует на решетке коррелированную помеху, в результате чего в гидрофонах помехи становятся не только коррелированными, но и имеют различную дисперсию [1].

Целью данной работы является разработка метода несмещенной оценки направления на источник излучения (находящееся на больших дистанциях объемное возмущение водной среды масштабным рыбным косяком) с минимальной дисперсией в условиях воздействия на линейную антенную решетку корреляционных помех с неизвестной функцией распределения.

### Основная часть

В данной научной работе будем считать, что на интервале наблюдения шум (сюда входят и помехи) является стационарным процессом с нулевым средним, неизвестной функцией распределения, не обязательно белый. В качестве критерия оптимальности примем, что оценка должна быть несмещенной и с минимальной дисперсией. Это позволяет в дальнейшем рассмотреть модель пространственно-временного сигнала, формируемого линейной антенной решеткой.

Пусть в предположении плоского волнового фронта поле акустического давления формирует пространственно-временной сигнал, как показано на рис. 1.

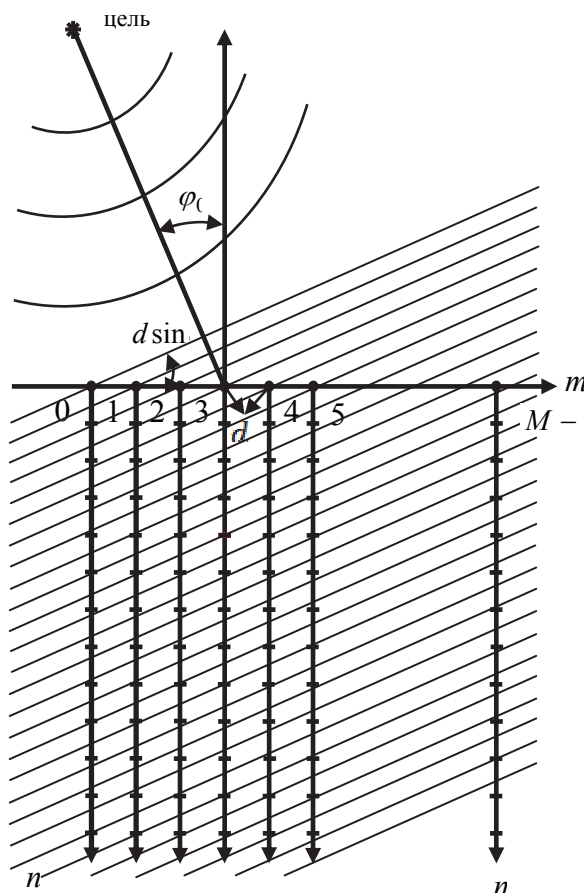


Рис. 1. Модель формирования пространственно-временного сигнала  
 Fig. 1. The model of formation of the space-time signal

Полагаем, что цель излучает/отражает гармонический сигнал вида

$$s(t) = a \cdot \cos(2\pi f_0' t - \Psi), \quad (1)$$

где  $a$  – амплитуда сигнала;  $f_0'$  – несущая частота;  $\Psi$  – начальная фаза.

Считаем, что антенная решетка расположена в дальней зоне, когда волновой фронт сигнала является плоским, как представлено на рис. 1. В таком случае сигнал на  $m$ -м гидрофоне запаздывает относительно  $(m-1)$ -го на величину  $\frac{d}{c} \sin \varphi_0$ , где  $d$  – расстояние между гидрофонами,  $c$  – скорость звука в воде. Тогда на отдельном гидрофоне формируется информационный сигнал

$$\begin{aligned} s(m, t) &= a \cdot \cos\left(2\pi f_0' \left(t - \frac{d}{c} \sin \varphi_0 \cdot m\right) - \Psi\right) = \\ &= a \cdot \cos\left(2\pi f_0' t - 2\pi \left(\frac{d}{\lambda_0} \sin \varphi_0\right) m - \Psi\right), \end{aligned} \quad (2)$$

где  $\lambda_0$  – длина волны.

После аналого-цифрового преобразования сигналов в каждом канале выражение (2) приобретает вид

$$s(m, n) = a \cdot \cos\left(2\pi f_0 n - 2\pi \left(\frac{d}{\lambda_0} \sin \varphi_0\right) m - \Psi\right), \quad (3)$$

где  $n = 0 \div N - 1$  – номер отсчета в области времени;

$$f_0 = \frac{f_0'}{f_D}; \quad f_D \text{ – частота дискретизации.}$$

В реальной обстановке информационный сигнал (3) приходит на антенную решетку в аддитивной смеси с шумом гидроакустического канала  $\omega(m, n)$ . В результате на выходе гидрофона формируется сигнал

$$x(m, n) = s(m, n) + \omega(m, n), \quad (4)$$

где  $\omega(m, n)$  – шумовая составляющая, которая включает и помехи.

Перепишем выражение (4) в развернутом виде:

$$\begin{aligned} x(m, n) &= a \cdot \cos\left(2\pi f_0 n - 2\pi \left(\frac{d}{\lambda_0} \sin \varphi_0\right) m - \Psi\right) + \omega(m, n) = \\ &= a \cdot \cos(2\pi f_0 n) \cdot \cos(2\pi \vartheta_0 m - \Psi) + a \cdot \sin(2\pi f_0 n) \cdot \sin(2\pi \vartheta_0 m - \Psi) + \omega(m, n), \end{aligned} \quad (5)$$

где  $\vartheta_0 = \frac{d}{\lambda_0} \sin \varphi_0$ .

Раскрывая изменение сигнала во времени (по переменной  $n$ ), получим

$$\left. \begin{aligned}
 x(m,0) &= a \cdot \cos(2\pi f_0 \cdot 0) \cdot \cos(2\pi \vartheta_0 m - \Psi) + a \cdot \sin(2\pi f_0 \cdot 0) \cdot \sin(2\pi \vartheta_0 m - \Psi) + \omega(m,0) \\
 x(m,1) &= a \cdot \cos(2\pi f_0 \cdot 1) \cdot \cos(2\pi \vartheta_0 m - \Psi) + a \cdot \sin(2\pi f_0 \cdot 1) \cdot \sin(2\pi \vartheta_0 m - \Psi) + \omega(m,1) \\
 &\dots\dots\dots \\
 x(m, N-1) &= a \cdot \cos(2\pi f_0 \cdot (N-1)) \cdot \cos(2\pi \vartheta_0 m - \Psi) + \\
 &\quad + a \cdot \sin(2\pi f_0 \cdot (N-1)) \cdot \sin(2\pi \vartheta_0 m - \Psi) + \omega(m, N-1)
 \end{aligned} \right\}. \tag{6}$$

Выражение (6) несложно представить в векторно-матричной форме

$$X_m = H' \cdot \theta'_m + W_m, \tag{7}$$

где

$$X_m = \begin{bmatrix} x(m,0) \\ x(m,1) \\ \vdots \\ x(m, N-1) \end{bmatrix}; H' = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \cos(2\pi f_0 \cdot 1) & \sin(2\pi f_0 \cdot 1) \\ \vdots & \vdots \\ \cos(2\pi f_0 (N-1)) & \sin(2\pi f_0 (N-1)) \end{bmatrix};$$

$$\theta'_m = \begin{bmatrix} a \cdot \cos(2\pi \vartheta_0 m - \Psi) \\ a \cdot \sin(2\pi \vartheta_0 m - \Psi) \end{bmatrix} = a \begin{bmatrix} \cos(2\pi \vartheta_0 m - \Psi) \\ \sin(2\pi \vartheta_0 m - \Psi) \end{bmatrix}; W_m = \begin{bmatrix} \omega(m,0) \\ \omega(m,1) \\ \vdots \\ \omega(m, N-1) \end{bmatrix}.$$

Из соотношения (7) следует, что информацию об амплитуде сигнала  $a$  и направлении на источник  $\varphi_0$  несет вектор  $\theta'_m$  при искажающем воздействии шумового вектора  $W_m$ . Для получения последующих результатов представим пространственно-временной сигнал, сформированный антенной решеткой, в общем векторно-матричном виде, в результате чего образуются следующие выражения:

$$X = \begin{bmatrix} X_0 \\ \vdots \\ X_{M-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x(0,0) \\ \dots\dots \\ x(0,N-1) \\ x(1,0) \\ \dots\dots \\ x(1,N-1) \\ \dots\dots \\ x(M-1,0) \\ \dots\dots \\ x(M-1,N-1) \end{bmatrix}; \tag{8}$$

$\underbrace{\hspace{10em}}_{MN \times 1}$

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 0 & & & \vdots \\ \vdots & \vdots & & & \vdots \\ \cos(2\pi f_0(N-1)) & \sin(2\pi f_0(N-1)) & & & \vdots \\ \dots & \dots & 1 & 0 & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \dots & \vdots \\ 0 & 0 & \cos(2\pi f_0(N-1)) & \sin(2\pi f_0(N-1)) & \vdots & 1 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \vdots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & \dots & \dots & \vdots & \cos(2\pi f_0(N-1)) & \sin(2\pi f_0(N-1)) \end{bmatrix} \quad (9)$$

$MN \times 2M$

$$\theta = \begin{bmatrix} \theta'_0 \\ \vdots \\ \theta'_{M-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(2\pi \vartheta_0 \cdot 0 - \Psi) \\ \sin(2\pi \vartheta_0 \cdot 0 - \Psi) \\ \vdots \\ \cos(2\pi \vartheta_0 \cdot (M-1) - \Psi) \\ \sin(2\pi \vartheta_0 \cdot (M-1) - \Psi) \end{bmatrix}; \quad (10)$$

$2M \times 1$

$$W = \begin{bmatrix} W_0 \\ \vdots \\ W_{M-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega(0,0) \\ \dots \\ \omega(0,N-1) \\ \dots \\ \omega(M-1,0) \\ \dots \\ \omega(M-1,N-1) \end{bmatrix}. \quad (11)$$

$MN \times 1$

Окончательно в компактном виде модель пространственно-временного сигнала решетки можно записать

$$X = H \cdot \theta + W, \quad (12)$$

где  $X$  – вектор измерений размерностью  $(MN \times 1)$ ;  $H$  – матрица связи размерностью  $(MN \times 2M)$ ;  $\theta$  – вектор параметров размерностью  $(2M \times 1)$ ;  $W$  – вектор шума размерностью  $(MN \times 1)$ .

В выражении (12) вектор  $X$  является вектором сигналов, измеренных на гидрофонах,  $H$  – известная матрица.

Из выражения (12) видно, что модель формирования сигнала в антенной решетке представляется в виде линейного векторно-матричного уравнения, где искомой величиной является вектор  $\theta$ . Для оценки  $\theta$  в подобного рода моделях применимы методы линейного оценивания, когда оценки вычисляются как линейные комбинации взвешенных с определенными весами, которые необходимо определить, наблюдаемых сигналов [2, 3]. К достоинствам таких оценок относится возможность получать несмещенные оценки, а также то, что они не требуют точного знания статистик шума, а только моменты до второго порядка включительно.

Обобщенный метод линейного оценивания основан на выражении

$$\hat{\theta} = A \cdot X, \quad (13)$$

где  $A$  – неизвестная матрица весов, которую требуется определить.

Как известно, основным требованием к методам оценивания является требование выделения некоторых величин из зашумленных данных насколько можно точнее [2, 3, 4]. К такому требованию относится требование несмещенности оценки

$$E[\hat{\theta}] = \theta, \quad (14)$$

где  $E$  – оператор математического ожидания.

Из-за наличия шума при оценке  $\hat{\theta}$  снова формируется случайный процесс, и тогда метод линейного оценивания дает

$$E[\hat{\theta}] = E[AX] = E[A(H\theta + W)] = E[AN\theta \cdot AW] = ANE[\theta] + AE[W] = AN\theta + AE[W]. \quad (15)$$

Так как ранее было положено, что среднее значение шума равно нулю, т.е.  $E[W] = 0$ , то матрица  $A$  должна удовлетворять условию

$$A \cdot H = I, \quad (16)$$

где  $I$  – единичная матрица.

Получим теперь выражение для дисперсии вектора оценки  $\hat{\theta}$  через ковариационную матрицу

$$E[(\hat{\theta} - \theta)(\hat{\theta} - \theta)^T] = E[(AX - \theta)(AX - \theta)^T] = E[(AN\theta + AW - \theta)(AN\theta - AW - \theta)^T],$$

где  $T$  – операция транспонирования.

С учетом условий (16) получим

$$E[(\hat{\theta} - \theta)(\hat{\theta} - \theta)^T] = E[(AW)(AW)^T] = E[AWW^T A^T] = AE[WW^T] A^T = AC_w A^T, \quad (17)$$

где  $C_w$  – ковариационная матрица шума.

Кроме требования несмещенности другим требованием к оценке является оценивание с минимальной дисперсией. Для этого необходимо найти матрицу весовых коэффициентов  $A$ , которая давала бы минимальное значение (17) с учетом условий (16). Эта задача на поиск условного минимума, и решение ее получено в [2–5] на основе теоремы Гаусса-Маркова, из которой следует, что если данные измерений есть общая линейная модель вида

$$X = H \cdot \theta + W, \quad (18)$$

где  $H$  – известная  $(MN \times 2M)$  матрица,  $\theta$  есть  $(2M \times 1)$  вектор параметров для оценивания,  $W$  есть  $(MN \times 1)$  произвольно распределенный шумовой вектор с нулевым средним и известной  $(MN \times MN)$  ковариационной матрицей  $C_w$ , то наилучшей линейной несмещенной оценкой для  $\hat{\theta}$  является

$$\hat{\theta} = (H^T C_W H)^{-1} H^T C_W^{-1} X. \quad (19)$$

При этом дисперсия оценки  $\hat{\theta}$  определяется выражением

$$\text{var}(\hat{\theta}) = (H^T C_W^{-1} H)^{-1}, \quad (20)$$

а минимальная дисперсия оценки отдельного параметра  $\hat{\theta}_m$

$$\text{var}(\hat{\theta}_m) = \left[ (H^T C^{-1} H)^{-1} \right]_{mm}. \quad (21)$$

Для нашего случая получили, что

$$A = (H^T C_W^{-1} H)^{-1} H^T C_W^{-1}. \quad (22)$$

В частном случае, если  $W$  – белый шум с ковариационной матрицей

$$C_W = \sigma_W^2 \cdot I, \quad (23)$$

где  $\sigma_W^2$  – дисперсия шума,

$$\text{то } C_W^{-1} = \frac{1}{\sigma_W^2} \cdot I,$$

и тогда выражение оценки (19) приобретает вид

$$\hat{\theta} = (H^T C^{-1} H)^{-1} \cdot H^T C^{-1} X = \left( H^T \frac{1}{\sigma_W^2} I \cdot H \right)^{-1} \cdot H^T \left( \frac{1}{\sigma_W^2} I \right)^{-1} \cdot X = (H^T H)^{-1} \cdot H^T X, \quad (24)$$

т.е. сводится к стандартной процедуре наименьших квадратов.

Множитель  $C_W^{-1}$  в (19) проводит предварительное предобеливание данных до усреднения, т. е. выравнивает шумовой вклад каждого гидрофона. Тогда, если  $W$  имеет гауссовское распределение, то в результате вектор  $\hat{\theta}$  так же будет распределен по нормальному закону с ковариационной матрицей вида (22).

Как показывает (10), вектор  $\hat{\theta}$  состоит из ряда косинусов и синусов, искаженных шумом, который приведен к белому. Последовательности косинусов и синусов в  $\hat{\theta}$  являются функциями, где в качестве аргумента выступает номер гидрофона, а постоянная величина  $\vartheta_0 = \frac{d}{\lambda_0} \cdot \sin \varphi_0$  имеет смысл пространственной частоты, т.е.

$$\begin{aligned} \cos(2\pi \vartheta_0 m - \Psi) &= \cos \left( 2\pi \left( \frac{d}{\lambda_0} \sin \varphi_0 \right) m - \Psi \right) \\ \sin(2\pi \vartheta_0 m - \Psi) &= \sin \left( 2\pi \left( \frac{d}{\lambda_0} \sin \varphi_0 \right) m - \Psi \right). \end{aligned} \quad (25)$$

В результате задача оценки направления на источник сводится к оценке пространственной частоты  $\vartheta_0$  гармонического колебания на фоне белого шума с минимальной дисперсией.

Вектор оценок параметров (19) с помощью  $(M \times 2M)$  матрицы

$$D = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & j & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & j & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & \dots & 1 & j \end{bmatrix}}_{M \times 2M}, \quad (26)$$

где  $j = \sqrt{-1}$  – мнимая единица,

несложно преобразовать в комплексный вид

$$Z = D \cdot \hat{\theta}. \quad (27)$$

Далее вектор  $Z$  легко представляется в виде комплексного сигнала переменной  $m$

$$z(m) = a \cdot \exp \left[ j \left( 2\pi \left( \frac{d}{\lambda_0} \sin \varphi_0 \right) m - \Psi \right) \right] + \varepsilon(m) = a \cdot \exp [j(2\pi \vartheta_0 m - \Psi)] + \varepsilon(m), \quad (28)$$

где  $\varepsilon(m)$  – шумовая составляющая с дисперсией  $\sigma_\varepsilon^2$  и ковариационной матрицей  $\sigma_\varepsilon^2 \cdot I$ .

В работе [6] проведено решение задачи оценки амплитуды, частоты и начальной фазы гармонического сигнала вида (28) на фоне белого гауссовского шума методом максимального правдоподобия. Представленные результаты показывают, что наилучшим методом оценки частоты является метод периодограммы [5,6], который для нашего случая имеет вид

$$\frac{1}{M} \left| \sum_{m=0}^{M-1} z(m) \cdot \exp(-j2\pi \vartheta \cdot m) \right|^2, \quad (29)$$

где  $| \cdot |$  – абсолютное значение (модуль) выражения.

Подставим в (29) информационную часть (28):

$$\begin{aligned} & \frac{1}{M} \left| \sum_{m=0}^{M-1} a \cdot \exp [j(2\pi \vartheta_0 m - \Psi)] \cdot \exp(-j2\pi \vartheta m) \right|^2 = \\ & = \frac{1}{M} \left| a \sum_{m=0}^{M-1} \exp[-j2\pi(\vartheta - \vartheta_0) \cdot m] \cdot \exp(-j\Psi) \right|^2 = \\ & = \frac{a^2}{M} \left| \sum_{m=0}^{M-1} \exp \left[ -j2\pi \left( \vartheta - \frac{d}{\lambda_0} \sin \varphi_0 \right) \cdot m \right] \right|^2. \end{aligned} \quad (30)$$

Несложно заметить, что в случае  $\vartheta = \vartheta_0 = \frac{d}{\lambda_0} \cdot \sin \varphi_0$  (30) имеет максимальное значение.

И, следовательно, оценка пространственной частоты  $\hat{\vartheta}_0$ , соответственно и угла  $\varphi_0$ , опреде-



ляется выбором частоты  $\vartheta$ , для которой периодограмма достигает максимального значения. При этом неравенство Рао-Крамера дисперсии оценки  $\hat{\vartheta}_0$  имеет вид [2, 6, 7]

$$\text{var}(\hat{\vartheta}_0) \geq \frac{6\sigma_\varepsilon^2}{a^2 \cdot M(M^2 - 1)(2\pi)^2} = \frac{6}{\left(\frac{a^2}{\sigma_\varepsilon^2}\right)M(M^2 - 1)} = \frac{6}{qM(M^2 - 1)}, \quad (31)$$

где  $q = \frac{a^2}{\sigma_\varepsilon^2}$  – отношение сигнал/шум.

Выражение (31) показывает, что граница Рао-Крамера оценки пространственной частоты обратно пропорциональна отношению сигнал/шум и уменьшается обратно пропорционально третьей степени числа гидрофонов в линейной антенной решетке, что делает рассмотренный способ достаточно помехоустойчивым [8].

### Заключение

Таким образом, в настоящей работе получен способ оптимальной оценки направления на источник сигнала для линейной антенной решетки при воздействии на нее коррелированных помех с неизвестной функцией распределения. При этом в отношении шума предполагается, что его плотность вероятности неизвестна, но он может быть описан первым и вторым моментами [9–10]. Сформированный антенной решеткой пространственно-временной сигнал в работе описан в виде линейной модели (7), которая включает и шумовую составляющую. В рамках данной модели (10) представляет вектор параметров, который несет информацию о направлении и который требуется предварительно оценить. Требования несмещенности и минимума дисперсии оценки реализованы на основе теоремы Гаусса-Маркова в виде матрицы весовых коэффициентов, которыми взвешиваются сигналы на выходе отдельных гидрофонов, в результате чего «отбеливается» шумовая составляющая пространственно-временного сигнала и минимизируется ее дисперсия.

### Список литературы

1. Монзинго, Р.А. Адаптивные антенные решетки / Р.А. Монзинго, Р.А. Миллер. – М.: Радио и связь, 1986.
2. Манелис, В.Б. Адаптация защитного интервала OFDM-сигнала к изменяющимся канальным условиям / В.Б. Манелис, И.В. Каюков // Радиолокация. Навигация. Связь: материалы Междунар. науч.-техн. конф., 2008.
3. Зелкин, Е.Г. Синтез антенн на основе атомарных функций / Е.Г. Зелкин, В.Ф. Кравченко. – М.: Радиотехника, 2003.
4. Kay S. Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N.J. – 1993.
5. Haykin S. Adaptive Filter Theory. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N.J. – 1986.
6. Hayes M.H. Statistical DIGITAL SIGNAL PROCESSING AND MODELING. JOHN WILEY & SONS, INC., New York. – 1996.
7. Марпл – мл., С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения / С.Л. Марпл – мл. – М.: Мир, 1996.
8. Рабинер, Л. Теория и применение цифровой обработки сигналов / Л. Рабинер, Б. Голд. – М.: Мир, 1978. – 848 с.

9. Кривошеев В.И. Современные методы цифровой обработки сигналов (цифровой спектральный анализ). Учебно-методический материал по программе повышения квалификации «Современные системы мобильной цифровой связи, проблемы помехозащищенности и защиты информации». – Нижний Новгород, 2006. – 117 с.

10. Kay S. Modern Spectral Estimation. Theory and Application. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N.J. – 1988.

***Сведения об авторах:***

Шостак Сергей Васильевич, кандидат технических наук, доцент, e-mail: servash@mail.ru;

Стародубцев Павел Анатольевич, доктор технических наук, профессор,  
e-mail: spa1958@mail.ru;

Бакланов Евгений Николаевич, доцент, e-mail: baklanoven@mail.ru;

Пичугин Константин Александрович, доцент, e-mail: pka2004@yandex.ru.