

*А. И. СТРЕЛКОВ, д-р техн. наук, Т. А. СТРЕЛКОВА, канд. техн. наук,  
А. П. ЛЫТЮГА, В. В. КОРОТКОВ*

## **АЛГОРИТМЫ ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛОВ В АКУСТООПТИЧЕСКИХ АНАЛИЗАТОРАХ СПЕКТРА**

### **Введение**

Современные радиотехнические системы призваны решать задачи обнаружения и измерения параметров непрерывных и импульсных сигналов, излучаемых радиолокационными станциями различного назначения. Для оперативного мониторинга радиообстановки необходимо определять такие параметры источников радиоизлучения, как мощность, длительность, время прихода радиоимпульса, частоту несущей радиосигнала и др., в реальном масштабе времени.

Радиолокационные системы обнаружения широко используют сигналы не только различных частот, но и различных длительностей. При изменении длительности зондирующих сигналов энергия импульсов, как правило, остается неизменной для предотвращения ухудшения характеристик обнаружения объектов.

Зависимость потенциальных характеристик обнаружения сигнала в выходной плоскости акустооптического анализатора спектра (АОАС) достаточно подробно описана в [1]. В известных системах решение о наличии сигнала на выходе устройства обработки акустооптического анализатора спектра принимается в случае превышения амплитудой сигнала заданного порога. При этом используются алгоритмы обработки сигналов, полученные в предположении, что акустооптические анализаторы спектра являются линейными системами.

Известно, что характеристики обнаружения радиоканала не зависят от длительности принимаемых импульсов, а определяются энергией сигнала. Однако опыт эксплуатации радиотехнических систем показал, что характеристики обнаружения сигналов в выходной плоскости акустооптического спектроанализатора существенно ухудшаются при уменьшении длительности радиоимпульса даже в том случае, когда энергия радиоимпульса остается постоянной.

При более детальном рассмотрении причин этого явления выяснилось, что передаточная характеристика акустооптического спектроанализатора не является линейной функцией длительности обнаруживаемых радиоимпульсов. Так, в [2] сделан вывод о нелинейности зависимости дифракционной эффективности акустооптического модулятора (АОМ) от длительности регистрируемого импульса. В [3,4,5] проведен анализ влияния конечности времени регистрации дифрагированного излучения и переходных процессов в акустооптическом модуляторе на характеристики выходных сигналов при уменьшении длительности обнаруживаемых импульсов и показано, что нелинейные эффекты оказывают существенное влияние на качественные характеристики обнаружения коротких радиолокационных импульсов в выходной плоскости акустооптических анализаторов спектра.

Следовательно, для обеспечения эффективности функционирования акустооптических спектроанализаторов необходимо модифицировать алгоритмы обнаружения сигналов с целью учета нелинейных эффектов, проявляющихся в акустооптических спектроанализаторах при обнаружении коротких радиолокационных импульсов.

### **Цель работы**

Целью данной работы является разработка алгоритмов обнаружения сигналов в выходной плоскости акустооптических анализаторов спектра при измерении спектральных характеристик коротких радиоимпульсов и получения аналитических выражений для оценки их эффективности.

## Постановка задачи

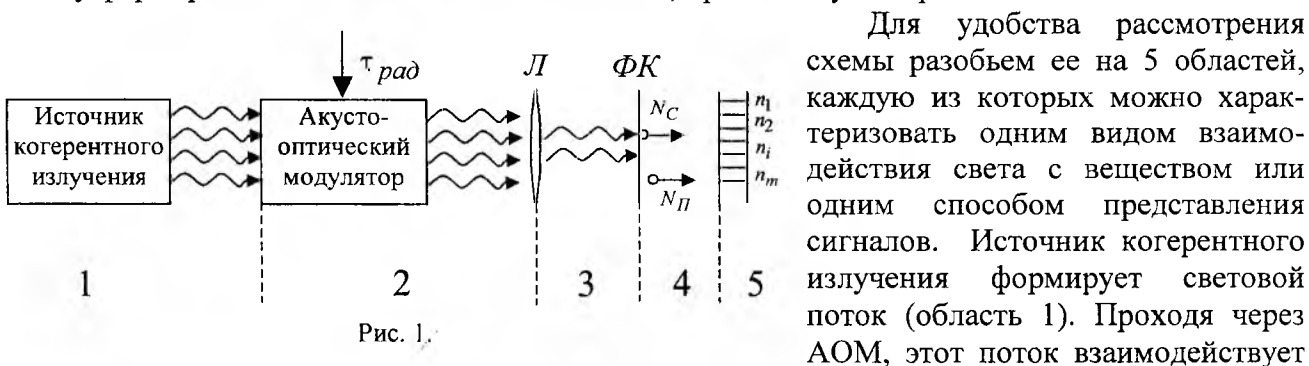
Теоретической основой для разработки алгоритмов обнаружения сигналов может служить математическая модель, описывающая связь параметров входных радиосигналов с характеристиками оптических сигналов на выходе акустооптического анализатора спектра, учитывающая нелинейные эффекты, возникающие при прохождении коротких сигналов. Тезисному изложению математической модели, описывающей связь этих параметров в зависимости от спектра радиоимпульсов и сигнала лазерного источника, посвящена работа [6]. В модели учтена корпускулярная структура сигнала на входе фотоприемника.

Параметры элементов оптического тракта реальных акустооптических спектроанализаторов, как правило, согласованы. Особое внимание при этом уделяется согласованию размеров линии задержки, параметров линзы, размеров элементарного фотоприемника. Коэффициент усиления выбирается из условия стабилизации шумовой составляющей. В случае, когда длительность анализируемого радиоимпульса  $\tau_{рад}$  значительно превосходит время распространения ультразвуковой волны в кристалле акустооптического модулятора, т.е.  $\tau_{рад} \gg \frac{D}{V_{зв}}$  ( $D$  – геометрический размер АОМ,  $V_{зв}$  – скорость распространения ультразвуковой волны в кристалле), обнаружение производится по превышению амплитудой сигнала определенного порога. Такая схема является квазиоптимальной и сравнительно легко технически реализуема.

При уменьшении длительности радиоимпульса в случае, когда  $\tau_{рад} \leq \frac{D}{V_{зв}}$ , условия согласования элементов АОАС изменяются и обнаружение по порогу становится неоптимальным, характеристики обнаружения существенно ухудшаются. Для оптимизации алгоритмов обнаружения сигналов в выходной плоскости акустооптического анализатора спектра необходимо учесть нелинейность передаточных функций структурных элементов АОАС при прохождении коротких сигналов и корпускулярную структуру оптического сигнала.

## Разработка алгоритмов обнаружения. Оценка их эффективности

Проанализируем процесс формирования выходного сигнала АОАС. Для этого рассмотрим схему формирования выходного сигнала АОАС, приведенную на рис. 1.



Для удобства рассмотрения схемы разобьем ее на 5 областей, каждую из которых можно характеризовать одним видом взаимодействия света с веществом или одним способом представления сигналов. Источник когерентного излучения формирует световой поток (область 1). Проходя через АОМ, этот поток взаимодействует с ультразвуковой волной, распространяющейся в акустооптическом кристалле (область 2). Оптическое излучение, выходящее из АОМ, содержит информацию о спектральных характеристиках анализируемого радиосигнала. Линза  $L$  выполняет Фурье-преобразование (область 3). Пространственное распределение интенсивности в плоскости фотокатода ФК, полученное с помощью методов волновой теории света и теории акустооптического взаимодействия, описывается выражением, приведенным в [4]. Запишем его в виде пропорциональности

$$E_{\Phi K} \sim E_0 \frac{\sin a(x - x_0)}{a(x - x_0)}, \quad (1)$$

где

$$a = \tau_{rad} \delta x b; \quad (2)$$

$E_0$  – амплитуда электрической составляющей световой волны в точке  $x = x_0$ ;  $x$  – текущая пространственная координата в плоскости фотоприемника;  $x_0$  – координата максимума интенсивности;  $b$  – размерный коэффициент пропорциональности, учитывающий параметры оптической системы.

С другой стороны, световой поток можно представить, используя положения корпускулярной теории света, как поток частиц – фотонов. Количество фотонов в световом потоке пропорционально квадрату модуля амплитуды электрической составляющей электромагнитной волны. Фотокатод осуществляет преобразование потока квантов света в поток носителей заряда  $N_C$  (область 4 (рис. 1)), тогда

$$N_C \sim |E_{\Phi K}|^2 \sim N_{C_0} \left[ \frac{\sin a(x - x_0)}{a(x - x_0)} \right]^2. \quad (3)$$

Из [4] известно, что амплитуда сигнала в выходной плоскости АОАС пропорциональна квадрату длительности радиоимпульса, т.е. в принятых нами обозначениях, введя размерный коэффициент пропорциональности  $b_1$ , можно записать:

$$N_{C_0} \sim b_1 \tau_{rad}^2 N_0, \quad (4)$$

где  $N_0$  – поток носителей, формирующийся при полном использовании апертуры АОМ, т.е.

$$\text{при } \tau_{rad} \gg \frac{D}{V_{зв}}.$$

Схематически вид пространственного распределения  $N_C$  можно представить в виде рис. 2.

Ширина главного лепестка  $\delta x$  находится из (1) и (2) при условии  $|a(x - x_0)| = \pi$ :

$$\delta x = \frac{2\pi}{\tau_{rad} b}. \quad (5)$$

Кроме сигнального потока зарядов  $N_C$ , возникающих вследствие взаимодействия квантов оптического излучения с веществом фотокатода, в области 4 образуется помеховый поток носителей  $N_{\Pi}$ , характеризующийся внутренними шумами фотокатода. Будем считать этот поток не связанным с оптическим излучением.

В области 5 интегрирующее звено производит интегрирование потоков  $N_C$

и  $N_{\Pi}$  по пространственно-временным ячейкам, ограниченным размерами элемента разрешения фотоприемника (фотокатода) и временем накопления  $T_H$ .

Будем считать, аналогично [7, 9], что потоки носителей заряда  $N_C$  и  $N_{\Pi}$  подчиняются закону Пуассона. Разобьем приемную апертуру (область 5 на рис. 1) на  $m$  элементарных пространственных областей размером  $\Delta x_i$  (рис. 3).

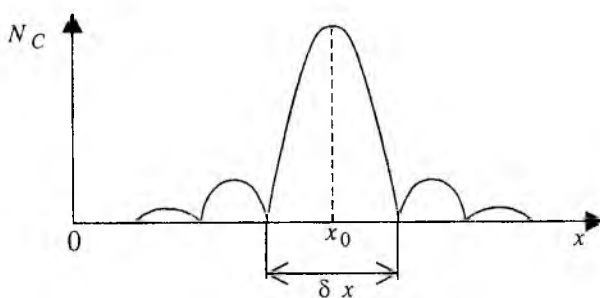


Рис. 2

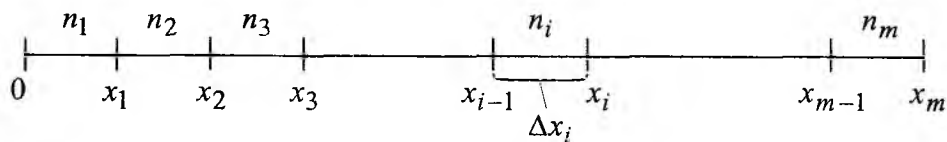


Рис. 3

На каждую элементарную область  $\Delta x_i$  за время накопления  $T_H$  приходится  $n_i$  зарядов. Так как  $N_C$  и  $N_{\Pi}$  – пуассоновские потоки, то закон распределения числа зарядов  $n_i$  определяется выражением:

$$P(n_i) = \frac{(\bar{n}_i)^{n_i}}{n_i!} \exp[-\bar{n}_i]. \quad (6)$$

Многомерная плотность вероятности дискретных величин  $n_i$  в случае отсутствия сигнальной составляющей в силу их независимости определяется выражением:

$$P_{\Pi}(n_1, \dots, n_i, \dots, n_m; \Delta x_1, \dots, \Delta x_i, \dots, \Delta x_m) = \prod_{i=1}^m \frac{[N_{\Pi} T_H \Delta x_i]^{n_i}}{n_i!} \exp[-N_{\Pi} T_H \Delta x_i], \quad (7)$$

где  $N_{\Pi} T_H \Delta x_i = \bar{n}_{\Pi_i}$  – среднее значение числа помеховых зарядов на  $i$ -м интервале;  $N_{\Pi}$  – средняя скорость счета помеховых зарядов на единичном пространственном интервале.

Для простоты изложения будем считать, что  $\bar{n}_{\Pi_i} = \bar{n}_{\Pi_j} = \bar{n}_{\Pi}$ .

Многомерная плотность вероятности величин  $n_i$  при наличии сигнальной компоненты определяется выражением:

$$P_{\Pi+C}(n_1, \dots, n_i, \dots, n_m; \Delta x_1, \dots, \Delta x_i, \dots, \Delta x_m) = \prod_{i=1}^m \frac{[(N_{\Pi} + N_C) T_H \Delta x_i]^{n_i}}{n_i!} \exp[-(N_{\Pi} + N_C) T_H \Delta x_i]. \quad (8)$$

Используя выражения (3), (7) и (8), запишем логарифм отношения правдоподобия для случая:

$$\frac{N_{C_i}}{N_{\Pi}} \ll 1, \quad (9)$$

т.е.

$$\ln L = \frac{N_0}{N_{\Pi}} Y(\hat{n}) - W_C. \quad (10)$$

В выражении (10) использованы следующие обозначения:

$$Y(\hat{n}) = \sum_{i=1}^m n_i \left[ \frac{\sin a(x_i - x_0)}{a(x_i - x_0)} \right]^2, \quad (11)$$

где  $\hat{n} = n_1, n_2, \dots, n_m$ ;

$$W_C = \sum_{i=1}^m N_{C_0} \left[ \frac{\sin a(x_i - x_0)}{a(x_i - x_0)} \right]^2 \Delta x_i T_H. \quad (12)$$

Очевидно, что величина  $W_C$  пропорциональна энергии принимаемого сигнала.

Из выражения (10) следует, что величина логарифма отношения правдоподобия с точностью до постоянных коэффициентов определяется значением функции  $Y(\hat{n})$ . Поэтому алгоритм обнаружения слабого сигнала в выходной плоскости акустооптического анализатора спектра можно представить в виде (рис.4).

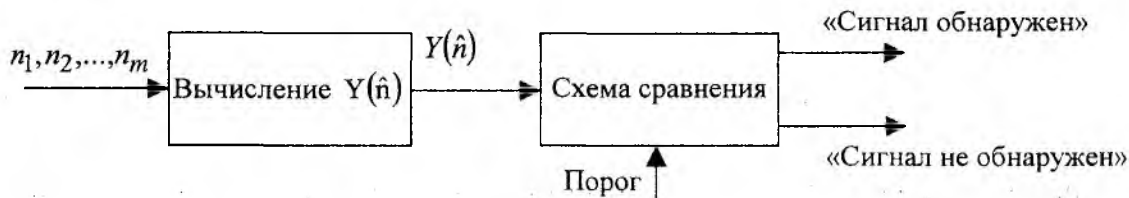


Рис. 4

Для оценки эффективности предложенного алгоритма необходимо определить характеристики обнаружения, т.е. условную вероятность правильного обнаружения и условную вероятность ложной тревоги. Выражения для нахождения этих вероятностей для общего случая приведены, например, в [8]:

$$D = \int_{u_{пор}}^{\infty} w_{C+\Pi}(u) du, \quad (13)$$

$$F = \int_{u_{пор}}^{\infty} w_{\Pi}(u) du, \quad (14)$$

где  $D$  и  $F$  – условные вероятности правильного обнаружения и ложной тревоги;  $w_{C+\Pi}(u)$  – плотность вероятности величины  $u$  в случае наличия сигнальной и помеховой составляющих;  $w_{\Pi}(u)$  – плотность вероятности помеховой составляющей.

Значения функции  $Y(\hat{n})$  являются случайной величиной и зависят от принятой реализации  $\hat{n}$ . Закон распределения, которому подчиняется величина  $Y(\hat{n})$ , из выражения (11) не очевиден. Хотя величины  $n_i$ , входящие в (11), имеют пуассоновскую статистику,  $m$  слагаемых, каждое из которых является произведением независимых пуассоновских величин на различные коэффициенты, определенным образом зависящие от пространственной координаты, не будет подчиняться закону Пуассона.

Однако, если число интервалов  $m$  достаточно велико для выполнения условия  $\Delta x_i \rightarrow 0$  (см. рис. 3), при больших значениях  $n_i$ , в силу закона больших чисел, закон распределения величины  $Y(\hat{n})$  будет стремиться к нормальному закону.

В силу вышесказанного будем в первом приближении считать величину  $Y(\hat{n})$  распределенной по нормальному закону. Тогда плотности вероятности, которые необходимо подставить в (13) и (14), можно записать в виде:

$$w_{C+\Pi}(u) = \frac{1}{\sigma_{C+\Pi} \sqrt{2\pi}} \exp \left[ -\frac{(u - \bar{u}_{C+\Pi})^2}{2\sigma_{C+\Pi}^2} \right], \quad (15)$$

$$w_{\Pi}(u) = \frac{1}{\sigma_{\Pi} \sqrt{2\pi}} \exp \left[ -\frac{(u - \bar{u}_{\Pi})^2}{2\sigma_{\Pi}^2} \right]. \quad (16)$$

Величина  $u$  в (15) и (16) соответствует величине  $Y(\hat{n})$ , определяемой выражением (11), а среднее значение  $\bar{u}$  и дисперсия  $\sigma^2$  соответствуют среднему значению и дисперсии величины  $Y(\hat{n})$ .

Запишем выражение для среднего значения величины  $Y_{\Pi}(\hat{n})$ :

$$\overline{Y_{\Pi}(\hat{n})} = \sum_{i=1}^m \bar{n}_i \left[ \frac{\sin a(x_i - x_0)}{a(x_i - x_0)} \right]^2. \quad (17)$$

Подставляя в (17) значение  $\bar{n}_i = N_{\Pi} T_H \Delta x_i$ , полагая  $x_0 = 0$  и заменив в (11) сумму интегралом, получим выражение для среднего значения помехи:

$$\overline{Y_{\Pi}(\hat{n})} = N_{\Pi} T_H \int_{-D/2}^{D/2} \left[ \frac{\sin ax_i}{ax_i} \right]^2 dx = \frac{\pi}{a} N_{\Pi} T_H. \quad (18)$$

Выражение для дисперсии величины  $Y_{\Pi}(\hat{n})$  будет иметь вид ( $D$  – знак дисперсии):

$$D(Y_{\Pi}(\hat{n})) = N_{\Pi} T_H \int_{-D/2}^{D/2} \left[ \frac{\sin ax_i}{ax_i} \right]^4 dx = \frac{2\pi}{3a} N_{\Pi} T_H. \quad (19)$$

Аналогичные рассуждения проведем для определения среднего значения и дисперсии величины  $Y_{C+\Pi}(\hat{n})$  и запишем:

$$\begin{aligned} \overline{Y_{C+\Pi}(\hat{n})} &= N_{\Pi} T_H \int_{-D/2}^{D/2} \left[ \frac{\sin ax_i}{ax_i} \right]^2 dx + N_{C_0} T_H \int_{-D/2}^{D/2} \left[ \frac{\sin ax_i}{ax_i} \right]^4 dx = \\ &= \frac{\pi}{a} N_{\Pi} T_H + \frac{2\pi}{3a} N_{C_0} T_H, \end{aligned} \quad (20)$$

$$\begin{aligned} D(Y_{C+\Pi}(\hat{n})) &= N_{\Pi} T_H \int_{-D/2}^{D/2} \left[ \frac{\sin ax_i}{ax_i} \right]^4 dx + N_{C_0} T_H \int_{-D/2}^{D/2} \left[ \frac{\sin ax_i}{ax_i} \right]^6 dx = \\ &= \frac{2\pi}{3a} N_{\Pi} T_H + \frac{11\pi}{20a} N_{C_0} T_H. \end{aligned} \quad (21)$$

Для оценки условной вероятности ложной тревоги выражения (18) и (19) необходимо подставить в (16), а полученный результат использовать для вычисления (14). Для оценки условной вероятности правильного обнаружения выражения (20) и (21) необходимо подставить в выражение (15), а затем вычислить (13).

### Обсуждение результатов, выводы

Полученные аналитические выражения для сигнального и помехового компонентов, их средних значений и дисперсии позволяют оценить вероятностные характеристики обнаружения по предложенному алгоритму при условии (9).

Проведем оценку эффективности предложенного алгоритма по критерию величины отношения сигнал/шум. Как известно из [8], этот критерий является универсальным при оценке эффективности обнаружения известного сигнала на фоне гауссовых помех. Следовательно, при оценке эффективности обнаружения по условным вероятностям правильного обнаружения и ложной тревоги результат будет аналогичным. Запишем выражения для отношения сигнал/шум  $\varphi$  в виде, аналогичном приведенному в [9]:

$$\varphi = \frac{\bar{u}}{\sqrt{D(u)}}. \quad (22)$$

Используя введенные обозначения, запишем (22) в виде:

$$\varphi = \frac{\overline{Y_C(\hat{n})}}{\sqrt{2D(Y_{C+\Pi}(\hat{n}))}}. \quad (23)$$

Подставляя (19) и (20) в (23) и учитывая, что  $N_{C_0} \ll N_{\Pi}$ , получим:

$$\varphi = \frac{N_{C_0} \sqrt{T_H} \sqrt{\frac{\pi}{3a}}}{\sqrt{N_{\Pi}}} \quad (24)$$

или с учетом (2) и (4):

$$\varphi = \tau_{\text{рад}}^{3/2} \frac{N_0 b_1 \sqrt{T_H} \sqrt{\frac{\pi}{3b}}}{\sqrt{N\Pi}} \quad (25)$$

Как показано в [4], в случае пренебрежения нелинейными эффектами, возникающими в АОАС при прохождении коротких радиоимпульсов, величина отношения сигнал/шум пропорциональна квадрату длительности импульса, т.е.

$$\varphi \sim \tau_{\text{рад}}^2 \quad (26)$$

Из сравнения (25) и (26) следует, что учет изменений энергии оптического сигнала, пространственного распределения интенсивности сигнала в выходной плоскости АОАС, связанных с уменьшением длительности анализируемого радиоимпульса, а также учет корпускулярных свойств оптического излучения позволяют синтезировать более эффективный (по критерию величины отношения сигнал/шум) алгоритм обнаружения оптических сигналов в выходной плоскости акустооптического спектроанализатора при анализе коротких радиоимпульсов.

Следовательно, использование предложенных алгоритмов позволит обнаруживать более короткие радиолокационные импульсы в выходной плоскости акустооптического анализатора спектра. При этом эффективность радиотехнической системы значительно увеличится по сравнению с эффективностью систем, использующих алгоритмы, не учитывающие нелинейные эффекты.

Предложенные алгоритмы обнаружения, учитывающие изменения пространственного распределения интенсивности сигнала в выходной плоскости АОАС с уменьшением длительности обнаруживаемого радиоимпульса и корпускулярные свойства оптического излучения, целесообразно использовать при модернизации существующих и проектировании перспективных систем мониторинга радиолокационной обстановки.

В заключение следует отметить, что при синтезе алгоритмов обнаружения сигналов в выходной плоскости АОАС необходимо наряду с учетом изменений энергетических и пространственных характеристик сигналов также учесть временную зависимость принимаемого сигнала в интервале  $0 < t < T_H$ . Решение этой задачи требует дополнительного рассмотрения и является предметом дальнейших исследований.

**Список литературы:** 1. *Оптическая обработка радиосигналов в реальном времени* / Под ред. С.В. Кулакова. М.: Радио и связь. 1989. 136 с. 2. *Стрелков А.И., Купченко Л.Ф., Коротков В.В.* Дифракционная эффективность акустооптических модуляторов системы спектрального анализа коротких радиолокационных импульсов // Системи обробки інформації: Зб. наук. праць. Харків: ХВУ. 2001. Вип. 5(15). С. 3 – 5. 3. *Стрелков А.И., Коротков В.В.* Алгоритмы обнаружения сигнала в выходной плоскости акустооптического анализатора спектра // Тр. 8-й межд. конф. «Теория и техника передачи, приема и обработки информации» ХНУРЭ. Харьков, 2002. С. 295 – 296. 4. *Стрелков А.И., Стадник А.М., Коротков В.В.* Особенности работы некогерентного акустооптического спектроанализатора при конечном времени регистрации // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.- техн. сб. 2001. Вып. 122. С. 162 – 168. 5. *Стрелков А.И., Копылов А.А., Коротков В.В.* Особенности обработки сигнала оптического датчика акустооптического спектроанализатора в режиме наблюдения коротких радиоимпульсов // Системи обробки інформації: Зб. наук. праць. Харків: ХВУ. 2002. Вип. 3(19). С. 162 – 171. 6. *Стрелков А.И., Коротков В.В.* Алгоритмы обнаружения сигнала в выходной плоскости акустооптического анализатора спектра // Тр. 7-й межд. конф. «Теория и техника передачи, приема и обработки информации» ХНУРЭ. Харьков, 2001. С. 114 – 115. 7. *Москвитин С.В., Стрелков А.И.* Теоретические основы оптической локации, МО Украины. Харьков. 1992. 208 с. 8. *Левин Б.Р.* Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Сов. радио, 1968. Т. 2. 503 с. 9. *Гальярди Р., Карп Ш.* Оптическая связь. М.: Связь, 1978. 424 с.

Харьковский национальный  
университет радиоэлектроники  
Харьковский военный университет

Государственная акционерная  
холдинговая компания «Топаз», г. Донецк

Поступила в редколлегию 24.03.2003